

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

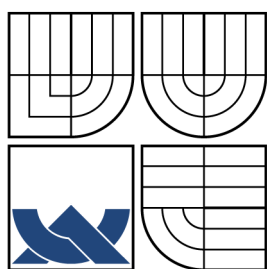
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

KMITOČTOVÉ FILTRY S PROUDOVÝMI AKTIVNÍMI
PRVKY

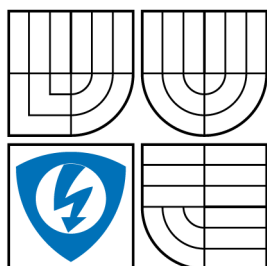
DOKTORSKÁ PRÁCE
DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Ing. JAN JEŘÁBEK



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

KMITOČTOVÉ FILTRY S PROUDOVÝMI AKTIVNÍMI PRVKY

FREQUENCY FILTERS WITH CURRENT ACTIVE ELEMENTS

DOKTORSKÁ PRÁCE
DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Ing. JAN JEŘÁBEK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Ing. KAMIL VRBA, CSc.

BRNO 2011

ABSTRAKT

Disertační práce se orientuje především na výzkum nových proudových aktivních prvků a jejich aplikace v kmitočtových filtrech, vhodných pro proudový mód. Práce je zaměřena na návrh nových zapojení filtrů vhodných nejen pro tradiční nediferenční režim zpracování signálů, ale i struktur pro plně diferenční zpracování.

V práci jsou navrženy tři obecné koncepce typu KHN filtrů druhého řádu, v nichž je řiditelnost činitele jakosti a kmitočtu komplexně sdružených pólů zajištěna pomocí několika vhodně zařazených říditelných proudových zesilovačů. Dalšími použitými aktivními prvky jsou proudový konvektor druhé generace, vícevýstupový proudový sledovač, transkonduktanční zesilovač a jejich diferenční obdoby. Z obecných struktur je možné odvodit velké množství řešení a některá z nich jsou prezentována i v této práci.

V práci je dále prezentováno několik multifunkčních a také jednoúčelových filtračních struktur druhého řádu a dvě varianty syntetických prvků n -tého řádu, se kterými je možné navrhnout filtry vyšších řádů, jak v nediferenční, tak i diferenční podobě.

Funkčnost nových řešení je ve všech případech ověřena simulacemi a v několika případech i měřeními.

KLÍČOVÁ SLOVA

proudový zesilovač, proudový sledovač, proudový konvektor, proudový mód, plně diferenční filtr, univerzální filtr, SIMO, SITO, DACA, MOCF, UCC, KHN, transkonduktanční zesilovač, kmitočtový filtr, analogové zpracování signálů

ABSTRACT

This doctoral thesis is focused mainly on research of new current active elements and their applications in frequency filters suitable for current-mode. Work is focused on design of new filtering structures suitable for traditional single-ended signal processing and also on structures suitable for fully-differential applications.

The thesis contains three designed general conceptions of KHN-type second-order filters. Adjustability of quality factor and pole frequency is provided by controllable current amplifiers that are placed properly in designed structures. Structures also contain second-generation current conveyors, multiple-output current followers, transconductance amplifiers and their fully-differential equivalents. There are lot of possible solutions that could be obtained from general structures, some of them are presented in the work.

The thesis also presents several multifunctional and also single-purpose filtering structures of second-order and two variants of n -th order synthetic elements which are suitable to realize higher order filters both in single ended and fully differential type.

In each case, functionality of new solutions is verified by simulations and in several cases also by real measurement.

KEYWORDS

current amplifier, current follower, current conveyor, current mode, fully-differential filter, universal filter, SIMO, SITO, DACA, MOCF, UCC, KHN, transconductance amplifier, frequency filter, analog signal processing

JERÁBEK, Jan *Kmitočtové filtry s proudovými aktivními prvky*: doktorská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2011. 147 s. Vedoucí práce byl prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou doktorskou práci na téma „Kmitočtové filtry s proudovými aktivními prvky“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího doktorské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené doktorské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této doktorské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Brno

.....

(podpis autora)

Poděkování

Děkuji vedoucímu práce *Prof. Ing. Kamilu Vrbovi, CSc.* za velmi užitečnou metodickou pomoc a cenné rady při zpracování této disertační práce.

Rovněž bych rád poděkoval kolegům *Ing. Jaroslavu Kotonovi, Ph.D.* a *Ing. Norbertu Herencsárovi, Ph.D.* za poskytnutí odborných konzultací a diskuzí nad koncepcí této práce.

Velmi bych chtěl poděkovat také svojí rodině za podporu během celého studia a především manželce *Hance* za oporu při dokončování této práce.

Brno

.....

(podpis autora)

SEZNAM ZKRATEK

AC	střídavý proud, alternating current
BOTA	operační transkonduktační zesilovač s diferenčním výstupem, balanced-output operational transconductance amplifier
CA	proudový zesilovač, current amplifier
CC	proudový konvektor, current conveyor
CCCII	řiditelný proudový konvektor druhé generace, 2nd-generation controlled current conveyor
CCI	proudový konvektor první generace, 1st-generation current conveyor
CCII	proudový konvektor druhé generace, 2nd-generation current conveyor
CCII+/-	proudový konvektor druhé generace s dvěma výstupy, dual-output 2nd-generation current conveyor
CCIII	proudový konvektor třetí generace, 3rd-generation current conveyor
CCTA	proudový konvektor transkonduktanční zesilovač, current conveyor transconductance amplifier
CDBA	diferenčně proudový oddělený zesilovač, current differencing buffered amplifier
CDTA	diferenčně proudový transkonduktanční zesilovač, current differencing transconductance amplifier
CF	proudový sledovač, current follower
CFA	operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou, current feedback amplifier
CFTA	proudově sledovací transkonduktanční zesilovač, current follower transconductance amplifier
CM	proudový mód nebo souhlasný signál, current mode or common mode signal
DACA	digitálně řiditelný proudový zesilovač, digitally adjustable current amplifier
DC	stejnoseměrný proud, direct current

DDCCII	diferenční tři-vstupový proudový konvektor druhé generace, 2nd-generation differential difference current conveyor
DO-CA	dvou-výstupový proudový zesilovač, dual-output current amplifier
DO-CF	dvou-výstupový proudový sledovač, dual-output current follower
DP	dolní propust, low pass
DVCCII	diferenční dvou-vstupový proudový konvektor druhé generace, 2nd-generation differential voltage current conveyor
DX-CCII	proudový konvektor druhé generace s dvěma proudovými vstupy, dual-X second-generation current conveyor
FČ	fázovací členek, all pass
FB-CCII	plně diferenční proudový konvektor druhé generace, fully-balanced second-generation current conveyor
FD-CCII	plně diferenční proudový konvektor druhé generace, fully-differential second-generation current conveyor
FD-CF	plně diferenční proudový sledovač, fully-differential current follower
FD-OPA	plně diferenční operační zesilovač, fully-differential operational amplifier
HP	horní propust, high pass
ICCI	invertující proudový konvektor první generace, 1st-generation inverting current conveyor
ICCII	invertující proudový konvektor druhé generace, 2nd-generation inverting current conveyor
ICCIII	invertující proudový konvektor třetí generace, 3rd-generation inverting current conveyor
iDP	invertující dolní propust, inverting low pass
iFČ	invertující fázovací členek, inverting all pass
iHP	invertující horní propust, inverting high pass
IO	integrovaný obvod, integrated circuit
iPP	invertující pásmová propust, inverting band pass

iPZ	invertující pásmová zádrž, inverting band stop
KHN	Kerwin-Huelsman-Newcomb
M–C	Mason-Coatesův, Mason-Coates
MIMO	obvod s více vstupy a výstupy, multiple-input multiple-output
MO-CF	vícévýstupový proudový sledovač, multiple-output current follower
MOTA	operační transkonduktační zesilovač s více výstupy, multiple-output operational transconductance amplifier
OA	operační zesilovač, operational amplifier
OTA	operační transkonduktační zesilovač, operational transconductance amplifier
PP	pásmová propust, band pass
PZ	pásmová zádrž, band stop
SIMO	obvod s jedním vstupem a více výstupy, single-input multiple-output
SITO	obvod s jedním vstupem a třemi výstupy, single-input three-outputs
SFG	graf signálových toků, signal-flow graph
SNAP	Symbolic Network Analysis Program
SPICE	Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
UCC	univerzální proudový konvektor, universal current conveyor
UVC	univerzální napěťový konvektor, universal voltage conveyor
VC	napěťový konvektor, voltage conveyor
VCCS	napětím řízení zdroj proudu, voltage-controlled current source
VF	napěťový sledovač, voltage follower
VFA	napěťový zesilovač s napěťovou zpětnou vazbou, voltage feedback amplifier
VM	napěťový mód, voltage mode

SEZNAM SYMBOLŮ A VELIČIN

A	zesílení prvku DACA, DACA gain
A_I	proudové zesílení, current gain
C	kapacitor, capacitor
D	jmenovatel přenosové funkce či elementární dvojpól typu D, denominator of transfer function or D-type two-port
DP	paralelní syntetický prvek typu D, D-type parallel synthetic element
E	elementární dvojpól typu E, E-type two-port
EP	paralelní syntetický prvek typu E, E-type parallel synthetic element
f	frekvence, frequency
f_0	frekvence komplexně sdružených pólů, poles frequency
G	vodivost, conductance
g_m	transkonduktance, transconductance
i	branový proud aktivního prvku, gate current of active element
$I, \mathbf{I}$	branový proud funkčního bloku a jeho Laplaceův obraz, gate current of function block and its Laplace transform
i_{SET}	řídící proud aktivního prvku, control current of active element
$I_{\text{VST}}, \mathbf{I}_{\text{VST}}$	vstupní proud funkčního bloku a jeho Laplaceův obraz, input current of function block and its Laplace transform
$I_{\text{VYST}}, \mathbf{I}_{\text{VYST}}$	výstupní proud funkčního bloku a jeho Laplaceův obraz, output current of function block and its Laplace transform
I/U	proud na napětí, current to voltage
I_{diff}/U	diferenční proud na napětí, differential current to voltage
$K_I, \mathbf{K}_I$	přenosová funkce proudu a její Laplaceův obraz, current transfer function and its Laplace transform
n	řád kmitočtového filtru nebo admitance, order of frequency filter or admittance

N	řád syntetického prvku, order of synthetic element
$p = j\omega$	komplexní proměnná – Laplaceův operátor, complex variable – Laplace operator
Q	činitel jakosti, quality factor
R	rezistor, resistor
u	branové napětí aktivního prvku, gate voltage of active element
$U, \mathbf{U}$	branové napětí funkčního bloku a jeho Laplaceův obraz, gate voltage of function block and its Laplace transform
u_{GEN}	generované napětí obvodového analyzátoru, generated voltage of network analyzer
u_{MER}	měřené napětí obvodového analyzátoru, measured voltage of network analyzer
U/I	napětí na proud, voltage to current
U/U_{diff}	napětí na diferenční napětí, voltage to differential voltage
$Y, \mathbf{Y}$	admittance a její Laplaceův obraz, admittance and its Laplace transform
$Y1+, Y2-, Y3+, Y+, Y-, X, X+, X-, Z1+, Z1-, Z2+, Z2-$	vstupní či výstupní, proudové či napěťové brány konvektorů UCC a FD-CCII, input or output, current or voltage gates of UCC and FD-CCII
$YS, XS, ZS+, ZS-$	vstupní či výstupní, proudové či napěťové brány konvektoru CCII+/-, input or output, current or voltage gates of CCII+/-
$Y_{\text{VST}}, \mathbf{Y}_{\text{VST}}$	vstupní admittance funkčního bloku a její Laplaceův obraz, input admittance of function block and its Laplace transform
$Z, \mathbf{Z}$	impedance a její Laplaceův obraz, impedance and its Laplace transform
$\omega = 2\pi f$	úhlový kmitočet, angular frequency
$\omega_0 = 2\pi f_0$	úhlový kmitočet komplexně sdružených pólů, angular frequency of complex poles

OBSAH

Úvod	14
1 Dosavadní vývoj	15
1.1 Rozvoj aktivních prvků pro proudový mód	15
1.1.1 Proudové konvejory	16
1.1.2 Proudové sledovače a zesilovače	17
1.1.3 Některé další aktivní prvky	18
2 Cíle disertace	19
3 Vybrané aktivní prvky a jejich vlastnosti	21
3.1 Vlastnosti nediferenčních aktivních prvků	21
3.1.1 Vlastnosti proudových konvejořů	21
3.1.2 Vlastnosti proudových sledovačů	24
3.1.3 Vlastnosti proudových zesilovačů	25
3.1.4 Vlastnosti transkonduktančních prvků	26
3.2 Vlastnosti diferenčních prvků	28
3.2.1 Vlastnosti diferenčního operačního zesilovače	29
3.2.2 Vlastnosti diferenčního proudového konvejořu	30
3.2.3 Vlastnosti diferenčního proudového sledovače	31
3.2.4 Vlastnosti diferenčního proudového zesilovače	32
4 Definice nediferenčních proudových přenosů	35
5 Definice diferenčních proudových přenosů	37
6 Nové univerzální kmitočtové filtry druhého řádu se třemi a více aktivními prvky	39
6.1 Úvod	39
6.2 Kmitočtové filtry s proudovými konvejory	40
6.2.1 Koncepce univerzálních filtrů s proudovými konvejory a řiditelnými parametry	40
6.2.2 Nediferenční univerzální filtr s třemi proudovými konvejory . .	42
6.2.3 Diferenční univerzální filtr s třemi diferenčními proudovými konvejory	44
6.2.4 Nediferenční řiditelný univerzální filtr s třemi proudovými konvejory a jedním DACA	46

6.2.5	Diferenční říditelný univerzální filtr s třemi diferenčními proudovými konvejory a jedním DACA	48
6.3	Kmitočtové filtry s proudovými sledovači	51
6.3.1	Koncepce univerzálních filtrů s proudovými sledovači a říditelnými parametry	51
6.3.2	Nediferenční univerzální filtr s třemi proudovými sledovači . . .	53
6.3.3	Diferenční univerzální filtr s třemi diferenčními proudovými sledovači	55
6.3.4	Nediferenční univerzální říditelný filtr s třemi proudovými sledovači a jedním DACA	56
6.3.5	Diferenční univerzální říditelný filtr s třemi diferenčními proudovými sledovači a jedním DACA	59
6.3.6	Nediferenční univerzální říditelný filtr s třemi proudovými sledovači a dvěma DACA	61
6.3.7	Diferenční univerzální říditelný filtr s třemi diferenčními proudovými sledovači a dvěma DACA	64
6.3.8	Ukázka nediferenčního univerzálního říditelného filtru s více říditelnými parametry	66
6.3.9	Ukázka diferenčního univerzálního filtru s více říditelnými parametry	67
6.4	Kmitočtové filtry s transkonduktančními prvky	68
6.4.1	Koncepce univerzálních filtrů s transkonduktančními sledovači a říditelnými parametry	68
6.4.2	Nediferenční univerzální přeladitelný filtr s dvěma transkonduktančními zesilovači a proudovým sledovačem	70
6.4.3	Diferenční univerzální přeladitelný filtr s dvěma transkonduktančními zesilovači a diferenčním proudovým sledovačem . . .	72
6.4.4	Nediferenční univerzální filtr s dvěma transkonduktančními zesilovači a dvěma proudovými prvky s více říditelnými parametry	74
6.4.5	Diferenční univerzální filtr s dvěma transkonduktančními zesilovači a dvěma proudovými prvky s více říditelnými parametry . . .	77
6.4.6	Ukázka nediferenčního univerzálního filtru s maximální přeladitelností mezního kmitočtu	80
6.4.7	Ukázka diferenčního univerzálního filtru s maximální přeladitelností mezního kmitočtu	81
6.5	Dílčí závěry k univerzálním filtrům	82

7	Původní multifunkční kmitočtové filtry druhého řádu s menším počtem aktivních prvků	84
7.1	Úvod	84
7.2	Kmitočtové filtry s proudovými konvejory	84
7.2.1	Nediferenční multifunkční říditelný filtr s dvěma proudovými konvejory	84
7.2.2	Diferenční multifunkční říditelný filtr s dvěma diferenčními proudovými konvejory	87
7.3	Kmitočtové filtry s proudovými sledovači a zesilovači	89
7.3.1	Nediferenční univerzální filtr s dvěma proudovými sledovači	89
7.3.2	Nediferenční multifunkční říditelný filtr s dvěma proudovými sledovači	91
7.4	Kmitočtové filtry s transkonduktančními prvky	94
7.4.1	Nediferenční multifunkční filtr s dvěma transkonduktančními zesilovači a proudovým zesilovačem	95
7.5	Dílčí závěry k multifunkčním filtrům	97
8	Jednouúčelové kmitočtové filtry druhého a vyššího řádu	99
8.1	Úvod	99
8.2	Kmitočtové filtry s proudovými sledovači a zesilovači	99
8.2.1	Nediferenční digitálně říditelná pásmová propust - varianta 1	99
8.2.2	Diferenční digitálně říditelná pásmová propust - varianta 1	101
8.2.3	Nediferenční digitálně říditelná pásmová propust - varianta 2	103
8.2.4	Diferenční digitálně říditelná pásmová propust - varianta 2	104
8.2.5	Nediferenční filtry vyšších řádů se syntetickými prvky	107
8.2.6	Diferenční filtry vyšších řádů se syntetickými prvky	110
8.3	Dílčí závěry k jednouúčelovým filtrům	114
9	Závěr	115
	Literatura	117
	Seznam příloh	131
A	Převodníky pro měření obvodů pracujících v proudovém módu	132
A.1	Převodníky pro měření nediferenčních obvodů	132
A.2	Převodníky pro měření diferenčních obvodů	134
B	Údaje o vyrobeném prototypu prvku DACA	136
C	Prvotní výsledky měření AC vlastností prvku DACA	142

ÚVOD

V oblasti zpracování signálů v současné době dominuje především digitální technika. Všechny signály vyskytující se v přírodě jsou však analogové, proto se nelze v řetězci zpracování či předzpracování signálu obejít bez analogových částí. Nejčastěji se jedná různé typy zesilovačů a kmitočtových filtrů. Tyto obvody upravují vlastnosti vstupního nebo výstupního signálu dle specifických požadavků dané aplikace. Důraz na dobré vlastnosti těchto bloků se neustále zvyšuje v souvislosti s rychlým pokrokem v oblasti zpracování signálů.

Problematika analogových kmitočtových filtrů je velmi rozsáhlým klasickým oborem, který se však neustále vyvíjí v souvislosti s využíváním nových aktivních prvků a koncepčních návrhových přístupů. Tradičně se filtrační obvody provozují v napěťovém módu (VM), což znamená, že vstupní i výstupní veličiny obvodu jsou vyjádřeny napětím. Dominantně jsou využívány filtry aktivního typu, jelikož mají mnoho nesporných předností. Často byl a stále je jako aktivní prvek využíván tradiční OA (operační zesilovač, operational amplifier) nebo obecně zesilovač s napěťovou zpětnou vazbou VFA (voltage-feedback amplifier).

U některých typů zpracovávaných signálů je informace reprezentována hodnotou nebo kmitočtem proudu. V případě použití obvodů pracujících v klasickém napěťovém módu a potřeby primárního zpracování proudu jsme nuceni tento proud nejprve převést na napětí, což nemusí být příliš výhodné. Dále platí, že neustálý vývoj výrobních technologií integrovaných obvodů je doprovázen snižováním napájecích napětí, spotřeby energie a tím logicky i snižováním úrovně zpracovávaných signálů. To způsobuje nežádoucí snižování poměru signál-šum a taktéž i dynamického rozsahu, který je obvod schopen zpracovat. Při použití proudu jako nosné veličiny je tento poměr o něco příznivější, je možné dosáhnout většího dynamického rozsahu zpracovávaných proudů. Dále lze říci, že při práci v proudovém módu (CM) se daří dosahovat větší šířky pásma a lepší linearity. To jsou některé z důvodů proč se v současné době různé typy obvodů a tedy i kmitočtové filtry stále více provozují v proudovém módu [102], [77]. Nejčastěji se s těmito obvody můžeme setkat u antialiasingových filtrů vysokorychlostních komunikačních systémů, při zpracování signálů v kabelových modemech, v automobilovém průmyslu při zpracování signálů z některých typů senzorů (např. ultrazvukových).

1 DOSAVADNÍ VÝVOJ

1.1 Rozvoj aktivních prvků pro proudový mód

Používání proudového módu [102] sebou přináší zvýšené požadavky na vlastnosti a také rozmanitost používaných aktivních prvků. To vede k neustálému vylepšování starších a k vývoji nových aktivních prvků, které jsou pro tento mód v mnoha ohledech vhodnější než tradiční operační zesilovač. Vývoj v oblasti nových aktivních prvků byl velmi detailně rozebrán v [14].

V první řadě jsou to operační transkonduktanční zesilovače (OTA – Operational Transconductance Amplifier) [84], varianta s diferenčním výstupem (BOTA – Balanced OTA) [39], [40] nebo více výstupy (MOTA – Multiple-Output OTA) [89] a dále proudové konvejory (CC – Current Conveyor) všech tří generací a nejrůznějších typů [87], [82], [32], [14], [22], případně napěťové konvejory (VC – voltage conveyor) [33], [27], [65]. O těchto prvcích lze tvrdit, že pracují ve smíšeném módu, což znamená, že veličiny, se kterými pracují z vnějšího pohledu a které jsou používány k popisu jejich vlastností, jsou jak napětí, tak proudy.

V poslední době jsou vyvíjeny i různé aktivní prvky pracující pouze s proudy. Je samozřejmé, že napětí a proud jsou veličiny, které od sebe nelze oddělit. Velikost proudu je však v daném případě nositelem informace. Jestliže jak aktivní prvek, tak následně celý filtrační obvod pracují v proudovém módu, hovoříme o tzv. čistě proudovém módu [102]. U proudového i čistě proudového módu je důležité v obvodu vždy sledovat i jednotlivá napětí, která přirozeně vnikají na všech impedancích. Nesmí dojít k překročení mezních napětí např. na vstupech nebo výstupech aktivního prvku, jinak by došlo k významnému zkreslení signálu. Z těchto důvodů u proudového módu často požadujeme aby uzly obvodu byly pokud je to možné nízkoimpedanční, což nám zajistí, že k překročení mezních napětí nedojde. Mezi čistě proudové aktivní prvky řadíme jednoduché proudové sledovače s různým počtem výstupních svorek [66], [44], [83], [38], [95], [126] a různé proudové zesilovače [74], [3], [97], [8], [136] zpravidla s možností řídit zesílení proudu.

Přednosti proudového módu jsou předmětem rozsáhlých debat odborné veřejnosti [81], [36] a lze s jistotou říci, že některé všeobecně uváděné výhody proudového módu zmíněné i v úvodu této práce platí jen za určitých podmínek a že proudový mód přináší také určité nevýhody, které budou uvedeny dále. Proudový mód se stále nepodařilo prosadit v masivním měřítku v komerční sféře. Vzniklo a bylo komerčně vyráběno několik integrovaných obvodů [62], [6], [29] určených zejména pro aplikace v proudovém módu, jejichž výroba však byla po určité době omezena, změněna nebo úplně zastavena, protože velkým společností se jejich výroba nevyplatila z důvodu nízké poptávky. V současné nabídce je jen několik málo typů integrovaných obvodů

pracujících s proudem. Obvody v proudovém módu se zejména využívají jako stavební bloky zákaznických integrovaných obvodů. Hlavní slabinou proudového módu je především neexistence dostatečného přístrojového vybavení, které by umožňovalo snadno a efektivně s těmito obvody pracovat. Běžné přístroje jsou ve většině případů uzpůsobené pro buzení a měření střídavého napětí a tak se v případě proudového módu často setkáváme s různými formami převodníků [80], [125], [113], které budou popsány i v příloze této práce. U zapojení pracujících s proudovými aktivními prvky se také ve většině případů nevyhneme plovoucím pasivním prvkům, což je nevýhodné z hlediska plné integrace obvodu. Přes všechny uvedené nevýhody je však všeobecně považován proudový mód za perspektivní, zejména s ohledem na pokračující proces škálování integračních technologií a s tím související snižování napájecích napětí, což přináší v aplikacích nemalé problémy [61].

1.1.1 Proudové konvejory

Proudový konvektor byl poprvé zaveden už v roce 1968 [87]. Z dnešního pohledu se jedná o proudový konvektor první generace (CCI – Current Conveyor I). V době uvedení nevzbudil příliš velký ohlas a mírný zájem se začal objevovat spíše až poté, co autoři prezentovali o dva roky později proudový konvektor druhé generace (CCII – Current Conveyor II) [82]. Třetí generace proudových konvektorů (CCIII – Current Conveyor III) byla definována až v roce 1995 [32]. Jednotlivé generace jsou od sebe z vnějšího pohledu odlišeny pouze orientací a způsobem odvození proudů na napěťové bráně Y, nejedná se tedy o vývojově vyšší typy. Proudový konvektor pracuje ve smíšeném módu, tzn. využívá proudových i napěťových svorek.

Postupně vznikla u každé generace proudových konvektorů celá řada mírně odlišných variant. Jedná se především o různé množství a orientaci vstupních a výstupních svorek, vzájemně invertované verze apod [31], [11], [47], [9], [23], [63]. Z důvodu velké roztržitosti a širokého spektra variant se až na několik výjimek nedostaly proudové konvejory do výrobních programů významných výrobců anebo se vyráběly jen po určité období. Některé složitější integrované obvody obsahují proudové konvejory jako jeden z vnitřních stavebních bloků, v takových případech je ale není možné použít samostatně. V současné době je dostupný velmi kvalitní proudový konvektor od Texas Instruments, OPA 615 [69] a dále obvody pod označením OPA 861 [72] a OPA 860 [71]. Konkrétně se u OPA 615, OPA 861 i OPA 860 jedná o proudové konvejory druhé generace s jedním proudovým výstupem s pozitivní orientací proudu (CCII+).

V roce 2000 byla představena koncepce univerzálního proudového konvektoru (UCC - Universal Current Conveyor) [13], jež byla vyvinuta na našem pracovišti. Univerzální proudový konvektor je navržen tak, aby umožňoval realizovat zejména

všechny tehdy známé a i některé nové varianty proudových konvektorů prostřednictvím jednoho čipu [129]. UCC byl vyroben ve spolupráci se společností AMI Semiconductor (nyní ON Semiconductor) v roce 2006 v technologii CMOS 0,35 μm a v současné době je k dispozici v inovované verzi z roku 2007 pod označením UCC-N1B-0520. Hlavní předností UCC je, že umožňuje experimentálně ověřit vlastnosti zapojení navrženého s konvektorem libovolné generace a libovolného typu [21].

1.1.2 Proudové sledovače a zesilovače

Nejjednodušším prvkem, který pracuje na svých vstupech a výstupech pouze s proudem je jednoduchý proudový sledovač (CF – Current Follower). Jeho použití ve filtračních obvodech [58], [103], [66], [10], [44], [83], [38], [94], [95], [126], [119] je výhodné zejména kvůli jednoduchosti jeho vnitřní struktury, se kterou souvisí možnost dosahovat velké šířky pásma. Často se můžeme v publikovaných pracích setkat i se strukturami, kde se kombinují proudové sledovače s napěťovými sledovači [103], [38]. V tomto případě se však již nejedná o čistě proudový mód. V případě proudového módu lze dosáhnout nízkého počtu aktivních prvků ve filtrační struktuře právě tehdy, když má aktivní prvek více proudových výstupů. To je jeden z důvodů, který vedl k zavádění variantních řešení proudových sledovačů s dvěma výstupy (DO-CF – Dual-Output Current Follower) [103], [83], [38] nebo více výstupy (MO-CF – Multiple-Output Current Follower) [94], [95], [123]. Nejčastěji užívaná verze obsahuje jeden proudový vstup a čtyři proudové výstupy, přičemž dva z nich vstupní proud opakují a další dva vstupní proud invertují. Proudové sledovače jako samostatné obvody nejsou na trhu dostupné a proto je výhodné, že variantu MO-CF je možné v současné době pro praktické realizace vytvořit integrovaným obvodem UCC-N1B-0520. Vzhledem k univerzálnosti UCC a s ní souvisejícími vlastnostmi je však tato varianta vhodná pouze k základnímu ověření.

Velká pozornost je přibližně od roku 2000 věnována i proudovým zesilovačům (CA – Current Amplifier) [74], [3], [75], [88], [97], [76], [8], [136]. Některé výzkumné týmy dokázaly dotáhnout návrh až do fáze výroby prototypů [8], [75], jiné zůstávají pouze u teoretických koncepcí a simulací [3], [74], [88]. Přesto se žádný z již existujících proudových zesilovačů příliš neuchytil a nedošlo k jeho masovému nasazení. Určitý problém spočívá v tom, že pojem proudového zesilovače není zcela jednotný – existuje několik navzájem různých definicí a variant. Méně podstatná odlišnost spočívá v tom, kolik má který proudový zesilovač vstupů a kolik výstupů. Hlavní odlišností však je skutečnost, jaké je proudové zesílení a jak je definován proud, který se zesiluje. Některé teoretické koncepce usilují o dualitu k operačnímu zesilovači [3], [74], [75] a tedy i o vysoké proudové zesílení. Nekonečné proudové zesílení však není z technologického hlediska příliš reálné. Proto jsou koncepce proudového

zesilovače postaveny tak, že zesílení je konečné. Takovéto konečné zesílení je pak často možné měnit v určitém intervalu hodnot, typicky ± 1 až ± 10 . U některých řešení je řízení realizováno obdobně jako u OTA zesilovačů, prostřednictvím řídicího proudu, u jiných číslicově prostřednictvím digitálních vstupů integrovaného obvodu. První řešení umožňuje měnit hodnotu zesílení plynule v daném intervalu, digitální řízení pak poskytuje omezený počet možných hodnot zesílení, které však jsou jasně definovány a přenosové vlastnosti mohou být pro jednotlivá zesílení optimalizovány.

Na pracovišti ÚTKO FEKT VUT v Brně byl v letech 2008-2010 ve spolupráci se společností ON Semiconductor vyvinut digitálně říditelný proudový zesilovač s diferenčním vstupem a výstupem (DACA – Digitally Adjustable Current Amplifier) [136]. Na stanovení koncepce DACA a na určení plánovaných parametrů jsem se podílel. Tento prvek je přímo určen pro proudový mód, vykazuje velkou šířku kmitočtového pásma a velmi dobrý dynamický rozsah a je proto velkým příslibem do budoucna.

1.1.3 Některé další aktivní prvky

V literatuře se často můžeme setkat s tzv. odvozenými aktivními prvky [14], které vznikly spojením dvou nebo více jednodušších aktivních prvků. Typickými zástupci jsou varianty spojující různé typy proudových sledovačů a transkonduktačního zesilovače. Tyto prvky jsou vhodné pro proudový mód, přestože na vstupu transkonduktačního prvku pracují s napětím. Díky tomu filtry s těmito aktivními prvky často vystačí pouze s uzemněnými pasivními prvky, což je výhodné při integraci. Jako konkrétní příklady uveďme CDTA (Current Differencing Transconductance Amplifier) [15], [50], CDBA (Current Differencing Buffered Amplifier) [1], CCTA (Current Conveyor Transconductance Amplifier) [86] a CFTA (Current Follower Transconductance Amplifier) [42], [41]. Schéma kmitočtového filtru navrženého s těmito obvody pak vypadá jednoduše a přehledně z důvodu nízkého počtu aktivních prvků a uzemněných pasivních součástek. Pro celé zapojení jsou klíčové vlastnosti aktivního prvku, který by měl mít obecně lepší vlastnosti než kdyby byly použity dva samostatné aktivní prvky, z kterých se skládá. Je však zřejmé, že pevné spojení dvou aktivních prvků do jednoho bloku omezuje variabilitu řešení při návrhu nových struktur.

Z dalších aktivních prvků jmenujme ještě napěťové konvejory, které byly definovány už v roce 1981 [33] a které tvoří duální prvky ke konvejmům proudovým. Napěťové konvejory lze taktéž koncipovat v několika generacích a typech a z tohoto důvodu byl v roce 2007 na našem pracovišti vyvinut a vyroben ve spolupráci s AMI Semiconductor UVC univerzální napěťový konvejm [64], [65], [91], který je možné zapojit jako všechny možné generace i typy napěťových konvejmů.

2 CÍLE DISERTACE

Disertační práce bude zaměřena především na výzkum nových proudových aktivních prvků a jejich aplikací v kmitočtových filtrech proudového módu. Cíle disertační práce lze rozdělit do tří hlavních směrů.

Prvním směrem disertační práce bude návrh nediferenčních a diferenčních univerzálních filtračních zapojení s využitím vhodných kombinací netradičních aktivních prvků. Jsou to především proudové konvejory, proudové sledovače a zesilovače, případně OTA zesilovače nebo i jejich vzájemná kombinace. Univerzální filtrační bloky umožňují realizovat všech pět základních filtračních funkcí (dolní, horní či pásmová propust, pásmová zadrž a fázovací článek) v rámci jednoho zapojení. Tato struktura pak může být zařazena v knihovně návrháře jako víceúčelový blok, který je možné použít podle aktuální potřeby. V určitých případech je výhodné, když je univerzální zapojení postaveno tak, že je možné realizovat více nebo dokonce všechny funkce současně. Další důležitou vlastností hledaných zapojení je jejich snadná kaskádovatelnost. Filtry vyšších řádů se zpravidla skládají z kaskády dílčích bloků druhého řádu a vstupně-výstupní vlastnosti těchto bloků jsou z tohoto pohledu velmi podstatné. U těchto filtrů bude pozornost zaměřena na využití nového aktivního prvku DACA, který je možné využít jako řídicí element filtru v již existujících zapojeních, případně v zapojeních zcela nových. Řiditelnost resp. s tím související přeladitelnost je dnes velmi žádanou vlastností filtračních zapojení. Další širokou oblastí aplikace prvku DACA, ale i dalších prvků, jsou filtry pracující s diferenčními proudovými signály, tzv. plně diferenční filtry (někdy též symetrické filtry). Tyto filtry se zejména pro výborné šumové vlastnosti využívají např. v kabelových modemech nebo jiných přenosových systémech, v automobilovém průmyslu, audio technice apod.

Druhým cílem je návrh a následná analýza původních zapojení realizujících multifunkční případně univerzální kmitočtové filtry druhého řádu. Důraz bude kladen na nízký počet aktivních prvků v zapojení, což může mít za následek horší vlastnosti v některých ohledech, např. kaskádovatelnosti těchto struktur. Využity budou známé aktivní prvky, v některých případech v kombinaci s prvkem DACA. Základním požadavkem na hledané struktury je multifunkčnost řešení, což v praxi znamená, že jedna obvodová topologie je použitelná vícenásobně.

Třetím směrem je pak návrh jednoúčelových filtračních obvodů, jejichž vlastnosti jsou však nějakým způsobem výhodné. U těchto zapojení je požadováno, aby byly navrženy i varianty vhodné pro diferenční zpracování signálů.

Nalezené struktury budou ověřeny prostřednictvím počítačových simulačních nástrojů za použití vhodných modelů použitých aktivních prvků, které budou pojednány pro každý aktivní prvek v kap. 3. Vlastnosti vybraných řešení budou také ověřeny experimentálním měřením. K tomuto účelu budou využity dostupné integro-

vané obvody, zejména univerzální proudový konvektor, který je možné využít v mnoha různých konfiguracích a zapojeních. Pro porovnání budou v těchto případech použity přesné simulační modely získané většinou měřením skutečných vlastností daných prvků.

Ve všech uvedených částech jsou v práci řazeny nediferenční a diferenční filtry v po sobě následujících kapitolách, jelikož spolu významně souvisí a je pak možné přehledněji srovnávat nediferenční a z něj odvozený diferenční filtrační obvod, což je také dílčím cílem práce. Aby bylo možné považovat srovnání za relevantní, jsou v těchto případech používány pro diferenční i nediferenční obvody modely stejné úrovně složitosti.

Analýzy všech navržených obvodů budou ve všech případech zaměřeny především na modulové charakteristiky a v případě funkce typu fázovací člen také na fázovou charakteristiku a skupinové zpoždění.

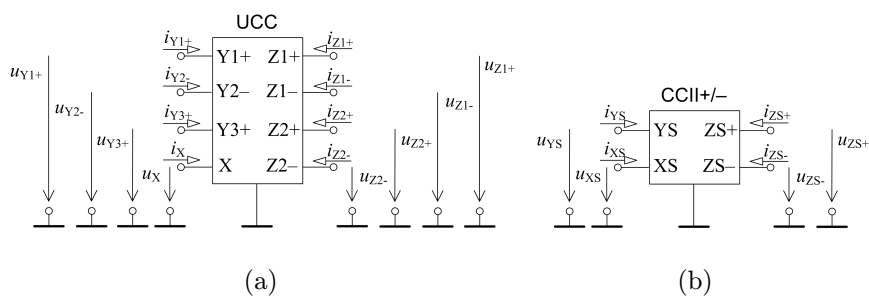
3 VYBRANÉ AKTIVNÍ PRVKY A JEJICH VLASTNOSTI

V této kapitole jsou představeny aktivní prvky, jejich základní vlastnosti a modely. V dalších kapitolách práce jsou pak tyto prvky využívány k návrhu kmitočtových filtrů. Některé z aktivních prvků byly vyvinuty během posledních let na Ústavu telekomunikací a vyrobeny ve spolupráci s ON Semiconductor Design Centre Brno.

3.1 Vlastnosti nediferenčních aktivních prvků

3.1.1 Vlastnosti proudových konvektorů

Proudové konvektory byly uvedeny v roce 1968 [87], první generace se označuje jako CCI (proudový konvektor první generace, 1st-generation current conveyor). Další generace jsou uváděny pod označením CCII (proudový konvektor druhé generace, 2nd-generation current conveyor) [82] a CCIII (proudový konvektor třetí generace, 3rd-generation current conveyor) [32]. Dále vzniklo velké množství podtypů jednotlivých generací, které se vzájemně liší např. v orientaci a počtu výstupních proudů, počtu a typu vstupních svorek apod [14], jako např. invertující proudové konvektory [11], [57], konvektory s diferenčními vstupy [47], [28], [9], nebo proudový konvektor druhé generace s říditelným proudovým přenosem (CCCII) [31], [104], [63]. Vývoj byl uzavřen vytvořením UCC (univerzální proudový konvektor, universal current conveyor) [13], který umožňuje realizovat všechny známé typy proudových konvektorů a i některé v době jeho uvedení zcela nové typy. Schematická značka UCC je naznačena na Obr. 3.1(a). Obvod UCC byl pro naše pracoviště vyroben v integrované technologii CMOS $0,35\mu\text{m}$ a v současné době ho máme k dispozici v inovované verzi pod označením UCC-N1B 0520 [91], [129]. Pouzdro obvodu obsahuje kromě UCC také CCII+/-, jak je naznačeno na Obr. 3.1(b).



Obr. 3.1: Univerzální proudový konvektor (a) schematická značka UCC (b) schematická značka CCII+/-

Uzly Y_{1+} , Y_{2-} , Y_{3+} představují napěťové vstupy, svorka X pak proudový vstup. Uzly Z_{1+} a Z_{2+} nebo Z_{1-} a Z_{2-} jsou proudové výstupy s pozitivním nebo negativním proudovým přenosem ze svorky X. UCC je obecně popsán hybridní maticí:

$$\begin{bmatrix} i_{Y1+} \\ i_{Y2-} \\ i_{Y3+} \\ u_X \\ i_{Z1+} \\ i_{Z1-} \\ i_{Z2+} \\ i_{Z2-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Y1+} \\ u_{Y2-} \\ u_{Y3+} \\ i_X \\ u_{Z1+} \\ u_{Z1-} \\ u_{Z2+} \\ u_{Z2-} \end{bmatrix}. \quad (3.1)$$

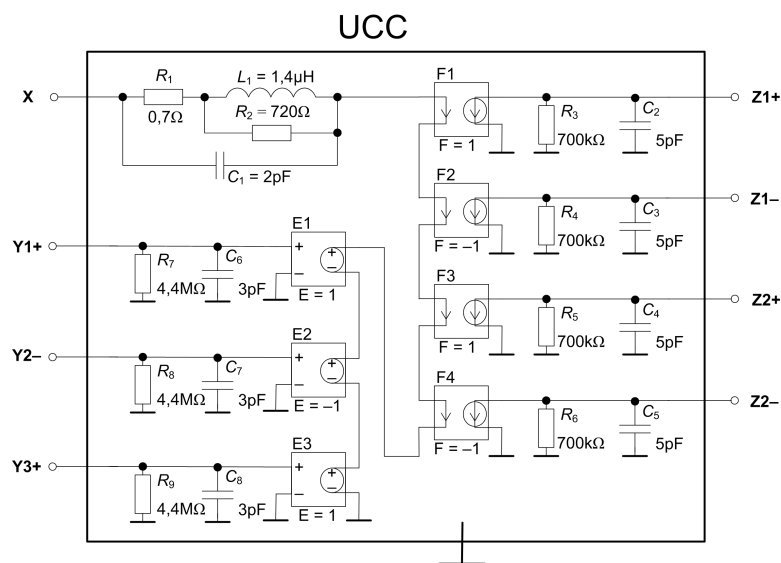
UCC je koncepčně navržen tak, aby bylo možné pomocí propojení některých svorek realizovat konvejory všech tří generací. Z první generace CCI jsou to CCI+, CCI−, CCI+/-, CCI-/- a invertující ICCI+, ICCI−, ICCI+/-, ICCI-/-, z druhé generace CCII+, CCII−, CCII+/-, CCII+/+, CCII-/- a invertující ICCII+, ICCII−, ICCII+/-, ICCII+/+, ICCII-/- a u třetí generace konvejory CCIII+, CCIII−, CCIII+/-, CCIII+/+ a invertující typy ICCIII+, ICCIII−, ICCIII+/-, ICCIII+/+. Dále můžeme pomocí UCC realizovat vícevstupové proudové konvejory jako např. diferenční (dvouvstupové) DVCCII−, DVCCII+, DVCCII−, DVCCII+/-, DVCCII+/+, DVCCII-/- a také diferenční (třívstupové) DDCCII+, DDCCII−, DDCCII+/-, DDCCII+/+, DDCCII-/-, DDCCII+. Mimo proudových konvejořů lze pomocí UCC snadno vytvořit např. i MO-CF (vícevýstupový proudový sledovač, multiple-output current follower) [114], [108], nebo prvek BOTA (operační transkonduktační zesilovač s diferenčním výstupem, balanced-output operational transconductance amplifier) [39], [116] jak je uvedeno dále a případně i další aktivní prvky [42], [43]. UCC má tedy velmi široké aplikační uplatnění.

Jak již bylo uvedeno, pouzdro UCC obsahuje také obvod CCII+/-, který je popsán následující hybridní maticí:

$$\begin{bmatrix} i_{YS} \\ u_{XS} \\ i_{ZS+} \\ i_{ZS-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{YS} \\ i_{XS} \\ u_{ZS+} \\ u_{ZS-} \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

Prvky UCC a CCII budou v této práci modelovány dvěma způsoby. V případě filtrů, které byly experimentálně změřeny a obsahují tyto prvky, budou pro účely porovnání použity v simulacích přesné modely, které byly získány měřením parametrů vlastností 50 vzorků čipu těchto obvodů a publikovány např. v [91] a [129].

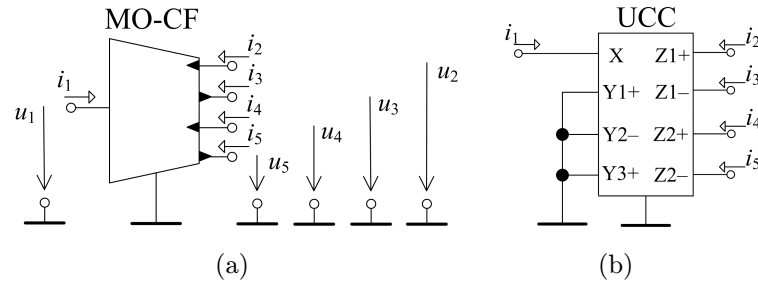
Když budeme analyzovat chování filtrů, které nebyly měřeny, např. protože obsahují prvky, které dosud nebyly vyrobeny, budou použity jednodušší modely [91]. U nevyrobených prvků není možné ani smysluplné vytvářet přesné modely a tyto prvky jsou proto v dalších kapitolách popsány jednoduššími modely. Z důvodu relevantnosti srovnání budou v těchto případech i u modelů prvků UCC a CCII používány jednodušší modely, které jsou naznačeny na Obr. 3.2 a Obr. 3.3.



Tyto modely nereflakují skutečnou vnitřní strukturu prvku, ale pouze základní rysy vnějšího chování, proto je můžeme považovat za makromodely. Ze struktury je zřejmé, že se jedná o modely třetího řádu vhodné pouze pro simulace se střídavými signály. Uvedený simulační model vystihuje z neideálních vlastností pouze vstupní a výstupní impedance svorek, které se významnou měrou podílí na reálném chování konečného obvodu. Parametry součástek modelu jsou stanoveny tak, aby charakter impedancí těchto svorek odpovídal skutečnosti [91].

3.1.2 Vlastnosti proudových sledovačů

Proudové sledovače (CF) tvoří spolu s napětovými sledovači (VF) základ mnoha běžně používaných aktivních prvků a často se používají také při modelování jejich vlastností. Tyto elementární prvky je však možné použít i samostatně. V rámci této práce bude velká pozornost věnována proudovým sledovačům a to s jedním až čtyřmi výstupy [58], [66], [10], [44], [83], [38], [95]. Schematická značka MO-CF, tedy varianty se čtyřmi výstupy, z nichž dva a dva mají stejnou orientaci proudů, je uvedena na Obr. 3.4(a). Prvek MO-CF lze snadno realizovat např. využitím univerzálního proudového konveje (Obr. 3.4(b)). Všechny napěťové vstupy UCC jsou v tomto případě uzemněny a nemají tak na funkci obvodu žádný vliv.



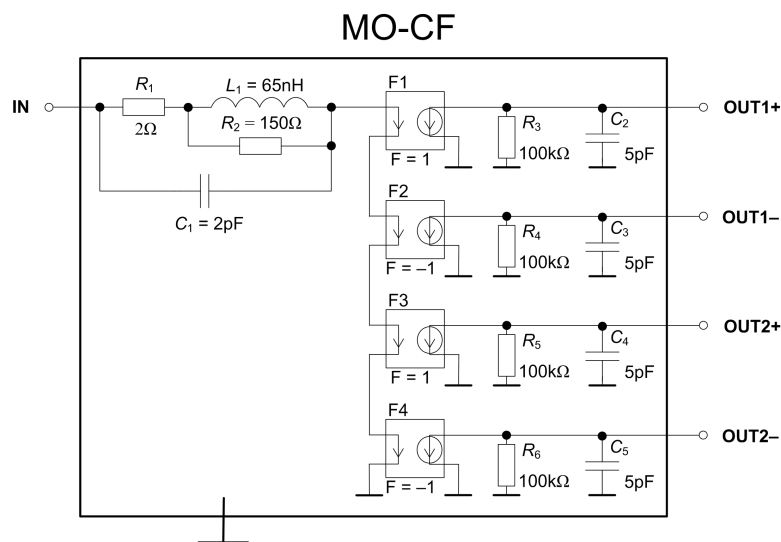
Obr. 3.4: (a) Schematická značka prvku MO-CF (b) Realizace MO-CF pomocí prvku UCC

Všechny svorky tohoto aktivního prvku jsou proudové. MO-CF lze také popsat hybridní maticí:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \\ i_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \\ u_5 \end{bmatrix}. \quad (3.3)$$

Simulační model MO-CF postihující reálné vlastnosti lze snadno odvodit z přesného modelu UCC [126], [119]. Tento model bude využit v případě porovnání výsledků měření a výsledků simulací pro případy, kdy byl obvod MO-CF realizován pomocí UCC.

V ostatních případech bude použit jednoduchý model, který je uveden na Obr. 3.5 tak, aby srovnání poskytovalo relevantní výsledky. Vzhledem k tomu, že u takto jednoduchého aktivního prvku můžeme očekávat šířku pásma 100 MHz a vyšší, a zároveň že veškeré simulace filtrů v této práci jsou nejvýše do kmitočtu 100 MHz, není v modelu zahrnuta vlastnost (pól), která by limitovala šířku pásma. Z obrázku je patrné, že jsou modelovány pouze vstupní a výstupní impedance svorek. Hodnoty součástek jsou odvozeny z očekávaných vlastností vstupně/výstupně obdobného prvku, DACA. Tyto vlastnosti vyplynuly ze simulací tranzistorového modelu prvku DACA, více viz kap. 3.2.4. Je také zřejmé, že počet výstupů lze snadno rozšířit nebo snížit, čímž obdržíme např. prvek DO-CF s dvěma různě orientovanými výstupy. I tento model je určen pouze pro střídavé simulace.

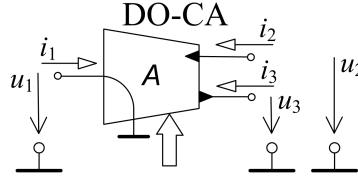


Obr. 3.5: Jednoduchý simulační model MO-CF třetího řádu

3.1.3 Vlastnosti proudových zesilovačů

Proudové sledovače jsou charakteristické tím, že výstupní proud má vždy stejnou okamžitou hodnotu jako proud vstupní (ideálně) a jejich hlavní charakteristikou je zpravidla vytváření více kopií s nulovým fázovým natočením nebo s natočením fáze o 180° vzhledem k vstupnímu signálu. Naproti tomu proudové zesilovače okamžitou hodnotu vstupního proudu mění, zpravidla zesilují, v některých případech

i utlumují. Změna hodnoty proudu zpravidla není fixní, ale lze ji externě řídit. Proudových zesilovačů byla definována celá řada, velká pozornost je této problematice věnována přibližně od roku 2000 [3], [75], [88], [97], [76], [8]. Klasifikovat je můžeme na základě dvou základních kritérií: způsob řízení zesílení proudu a počtu vstupních a výstupních svorek. Způsoby řízení zesílení proudu již byly rozebírány v kap. 1.1.2. Na Obr. 3.6 je naznačena schematická značka pro obecnou variantu s jedním vstupem a dvěma výstupy DO-CA¹, s blíže nespecifikovaným digitálním řízením.



Obr. 3.6: Schematická značka prvku DO-CA

Všechny svorky tohoto aktivního prvku jsou obdobně jako u proudových sledovačů proudové. DO-CA z Obr. 3.6 lze popsat následující hybridní maticí:

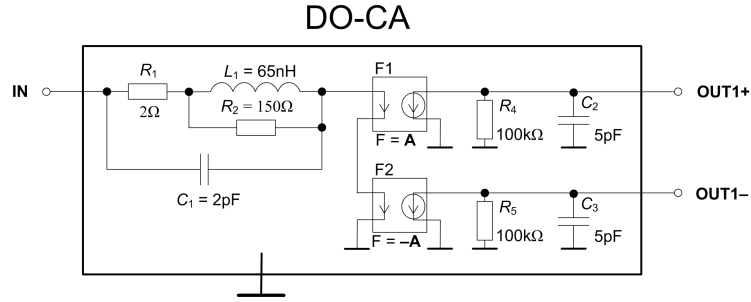
$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ A & 0 & 0 \\ -A & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}. \quad (3.4)$$

Jelikož přímo tento prvek fyzicky prozatím neexistuje, stačí definovat pouze jednodušší model třetího řádu, který je naznačen na Obr. 3.7. Model byl vytvořen tak, aby postihoval stejné vlastnosti, jako ostatní jednoduché modely v této práci. Konkrétní hodnoty součástek byly i v tomto případě odvozeny od funkčně blízkého prvku DACA. Z modelu je patrné, že počet výstupů může být snadno upraven. I tento model je vhodný pouze pro střídavé simulace do kmitočtu 100 MHz. U prvku předpokládáme šířku pásma vyšší než 100 MHz, proto v modelu není zahrnut dominantní pól.

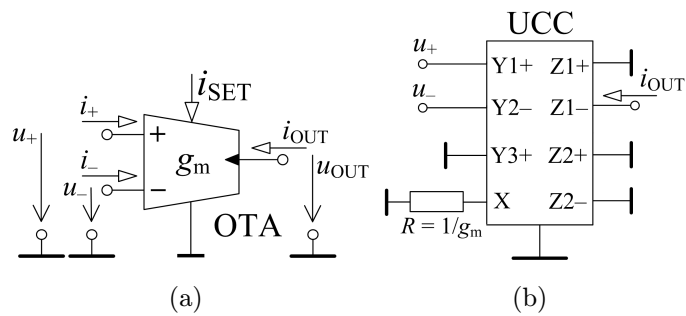
3.1.4 Vlastnosti transkonduktančních prvků

Operační transkonduktanční zesilovač OTA (Operational Transconductance amplifier) patří mezi dobře známé prvky, které se hojně využívají při návrhu analogových struktur. Tento obvod není čistě proudovým aktivním prvkem, je však s výhodou často aplikován buď samostatně nebo v kombinaci s různými typy proudových sledovačů u obvodů pracujících v proudovém módu. Za první publikace zabývající se OTA filtry je možné považovat [37], [20], [7]. Návrh filtračních struktur s prvky OTA je

¹Pokud by výstup byl pouze jeden, prvek by se nazýval CA, což bude dále v práci využito.



Obr. 3.7: Jednoduchý simulační model prvku DO-CA třetího řádu



Obr. 3.8: (a) Schematická značka prvku OTA, (b) možná realizace prvku OTA pomocí UCC

však stále velmi aktuální [78], [16], [73], [51], [137]. Schematická značka prvku OTA je naznačena na Obr. 3.8(a).

Obvody s OTA prvky jsou často poměrně jednoduché a proto je i jejich návrh zpravidla snadný a následná analýza rutinní. O ideálním OTA zesilovači platí, že je to napětím řízený zdroj proudu VCCS (voltage-controlled current source), jehož hlavním parametrem je transkonduktance g_m , což vyplývá i z rovnice

$$i_{OUT} = g_m(u_+ - u_-). \quad (3.5)$$

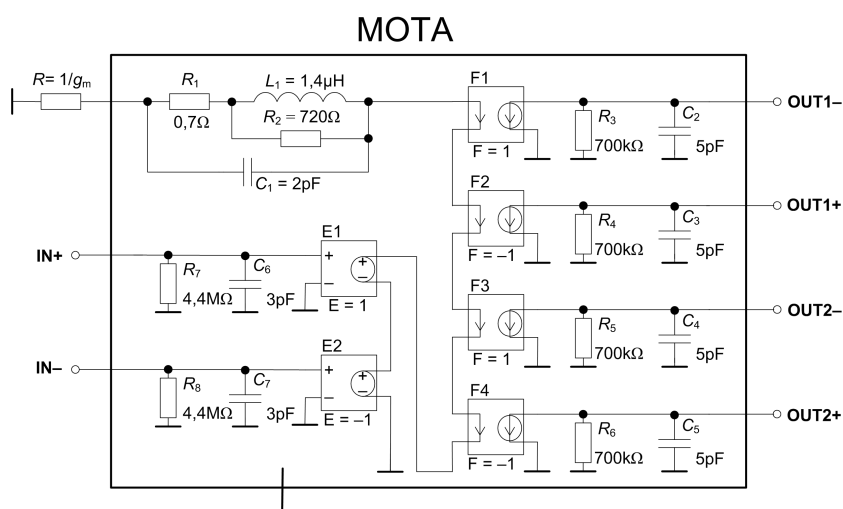
Obvod OTA lze v praktických aplikacích realizovat např. pomocí UCC tak, jak je naznačeno na Obr. 3.8(b) [106], jestliže má prvek OTA dva výstupy, hovoříme o prvku BOTA a v případě většího počtu výstup pak o MOTA; prvky BOTA i MOTA je již možné považovat za diferenční aktivní prvky². Transkonduktance obvodu je v tomto případě nepřímo úměrně závislá na hodnotě odporu R rezistoru R , který je připojen na svorku X . Jak je patrné z obrázku, je-li to pro danou aplikaci výhodné,

²Odlíšnost od základního prvku OTA je minimální a proto těmto prvkům není věnována samostatná část v kap. o diferenčních prvcích.

máme při tomto způsobu realizace k dispozici celkem čtyři proudové výstupy. Můžeme tedy snadno vytvořit plně diferenční OTA prvek, o kterém bude pojednáno v kap. 3.2. Mezi komerčně dostupné OTA obvody patří např. MAX435/MAX436 od MAXIM-Dallas Semiconductor [62], LM13600/LM13700 od National Semiconductor [59] nebo LT1228 od Linear Technology [60].

Jako simulační model prvků OTA, BOTA a MOTA postihující reálné vlastnosti lze použít přesný model UCC, při respektování zapojení na Obr. 3.8(b). Tento model bude použit v případě porovnání výsledků měření a výsledků simulací.

V ostatních případech bude použit jednoduchý model, který lze snadno odvodit jako část jednoduchého modelu prvku UCC, který byl uveden na Obr. 3.2. Model transkonduktančních prvků je uveden na Obr. 3.9. Je také zřejmé, že počet výstupů lze snadno měnit.



Obr. 3.9: Jednoduchý simulační model prvku MOTA třetího řádu

3.2 Vlastnosti diferenčních prvků

Rychlé a kvalitní zpracování signálů je velmi důležité zejména ve vysokofrekvenčních komunikačních systémech, obecně v komunikacích, zobrazování, přístrojové technice, video technice a multimédiích. V těchto oblastech se můžeme často potkat s diferenčním zpracováním signálů, které přináší podstatné výhody vyplývající přímo z architektury diferenčních struktur [34]:

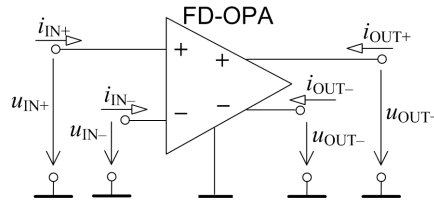
- externí zdroje souhlasného rušení ze zdrojů nebo jiných obvodů jsou z principu potlačeny,
- sudé harmonické složky mají taktéž sklon být potlačeny,

- požadovaný rozkmit napětí pro každý z diferenčních výstupů je pouze polovina rozkmitu potřebného u nediferenčních obvodů, což přináší redukci zkreslení a zjednodušuje požadavky na napájecí zdroje.

S diferenčními nebo též vyváženými (balanced) signály se často setkáváme také v audio technice, kde je věrnost zpracování signálu velmi důležitá [35].

3.2.1 Vlastnosti diferenčního operačního zesilovače

Přestože je možné navrhovat diferenční obvody pro zpracování diferenčních signálů i s nediferenčními prvky [19], běžnější je využívat speciální aktivní prvky, které zpravidla disponují diferenčními vstupy a diferenčními výstupy [26], [98], [85], [115]. V případě plně diferenčního prvku integrovaného na jednom čipu je vždy dosažena mnohem vyšší shodnost vlastností obou vstupních i výstupních svorek, což napomáhá zachování výhod diferenčního zpracování signálů. V případě tradičního operačního zesilovače, který již disponuje diferenčním vstupem je třeba úprava pouze na výstupní části a to konkrétně doplněním další výstupní svorky, čímž vznikne prvek v této práci odkazovaný jako FD-OPA (plně diferenční operační zesilovač, fully-differential operational amplifier) [12]. V současné době jsou vyráběny např. integrované obvody THS4521 a THS4522 [101], THS4141 [99], které fungují jako FD-OPA. Schematická značka prvku je naznačena na Obr. 3.10.



Obr. 3.10: Schematická značka diferenčního operačního zesilovače FD-OPA

Prvek FD-OPA je popsán rovnicemi pro diferenční vstupní napětí, diferenční výstupní napětí a přenosovou funkcí

$$u_{ID} = u_{IN+} - u_{IN-}, \quad (3.6)$$

$$u_{OD} = u_{OUT+} - u_{OUT-}, \quad (3.7)$$

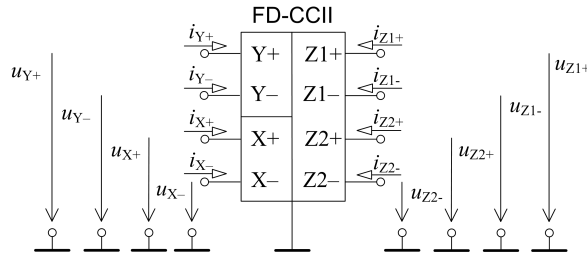
$$u_{OD} = A_V u_{ID}, \quad (3.8)$$

kde u_{ID} představuje diferenční vstupní napětí, u_{OD} představuje diferenční výstupní napětí a A_V představuje napěťové zesílení operačního zesilovače. Vstupní proudy jsou ideálně nulové. Všechna napětí jsou vztažena ke společnému souhlasnému potenciálu, často značeného jako u_{CM} , které zpravidla představuje střed napájecího zdroje.

Tento obvod je uveden jako běžná reprezentace diferenčního prvku, v práci s ním však nebudou žádné obvody navrhovány, proto není uveden ani žádný model.

3.2.2 Vlastnosti diferenčního proudového konveju

Plně diferenční konveju druhé generace FD-CCII (Fully-Differential Second-Generation Current Conveyor) [9] představuje diferenční obdobu proudového konveju druhé generace, který byl uveden v kap. 3.1.1. Počet výstupních svorek může být různý, obecně však platí, že musí být vždy dvakrát vyšší než u nediferenčního prvku, pokud chceme pomocí něj realizovat diferenční variantu původního nediferenčního zapojení. V literatuře se můžeme setkat i s odlišně definovanými variantami tohoto prvku, které jsou nejčastěji nazývány jako proudový konveju druhé generace s dvěma proudovými vstupy DX-CCII (Dual-X Second-Generation Current Conveyor) nebo plně diferenční proudový konveju druhé generace FB-CCII (Fully-Balanced Second-Generation Current Conveyor) [2], [45]. Schematická značka prvku je naznačena na Obr. 3.11.

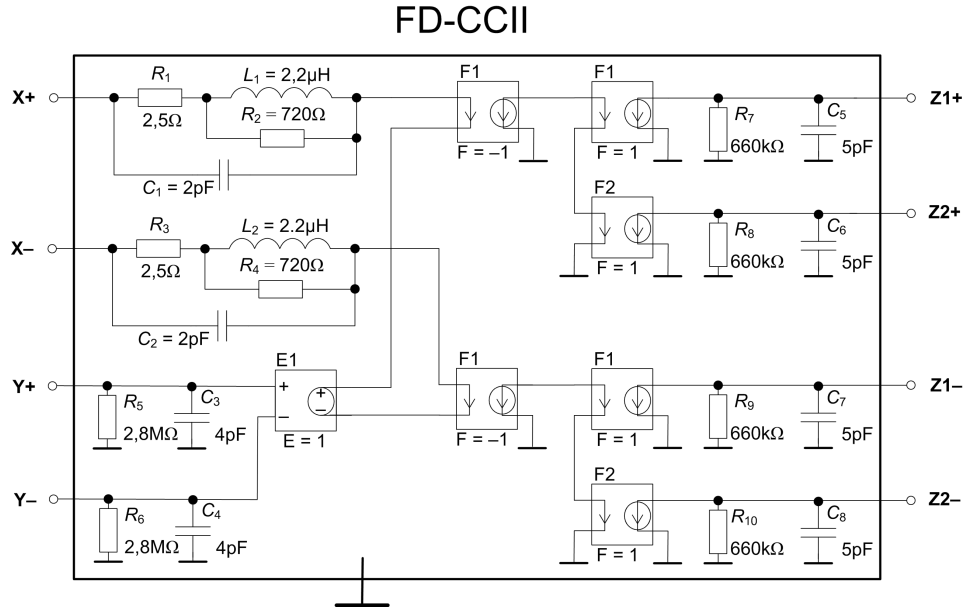


Obr. 3.11: Schematická značka diferenčního proudového konveju druhé generace FD-CCII

Prvek FD-CCII je popsán následující hybridní maticí, která je diferenční obdobou matice (3.2).

$$\begin{bmatrix} i_{Y+} - i_{Y-} \\ u_{X+} - u_{X-} \\ i_{Z1+} - i_{Z1-} \\ i_{Z2+} - i_{Z2-} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{Y+} - u_{Y-} \\ i_{X+} - i_{X-} \\ u_{Z1+} - u_{Z1-} \\ u_{Z2+} - u_{Z2-} \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

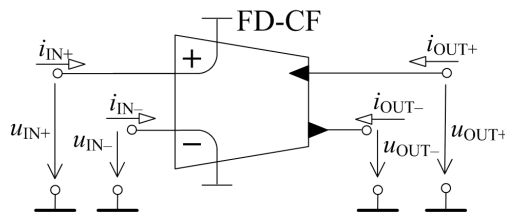
Jelikož prvek FD-CCII nebyl dosud vyroben, použijeme pro simulace jednoduchý model třetího řádu, který je naznačen na Obr. 3.12. Vlastnosti tohoto modelu byly odvozeny od modelu prvku CCII, který byl uveden na Obr. 3.3 a jehož je FD-CCII diferenční obdobou. Tento model postihuje vstupní a výstupní impedance svorek a je vhodný pro střídavé simulace do kmitočtu 100 MHz. Z modelu je dobře patrné, že počet výstupů může být snadno upraven.



Obr. 3.12: Jednoduchý simulační model prvku FD-CCII třetího řádu

3.2.3 Vlastnosti diferenčního proudového sledovače

FD-CF (plně diferenční proudový sledovač, fully-differential current follower) [116], [109], [106], [115] představuje diferenční obdobu proudového sledovače uvedeného v kap. 3.1.2 a to s různým počtem výstupů, který musí být dvakrát vyšší než u ne-diferenčního prvku, pokud chceme realizovat diferenční variantu původního nediferenčního zapojení. Schematická značka prvku FD-CF ve variantě s dvěma výstupy je naznačena na Obr. 3.13.



Obr. 3.13: Schematická značka diferenčního proudového sledovače FD-CF

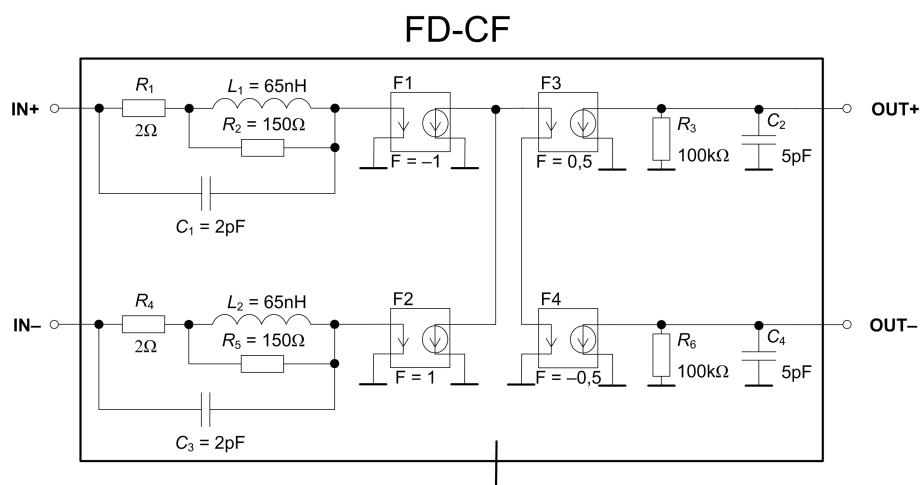
Prvek FD-CF je popsán dvěma rovnicemi popisujícími vztahy mezi vstupními a výstupními proudy

$$i_{OUT+} = (1/2)(i_{IN+} - i_{IN-}), \quad (3.10)$$

$$i_{OUT-} = -(1/2)(i_{IN+} - i_{IN-}), \quad (3.11)$$

Z rovnic vyplývá, že nediferenční zesílení je $1/2$, odečtením obou rovnic bychom dostali vztah pro diferenční zesílení, které je jednotkové. Vstupní napětí jsou nulová.

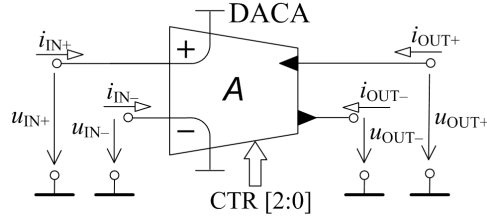
Jelikož tento diferenční prvek také dosud nebyl vyroben, byl definován pouze jednoduchý model třetího řádu, který je naznačen na Obr. 3.14. Parametry tohoto modelu byly, obdobně jako u dalších čistě proudových prvků v této práci, odvozeny z očekávaných parametrů vyráběného prvku DACA [136]. Tento střídavý model neobsahuje prvky, které by vytvářely dominantní pól prvku, protože ho očekáváme na kmitočtu nad 100 MHz, na kterých již však simulace nejsou prováděny.



Obr. 3.14: Jednoduchý simulační model prvku FD-CF třetího řádu

3.2.4 Vlastnosti diferenčního proudového zesilovače

Vývoj proudových zesilovačů duálních ke klasickému operačnímu zesilovači i zcela ve struktuře odlišných a to i v diferenční variantě zaměstnával a stále zaměstnává spoustu výzkumníků [74], [3], [75], [88], [97], [76], [8]. Naše pracoviště navrhlo a vyvinulo ve spolupráci s ON Semiconductor v nedávné době prvek označený jako digitálně říditelný proudový zesilovač DACA (Digitally Adjustable Current Amplifier) [136], na jehož vývoji jsem se také jako člen týmu podílel. V případě DACA se nejedná o duální prvek k diferenčnímu operačnímu zesilovači. DACA je plně diferenční proudový zesilovač s digitálně říditelným zesílením, které je v poslední revizi vyrobené pod označení DACA_N v technologii CMOS $0,35\ \mu\text{m}$, možné nastavovat v rozsahu $\{1-8\}$, s krokem 1 (platí pro nediferenční použití, viz dále). Řízení je zajištěno prostřednictvím tříbitové sběrnice označované jako CTR[2:0]. Schematická značka prvku DACA je naznačena na Obr. 3.15.



Obr. 3.15: Schematická značka diferenčního proudového zesilovače DACA

Prvek DACA je popsán rovnicemi pro diferenční vstupní proud, diferenční výstupní proud, přenosovou funkci a jednotlivé výstupní proudy [136]

$$i_{ID} = i_{IN+} - i_{IN-}, \quad (3.12)$$

$$i_{OD} = i_{OUT+} - i_{OUT-}, \quad (3.13)$$

$$i_{OD} = 2A_I i_{ID}, \quad (3.14)$$

$$i_{OUT+} = A_I (i_{IN+} - i_{IN-}), \quad (3.15)$$

$$i_{OUT-} = -A_I (i_{IN+} - i_{IN-}), \quad (3.16)$$

kde i_{ID} představuje diferenční vstupní proud, i_{OD} představuje diferenční výstupní proud a A_I představuje proudové zesílení prvku DACA³. Z rovnic je patrné, že diferenční zesílení proudu je dvojnásobné oproti nediferenčnímu proudovému zesílení. Vstupní napětí jsou nulová. Všechny nastavitelné kombinace nediferenčních proudových zesílení prvku DACA platné pro poslední revizi obvodu jsou shrnuty v Tab. 3.1.

Prvek DACA ve funkční revizi máme k dispozici v integrované podobě pouze krátkou dobu, což je důvod, proč byl v průběhu práce v případě měření jeho aplikačních možností realizován náhradním způsobem. Prvek DACA je možné získat spojením celkem tří již existujících a prověřených obvodů: UVC, EL2082 a UCC, které při vhodném spojení dohromady poskytují obvodově stejnou funkci jako DACA. Výsledný prvek má jiný rozsah možných zesílení, výrazně menší šířku pásma a celkem čtyři výstupní svorky [106]. Model pro simulace, které byly použity pro srovnání s výsledky měření, byl vytvořen spojením přesných modelů prvků UVC [91], EL2082 [29] a UCC [91].

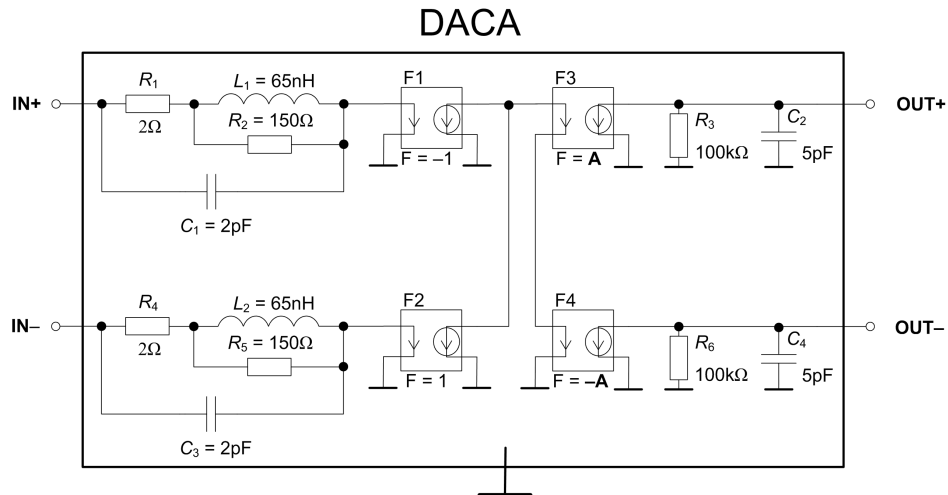
V případě zapojení, kde byly prováděny pouze simulace, bude použit jednoduchý model, který je naznačen na Obr. 3.16. Zahrnuté parametry tohoto modelu byly odvozeny z výsledků simulace čipu DACA_N [138] (také viz příloha B, kde je možné

³Ve filtračních strukturách této práce je pro jednoduchost A_I označováno pouze jako A , jestliže je ve struktuře pouze jeden prvek DACA, nebo jako A_X , kde X slouží jako rozlišení více zesilovačů ve struktuře.

Tab. 3.1: Přehled všech dostupných proudových zesílení revize DACA_N

Kód zesílení	Nediferenční	Nediferenční	Diferenční	Diferenční
CTR[2:0]	zesílení A_I [-]	zesílení A_I [dB]	zesílení A_I [-]	zesílení A_I [dB]
000	1	0,0	2	6,0
001	2	6,0	4	12,0
010	3	9,5	6	15,6
011	4	12,0	8	18,1
100	5	14,0	10	20,0
101	6	15,6	12	21,6
110	7	16,9	14	22,9
111	8	18,1	16	24,0

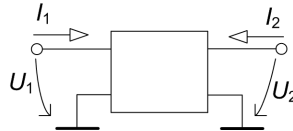
nalézt údaje o prototypu) s proprietárními tranzistorovými modely firmy ON Semiconductor [136], [115] a model by tedy měl poskytovat ve střídavých simulacích poměrně věrohodné výsledky. Detailní výsledky měření všech vyrobených 24 kusů čipů DACA_N budou známy nejdříve v roce 2012. Z výsledků prvních měření (viz příloha C) však vyplývá, že šířka pásma prvku DACA je pro všechna zesílení vyšší než 100 MHz, proto model neobsahuje prvky, které by vytvářely dominantní pól prvku.



Obr. 3.16: Jednoduchý simulační model prvku DACA třetího řádu odvozený z výsledků simulace obvodu DACA_N

4 DEFINICE NEDIFERENČNÍCH PROUDOVÝCH PŘENOSŮ

V dalším textu bude často řeč o nediferenčním proudovém přenosu, jenž je definován jako poměr výstupního a vstupního proudu (násobený hodnotou -1), za předpokladu, že proudy jsou dle konvence značeny dovnitř [17]. Situaci demonstruje Obr. 4.1 a následující rovnice:



Obr. 4.1: Znázornění proudů pro vyjádření nediferenčního proudového přenosu dle konvence

$$K_I = -\frac{I_2}{I_1}. \quad (4.1)$$

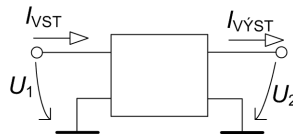
Výstupní proud I_2 je dle konvence kreslen ve směru dovnitř, ale v rovnici je zároveň znaménko mínus, což znamená že výstupní proud teče *de facto* ven. Tato skutečnost je ve shodě s reprezentací proudového přenosu pomocí SFG, kde jsou přenosy ze vstupu na výstup vždy brány jedním směrem a celkový přenos je roven součinu jednotlivých přenosových koeficientů ve větvích.

V literatuře se můžeme setkat i s definicí, že výstupní proud teče ven z bloku [46], potom je přenos K_I kladně vzatý podíl výstupního a vstupního proudu. Tato reprezentace respektuje šíření signálu ze vstupu na výstup obvodu a bude, na vzdory konvenci značení kladných proudů dovnitř, v této práci používána, jak znázorňuje následující Obr. 4.2. Použitím této orientace výstupního proudu předejdeme situaci, kdy u výstupního proudu filtrační funkce by ve schématu zapojení muselo být u šipky (orientované dle konvence dovnitř) označení proudu buď se znaménkem mínus nebo by musel být popisek funkce zaznačen s opačně orientovanou fází, než ve skutečnosti (u proudu tekoucího ven) je.

Přenos proudu dle Obr. 4.2 je tedy definován jako:

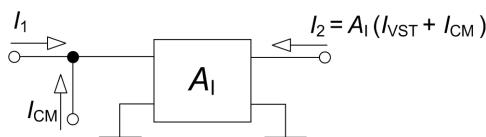
$$K_I = \frac{I_{\text{VYST}}}{I_{\text{VST}}}. \quad (4.2)$$

V dalším textu bude také především v souvislosti s diferenčními filtračními strukturami pojednáno o potlačení souhlasných CM (common mode) signálů. Z toho důvodu je důležité ukázat vliv nežádoucího proudu na vstupu bloku na výstupní



Obr. 4.2: Znázornění proudů pro vyjádření nediferenčního proudového přenosu používané v práci

proud u nediferenčních struktur. Z Obr. 4.3 je dobře patrné, že nežádoucí proud se na výstupním proudu bloku se zesílením A_I projeví v plném rozsahu, což může být v mnoha aplikacích nežádoucí.

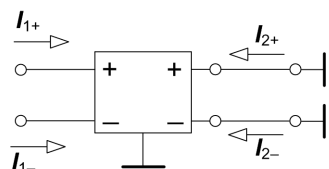


Obr. 4.3: Znázornění vlivu nežádoucího proudu na vstupu bloku na výstupní proud

Výchozími metodami při návrhu struktur nediferenčních filtrů byla metoda autonomního obvodu [55], [120], [126], [127], [135], [108], [118], metoda grafů signálových toků SFG (signal-flow graph) [46], [121], resp. konkrétně smíšené tzv. Masonovy-Coatesovy (M-C) grafy [24], v redukované variantě [54], [122], metoda syntetických prvků [93], [53] a metoda spočívající v kaskádování ztrátových a bezetrátových integračních článků [96], [121]. Každý v této práci analyzovaný nediferenční obvod je z důvodu lepší názornosti zakreslen nejen schematicky, ale i prostřednictvím redukovaného M-C grafu signálových toků.

5 DEFINICE DIFERENČNÍCH PROUDOVÝCH PŘENOSŮ

Diferenční proudový přenos je definován jako poměr diferenčního výstupního a diferenčního vstupního proudu (násobený hodnotou -1), za předpokladu, že proudy jsou dle konvence značeny dovnitř. Situaci demonstruje Obr. 5.1.



Obr. 5.1: Znázornění proudů pro vyjádření diferenčního proudového přenosu

Jestliže pro diferenční vstupní a výstupní proud platí, že

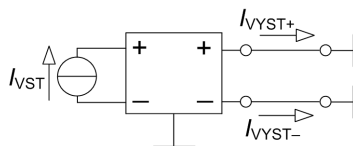
$$I_{\text{VST}} = I_{1+} - I_{1-} , \quad (5.1)$$

$$I_{\text{VYST}} = I_{2+} - I_{2-} , \quad (5.2)$$

pak diferenční proudový přenos je dán vztahem

$$K_I = -\frac{I_{\text{VYST}}}{I_{\text{VST}}} = -\frac{I_{2+} - I_{2-}}{I_{1+} - I_{1-}} . \quad (5.3)$$

Jestliže budeme respektovat šíření signálu ze vstupu na výstup obvodu (což bude v této práci směrodatné i v případě diferenčních struktur) a jestliže na vstupy připojen proudový zdroj I_1 , způsobem znázorněným na Obr. 5.2, vstupní diferenční proud je roven $2I_{\text{VST}}$, z čehož je možné odvodit vztah pro diferenční proudový přenos:



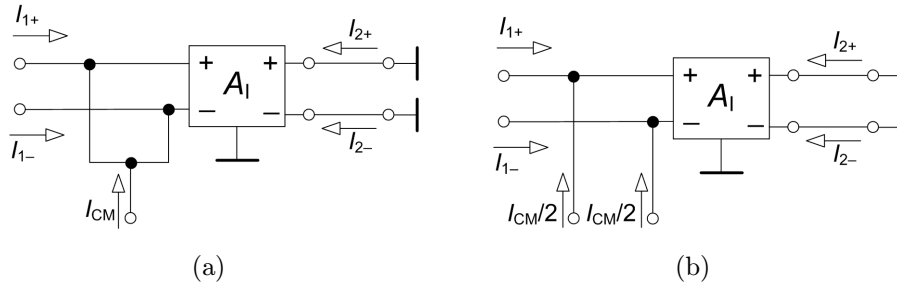
Obr. 5.2: Znázornění proudů pro vyjádření diferenčního proudového přenosu s diferenčně připojeným proudovým zdrojem

$$K_I = \frac{I_{\text{VYST}+} - I_{\text{VYST}-}}{2I_{\text{VST}}} . \quad (5.4)$$

U diferenčních filtračních struktur bude v přenosových funkcích diferenční vstupní proud pro jednoduchost značen jako I_{VST} a výstupní diferenční proud jako I_{VYST} ,

ve schématech pak budou jednotlivé polaritty názorně odlišeny znaménky, tj. I_{VST+} a I_{VST-} resp. I_{VYST+} a I_{VYST-} .

Z Obr. 5.3 je dobře patrné, jakým způsobem diferenční filtrační struktury umožňují potlačení CM signálů. Na Obr. 5.3(a) je ukázáno, že nežádoucí proud se bude dělit do diferenčních proudových vstupů. V Obr. 5.3(b) je pak ilustrována skutečnost, že souhlasný proud se v ideálním případě (oba proudové vstupy mají zcela shodné vlastnosti) rozdělí na poloviny a na výstupním proudu bloku se tedy vůbec neprojeví.



Obr. 5.3: Znázornění účinku souhlasného signálu na vstupech diferenčního bloku na výstupní proudy (a) obecné dělení mezi vstupní svorky (b) rozdělení mezi ideální proudové vstupy

Následující rovnice potvrzují potlačení souhlasné složky dle Obr. 5.3(b):

$$I_{2+} = A_I([I_{1+} + I_{CM}/2] - [I_{1-} + I_{CM}/2]) = A_I(I_{1+} - I_{1-}), \quad (5.5)$$

$$I_{2-} = -A_I([I_{1+} + I_{CM}/2] - [I_{1-} + I_{CM}/2]) = -A_I(I_{1+} - I_{1-}). \quad (5.6)$$

Jak bylo již uvedeno dříve, diferenční struktury obvodů přinášejí výhody jako např. zvětšený dynamický rozsah, potlačení soufázového signálu, nebo snížení harmonické zkreslení signálu. Mezi nevýhody těchto struktur patří to, že zabírají větší plochu na čipu, spotřebovávají více energie a jejich návrh a přenosové funkce jsou komplikovanější. Základní z metod návrhu těchto filtrů je transformace existujících nediferenčních filtrů na plně diferenční. Tato operace spočívá v zrcadlení pasivních součástí [56] a transformaci aktivních prvků podle daných pravidel.

6 NOVÉ UNIVERZÁLNÍ KMITOČTOVÉ FILTRY DRUHÉHO ŘÁDU SE TŘEMI A VÍCE AKTIVNÍMI PRVKY

6.1 Úvod

Mezi nejvíce výhodné filtrační struktury patří takové, které v rámci jedné struktury poskytují všech pět standardních filtračních funkcí, při jejich přepínání se nemění pozice vstupní svorky (v případě proudového módu) a výstupní svorky jsou vysokoimpedanční (odebírány přímo z proudových výstupů aktivních prvků), takže nejsou třeba další pomocné sledovače, aby bylo možné filtr zařadit do soustavy zpracování signálu. Tyto struktury jsou často označovány jako SIMO (Single-Input Multiple-Output) nebo SITO (Single-Input Triple-Output) [129], jelikož k realizaci všech pěti filtračních funkcí postačují ve skutečnosti tři funkce a možnost jejich vhodného součtu, což je v případě proudového módu velmi jednoduché. V některých aplikacích může být výhodné i to, že struktura dokáže současně z jednoho vstupního signálu filtrovat na různé výstupy s různými přenosovými funkcemi. Samozřejmostí by u těchto zapojení mělo být, že funkce neobsahují žádné skryté podmínky (např. nezbytnost shody hodnot více pasivních součástek) a že přenos v propustném pásmu je u všech funkcí jednotkový.

Často je také v zapojeních požadována nastavitelnost, buď mezního kmitočtu nebo činitele jakosti, případně obou těchto parametrů vzájemně nezávisle. Velmi dobře známé jsou filtry typu KHN (Kerwin-Huelsman-Newcomb) [52], které staví na principu spojení dvou integračních článků, z nichž jeden je bezetrátový a druhý ztrátový.

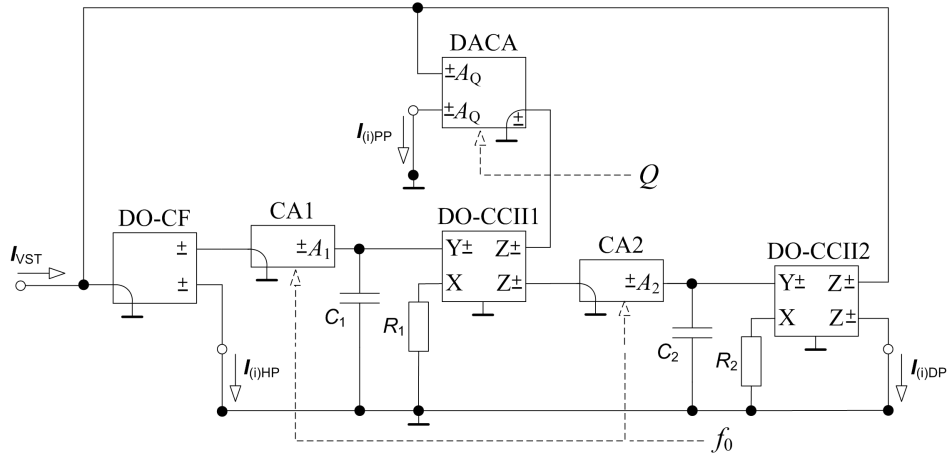
V této kapitole jsou shrnuta vybraná mnou navržená zapojení a z větší části publikovaná řešení kmitočtových filtrů pracujících v proudovém módu, mající výše uvedené vlastnosti a zpracovávající jak nediferenční, tak diferenční signály. Zapojení vycházejí vždy z obecné koncepce řešení filtru, která je pro každou kombinaci aktivních prvků uvedena dále.

K simulacím byly využity modely způsobem, který byl uveden pro každý aktivní prvek v kap. 3. K měření (v případech, kde bylo provedeno) byly využity dostupné aktivní prvky, ať už v podobě prototypů dostupných na pracovišti, komerčně dostupných obvodů nebo jejich vhodně vytvořenou kombinaci. Pro měření charakteristik byl použit především obvodový analyzátor Agilent 4395A doplněný o pomocné převodníky napětí na proud a proud na napětí [125] (viz příloha A.1) v případě nediferenčních zapojení; a diferenční obdoba těchto převodníků [113] (viz příloha A.2) v případě měření diferenčních filtrů.

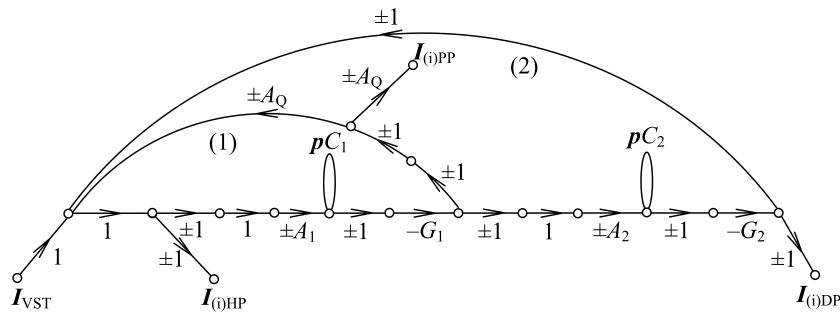
6.2 Kmitočtové filtry s proudovými konvejory

6.2.1 Koncepce univerzálních filtrů s proudovými konvejory a říditelnými parametry

Na Obr. 6.1 je ukázáno obecné schéma zapojení filtrační struktury, která jako základní stavební bloky využívá proudové konvejory druhé generace. Říditelnost je dosažena vhodným zařazením tří proudových zesilovacích prvků (které budou v konkrétních realizacích všechny reprezentovány prvkem DACA). Říditelnost je dobře patrná také ze SFG koncepce na Obr. 6.2. Ve schématu zapojení jsou vstupy a výstupy resp. přenosové koeficienty větví SFG, u kterých je možné volit jejich polaritu, označeny jako $\pm$.



Obr. 6.1: Obecné schéma zapojení univerzálního a říditelného kmitočtového filtru s proudovými konvejory pro CM



Obr. 6.2: Obecný M-C SFG koncepce univerzálního a říditelného kmitočtového filtru z Obr. 6.1

Tato koncepce umožňuje vytvořit variantní řešení s různými možnostmi nastavování parametrů, podle toho, které zesilovací prvky ze struktury vypustíme a které ponecháme. Ve struktuře může vzniknout velké množství variant finálního řešení také s ohledem na to, jaké orientace zvolíme u výstupních a případně i vstupních svorek, za předpokladu dodržení určitých podmínek. Struktura je složena pouze ze dvou smyček, v SFG na Obr. 6.2 označeny jako (1) a (2), u každé z nich musíme vhodnou volbou dílčích přenosů větví SFG dosáhnout toho, že po součinu všech koeficientů, které se ve smyčce nachází, obdržíme zápornou hodnotu. Další podmínkou realizace univerzálního filtru je, že přenos ze vstupu na výstup horní propust (HP) a dolní propust (DP) bude mít stejnou orientaci (v konečném důsledku fázi), což umožní realizaci funkce pásmová zádrž (PZ) a zároveň tato orientace bude u výstupu funkce pásmová propust (PP) opačná, což umožní realizaci funkce fázovací článek (FČ). Další podmínky mohou být stanoveny na základě požadavků na orientaci výstupů u jednotlivých prvků, např. můžeme žádat, aby všechny aktivní prvky měly diferenční výstupy. Všechna možná řešení je možné nalézt pomocí sestavení soustavy rovnic nebo efektivněji pomocí jednoduchého programu, který prověří všechny kombinace orientací svorek (hrubou silou) a vypíše pouze ty, které vyhovují zadaným podmínkám. Takovýto jednoduchý program byl vytvořen a jeho výstupem je, že v případě ponechání všech zesilovacích prvků ve struktuře, existuje 512 možných řešení orientace svorek (pokud na orientaci výstupních svorek neklademe žádné dodatečné podmínky) a žádné řešení v případě, že požadujeme, aby prvky měly vždy dva navzájem diferenční výstupy. Pokud však připustíme stejnou orientaci výstupů např. pouze u prvku DO-CCII2 nebo DACA, vznikne v každém případě 64 unikátních řešení.

Výhodou této koncepce dále je, že všechny pasivní součástky jsou uzemněny a že u všech aktivních prvků vystačíme s maximálně dvěma výstupy, což v případě převedení struktury na plně diferenční vede na maximálně čtyři výstupy.

Požadovaný tvar levé strany charakteristické rovnice koncepce z Obr. 6.1, v případě vhodné volby dílčích přenosů a ponechání všech říditelných zesilovačů, je

$$D(\mathbf{p}) = A_1 A_2 + \mathbf{p} C_2 R_2 A_1 A_Q + \mathbf{p}^2 C_1 C_2 R_1 R_2 . \quad (6.1)$$

Vztahy pro úhlový kmitočet a činitel jakosti, ze kterých jsou zřejmé možnosti ladění úhlového kmitočtu pomocí $A_1 = A_2$ a činitele jakosti pomocí A_Q , jsou

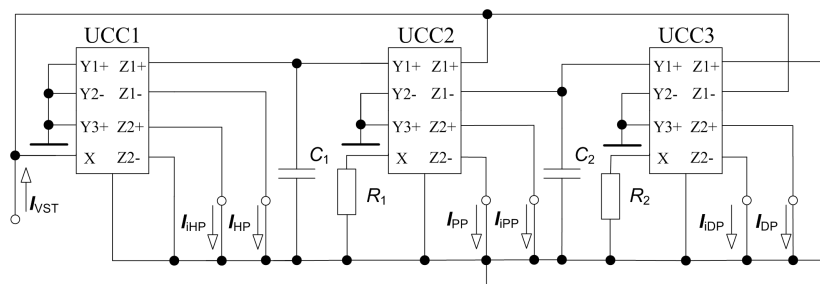
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{A_1 A_2}{R_1 R_2 C_1 C_2}} , \quad Q = \frac{1}{A_Q} \sqrt{\frac{A_2 R_1 C_1}{A_1 R_2 C_2}} . \quad (6.2)$$

Vybraná řešení, vycházející z této obecné koncepce, jsou detailněji analyzována v následujících kapitolách.

6.2.2 Nediferenční univerzální filtr s třemi proudovými konvejory

Z obecné koncepce uvedené na Obr. 6.1 získáme zapojení na Obr. 6.3 vypuštěním všech proudových zesilovacích prvků, což zapříčiní u některých aktivních prvků nutnost zvýšit počet výstupů, a volbou orientací výstupních svorek stavebních bloků v Obr. 6.1 tak, aby se jednalo o filtr druhého řádu. Existuje více možných řešení orientace výstupních svorek, Obr. 6.3 ukazuje jedno z možných řešení. Zapojení v této konkrétní variantě jsem publikoval v [129]. Filtr je založen na známé Y-Z vazbě a můžeme k němu dojít také úpravou zapojení publikovaného v [48], po transformaci do proudového módu [25].

Je zřejmé, že toto zapojení neposkytuje elektronickou říditelnost žádného z obvodových parametrů, počet aktivních prvků je však nízký a s přihlédnutím k dále uvedeným výhodám je zapojení pro návrháře zajímavé. Mezi přednosti tohoto zapojení patří, že vstupní budicí proud, který má neměnit se pozici, je připojen do nízkoimpedančního uzlu. V zapojení se nacházejí pouze uzemněné pasivní prvky, což usnadňuje realizaci v integrované podobě. Na proudové vstupní svorky X aktivních prvků UCC nejsou připojeny kondenzátory, což u jiných zapojení často způsobuje nežádoucí účinky na kmitočtové vlastnosti filtru. Filtrační funkce jsou vyvedeny přímo z proudových výstupů aktivních prvků, což zajišťuje vysokou výstupní impedanci a tedy i snadnou kaskádovatelnost. Přenos filtru v propustném pásmu je jednotkový. Pro realizaci filtru není třeba splnění žádných podmínek shodnosti komponent. Na Obr. 6.4 je naznačen M-C SFG tohoto filtru.

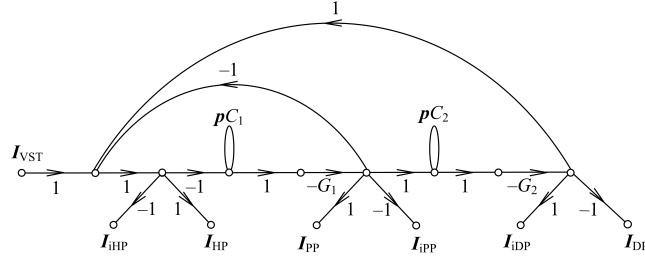


Obr. 6.3: Nediferenční univerzální kmitočtový filtr se třemi UCC pracující v CM

Uvedené přenosové funkce představují pouze výběr těch nejvhodnějších v situaci, kdy požadujeme aby filtr byl typu SIMO, resp. v tomto případě konkrétně SITO, a zároveň zachování možnosti kaskádovat filtry druhého řádu.

Pokud označíme jmenovatel všech vybraných přenosových funkcí

$$D(\mathbf{p}) = 1 + \mathbf{p}C_2R_2 + \mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2, \quad (6.3)$$



Obr. 6.4: Redukovaný M–C SFG univerzálního filtru z Obr. 6.3

pak jsou přenosové funkce tohoto univerzálního filtru popsány následujícím způsobem:

1. dolní propust (DP), invertující DP (iDP):

$$\frac{I_{DP}}{I_{VST}} = -\frac{I_{iDP}}{I_{VST}} = \frac{1}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.4)$$

2. pásmová propust (PP), invertující PP (iPP):

$$\frac{I_{PP}}{I_{VST}} = -\frac{I_{iPP}}{I_{VST}} = \frac{\mathbf{p}C_2R_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.5)$$

3. horní propust (HP), invertující HP (iHP):

$$\frac{I_{HP}}{I_{VST}} = -\frac{I_{iHP}}{I_{VST}} = \frac{\mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.6)$$

4. pásmová zádrž (PZ), invertující PZ (iPZ):

$$\frac{I_{DP} + I_{HP}}{I_{VST}} = -\frac{I_{iDP} + I_{iHP}}{I_{VST}} = \frac{1 + \mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.7)$$

5. fázovací článek (FČ), invertující FČ (iFČ):

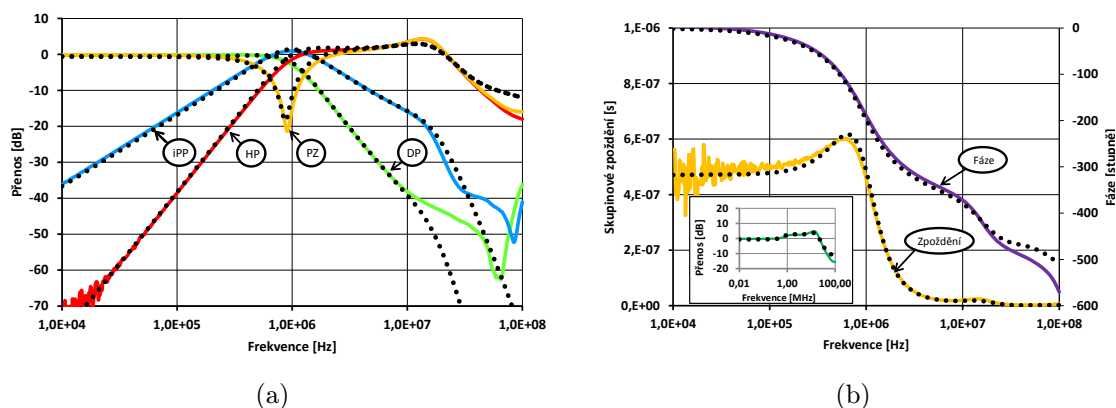
$$\frac{I_{DP} + I_{iPP} + I_{HP}}{I_{VST}} = -\frac{I_{iDP} + I_{PP} + I_{iHP}}{I_{VST}} = \frac{1 - \mathbf{p}C_2R_2 + \mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.8)$$

Úhlový kmitočet a činitel jakosti lze shodně pro všechny typy filtrů vyjádřit pomocí vztahů:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}, \quad Q = \sqrt{\frac{R_1C_1}{R_2C_2}}. \quad (6.9)$$

Pro provedení počítačových simulací a měření postaveného vzorku obvodu byl kmitočet komplexně sdružených pólů zvolen jako $f_0 = \omega_0/2\pi = 1$ MHz a činitel jakosti $Q = 0,707$ (Butterworthova aproximace), hodnoty kondenzátorů $C_1 = C_2 = C = 100$ pF. Hodnoty rezistorů byly vypočteny jako $R_1 = Q / (2\pi f_0 C) = 1125 \Omega \approx$

$1,1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = R_1 / Q^2 = 2251 \text{ }\Omega \approx 2,2 \text{ k}\Omega$. Při měření byly použité hodnoty kondenzátorů sníženy na $C = 92 \text{ pF}$ tak, aby nedošlo k snížení mezního kmitočtu vlivem parazitních kapacit vyskytujících se v obvodu. Výsledky simulací i měření jsou vykresleny na Obr. 6.5. K simulacím byly v tomto případě použity přesné modely [91] a [129], které umožní provést srovnání s výsledky měření¹.



Obr. 6.5: Výsledky simulace (tečkovaně) a měření (plná čára) nediferenčního univerzální filtru s třemi UCC z Obr. 6.3 (a) modulová charakteristika filtračních funkcí typu DP, HP, iPP a PZ (b) FČ - modulová a fázová charakteristika, skupinové zpoždění

Z grafů je patrné, že mezi výsledky simulací a měřením panuje poměrně dobrá shoda. To svědčí především o dobré kvalitě přesného simulačního modelu aktivního prvku UCC [91] a [129], který byl v tomto případě použit. Charakter obdržených přenosových funkcí lze považovat za dobrý a prokazuje správnost návrhu. Ke zhoršení vlastností postaveného obvodu na vyšších kmitočtech již přispívají parazitními indukčností plošných vodičů a také parazitní kapacity vyskytující se na měřicí desce.

6.2.3 Diferenční univerzální filtr s třemi diferenčními proudovými konvejory

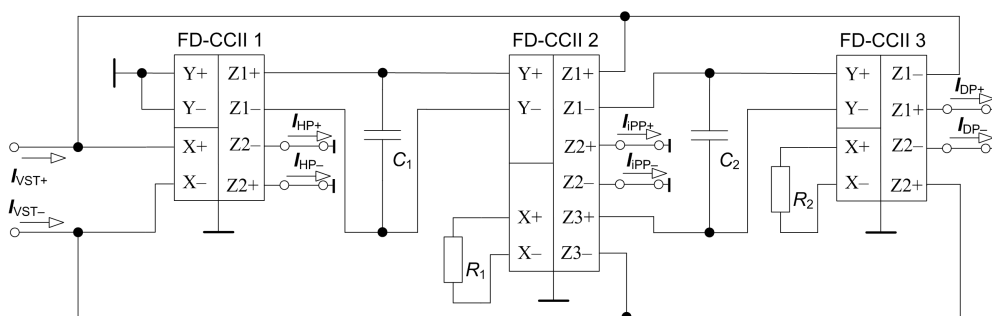
Přímočarý způsob převodu nediferenčního filtru na diferenční strukturu je možný zrcadlením celé struktury obdobně jako např. v [19]. Nevýhodou tohoto řešení je zdvojnásobení počtu aktivních prvků ve filtru, výhodou pak, že nejsou vyžadovány diferenční obdoby aktivních prvků, které v mnoha případech v praxi neexistují. Tento postup bude demonstrován v kap. 7.2.2.

Druhý (a v této práci preferovaný) je způsob převodu, kdy se aktivní prvky nezrcadlí, ale nahrazují diferenčními obdobami. Proudový konvektor, který je využit

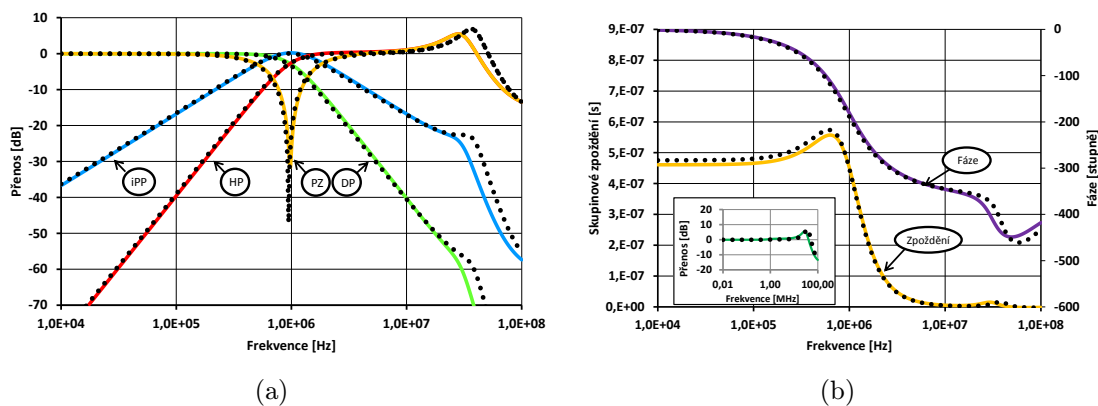
¹Zde je nutno poznamenat, že v Obr. 6.5 a v dalších obrázcích přenosových funkcí uvedených v práci se označením "Přenos" rozumí modul komplexní hodnoty přenosu.

v zapojení na Obr. 6.3 je možné transformovat na jeho diferenční obdobu, která byla popsána v kap. 3.2.2. Zapojení převedené na diferenční filtr a za použití plně diferenčních aktivních prvků je naznačeno na Obr. 6.6. Zřejmou výhodou zapojení je nižší počet aktivních prvků, všechny pasivní součástky jsou plovoucí, což může být při plné integraci nevýhodné.

Filtrační funkce obvodu jsou stejné jako u nediferenční varianty filtru, tj. pro diferenční řešení filtru platí rov. (6.3) – (6.9). Hodnoty pasivních součástek zůstávají taktéž zachovány, aby bylo možné výsledky simulací diferenčního a nediferenčního řešení srovnat.



Obr. 6.6: Diferenční univerzální říditelný kmitočtový filtr se třemi FD-CCII pracující v CM



Obr. 6.7: Výsledky simulace diferenčního řešení z Obr. 6.6 (plná čára) v porovnání s nediferenčním z Obr. 6.3 (tečkovaně) univerzální filtru s třemi UCC resp. FD-CCII (a) modulová charakteristika filtračních funkcí typu DP, HP, iPP a PZ (b) FČ - modulová a fázová charakteristika, skupinové zpoždění

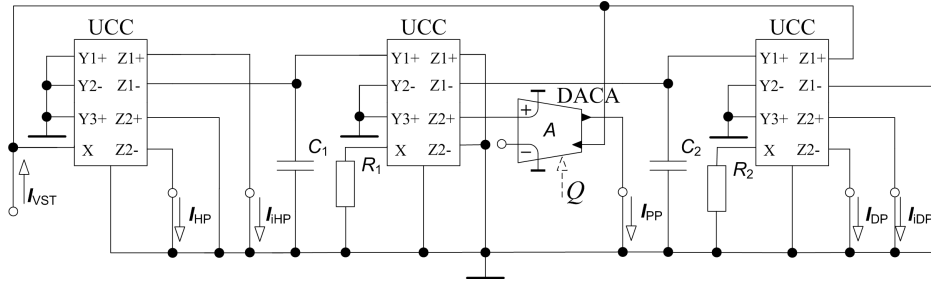
Výsledky prezentované v grafech na Obr. 6.7 jsou srovnáním výsledků simulace nediferenční varianty filtru z Obr. 6.3 a diferenční varianty z Obr. 6.6. V tomto případě byly z důvodu smysluplnosti srovnání použity simulační modely třetího řádu

uvedené u aktivních prvků v kap. 3. Průběhy pro všechny filtrační funkce s výjimkou FČ obou filtrů pro činitel jakosti $Q = 0,707$ jsou vykresleny na Obr. 6.7(a). Druhý graf na Obr. 6.7(b) pak porovnává výsledky pro filtr typu FČ, konkrétně modulovou a fázovou charakteristiku a také skupinové zpoždění.

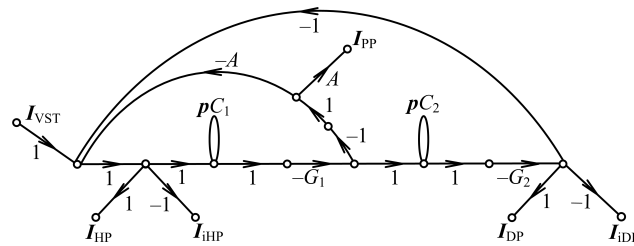
Z grafů je zřejmé, že průběhy obou řešení jsou si velmi blízké.

6.2.4 Nediferenční říditelný univerzální filtr s třemi proudovými konvejory a jedním DACA

Dalším řešením, vyplývajícím z obecné koncepce s proudovými konvejory, je zapojení s třemi UCC a jedním prvkem DACA [133]. K zapojení je možné dojít také pomocí metody M–C signálových grafů ze zapojení z Obr. 6.3. Vybraná varianta tohoto zapojení je ukázána na Obr. 6.8, SFG obvodu pak na Obr. 6.9.



Obr. 6.8: Nediferenční univerzální kmitočtový filtr se třemi UCC a jedním DACA pracující v CM s říditelným Q



Obr. 6.9: Redukovaný M–C SFG říditelného univerzálního filtru z Obr. 6.8

Struktura na Obr. 6.8 poskytuje na základě vhodně zařazeného prvku DACA do obvodové struktury možnost řídit činitel jakosti všech filtračních funkcí nezávisle na mezním kmitočtu. U této verze (Obr. 6.8) přejde levá strana charakteristická rovnice na tvar

$$D(p) = 1 + pC_2R_2A + p^2C_1C_2R_1R_2, \quad (6.10)$$

přenosové funkce tohoto obvodu jsou:

1. DP, iDP:

$$\frac{I_{DP}}{I_{VST}} = -\frac{I_{iDP}}{I_{VST}} = \frac{1}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.11)$$

2. PP:

$$\frac{I_{iPP}}{I_{VST}} = \frac{\mathbf{p}C_2R_2A}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.12)$$

3. HP, iHP:

$$\frac{I_{HP}}{I_{VST}} = -\frac{I_{iHP}}{I_{VST}} = \frac{\mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.13)$$

4. PZ, iPZ:

$$\frac{I_{DP} + I_{HP}}{I_{VST}} = -\frac{I_{iDP} + I_{iHP}}{I_{VST}} = \frac{1 + \mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.14)$$

5. iFČ:

$$\frac{I_{iDP} + I_{iPP} + I_{iHP}}{I_{VST}} = -\frac{1 - \mathbf{p}C_2R_2A + \mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.15)$$

úhlový kmitočet a činitel jakosti lze následně vyjádřit pomocí vztahů:

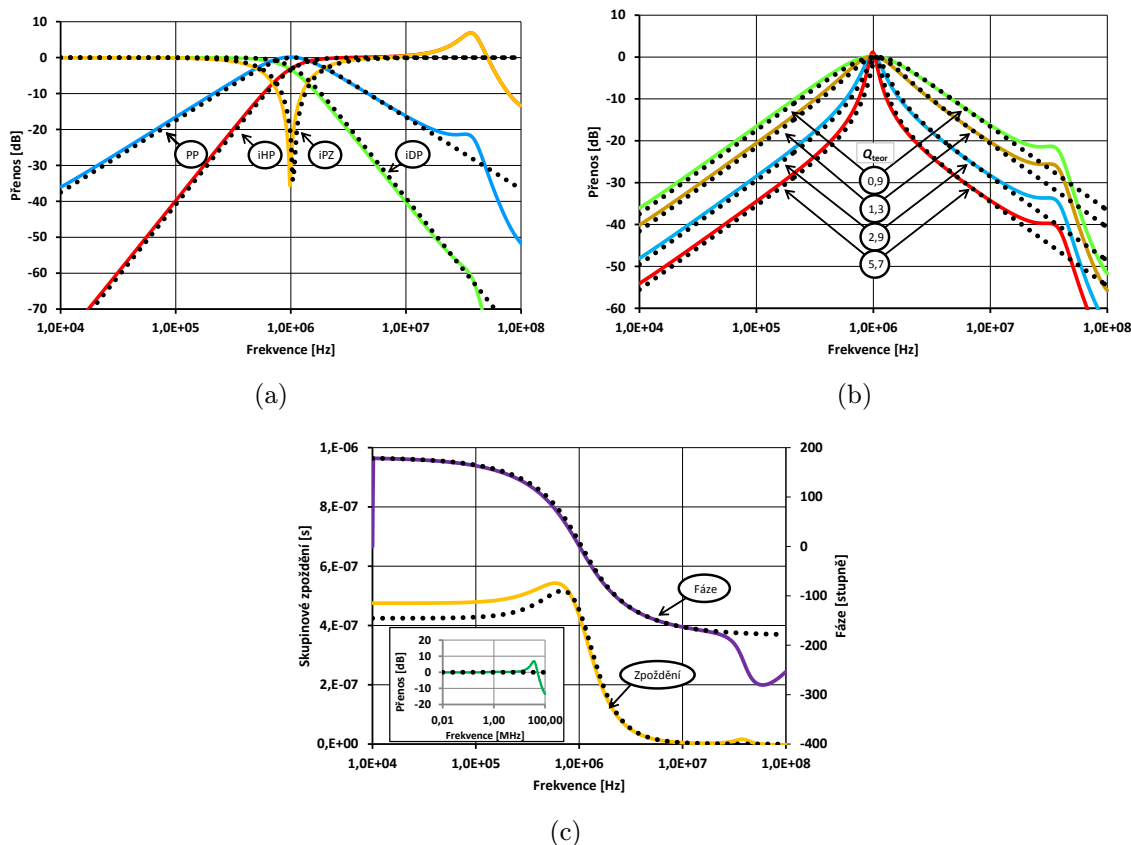
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}, \quad Q = \frac{1}{A} \sqrt{\frac{R_1C_1}{R_2C_2}}. \quad (6.16)$$

Z rovnic je patrné, že činitel jakosti Q lze pomocí zesílení A měnit nezávisle na mezním kmitočtu. Ze SFG obvodu na Obr. 6.9 je pak dobře zřejmé, že řiditelnost činitele jakosti pomocí zesílení prvku DACA nemění přenos v propustném pásmu u žádné z funkcí, což nebývá u řiditelných filtrů samozřejmostí.

Pro počítačové simulace byl kmitočet komplexně sdružených pólů zvolen $f_0 = \omega_0/2\pi = 1$ MHz. Činitel jakosti Q je nepřímo úměrný hodnotě zesílení A , jak vyplývá z rov. (6.16). Zvolené hodnoty kondenzátorů jsou $C_1 = 430$ pF a $C_2 = 68$ pF. Odpory rezistorů byly vypočteny jako $R_2 = 1/(2\pi f_0 A Q C_2) = 408 \Omega \approx 390 \Omega$, $R_1 = 1/((2\pi f_0)^2 R_2 C_1 C_2) = 2065 \Omega \approx 2$ k Ω . Hodnotám zesílení $A = \{8; 5; 2; 1\}$ odpovídají hodnoty činitele jakosti $Q = \{0,707; 1,1; 2,8; 5,7\}$.

Výsledky simulací (kde byly použity jednoduché modely uvedené v kap. 3) v porovnání s ideálními průběhy pro všechny filtrační funkce s výjimkou iFČ a pro činitel jakosti $Q = 0,707$ jsou vykresleny na Obr. 6.10(a). Druhý graf na Obr. 6.10(b) pak demonstruje možnost nastavení činitele jakosti u pásmové propusti a třetí graf na Obr. 6.10(c) shrnuje výsledky pro filtr typu iFČ, konkrétně je to modulová a fázová charakteristika a také skupinové zpoždění.

Z grafů je patrné, že mezi výsledky simulace a ideálními průběhy panuje poměrně dobrá shoda. Významnější rozdíly se vyskytují až na vyšších kmitočtech a jsou dány reálnými vlastnostmi aktivních prvků, které byly při simulaci zahrnuty. Nejvíce patrná je odlišnost u průběhu skupinového zpoždění iFČ. Porovnání teoretických hodnot činitele jakosti (v potaz byly vzaty skutečně použité hodnoty pasivních součástek) u funkce PP s hodnotami ze simulací poskytuje Tab. 6.1.



Obr. 6.10: Výsledky simulace (plná čára) v porovnání s ideálními průběhy (tečkovaně) nediferenčního univerzální říditelného filtru s třemi UCC a jedním DACA z Obr. 6.8 (a) modulová charakteristika filtračních funkcí typu iDP, iHP, PP a iPZ (b) možnosti nastavení činitele jakosti pásmové propusti (c) iFČ - modulová a fázová char., skupinové zpoždění

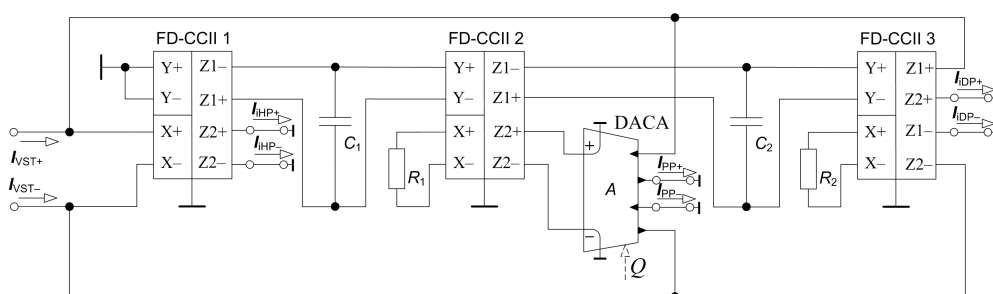
Tab. 6.1: Závislost činitele jakosti na zesílení prvku DACA u funkce PP

Nastavená hodnota zesílení A [-]	Teoretický činitel jakosti Q_{teor} [-]	Činitel jakosti zjištěný simulací Q_{sim} [-]
1	5,73	6,22
2	2,90	2,94
5	1,25	1,22
8	0,87	0,85

6.2.5 Diferenční říditelný univerzální filtr s třemi diferenčními proudovými konvejory a jedním DACA

Nediferenční univerzální říditelný kmitočtový filtr uvedený v kap. 6.2.4 na Obr. 6.8 byl taktéž transformován na plně diferenční filtrační strukturu [133].

Nahrazení konvektorů jejich diferenčními variantami bylo již ukázáno v kap. 6.2.3, prvek DACA převádět nemusíme, jelikož se jedná o prvek diferenční, u kterého jsme v případě nediferenčního zapojení využívali pouze jeden vstup. Zapojení převedené na diferenční filtr je naznačeno na Obr. 6.11. Pasivní součástky jsou plovoucí, což je při plné integraci řešení zpravidla nevýhodné. U diferenčních filtrů je to možné ošetřit pouze za cenu zvýšení počtu pasivních součástek. Plovoucí pasivní součástku nahradíme dvěma uzemněnými a v případě kondenzátorů platí, že hodnoty uzemněných kapacitorů musí být dvojnásobné oproti hodnotám plovoucího, zatímco u rezistorů se hodnota uzemněných součástek mění na polovinu hodnoty původního elementu. Tento způsob náhrady plovoucích součástek představuje jednoduchou úpravu diferenčního řešení a nebude v této práci pojednán.



Obr. 6.11: Diferenční univerzální kmitočtový filtr se třemi FD-CCII a jedním DACA pracující v CM s řiditelným Q

Jelikož dle rov. (3.14) je diferenční zesílení prvku DACA dvakrát větší než nediferenční, přenosové funkce diferenčního filtru nejsou shodné s nediferenčními. Tam, kde se v rov. (6.10) až (6.16) vyskytuje A , bude u diferenčního filtru hodnota $2A$. Pokud chceme u diferenčního filtru zachovat stejný rozsah nastavení činitele jakosti jako u nediferenčního, musíme hodnoty pasivních součástek přepočítat. Zvolené hodnoty kondenzátorů byly ponechány, $C_1 = 430 \text{ pF}$ a $C_2 = 68 \text{ pF}$, přepočítané hodnoty rezistorů jsou $R_2 = 1/(2\pi f_0 2A Q C_2) = 204 \Omega \approx 200 \Omega$, $R_1 = 1/((2\pi f_0)^2 R_2 C_1 C_2) = 4129 \Omega \approx 4,3 \text{ k}\Omega$. Hodnotám zesílení $A = \{8; 5; 2; 1\}$ pak odpovídají hodnoty činitele jakosti, teoreticky stejné jako u nediferenční varianty, $Q = \{0,707; 1,1; 2,8; 5,7\}$. Jestliže vezmeme v potaz skutečně použité hodnoty pasivních součástek, změní se i hodnoty činitele jakosti. Dosažené výsledky pro diferenční variantu shrnuje Tab. 6.2.

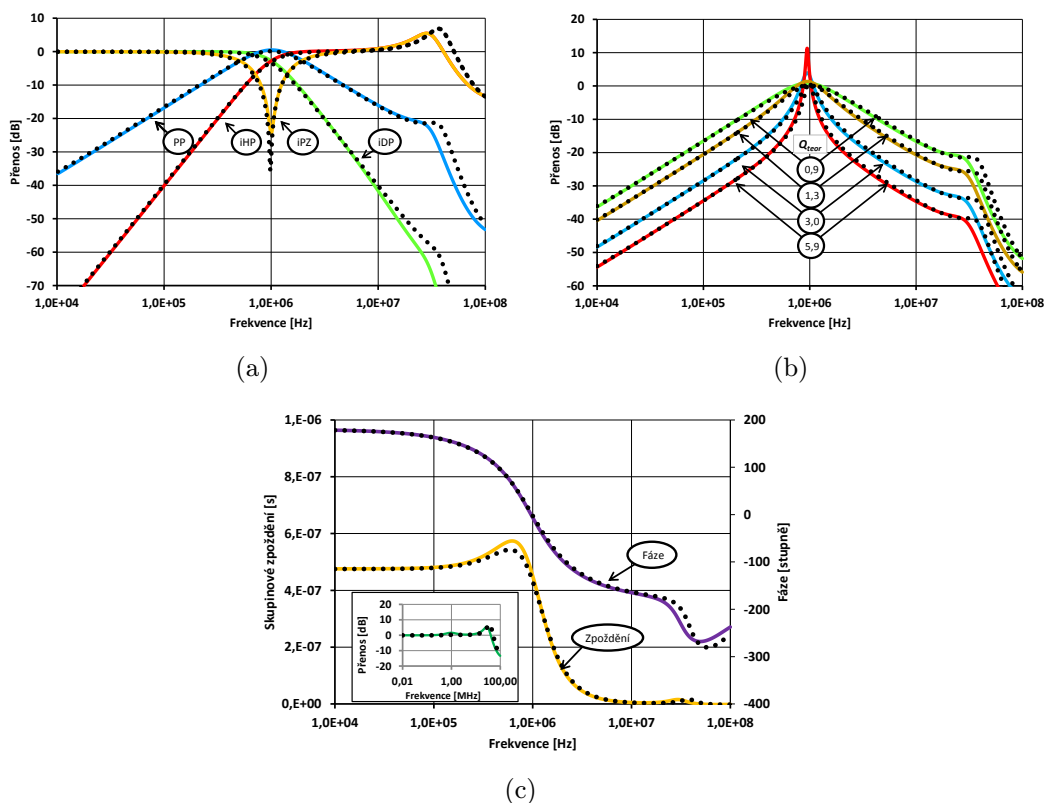
Výsledky prezentované v grafech na Obr. 6.12 představují srovnání nediferenční varianty filtru z Obr. 6.8 a diferenční varianty z Obr. 6.11. U diferenčního filtru lze snadno realizovat i neinvertující funkce (záměnou výstupních svorek), z důvodu srovnání s nediferenčním řešením jsou však analyzovány stejné funkce jako u nedi-

Tab. 6.2: Závislost činitele jakosti na zesílení prvku DACA u funkce PP

Nastavená hodnota zesílení A [-]	Teoretický činitel jakosti Q_{teor} [-]	Simulovaný činitel jakosti Q_{sim} [-]
1	5,86	20,9
2	2,96	4,48
5	1,27	1,42
8	0,89	0,92

ferenční varianty.

Z grafů je dobře patrné, že průběhy jsou si velmi blízké. Jelikož hodnoty pasivních součástek jsou různé z důvodu zachování možnosti nastavovat zesílením prvku DACA činitele jakosti ve stejném rozsahu, přímé srovnání není zcela objektivní, přesto lze považovat vlastnosti obou filtrů za srovnatelné.

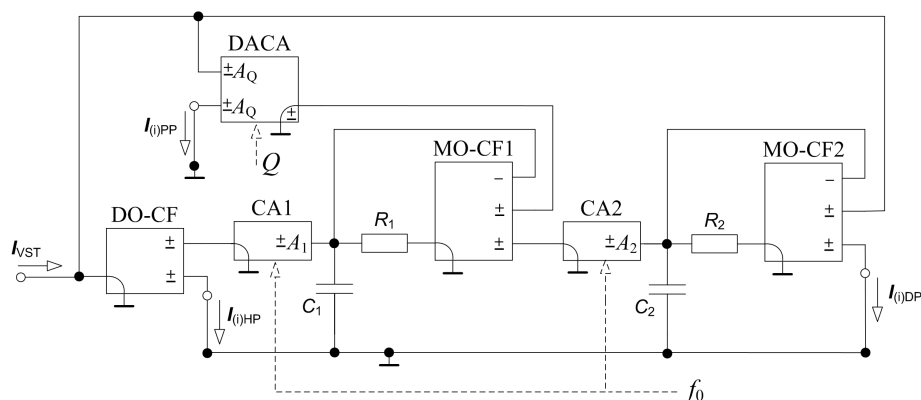


Obr. 6.12: Výsledky simulace diferenčního řešení z Obr. 6.11 (plná čára) v porovnání s nediferenčním z Obr. 6.8 (tečkovaně) univerzální říditelného filtru s třemi FD-CCII resp. třemi UCC a jedním DACA (a) modulová charakteristika filtračních funkcí typu iDP, iHP, PP a iPZ (b) nastavování činitele jakosti pásmové propusti (c) iFČ - modulová a fázová charakteristika, skupinové zpoždění

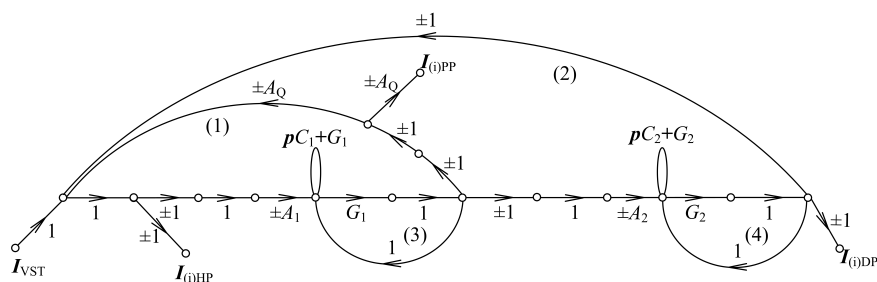
6.3 Kmitočtové filtry s proudovými sledovači

6.3.1 Koncepce univerzálních filtrů s proudovými sledovači a říditelnými parametry

Obdobně jako v kap. 6.2.1 s konvejory, byla navržena koncepce univerzální filtrační struktury s proudovými sledovači, která disponuje téměř totožnými výhodnými vlastnostmi. Na Obr. 6.13 je ukázáno možné obecné schéma zapojení filtrační struktury. Řiditelnost parametrů filtru je i v tomto případě dosažena vhodným zařazením tří proudových zesilovacích prvků, což je dobře patrné také ze SFG na Obr. 6.14. Přenosové koeficienty, resp. přenosy větví grafu signálových toků, které můžeme volit, jsou označeny jako $\pm$.



Obr. 6.13: Obecné schéma zapojení univerzálního a říditelného kmitočtového filtru s vícevýstupovými proudovými sledovači pro CM



Obr. 6.14: Obecný M-C SFG koncepce univerzálního a říditelného kmitočtového filtru z Obr. 6.13

I tato koncepce umožňuje vytvořit variantní řešení s různými možnostmi nastavení parametrů, podle toho, které zesilovací prvky ze struktury vypustíme a které

ponecháme. Stejně tak může ve struktuře vzniknout velké množství variant finálního řešení také s ohledem na to, jaké orientace zvolíme u výstupních a případně i vstupních svorek stavebních prvků filtru, za předpokladu dodržení určitých podmínek. Struktura je popsána celkem čtyřmi smyčkami, které jsou v SFG na Obr. 6.2 označeny jako (1) až (4). U smyček (1) a (2) musíme z důvodu stability filtru dosáhnout toho, že po součinu všech koeficientů, které se ve smyčce nachází, obdržíme zápornou hodnotu. Smyčky (3) a (4) slouží jako kompenzace nežádoucích členů determinantu, které vzniknou již z principu vlastních smyček obvodu a mají proto fixně nastavený přenos. Další podmínky realizace univerzálního filtru jsou obdobné jako u koncepce s konvejory. Za pomoci vytvořeného vyhledávacího programu bylo zjištěno že, v případě ponechání všech zesilovacích prvků ve struktuře, existuje 128 možných řešení orientace výstupních svorek (pokud na orientaci těchto svorek neklademe žádné dodatečné podmínky) a 12 řešení v případě, že požadujeme, aby prvky s dvěma výstupy měly diferenční výstupy a prvky s třemi výstupy neměly všechny tři výstupy stejné orientace.

Výhodou této koncepce je, že obsahuje pouze jednoduché proudové prvky, nevýhodou pak, že ne všechny pasivní součástky jsou v tomto případě uzemněny a že u dvou aktivních prvků potřebujeme více než dva výstupy, což vede na šest výstupů v případě diferenčního filtru. To může být problematické v případě praktické realizace, jelikož běžně máme k dispozici prvky s maximálně čtyřmi výstupy a budeme tedy v tomto případě muset strukturu rozšířit buď o vícevýstupové prvky nebo o další prvky, které budou sloužit pouze k zvýšení potřebného počtu kopií proudů.

Levá strana charakteristická rovnice koncepce z Obr. 6.13, v případě vhodné volby dílčích přenosů a ponechání všech říditelných zesilovačů, má stejný tvar jako (6.1), tj.:

$$D(\mathbf{p}) = A_1 A_2 + \mathbf{p} C_2 R_2 A_1 A_Q + \mathbf{p}^2 C_1 C_2 R_1 R_2, \quad (6.17)$$

což má za následek i stejné vztahy pro úhlový kmitočet a činitel jakosti, ze kterých jsou zřejmé možnosti ladění úhlového kmitočtu pomocí $A_1 = A_2$ a nastavení činitele jakosti pomocí A_Q :

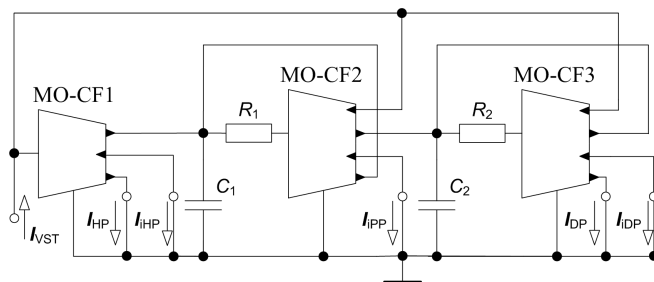
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{A_1 A_2}{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{1}{A_Q} \sqrt{\frac{A_2 R_1 C_1}{A_1 R_2 C_2}}. \quad (6.18)$$

Vybraná řešení, vycházející z této koncepce, jsou detailněji pojednána v následujících kapitolách.

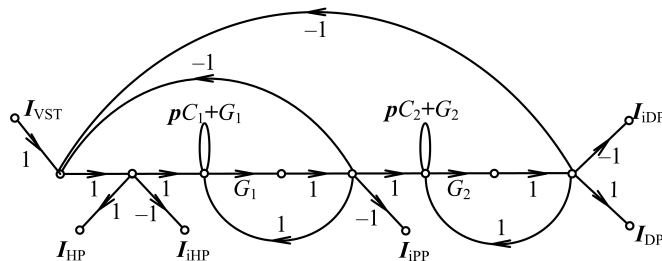
6.3.2 Nediferenční univerzální filtr s třemi proudovými sledovači

První zapojení, které je možné odvodit z obecné koncepce, s třemi aktivními prvky MO-CF, je uvedeno na Obr. 6.15, kde je představena jedna z možných variant orientace výstupních svorek. Struktura neobsahuje žádné zesilovací prvky DACA, což limituje možnosti řízení, počet aktivních prvků je však díky tomu příznivý. Vyřazení prvku DACA způsobuje, že musí být rozšířen počet výstupů u prvku MO-CF2. Všechny filtrační funkce jsou dostupné přímo z vysokoimpedančních proudových výstupů aktivních prvků MO-CF, takže v reálném zapojení není třeba přidávat další aktivní elementy, které by tuto vlastnost na výstupech zajišťovaly. Navíc budicí proud je připojen do nízkoimpedančního uzlu, což je taktéž žádaná vlastnost. Zapojení je složeno z kaskády ztrátového a bezztrátového integračního článku s proudovými sledovači, obdobně jako podobná verze uvedená v [128].

SFG obvodu je možné nalézt na Obr. 6.16. Další výhodnou vlastností, která je dobře patrná i z grafu signálových toků, je, že většina funkcí je dostupná jak v invertované, tak neinvertované podobě a jelikož filtr je typu SIMO, není třeba pro jednotlivé funkce měnit pozici vstupní svorky.



Obr. 6.15: Nediferenční univerzální kmitočtový filtr se třemi MO-CF pracující v CM



Obr. 6.16: Redukovaný M–C SFG univerzálního kmitočtového filtru se třemi MO-CF z Obr. 6.15

Pokud označíme jmenovatel všech dále zmíněných přenosových funkcí

$$D(\mathbf{p}) = 1 + \mathbf{p}C_2R_2 + \mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2, \quad (6.19)$$

pak jsou tyto přenosové funkce obvodu popsány následujícím způsobem:

1. DP, iDP:

$$\frac{\mathbf{I}_{\text{DP}}}{\mathbf{I}_{\text{VST}}} = -\frac{\mathbf{I}_{\text{iDP}}}{\mathbf{I}_{\text{VST}}} = \frac{1}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.20)$$

2. PP, iPP:

$$\frac{\mathbf{I}_{\text{PP}}}{\mathbf{I}_{\text{VST}}} = -\frac{\mathbf{I}_{\text{iPP}}}{\mathbf{I}_{\text{VST}}} = \frac{\mathbf{p}C_2R_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.21)$$

3. HP, iHP:

$$\frac{\mathbf{I}_{\text{HP}}}{\mathbf{I}_{\text{VST}}} = -\frac{\mathbf{I}_{\text{iHP}}}{\mathbf{I}_{\text{VST}}} = \frac{\mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.22)$$

4. PZ, iPZ:

$$\frac{\mathbf{I}_{\text{DP}} + \mathbf{I}_{\text{HP}}}{\mathbf{I}_{\text{VST}}} = -\frac{\mathbf{I}_{\text{iDP}} + \mathbf{I}_{\text{iHP}}}{\mathbf{I}_{\text{VST}}} = \frac{1 + \mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.23)$$

5. FČ:

$$\frac{\mathbf{I}_{\text{DP}} + \mathbf{I}_{\text{iPP}} + \mathbf{I}_{\text{HP}}}{\mathbf{I}_{\text{VST}}} = \frac{1 - \mathbf{p}C_2R_2 + \mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.24)$$

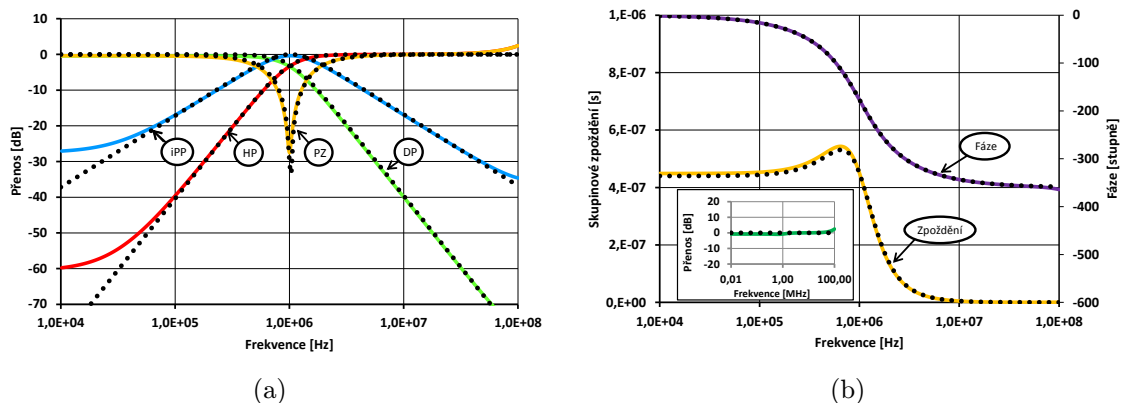
Úhlový kmitočet a činitel jakosti je pro všechny typy filtrů vyjádřen pomocí následujících vztahů:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}, \quad Q = \sqrt{\frac{R_1C_1}{R_2C_2}}. \quad (6.25)$$

Pro počítačové simulace byl kmitočet komplexně sdružených pólů zvolen $f_0 = \omega_0/2\pi = 1$ MHz a činitel jakosti $Q = 0,707$ (Butterworthova aproximace), hodnoty kondenzátorů jsou vybrány jako $C_1 = C_2 = C = 100$ pF. Odpory rezistorů byly vypočteny jako $R_1 = Q / (2\pi f_0 C) = 1125 \Omega \approx 1,1$ k Ω , $R_2 = R_1 / Q^2 = 2251 \Omega \approx 2,2$ k Ω .

K simulacím byly použity jednoduché modely prvku MO-CF, který byl uveden v kap. 3.1.2. Při simulacích s těmito modely byly použité hodnoty kondenzátorů sníženy na $C = 92$ pF tak, aby nedošlo k snížení mezního kmitočtu vlivem parazitních kapacit vyskytujících se v obvodu. Výsledky simulací v porovnání s teoretickými průběhy jsou vykresleny na Obr. 6.17.

Z grafů na Obr. 6.17 je patrná dobrá shoda mezi výsledky simulace a teoretickými průběhy. Odlišnosti na nízkých kmitočtech jsou patrné u funkcí typu HP a iPP. Tyto odlišnosti jsou způsobeny reálným charakterem především výstupních impedancí proudových svorek, které jsou navíc ovlivněny reálnými kmitočtově závislými děliči proudu, které v obvodu vytvářejí pasivní prvky. Výsledky lze vyhodnotit jako dobré a prokazující správnost návrhu.



Obr. 6.17: Výsledky simulace (plná čára) a porovnání s teoretickými průběhy (tečkovaně) filtru s třemi MO-CF, (a) modulové charakteristiky pro všechny filtrační funkce s činitelem jakosti $Q = 0,707$ (b) FČ - modulová a fázová charakteristika, skupinové zpoždění

6.3.3 Diferenční univerzální filtr s třemi diferenčními proudovými sledovači

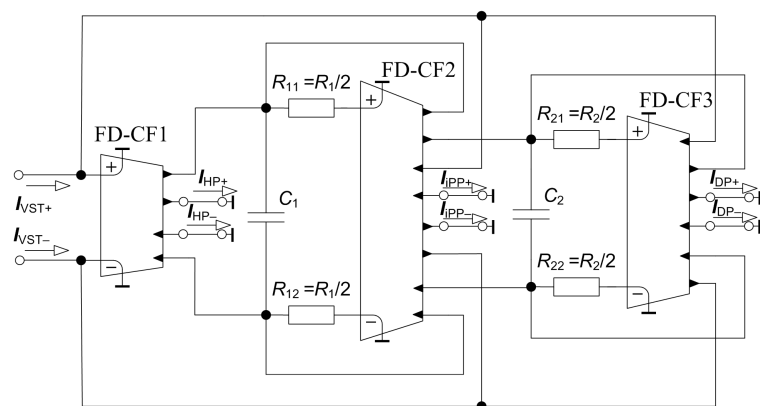
Nediferenční univerzální kmitočtový filtr uvedený z kap. 6.3.2 a Obr. 6.15 je možné snadno transformovat na plně diferenční filtrační strukturu [117].

Nahrazení prvku MO-CF jeho diferenční variantou bylo realizováno prostřednictvím prvku FD-CF, který byl uveden v kap. 3.2.3. Pokud chceme zachovat univerzálnost filtru, musí být u prvku FD-CF počet výstupních svorek vždy dvojnásobný oproti MO-CF. Rozšíření počtu výstupních proudových svorek je jednoduché jak v případě návrhu integrovaného obvodu, tak v případě simulačního modelu aktivního prvku, který byl v případě FD-CF uveden na Obr. 3.14. V případě, že bychom měli k dispozici aktivní prvky s nižším počtem výstupů, např. maximálně čtyřmi, je možné i tak filtr postavit, pouze bude potřeba více aktivních prvků.

Schéma zapojení převedené na diferenční filtr s plně diferenčními proudovými aktivními prvky je naznačeno na Obr. 6.18.

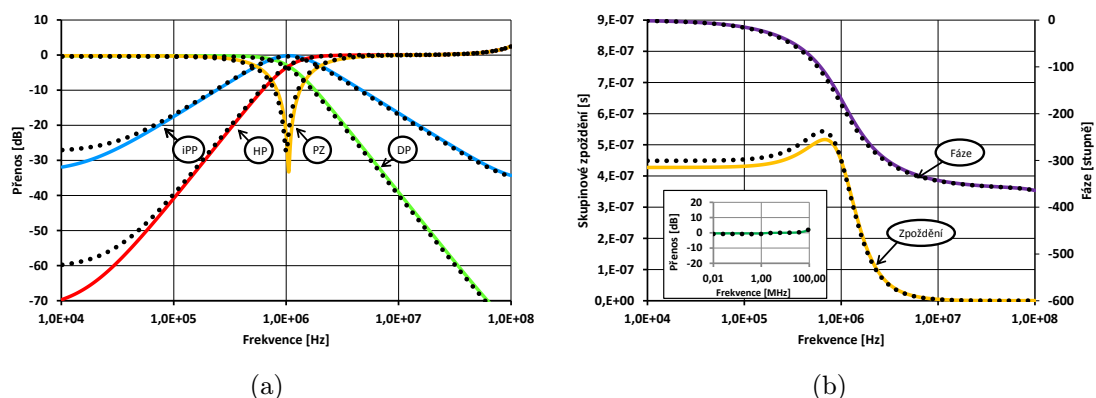
Jelikož dle rov. (3.10) a (3.11) je diferenční zesílení prvku FD-CF rovno $1/2$, což je polovina nediferenčního zesílení prvku MO-CF, a hodnoty rezistorů, jenž jsou umístěny v podélných větvích obvodu byly upraveny dle pravidel v [56] na polovinu svých původních hodnot, přenosové funkce diferenčního filtru jsou v tomto případě zcela shodné s nediferenčním zapojením.

Výsledky prezentované v grafech na Obr. 6.19 jsou srovnáním nediferenční varianty filtru z Obr. 6.15 a diferenční varianty z Obr. 6.18. Průběhy pro všechny filtrační funkce s výjimkou FČ obou filtrů a pro činitel jakosti $Q = 0,707$ jsou vykresleny na Obr. 6.19(a). Druhý graf na Obr. 6.19(b) pak umožňuje porovnání výsledků pro filtr



Obr. 6.18: Diferenční univerzální říditelný kmitočtový filtr se třemi FD-CF pracující v CM

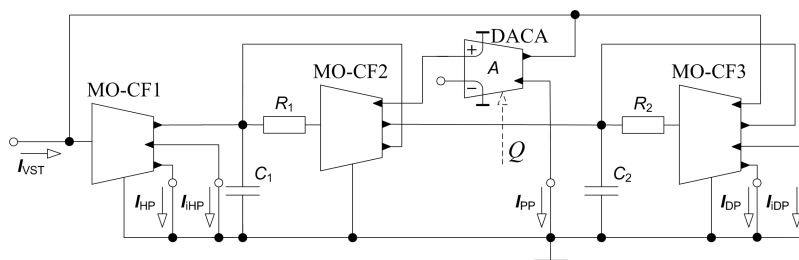
typu FČ. Křivky jsou si velmi blízké. Celkově lze konstatovat, že diferenční varianta v tomto případě vykazuje průběhy, které se více blíží ideálním průběhům.



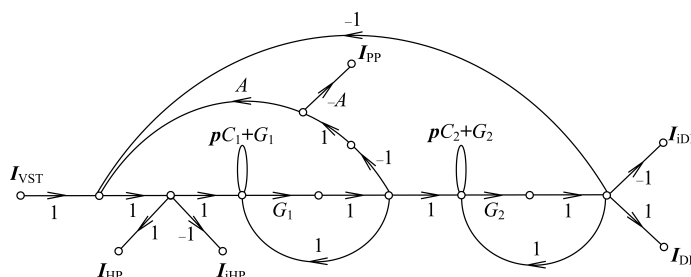
Obr. 6.19: Výsledky simulace diferenčního řešení z Obr. 6.18 (plná čára) v porovnání s nediferenčním z Obr. 6.15 (tečkovaně) univerzální filtru s třemi MO-CF resp. třemi FD-CF (a) modulová charakteristika filtračních funkcí typu DP, HP, iPP a PZ (b) FČ - modulová a fázová charakteristika, skupinové zpoždění

6.3.4 Nediferenční univerzální říditelný filtr s třemi proudovými sledovači a jedním DACA

Jestliže v obecné koncepci, která byla uvedena na Obr. 6.13, ponecháme z říditelných prvků pouze prvek DACA a vhodně zvolíme dílčí přenosové koeficienty, obdržíme zapojení, jehož jedna varianta je ukázána na Obr. 6.20 [112]. Graf signálových toků tohoto obvodu je pak naznačen na Obr. 6.21.



Obr. 6.20: Nediferenční říditelný univerzální kmitočtový filtr se třemi MO-CF a jedním DACA pracující v CM



Obr. 6.21: Redukovaný M-C SFG říditelného univerzálního filtru z Obr. 6.20

Řešení ukázané na Obr. 6.20 poskytuje na základě vhodně zařazeného prvku DACA do obvodové struktury možnost řídit činitel jakosti všech filtračních funkcí nezávisle na kmitočtu pólů. Levá strana charakteristické rovnice má v tomto případě tvar:

$$D(\mathbf{p}) = 1 + \mathbf{p}C_2R_2A + \mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2 \quad (6.26)$$

a přenosové funkce jsou:

1. DP, iDP:

$$\frac{I_{\text{DP}}}{I_{\text{VST}}} = -\frac{I_{\text{iDP}}}{I_{\text{VST}}} = \frac{1}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.27)$$

2. PP:

$$\frac{I_{\text{PP}}}{I_{\text{VST}}} = \frac{p C_2 R_2 A}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.28)$$

- ### 3. HP, iHP:

$$\frac{I_{\text{HP}}}{I_{\text{VST}}} = -\frac{I_{\text{iHP}}}{I_{\text{VST}}} = \frac{\mathbf{p}^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.29)$$

4. PZ, iPZ:

$$\frac{I_{\text{DP}} + I_{\text{HP}}}{I_{\text{VST}}} = -\frac{I_{\text{iDP}} + I_{\text{iHP}}}{I_{\text{VST}}} = \frac{1 + \mathbf{p}^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.30)$$

5. iFČ:

$$\frac{\mathbf{I}_{\text{IDP}} + \mathbf{I}_{\text{PP}} + \mathbf{I}_{\text{IHP}}}{\mathbf{I}_{\text{VST}}} = -\frac{1 - \mathbf{p}C_2R_2A + \mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.31)$$

úhlový kmitočet a činitel jakosti lze následně vyjádřit pomocí vztahů:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{1}{A} \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}}. \quad (6.32)$$

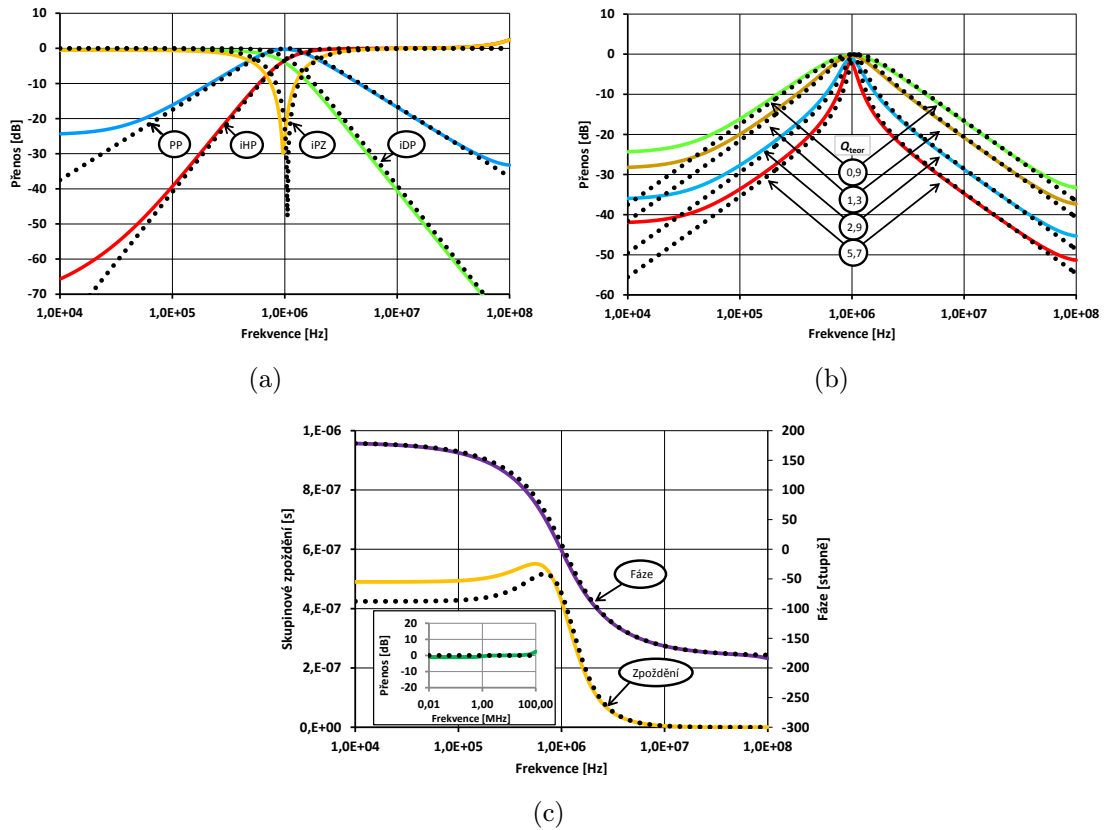
Z rovnic je zřejmé, že činitel jakosti Q lze pomocí zesílení A (nepřímo úměrně) měnit nezávisle na mezním kmitočtu. Ze SFG obvodu na Obr. 6.21 je pak dobře zřejmé, že obvod je navržen tak, že řiditelnost činitele jakosti pomocí zesílení prvku DACA nemění přenos v propustném pásmu u žádné z přenosových funkcí.

Pro počítačové simulace byly použity jednoduché modely aktivních prvků, které byly uvedeny v kap. 3. Kmitočet komplexně sdružených pólů je i v tomto případě zvolen $f_0 = \omega_0/2\pi = 1$ MHz. Zvolené hodnoty kondenzátorů jsou $C_1 = 430$ pF a $C_2 = 68$ pF. Odpory rezistorů byly následně vypočteny jako $R_2 = 1/(2\pi f_0 A Q C_2) = 408 \Omega \approx 390 \Omega$, $R_1 = 1/((2\pi f_0)^2 R_2 C_1 C_2) = 2065 \Omega \approx 2 \text{ k}\Omega$. Hodnotám zesílení $A = \{8; 5; 2; 1\}$ poté odpovídají teoreticky hodnoty činitele jakosti $Q = \{0,707; 1,1; 2,8; 5,7\}$. Jestliže vezmeme v potaz skutečně použité hodnoty pasivních součástí, změní se i teoretické hodnoty činitele jakosti, které jsou ve srovnání s výsledky simulace shrnuty v Tab. 6.3.

Tab. 6.3: Závislost činitele jakosti na zesílení prvku DACA u funkce PP

Nastavená hodnota zesílení A [-]	Teoretický činitel jakosti Q_{teor} [-]	Činitel jakosti zjištěný simulací Q_{sim} [-]
1	5,73	4,32
2	2,90	2,45
5	1,25	1,16
8	0,87	0,84

Výsledky simulací v porovnání s ideálními průběhy pro všechny filtrační funkce s výjimkou iFČ a činitel jakosti $Q = 0,707$ jsou vykresleny na Obr. 6.22(a). Druhý graf na Obr. 6.22(b) pak demonstruje možnost nastavení činitele jakosti u pásmové propusti a třetí graf na Obr. 6.22(c) pak shrnuje výsledky pro filtr typu iFČ, což představuje modulovou a fázovou charakteristiku a také skupinové zpoždění. Z grafů je patrné, že mezi výsledky simulace a teorií panuje i v tomto případě poměrně dobrá shoda. Zejména z grafu pásmové propusti s nastavitelným Q je patrné, že útlum na nízkých kmitočtech je menší než v ideálním případě. To je způsobeno především konečnou velikostí výstupní impedance aktivních prvků, jež je zahrnuta ve vlastnostech jednoduchých simulačních modelů.



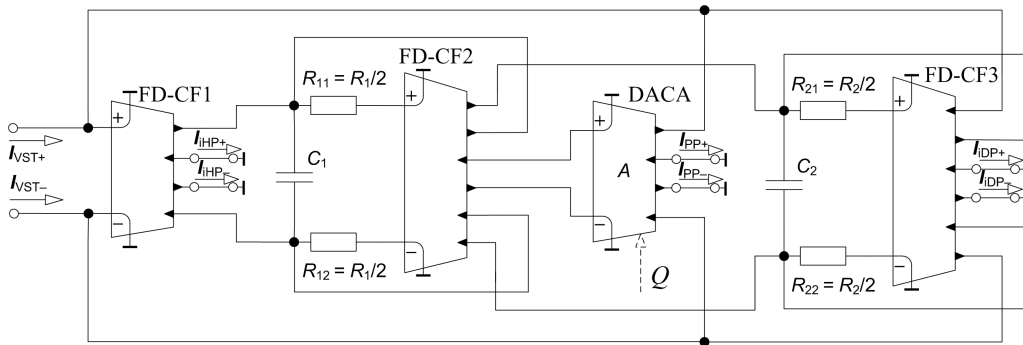
Obr. 6.22: Výsledky simulace (plná čára) v porovnání s ideálními průběhy (tečkovaně) nediferenčního univerzálního říditelného filtru s třemi MO-CF a jedním DACA z Obr. 6.20 (a) modulová charakteristika filtračních funkcí typu iDP, iHP, PP a iPZ (b) řízení činitele jakosti pásmové propusti (c) iFC - modulová a fázová charakteristika, skupinové zpoždění

6.3.5 Diferenční univerzální říditelný filtr s třemi diferenčními proudovými sledovači a jedním DACA

V této kapitole bude uvedena diferenční filtrační struktura vytvořená transformací nediferenčního říditelného filtru z předcházející kap. 6.3.4 a Obr. 6.20.

Zapojení převedené na diferenční filtr a za použití plně diferenčních aktivních prvků, které mají dvojnásobné počty výstupních svorek oproti nediferenčním prvkům, je naznačeno na Obr. 6.23. U navrženého zapojení taktéž platí, že všechny výstupy jsou brány přímo z vysokoimpedančních proudových výstupů aktivních prvků.

Obdobně jako v případě diferenčního filtru uvedeného v kap. 6.2.5 i v tomto případě platí, že kvůli diferenčnímu zesílení prvku DACA, které je dvakrát větší, než nediferenční, se mění levá strana charakteristické rovnice i přenosové funkce oproti nediferenčnímu řešení. Tam, kde se v rov. (6.26) až (6.32) vyskytuje A , bude u diferenčního filtru hodnota $2A$. Přepočítané hodnoty pasivních součástek, které



Obr. 6.23: Diferenční univerzální říditelný kmitočtový filtr se třemi FD-CF a jedním DACA pracující v CM

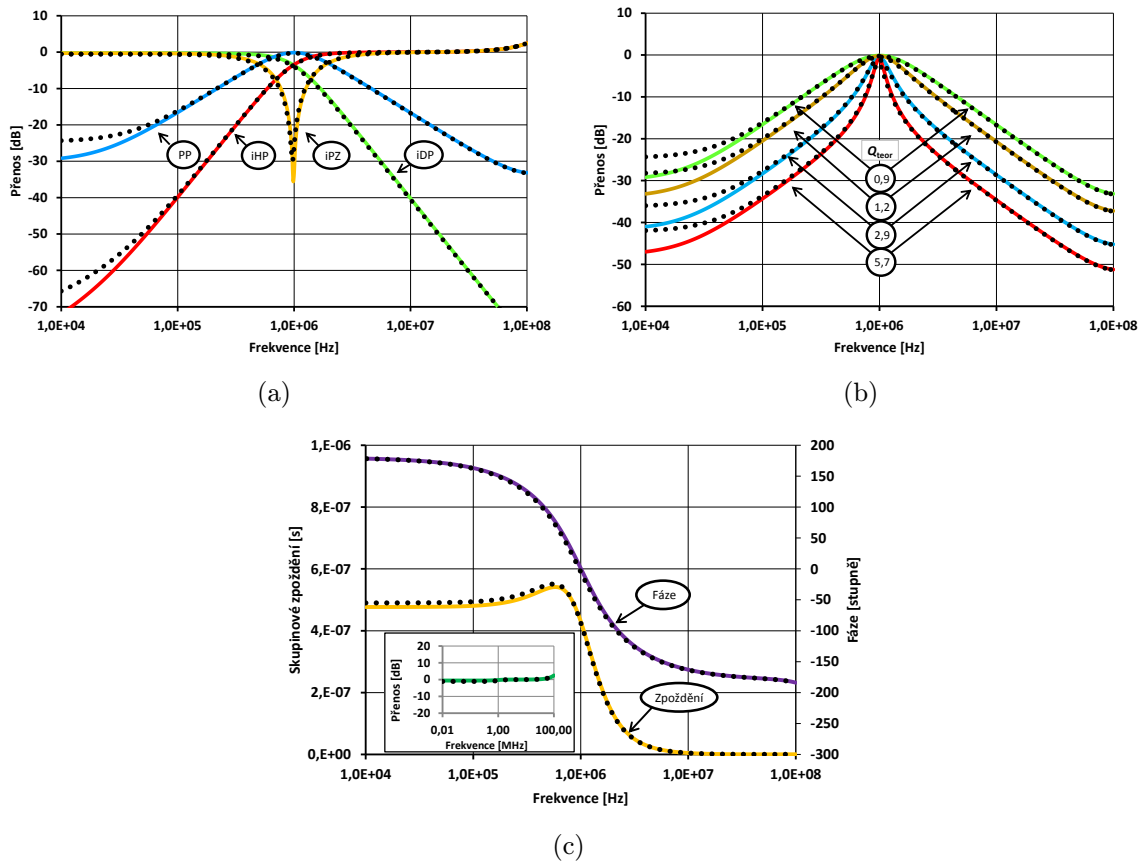
u diferenčního filtru umožní zachovat stejný rozsah nastavení činitele jakosti jako u nediferenčního, jsou: $C_1 = 430 \text{ pF}$ a $C_2 = 68 \text{ pF}$, $R_2 = 1/(2\pi f_0 2AQC_2) = 204 \text{ } \Omega$, $R_1 = 1/((2\pi f_0)^2 R_2 C_1 C_2) = 4129 \text{ } \Omega$. Hodnotám zesílení $A = \{8; 5; 2; 1\}$ následně odpovídají teoretické hodnoty činitele jakosti stejné jako u nediferenční varianty, tedy $Q = \{0,707; 1,1; 2,8; 5,7\}$. Ze schéma zapojení je patrné, že rezistory, které jsou umístěné v podélných větvích mají mít poloviční hodnotu odporu oproti ekvivalentnímu nediferenčnímu řešení. Skutečně použité hodnoty tedy jsou $R_{11} = R_{12} = 2 \text{ k}\Omega$ a $R_{21} = R_{22} = 100 \text{ } \Omega$.

Výsledky prezentované v grafech na Obr. 6.24 jsou srovnáním nediferenční varianty filtru z Obr. 6.20 a diferenční varianty z Obr. 6.23. V simulaci obdržené hodnoty činitele jakosti diferenční varianty s teoretickými předpoklady srovnává Tab. 6.4.

Z ukázaných grafů je zřejmé, že průběhy jsou si blízké. Celkově lze konstatovat, že diferenční varianta vykazuje o něco lepší průběhy, což je patrné zejména na nízkých kmitočtech v nepropustných pásmech funkcí iHP a PP.

Tab. 6.4: Závislost činitele jakosti na zesílení prvku DACA u funkce PP

Nastavená hodnota zesílení A [-]	Teoretický činitel jakosti Q_{teor} [-]	Činitel jakosti zjištěný simulací Q_{sim} [-]
1	5,66	4,89
2	2,86	2,62
5	1,23	1,18
8	0,86	0,84



Obr. 6.24: Výsledky simulace diferenčního řešení z Obr. 6.23 (plná čára) v porovnání s nediferenčním z Obr. 6.20 (tečkovaně) univerzálního říditelného filtru s třemi FD-CF resp. třemi UCC a jedním DACA (a) modulová charakteristika filtračních funkcí typu DP, HP, iPP a PZ (b) nastavování činitele jakosti pásmové propusti (c) FČ - modulová a fázová charakteristika, skupinové zpoždění

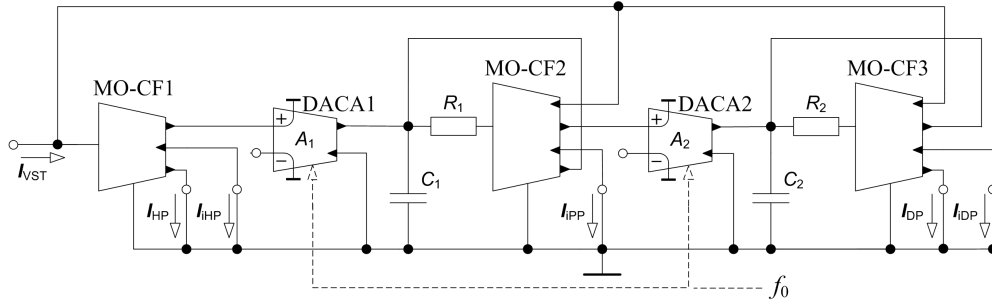
6.3.6 Nediferenční univerzální říditelný filtr s třemi proudovými sledovači a dvěma DACA

Jestliže v obecné koncepci z Obr. 6.13 ponecháme z říditelných prvků CA1 a CA2, resp. je nahradíme prvky DACA a prvek DACA vyřadíme, vhodně zvolíme přenosové koeficienty, pak obdržíme zapojení, u kterého bude možné digitálně řídit kmitočty komplexně sdružených pólů u všech filtračních funkcí [122]. Vybraná nediferenční varianta je ukázána na Obr. 6.25, graf signálových toků tohoto obvodu je pak naznačen na Obr. 6.26.

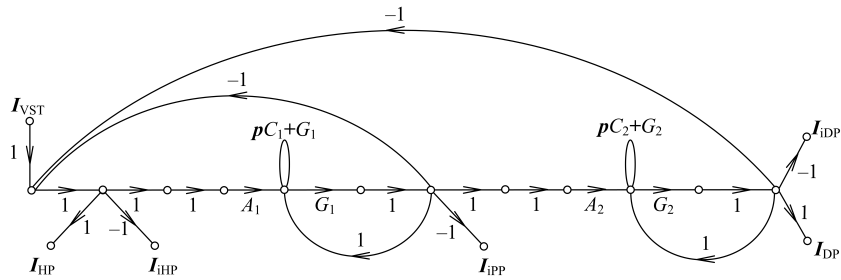
Levá strana charakteristické rovnice má pro toto řešení tvar

$$D(p) = A_1 A_2 + p C_2 R_2 A_1 + p^2 C_1 C_2 R_1 R_2 \quad (6.33)$$

a přenosové funkce tohoto obvodu jsou popsány:



Obr. 6.25: Nediferenční univerzální kmitočtový filtr se třemi MO-CF a dvěma DACA pracující v CM s nastavitelným f_0



Obr. 6.26: Redukovaný M–C SFG přeladitelného univerzálního filtru z Obr. 6.25

1. DP, iDP:

$$\frac{I_{DP}}{I_{VST}} = -\frac{I_{iDP}}{I_{VST}} = \frac{A_1 A_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.34)$$

2. iPP:

$$\frac{I_{iPP}}{I_{VST}} = -\frac{pC_2 R_2 A_1}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.35)$$

3. HP, iHP:

$$\frac{I_{HP}}{I_{VST}} = -\frac{I_{iHP}}{I_{VST}} = \frac{p^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.36)$$

4. PZ, iPZ:

$$\frac{I_{DP} + I_{HP}}{I_{VST}} = -\frac{I_{iDP} + I_{iHP}}{I_{VST}} = \frac{A_1 A_2 + p^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.37)$$

5. FČ:

$$\frac{I_{DP} + I_{iPP} + I_{HP}}{I_{VST}} = \frac{A_1 A_2 - pC_2 R_2 A_1 + p^2 C_1 C_2 R_1 R_2}{D(\mathbf{p})}. \quad (6.38)$$

Za předpokladu, že $A_1 = A_2 = A$, úhlový kmitočet a činitel jakosti lze z rov. (6.33) vyjádřit jako:

$$\omega_0 = A \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad Q = \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}}. \quad (6.39)$$

Z rovnic a také SFG obvodu na Obr. 6.26 je zřejmé, že činitel jakosti Q zůstává zesílením A neovlivněn, zatímco úhlový kmitočet je přímo úměrný tomuto zesílení. Ze SFG i přenosových funkcí je taktéž dobře patrné, že obvod je navržen takovým způsobem, že přeladitelnost úhlového kmitočtu pomocí zesílení prvků DACA nemění přenos v propustném pásmu u žádné z funkcí.

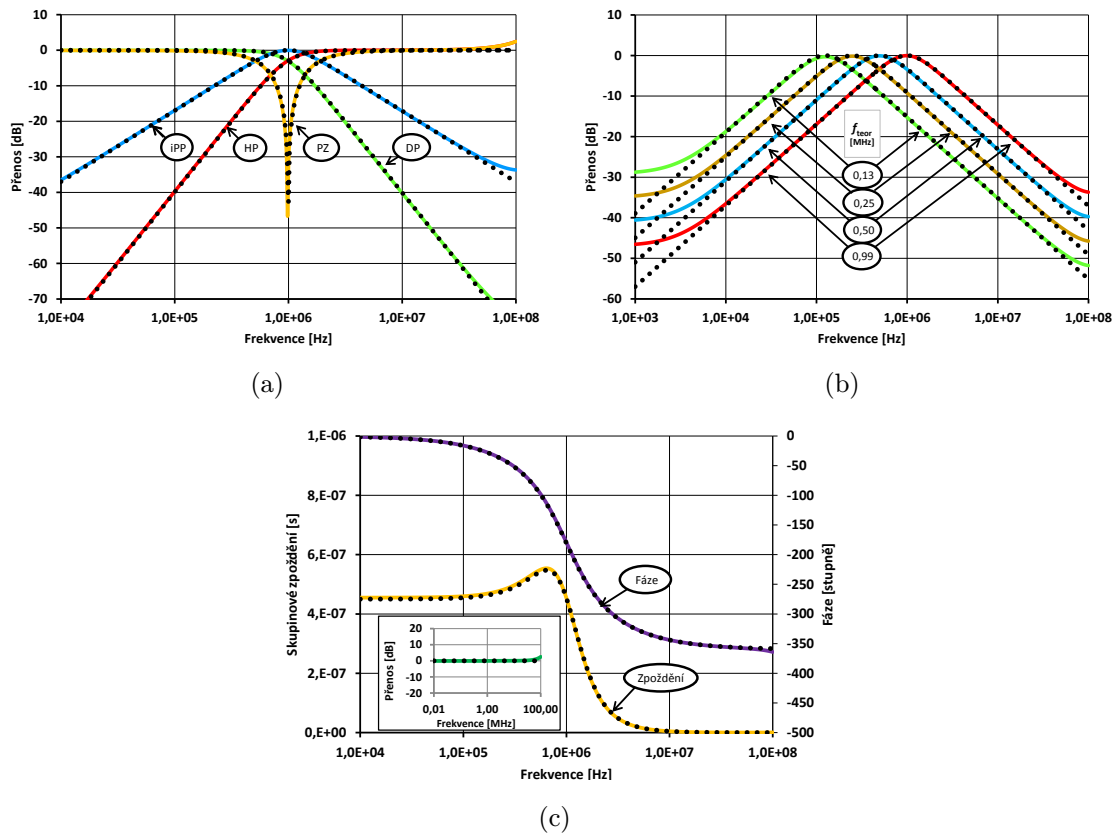
Pro počítačové simulace byly použity jednoduché modely aktivních prvků, které byly uvedeny v kap. 3. Základní kmitočet komplexně sdružených pólů je $f_0 = \omega_0/2\pi = 1$ MHz, činitel jakosti $Q = 0,707$ a tomu odpovídající hodnota zesílení $A = 8$. Zvolené hodnoty kondenzátorů jsou $C_1 = 1$ nF a $C_2 = 1$ nF. Hodnoty rezistorů byly vypočteny jako $R_1 = (QA)/(2\pi f_0 C_1) = 900 \Omega \approx 910 \Omega$, $R_2 = A^2/((2\pi f_0)^2 R_1 C_1 C_2) = 1801 \Omega \approx 1,8$ k Ω . Hodnotám zesílení $A = \{1; 2; 4; 8\}$ odpovídají teoretické hodnoty kmitočtů $f_0 = \{0,125; 0,25; 0,5; 1\}$ MHz. Teoretické (jestliže vezmeme v potaz skutečně použité hodnoty pasivních součástí) a v simulaci obdržené kmitočty komplexně sdružených pólů u funkce typu iPP jsou shrnuty v následující Tab. 6.5.

Tab. 6.5: Závislost mezního kmitočtu na nastaveném zesílení u funkce iPP

Nastavená hodnota zesílení A [-]	Teoretický mezní kmitočet f_{0_teor} [kHz]	Mezní kmitočet zjištěný simulací f_{0_sim} [kHz]
1	125	125
2	249	249
4	497	492
8	991	973

Výsledky simulací v porovnání s ideálními průběhy pro všechny filtrační funkce kromě FČ, pro činitel jakosti $Q = 0,707$ a $f_0 = 1$ MHz jsou naznačeny na Obr. 6.27(a). Druhý graf na Obr. 6.27(b) pak ukazuje možnost přeladování kmitočtu u pásmové propusti a konečně třetí graf na Obr. 6.22(c) shrnuje výsledky pro filtr typu FČ, tj. modulová a fázová charakteristika a také skupinové zpoždění pro kmitočet $f_0 = 1$ MHz.

Z grafů je patrné, že mezi výsledky simulace a teorií panuje dobrá shoda. Vzhledem k velkému počtu aktivních prvků se snižuje vliv konečné velikosti výstupní impedance aktivních prvků, jelikož jednotlivé elementy obvodu jsou vždy odděleny aktivním prvkem.

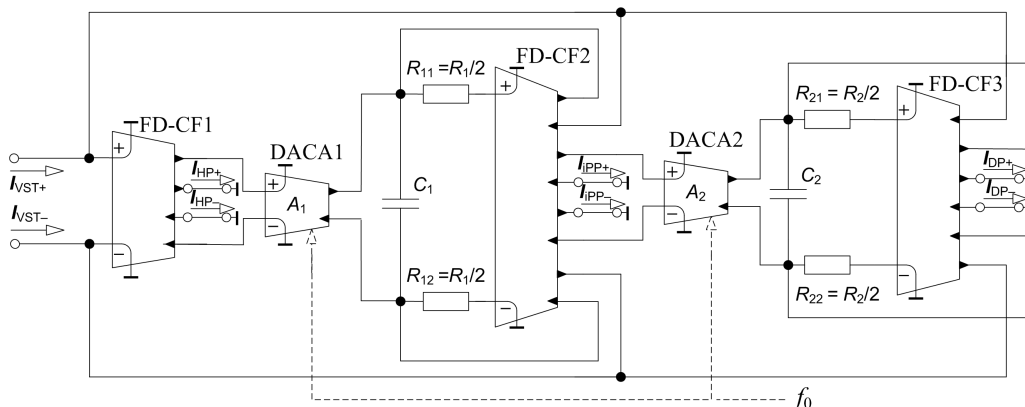


Obr. 6.27: Výsledky simulace (plná čára) v porovnání s ideálními průběhy (tečkovaně) nediferenčního univerzální přeladitelného filtru s třemi MO-CF a dvěma DACA z Obr. 6.25 (a) modulová charakteristika filtračních funkcí typu DP, HP, iPP a PZ (b) přeladování kmitočtu u pásmové propusti (c) FČ - modulová a fázová charakteristika, skupinové zpoždění

6.3.7 Diferenční univerzální říditelný filtr s třemi diferenčními proudovými sledovači a dvěma DACA

Nediferenční přeladitelný kmitočtový filtr uvedený v kap. 6.3.6 na Obr. 6.25 byl převeden na plně diferenční strukturu, jejíž zapojení je naznačeno na Obr. 6.28.

Levá strana charakteristické rovnice i přenosové funkce se dle očekávání mění oproti nediferenčnímu řešení z důvodu dvojnásobného diferenčního zesílení prvků DACA. Tam, kde se v rov. (6.33) až (6.39) vyskytuje A , bude u diferenčního filtru hodnota $2A$. Přepočítané hodnoty pasivních součástí, které u diferenčního filtru umožní zachovat stejný rozsah přeladitelnosti kmitočtu jako u nediferenčního, jsou $C_1 = 1 \text{ nF}$ a $C_2 = 1 \text{ nF}$, $R_1 = (Q2A)/(2\pi f_0 C_1) = 1,8 \text{ k}\Omega$, $R_2 = (2A)^2/((2\pi f_0)^2 R_1 C_1 C_2) = 3602 \Omega$. Hodnotám zesílení $A = \{1; 2; 4; 8\}$ poté odpovídají stejné teoretické hodnoty kmitočtů komplexně sdružených pólů $f_0 = \{0,125; 0,25; 0,5; 1\} \text{ MHz}$. Ze zapojení je patrné, že rezistory, které jsou umís-



Obr. 6.28: Diferenční univerzální kmitočtový filtr se třemi FD-CF a dvěma DACA pracující v CM s nastavitelným f_0

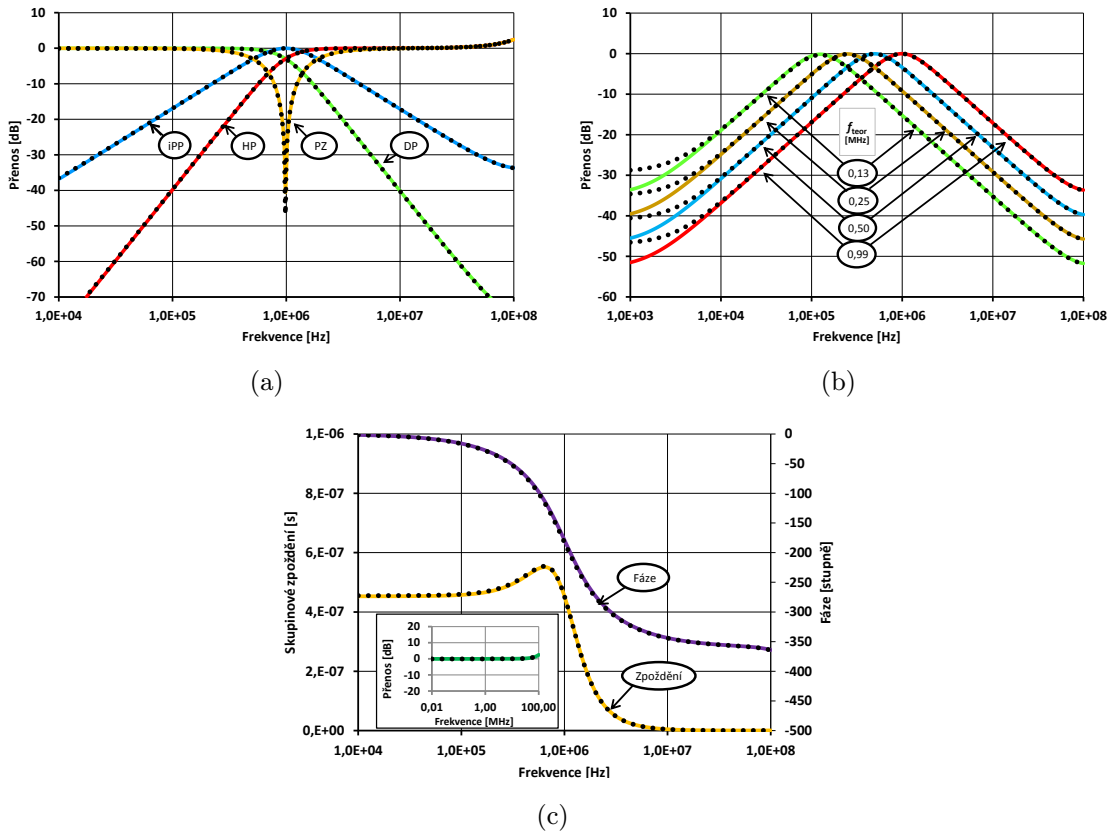
těny v podélných větvích zapojení, musí mít poloviční hodnoty odporu, skutečně použité hodnoty tedy jsou $R_{11} = R_{12} = 910 \, \Omega$ a $R_{21} = R_{22} = 1,8 \, \text{k}\Omega$. Teoretické (jestliže vezmeme v potaz skutečně použité hodnoty pasivních součástek) a v simulaci obdržené kmitočty komplexně sdružených pólů u funkce typu iPP jsou shrnuty v Tab. 6.6.

Tab. 6.6: Závislost mezního kmitočtu na nastaveném zesílení u funkce iPP

Nastavená hodnota zesílení A [-]	Teoretický mezní kmitočet f_{0_teor} [kHz]	Mezní kmitočet zjištěný simulací f_{0_sim} [kHz]
1	125	125
2	249	249
4	497	497
8	991	991

Výsledky prezentované v grafech na Obr. 6.29 jsou srovnáním nediferenční varianty filtru z Obr. 6.25 a diferenční varianty z Obr. 6.28. Průběhy pro všechny filtrační funkce s výjimkou FČ obou filtrů pro činitel jakosti $Q = 0,707$ a $f_0 = 1 \, \text{MHz}$ jsou vykresleny na Obr. 6.29(a). Druhý graf na Obr. 6.29(b) pak demonstruje porovnání možnosti přeladování kmitočtu u pásmových propustí a třetí graf na Obr. 6.29(c) shrnuje výsledky pro filtry typu FČ, pro $f_0 = 1 \, \text{MHz}$.

Z grafů je zřejmé, že průběhy jsou téměř identické. To je dáno především vysokým počtem aktivních prvků v obou strukturách, které od sebe oddělují uzly s potenciálně nízkou impedancí.



Obr. 6.29: Výsledky simulace diferenčního řešení z Obr. 6.28 (plná čára) v porovnání s nediferenčním z Obr. 6.25 (tečkovaně) univerzální přeladitelného filtru s třemi FD-CF resp. třemi MO-CF a dvěma DACA (a) modulová charakteristika filtračních funkcí typu DP, HP, iPP a PZ (b) řízení kmitočtu u pásmové propusti (c) FČ - modulová a fázová charakteristika, skupinové zpoždění

6.3.8 Ukázka nediferenčního univerzálního řiditelného filtru s více řiditelnými parametry

Jestliže v obecné koncepci z Obr. 6.13 ponecháme všechny aktivní prvky a vhodně zvolíme přenosové koeficienty, získáme např. řešení ukazané v této kapitole. Obvod vznikne také sloučením dvou předcházejících řešení, tj. univerzálního filtru s nastavitelným činitelem jakosti z Obr. 6.20 a taktéž univerzálního řešení, ale s možností ladit kmitočet komplexně sdružených pólů z Obr. 6.25. U tohoto zapojení je možné nastavovat nezávisle oba tyto parametry. Schéma vybrané varianty obvodu je naznačeno na Obr. 6.30, SFG obvodu je pak uveden na Obr. 6.31. Obvod jsem publikoval v [124]. Je zřejmé, že levá strana charakteristická rovnice bude složitější z důvodu přítomnosti celkem tří řiditelných prvků DACA:

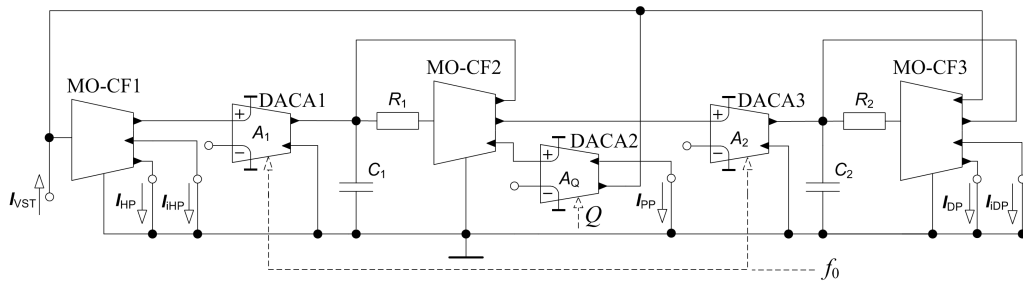
$$D(\mathbf{p}) = A_1 A_2 + \mathbf{p} C_2 R_2 A_1 A_Q + \mathbf{p}^2 C_1 C_2 R_1 R_2. \quad (6.40)$$

Vztahy pro úhlový kmitočet a činitel jakosti jsou

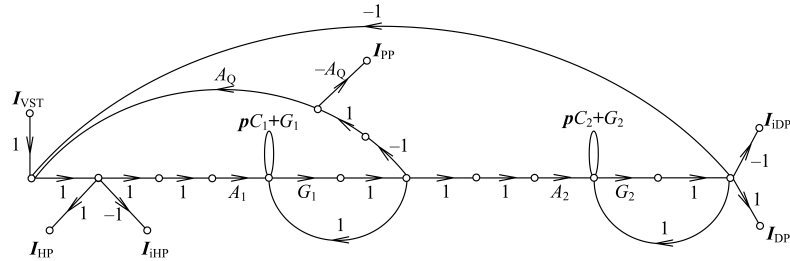
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{A_1 A_2}{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{1}{A_Q} \sqrt{\frac{A_2 R_1 C_1}{A_1 R_2 C_2}}. \quad (6.41)$$

Jestliže bude platit, že $A_1 = A_2 = A$, můžeme pomocí A_Q měnit nezávisle na ostatních parametrech filtru činitel jakosti Q (nepřímo úměrně) a zároveň pomocí parametru A měnit mezní kmitočet filtru, opět nezávisle na dalších parametrech (přímo úměrně). Přenos v propustném pásmu je u všech filtračních funkcí jednotkový, tedy roven 0 dB, nezávisle na ladění kmitočtu nebo nastavení činitele jakosti.

Obvod byl i v tomto případě simulován, jeho vlastnosti jsou vyhodnoceny v [124].



Obr. 6.30: Nediferenční univerzální kmitočtový filtr s možností nastavovat činitel jakosti i mezní kmitočet, se třemi MO-CF a třemi DACA pracující v CM

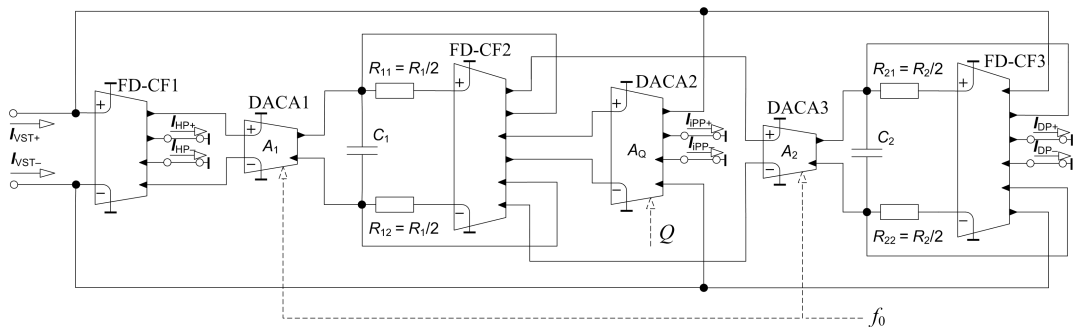


Obr. 6.31: Redukovaný M–C SFG říditelného univerzálního filtru z Obr. 6.30

6.3.9 Ukázka diferenčního univerzálního filtru s více říditelnými parametry

Plně říditelné zapojení z přecházející kapitoly (Obr. 6.30) bylo taktéž transformováno na diferenční řešení (Obr. 6.32). Levá strana charakteristické rovnice, přenosové funkce a vztahy pro úhlový kmitočet a činitel jakosti jsou stejné jako v předcházejícím případě, za předpokladu, že vezmeme v úvahu diferenční zesílení prvku DACA,

tj. ve všech rovnicích přejde A_1 na $2A_1$, A_2 na $2A_2$ a A_Q na $2A_Q$. Analýzu obvodu jsem publikovat taktéž v [115].



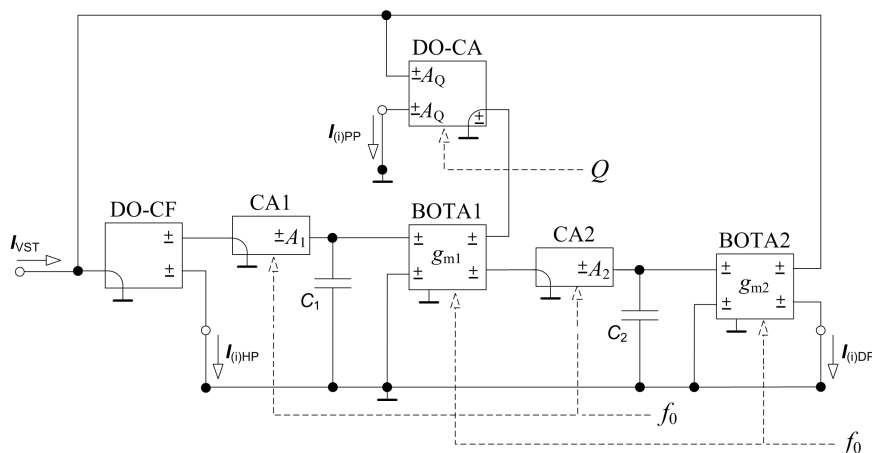
Obr. 6.32: Diferenční univerzální kmitočtový filtr s možností nastavovat činitel jakosti i mezní kmitočet, se třemi MO-CF a třemi DACA pracující v CM

6.4 Kmitočtové filtry s transkonduktančními prvky

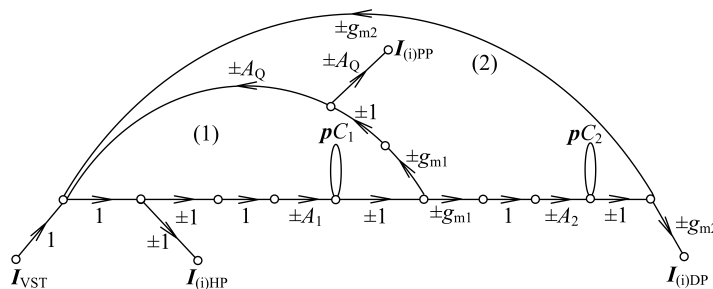
6.4.1 Koncepce univerzálních filtrů s transkonduktančními sledovači a říditelnými parametry

Obdobně jako v kap. 6.2.1 s konvejory a v kap. 6.3.1 s proudovými sledovači, byla navržena koncepce univerzální filtrační struktury i s transkonduktančními zesilovači. Na Obr. 6.33 je ukázáno možné obecné schéma zapojení filtrační struktury typu KHN. Struktura má stejný základ, jako řešení s konvejory a říditelnost je opět dosažena vhodným zařazením tří proudových zesilovacích prvků, což je dobře patrné také ze SFG na Obr. 6.34. Říditelnost mezního kmitočtu je v tomto případě možná nejen pomocí proudových zesilovačů, ale také pomocí transkonduktančních prvků, nebo oběma způsoby zároveň, což rozšiřuje pásmo přeladitelnosti.

I obecná koncepce koncepce s transkonduktory umožňuje vytvořit variantní řešení s různými možnostmi nastavení parametrů, podle toho, které zesilovací prvky ze struktury vypustíme a které ponecháme. Podle volby orientace u výstupních a případně i vstupních svorek a za předpokladu dodržení určitých podmínek vznikne velké množství možných řešení. Struktura je složena pouze ze dvou smyček, v SFG na Obr. 6.34 označeny jako (1) a (2), u kterých musíme dle předpokladu dosáhnout toho, že po součinu všech koeficientů, které se ve smyčce nachází, obdržíme zápornou hodnotu. Další podmínky realizace univerzálního filtru jsou obdobné jako u koncepce s konvejory a proudovými sledovači. Za pomoci vytvořeného programu bylo zjištěno že, v případě ponechání všech zesilovacích prvků ve struktuře, existuje



Obr. 6.33: Obecné schéma zapojení univerzálního a říditelného kmitočtového filtru s transkonduktačními zesilovači pro CM



Obr. 6.34: Obecný M–C SFG koncepce univerzálního a říditelného kmitočtového filtru z Obr. 6.33

512 možných řešení orientace výstupních svorek (pokud na orientaci těchto svorek neklademe žádné dodatečné podmínky) a žádné řešení v případě, že požadujeme, aby všechny prvky měly diferenční výstupy. Pokud připustíme stejnou orientaci výstupů pouze u prvku BOTTA2 nebo DACA, obdobně jako v případě koncepce s konvejory, vznikne pokaždé taktéž 64 unikátních řešení.

Výhody této koncepce jsou stejné jako u řešení s konvejory, navíc přibyla druhá možnost řídit kmitočet pomocí transkonduktancí a ve struktuře již nejsou třeba rezistory.

Levá strana charakteristická rovnice koncepce filtru z Obr. 6.33 má (s přihlédnutím na záměnu rezistorů na transkonduktory) stejný cílový tvar jako (6.1) a (6.17):

$$D(\mathbf{p}) = g_{m1}g_{m2}A_1A_2 + \mathbf{p}C_2g_{m1}A_1A_Q + \mathbf{p}^2C_1C_2, \quad (6.42)$$

vztahy pro úhlový kmitočet a činitel jakosti, ze kterých jsou zřejmé možnosti ladění úhlového kmitočtu pomocí $A_1 = A_2$ a $g_{m1} = g_{m2}$ a řízení činitele jakosti pomocí A_Q

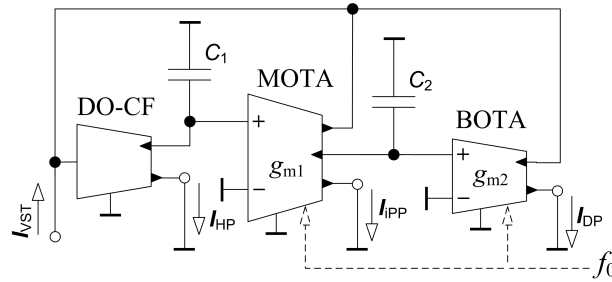
jsou

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}A_1A_2}{C_1C_2}}, \quad Q = \frac{1}{A_Q} \sqrt{\frac{g_{m2}C_1A_2}{A_1g_{m1}C_2}}. \quad (6.43)$$

Vybraná řešení, vycházející z této koncepce, jsou detailněji pojednána v následujících kapitolách.

6.4.2 Nediferenční univerzální přeladitelný filtr s dvěma transkonduktančními zesilovači a proudovým sledovačem

Jestliže z obecné koncepce vypustíme všechny proudové zesilovací prvky, obdržíme např. řešení, které jsem publikoval v [131] a [134] a které je naznačeno na Obr. 6.35. Kvůli vyřazení prvku DACA musíme rozšířit počet výstupů o prvního transkonduktančního prvku². Hlavní výhodou tohoto řešení jsou vysokoimpedanční výstupní svorky u všech funkcí a možnost řídit mezní kmitočet pomocí transkonduktancí. SFG obvodu je možné nalézt na Obr. 6.36.



Obr. 6.35: Nediferenční univerzální přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma OTA a jedním DO-CF pracující v CM

Levá strana charakteristické rovnice má u tohoto zapojení tvar

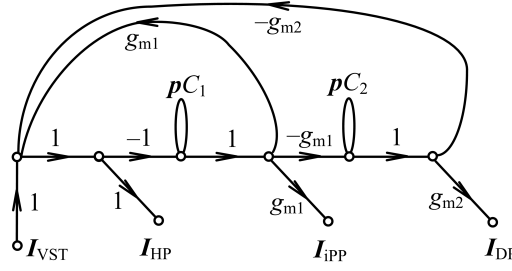
$$D(\mathbf{p}) = g_{m1}g_{m2} + \mathbf{p}C_2g_{m1} + \mathbf{p}^2C_1C_2. \quad (6.44)$$

Dostupné přenosové funkce obvodu jsou popsány:

1. DP:

$$\frac{I_{DP}}{I_{VST}} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.45)$$

²Ve zmíněném článku [134] jsem publikoval i řešení se čtyřmi aktivními prvky, které je výhodné z hlediska sníženého počtu výstupů u jednotlivých aktivních prvků. Maximální počet výstupů byl v tomto případě pouze dva, což při následném převedení na diferenční variantu [116] vede maximálně na čtyři výstupy diferenčního aktivního prvku. Při praktické realizaci může být tato vlastnost výhodná. Jelikož jsou si zapojení svými vlastnostmi velmi blízká, nebude variantní řešení s nižším počtem výstupů v této práci uvedeno.



Obr. 6.36: Redukovaný M–C SFG univerzálního kmitočtového filtru z Obr. 6.35

2. iPP:

$$\frac{I_{\text{iPP}}}{I_{\text{VST}}} = -\frac{pC_2g_{m1}}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.46)$$

3. HP:

$$\frac{I_{\text{HP}}}{I_{\text{VST}}} = \frac{p^2C_1C_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (6.47)$$

4. PZ:

$$\frac{I_{\text{DP}} + I_{\text{HP}}}{I_{\text{VST}}} = \frac{g_{m1}g_{m2} + p^2C_1C_2}{D(\mathbf{p})}. \quad (6.48)$$

5. FČ:

$$\frac{I_{\text{DP}} + I_{\text{iPP}} + I_{\text{HP}}}{I_{\text{VST}}} = \frac{g_{m1}g_{m2} - pC_2g_{m1} + p^2C_1C_2}{D(\mathbf{p})}. \quad (6.49)$$

Vztahy pro úhlový kmitočet a činitel jakosti jsou

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad Q = \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}}. \quad (6.50)$$

Z rovnic je dobře patrné, že pokud se zvolí $g_{m1} = g_{m2} = g_m$, je možné řídit snadno mezní kmitočet bez vlivu na činitel jakosti nebo přenos filtrů všech typů v propustném pásmu. Ze schématu zapojení i SFG je patrné, že můžeme zvýšením počtu výstupů o jeden u každého aktivního prvku získat velmi snadno i invertované přenosové funkce.

Pro počítačové simulace a následné měření byl zvolen rozsah ladění: $f_0 = \{0,25; 2,3\}$ MHz a činitel jakosti $Q = 0,707$. Pomocí hodnot $g_m \in \{0,5; 4,5\}$ mS lze dosáhnout požadovaného rozsahu přeladění. Dopočítané hodnoty kondenzátorů jsou $C_2 = g_m/(2\pi f_0 Q) = 450 \text{ pF} \approx 440 \text{ pF}$ a $C_1 = (g_m^2)/(C_2(2\pi f_0)^2) = 225 \text{ pF} \approx 220 \text{ pF}$.

V grafech na Obr. 6.37 jsou shrnuty výsledky měření v porovnání s výsledky simulace. Z důvodu relevantnosti srovnání byly pro simulace využity přesné modely prvků UCC a CCII [91] a [129], s kterými bylo následně provedeno i měření.

První graf na Obr. 6.37(a) shrnuje výsledky pro funkce typu DP, HP, iPP a PZ při nastaveném mezním kmitočtu $f_0 = 1$ MHz, což odpovídá transkonduktanci

$g_m = 2 \text{ mS}$. Z grafů je patrná dobrá shoda výsledků měření a simulací, což svědčí o správnosti návrhu a především také o dobré kvalitě modelů, které byly při simulacích použity. Na vyšších kmitočtech je u měření DP a iPP patrný nižší útlum, než u výsledků simulací, který je způsobem především vlastnostmi desky plošného spoje, kde na vyšších kmitočtech přes parazitní kapacity signál prochází v utlumené podobě. Skutečný kmitočet komplexně sdružených pólů mírně poklesl, což je nejlépe patrné u funkce typu PZ. Je to způsobeno především dalšími parazitními kapacitami desky plošného spoje, které nebyly při simulaci brány v potaz.

Druhý graf na Obr. 6.37(b) pak ukazuje výsledky nastavení mezního kmitočtu u funkce typu DP prostřednictvím hodnot transkonduktancí uvedených výše. S rostoucím kmitočtem se rozdíly mezi výsledky simulací a měřením mírně zvětšují, skutečný mezní kmitočet je vždy nižší. Celkově jsou však odlišnosti velmi malé. Kmitočty komplexně sdružených pólů získané při měření a ze simulací u funkce typu DP jsou porovnány v následující Tab. 6.7.

Tab. 6.7: Závislost mezního kmitočtu na transkonduktanci u funkce DP

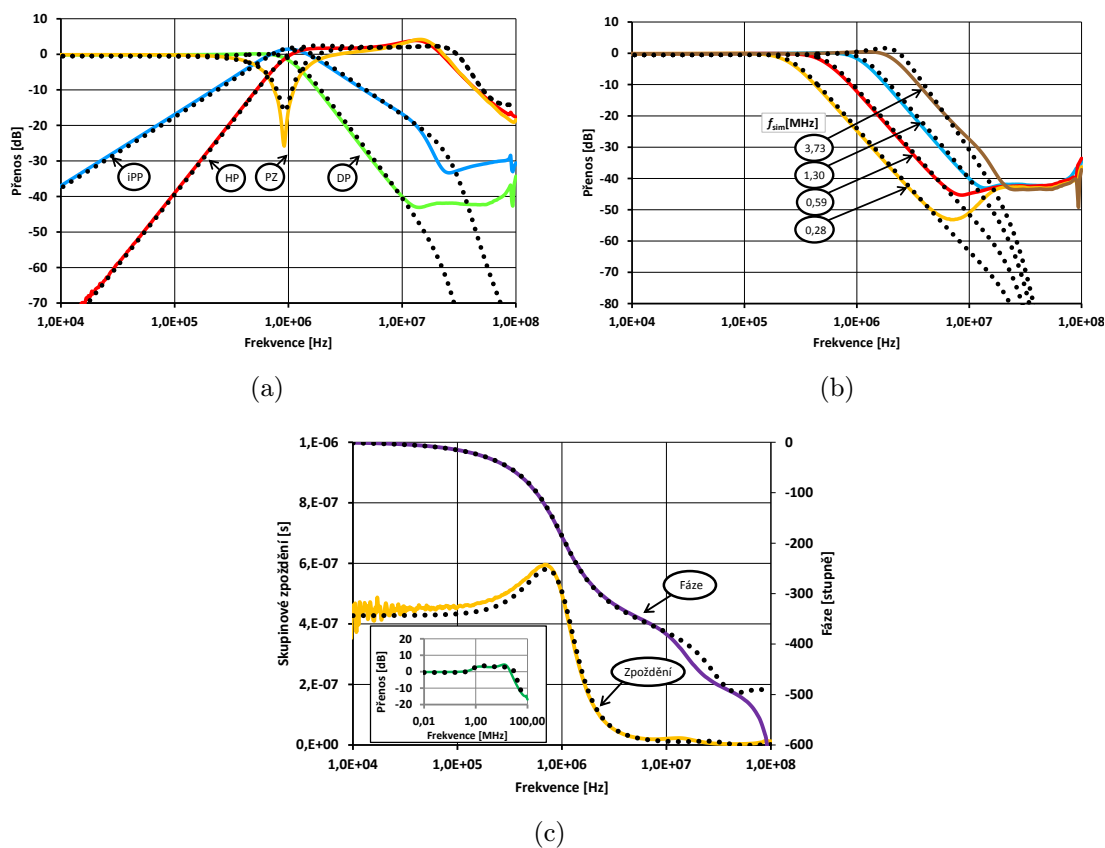
Nastavená hodnota transkonduktance g_m [mS]	Mezní kmitočet zjištěný simulací f_{0_sim} [kHz]	Měřený mezní kmitočet f_{0_mer} [kHz]
0,5	283	254
1,0	590	528
2,0	1301	1157
4,5	3737	2320

Třetí graf na Obr. 6.37(c) shrnuje výsledky pro funkci FČ, konkrétně při nastaveném kmitočtu komplexně sdružených pólů $f_0 = 1 \text{ MHz}$, což odpovídá transkonduktanci $g_m = 2 \text{ mS}$, stejně jako u prvního grafu. I v tomto případě nejsou odlišnosti mezi výsledky měření a simulací významné.

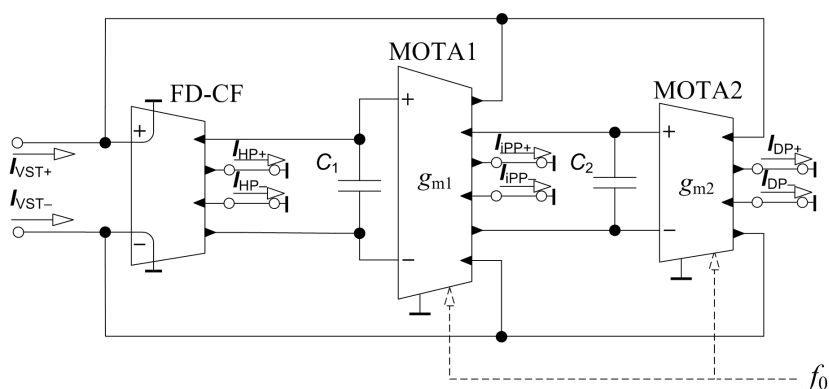
6.4.3 Diferenční univerzální přeladitelný filtr s dvěma transkonduktančními zesilovači a diferenčním proudovým sledovačem

V této kapitole je uvedena plně diferenční filtrační struktura, kterou jsem zveřejnil [109] a která vznikla transformací nediferenčního filtru s dvěma transkonduktančními zesilovači a proudovým sledovačem s nastavitelným kmitočtem, který byl uveden v kap. 6.4.2 na Obr. 6.35. Zapojení obsahuje pouze plně diferenčních aktivních prvků, jeho schéma je naznačeno na Obr. 6.38.

V případě filtrů s MOTA a FD-CF jsou přenosové funkce diferenční varianty řešení totožné s nediferenčními (6.44) až (6.50). Transkonduktance prvku MOTA



Obr. 6.37: Výsledky měření (plná čára) v porovnání s výsledky simulace (tečkovaně) nediferenčního multifunkčního říditelného filtru s dvěma MOTA a jedním DO-CF z Obr. 6.35 (a) modulová charakteristika filtračních funkcí DP, HP, iPP a PZ (b) přeladování kmitočtu u dolní propusti (c) FČ - modulová a fázová charakteristika, skupinové zpoždění



Obr. 6.38: Diferenční univerzální přeladitelný kmitočtový filtr se dvěma MOTA a jedním FD-CF pracující v CM

Tab. 6.8: Závislost mezního kmitočtu na transkonduktanci u funkce DP

Nastavená hodnota transkonduktance g_m [mS]	Teoretický mezní kmitočet f_{0_teor} [kHz]	Mezní kmitočet zjištěný simulací f_{0_sim} [kHz]
0,5	255	251
1,0	511	507
2,0	1022	1034
4,5	2322	2573

zůstává nezměněna, i když prvek použijeme diferenčně. Hodnoty pasivních součástek bylo tedy možné ponechat.

Výsledky prezentované v grafech na Obr. 6.39 jsou srovnáním výsledků simulace nediferenční varianty filtru z Obr. 6.35 a diferenční varianty z Obr. 6.38. Pro obě zapojení byly v tomto případě použity modely aktivních prvků z kap. 3. Průběhy pro všechny filtrační funkce s výjimkou FČ obou filtrů a pro činitel jakosti $Q = 0,707$ jsou vykresleny na Obr. 6.39(a). Druhý graf na Obr. 6.39(b) pak umožňuje porovnání možnosti přeladování kmitočtu u dolních propustí, třetí graf na Obr. 6.39(c) pak porovnává výsledky pro filtr typu FČ, konkrétně modulovou a fázovou charakteristiku a také skupinové zpoždění. Simulované diferenční ve srovnání s teoretickými hodnotami mezních kmitočtů u funkce typu DP jsou shrnuty v Tab. 6.8.

Z grafů je zřejmé, že průběhy obou řešení jsou téměř identické, k čemuž samozřejmě přispěly stejné hodnoty pasivních součástek a samozřejmě také relativně jednoduché modely aktivních prvků.

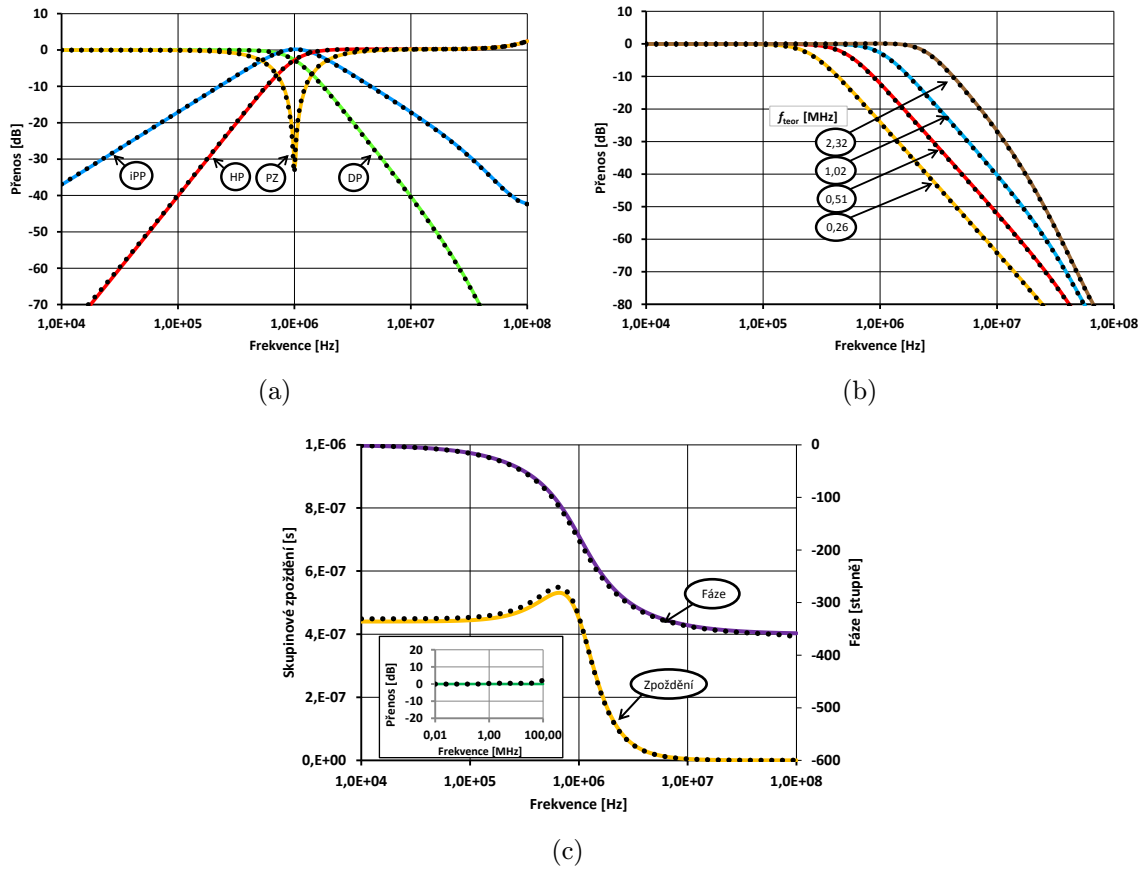
6.4.4 Nediferenční univerzální filtr s dvěma transkonduktančními zesilovači a dvěma proudovými prvky s více říditelnými parametry

Jestliže v obecné koncepci z Obr. 6.33 ponecháme z proudových zesilovacích prvků pouze prvek DACA, rozšíříme zapojení uvedené v předcházející kapitole o možnost řídit i činitel jakosti. Schéma zapojení vybrané varianty orientace výstupních proudů, kde všechny výstupní svorky s výjimkou prvku DACA jsou diferenční, je naznačeno na Obr. 6.40, SFG obvodu pak na Obr. 6.41. Pokud bychom požadovali u všech aktivních prvků diferenční výstupy, nebylo by možné v této struktuře volbou přenosových koeficientů dosáhnout funkce FČ ani iFČ.

Levá strana charakteristické rovnice má v tomto případě očekávaný tvar:

$$D(\mathbf{p}) = g_{m1}g_{m2} + \mathbf{p}C_2g_{m1}A + \mathbf{p}^2C_1C_2, \quad (6.51)$$

přenosové funkce obvodu jsou popsány:



Obr. 6.39: Výsledky simulace diferenčního řešení z Obr. 6.38 (plná čára) v porovnání s nediferenčním z Obr. 6.35 (tečkovaně) univerzální přeladitelného filtru s dvěma MOTA a jedním MO-CF resp. FD-CF (a) modulová charakteristika filtračních funkcí typu DP, HP, iPP a PZ (b) přelaďování kmitočtu u dolní propusti (c) FČ - modulová a fázová charakteristika, skupinové zpoždění

1. DP:

$$\frac{I_{DP}}{I_{VST}} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{D(p)}, \quad (6.52)$$

2. iPP:

$$\frac{I_{iPP}}{I_{VST}} = -\frac{pC_2g_{m1}A}{D(p)}, \quad (6.53)$$

3. HP:

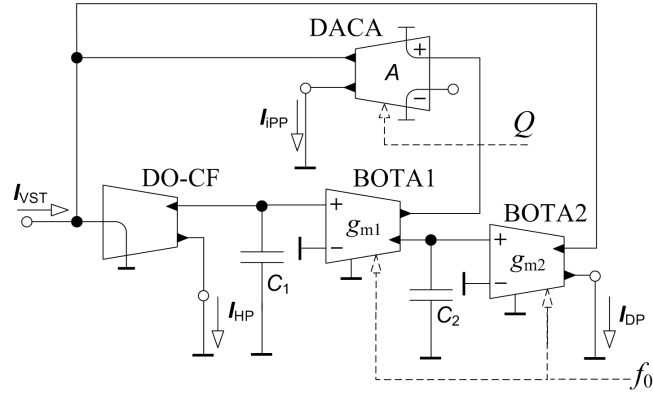
$$\frac{I_{HP}}{I_{VST}} = \frac{p^2C_1C_2}{D(p)}, \quad (6.54)$$

4. PZ:

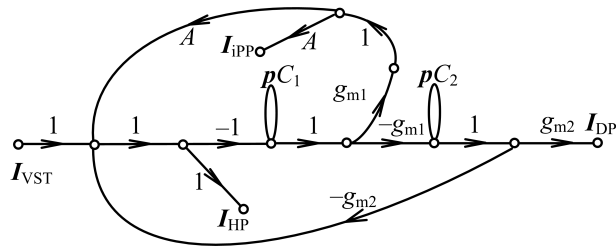
$$\frac{I_{DP} + I_{HP}}{I_{VST}} = \frac{g_{m1}g_{m2} + p^2C_1C_2}{D(p)}, \quad (6.55)$$

5. FČ:

$$\frac{I_{DP} + I_{iPP} + I_{HP}}{I_{VST}} = \frac{g_{m1}g_{m2} - pC_2g_{m1}A + p^2C_1C_2}{D(p)}. \quad (6.56)$$



Obr. 6.40: Nediferenční plně nastavitelný kmitočtový filtr se dvěma OTA, jedním DO-CF a jedním DACA pracující v CM



Obr. 6.41: Redukovaný M–C SFG plně nastavitelného kmitočtového filtru z Obr. 6.40

Vztahy pro úhlový kmitočet a činitel jakosti, z kterých jsou zřejmé možnosti řízení parametrů obvodu, jsou

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad Q = \frac{1}{A} \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}}. \quad (6.57)$$

Prostřednictvím $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ můžeme řídit nezávisle úhlový kmitočet, zatímco pomocí zesílení A se nepřímě úměrně řídí činitel jakosti. Pro počítačové simulace byly zvoleny rozsahy ladění: $f_0 = \{0,1; 1\}$ MHz a řízení $Q = \{0,7; 5,7\}$, čemuž odpovídá $g_m \in \{0,196; 1,96\}$ mS a $A \in \{8; 1\}$. Dopočítané hodnoty kondenzátorů jsou rovny $C_2 = g_m/(2\pi f_0 A Q) = 55 \text{ pF} \approx 56 \text{ pF}$ a $C_1 = (g_m^2)/(C_2(2\pi f_0)^2) = 1765 \text{ pF} \approx 1,8 \text{ nF}$.

Výsledky simulací pro všechny filtrační funkce a pro činitel jakosti $Q = 0,707$ (odpovídá zesílení $A = 8$) jsou vykresleny na Obr. 6.42(a). Druhý graf na Obr. 6.42(b) pak demonstruje možnost přeladování kmitočtu, tentokrát u funkce HP. Konkrétní kmitočty a nastavené hodnoty transkonduktancí shrnuje Tab. 6.9. I v tomto případě bylo zesílení prvku DACA ponecháno na $A = 8$. Třetí graf na Obr. 6.42(c) pak

Tab. 6.9: Závislost mezního kmitočtu na transkonduktanci u funkce HP

Nastavená hodnota transkonduktance g_m [μS]	Teoretický mezní kmitočet f_{0_teor} [kHz]	Mezní kmitočet stanovený simulací f_{0_sim} [kHz]
196	98	107
417	209	219
1000	501	511
1961	983	991

Tab. 6.10: Závislost činitele jakosti na zesílení prvku DACA u funkce iPP

Nastavená hodnota zesílení A [-]	Teoretický činitel jakosti Q_{teor} [-]	Činitel jakosti získaný simulací Q_{sim} [-]
1	5,70	5,87
2	2,89	2,83
4	1,51	1,45
8	0,87	0,84

shrnuje výsledky pro filtr typu iPP, u kterého je na kmitočtu $f = 1$ MHz řízen činitel jakosti. Dosažené hodnoty shrnuje Tab. 6.10. Poslední graf pak obsahuje tři charakteristiky funkce typu FČ. Mezní kmitočet je v tomto případě $f = 1$ MHz, což odpovídá transkonduktancím 1,96 mS a činitel jakosti $Q = 0,707$, což odpovídá nastavenému zesílení $A = 8$.

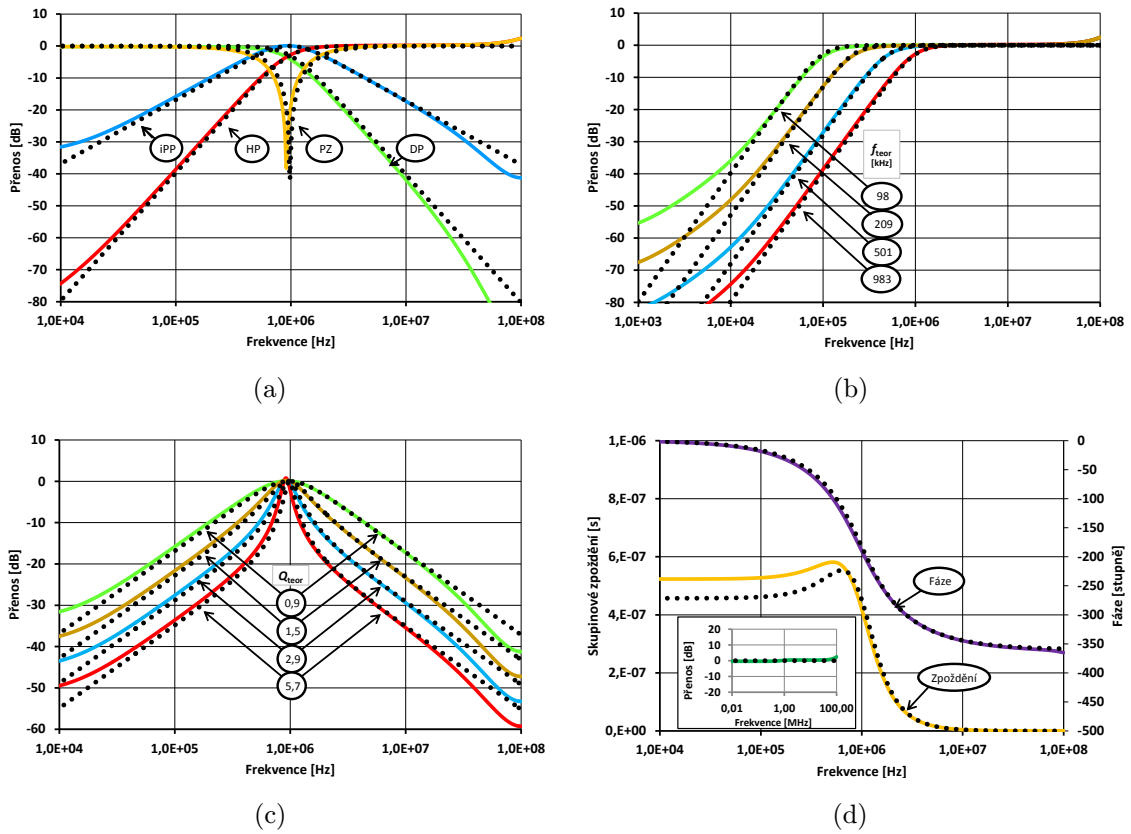
Z grafů i tabulek je patrná velká podobnost výsledků simulací s teoretickými předpoklady a to v případě i hodnot činitele jakosti u funkce iPP a mezních kmitočtů u funkce HP. Je to dáno především jednoduchostí použitých modelů z kap. 3.

6.4.5 Diferenční univerzální filtr s dvěma transkonduktančními zesilovači a dvěma proudovými prvky s více říditelnými parametry

Nediferenční univerzální a plně nastavitelný kmitočtový filtr s dvěma transkonduktančními zesilovači, proudovým sledovačem a proudovým zesilovačem, který byl uveden v kap. 6.4.4 na Obr. 6.40 byl transformován na plně diferenční filtrační strukturu. Zapojení diferenčního filtru, které obsahuje pouze plně diferenční aktivní prvky, je naznačeno na Obr. 6.43.

Vezme-li v potaz, že diferenční zesílení prvku DACA je $2A$, pak v rovnicích (6.51) až (6.57) přejde pro tento obvod A na $2A$.

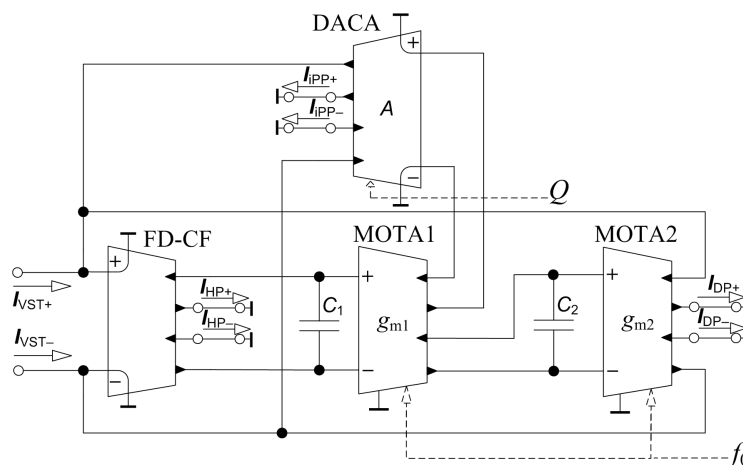
Jestliže chceme z důvodu srovnání i v tomto případě zachovat možnosti řízení ve stejném rozsahu jako v případě nediferenční varianty obvodu, musí být



Obr. 6.42: Výsledky simulací obvodu z Obr. 6.40 (plná čára) v porovnání s teoretickými předpoklady (tečkovaně) (a) modulová charakteristika filtračních funkcí DP, HP, iPP a PZ (b) přeladování kmitočtu u horní propusti (c) řízení činitele jakosti u pásmové propusti (d) FČ - modulová a fázová charakteristika, skupinové zpoždění

vzhledem k dvojnásobnému zesílení prvku DACA přepočítány hodnoty kondenzátorů. Teoretický rozsah ladění kmitočtů komplexně sdružených pólů je $f_0 = \{0,1; 1\}$ MHz a nastavení činitele jakosti $Q = \{0,7; 5,7\}$ je umožněn pomocí $g_m \in \{0,196; 1,96\}$ mS a $A \in \{8; 1\}$. Dopočítané hodnoty kondenzátorů jsou rovny $C_2 = g_m / (2\pi f_0 2AQ) = 28 \text{ pF} \approx 27 \text{ pF}$ a $C_1 = (g_m^2) / (C_2 (2\pi f_0)^2) = 3530 \text{ pF} \approx 3,6 \text{ nF}$. Použity byly jednoduché modely aktivních prvků z kap. 3.

Výsledky simulací porovnávající diferenční a nediferenční řešení jsou ukázány na Obr. 6.44. Všechny filtrační funkce (mimo FČ) pro činitel jakosti $Q = 0,707$ (odpovídá zesílení $A = 8$) jsou vykresleny na Obr. 6.44(a). Druhý graf na Obr. 6.44(b) pak demonstruje možnost přeladování kmitočtu u horní propusti. Konkrétní kmitočty a nastavené hodnoty transkonduktancí shrnuje Tab. 6.11. Činitel jakosti byl v tomto případě nastaven na $Q = 0,707$. Třetí graf na Obr. 6.44(c) pak shrnuje výsledky pro filtr typu iPP, u kterého je na kmitočtu $f = 1 \text{ MHz}$ řízen činitel jakosti. Dosažené hodnoty přehledně shrnuje Tab. 6.12. Čtvrtý graf na Obr. 6.44(d)



Obr. 6.43: Diferenční univerzální plně kmitočtový filtr se dvěma MOTA, jedním FD-CF a jedním DACA pracující v CM s nastavitelným f_0 a Q

Tab. 6.11: Závislost mezního kmitočtu na transkonduktanci u funkce HP

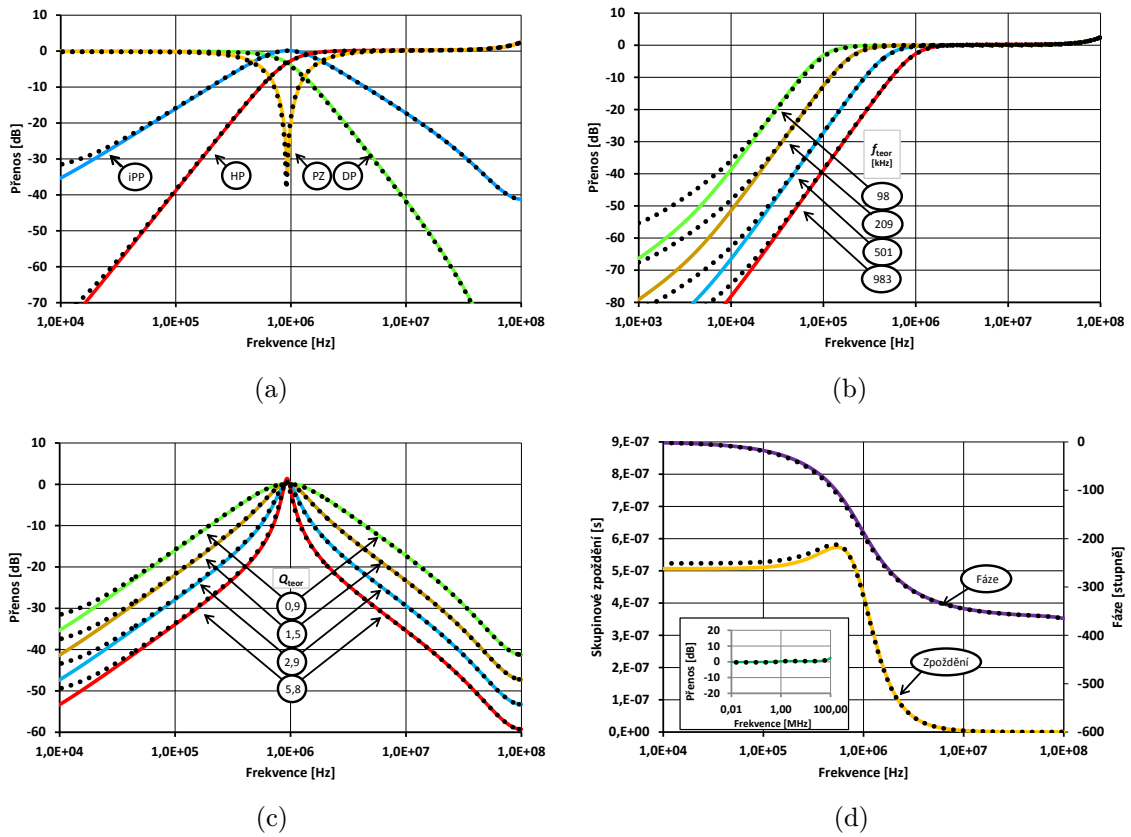
Nastavená hodnota transkonduktance g_m [μS]	Teoretický mezní kmitočet f_{0_teor} [kHz]	Mezní kmitočet stanovený simulací f_{0_sim} [kHz]
196	98	101
417	209	211
1000	501	499
1961	983	962

Tab. 6.12: Závislost činitele jakosti na zesílení prvku DACA u funkce iPP

Nastavená hodnota zesílení A [-]	Teoretický činitel jakosti Q_{teor} [-]	Činitel jakosti zjištěný simulací Q_{sim} [-]
1	5,81	6,36
2	2,94	2,96
4	1,53	1,49
8	0,88	0,85

ukazuje vlastnosti filtru typu FČ. Mezní kmitočet je v tomto případě $f = 1$ MHz, což odpovídá transkonduktancím 1,96 mS a činitel jakosti $Q = 0,707$, což odpovídá nastavenému zesílení $A = 8$.

Ze všech vytvořených grafů i tabulek je patrná velmi dobrá shoda mezi diferenčním a nediferenčním řešením obvodu. Diferenční charakteristiky vykazují o něco lepší průběhy zejména na nízkých kmitočtech.



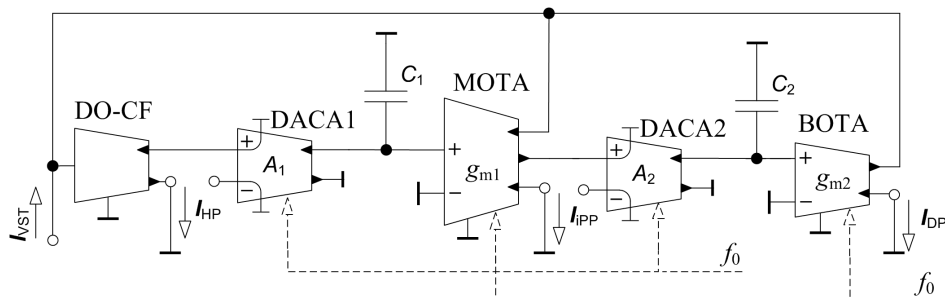
Obr. 6.44: Porovnání výsledků simulací diferenčního řešení obvodu z Obr. 6.43 (plná čára) v porovnání s výsledky simulace nediferenčního obvodu (tečkovaně) obvodu z Obr. 6.40 (a) modulová charakteristika filtračních funkcí DP, HP, PP a PZ (b) přeladování kmitočtu u horní propusti (c) řízení činitele jakosti u pásmové propusti (d) fázovací členek - modulová a fázová charakteristika, skupinové zpoždění

6.4.6 Ukázka nediferenčního univerzálního filtru s maximální přeladitelností mezního kmitočtu

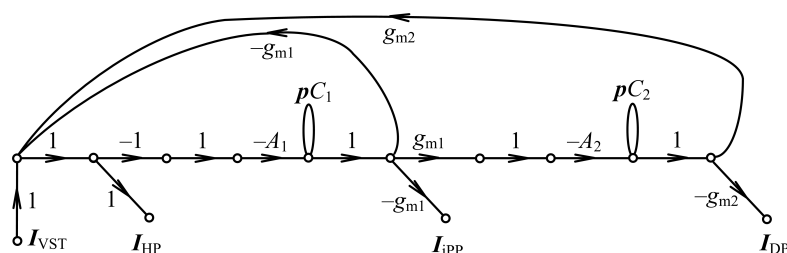
Jestliže v obecné koncepci uvedené na Obr. 6.33 vypustíme pouze prvek DACA, obdržíme jako jedno z variantních řešení strukturu, která je uvedena na Obr. 6.35. Obvod poskytuje možnost ladit mezní kmitočty pomocí současně řízených transkonduktancí prvků MOTA a BOTA a také proudových zesílení A_1 a A_2 . Prvky DACA rozšiřují pásmo přeladitelnosti pomocí transkonduktancí tolikrát, kolik je podíl mezi největším a nejmenším zesílením těchto prvků. Schéma zapojení je naznačeno na Obr. 6.45, SFG obvodu pak na Obr. 6.46.

Levá strana charakteristické rovnice je tvaru

$$D(\mathbf{p}) = g_{m1}g_{m2}A_1A_2 + \mathbf{p}C_2g_{m1}A_1 + \mathbf{p}^2C_1C_2. \quad (6.58)$$



Obr. 6.45: Nediferenční univerzální filtr s maximální přeladitelností mezního kmitočtu pracující v CM



Obr. 6.46: Redukovaný M–C SFG maximálně přeladitelného univerzálního kmitočtového filtru z Obr. 6.45

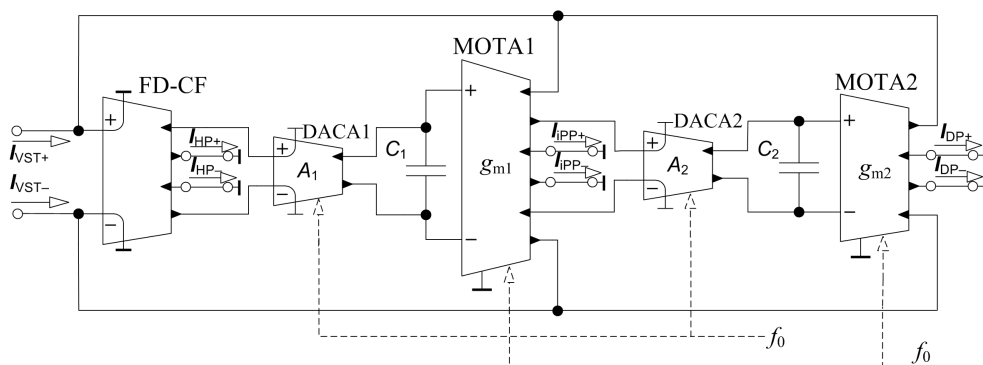
Vztahy pro úhlový kmitočet a činitel jakosti, které demonstrují řiditelnost, jsou

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}A_1A_2}{C_1C_2}}, \quad Q = \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}}. \quad (6.59)$$

Z rovnic je patrné, že prostřednictvím $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ a $A_1 = A_2 = A$ je možné řídit mezní kmitočet ve velkém rozsahu, konkrétně $(A_{\max}/A_{\min})$ -krát větším, než v případě obvodu v této kapitole bez takto zařazených prvků DACA.

6.4.7 Ukázka diferenčního univerzálního filtru s maximální přeladitelností mezního kmitočtu

Zapojení uvedené v přecházející kapitole na Obr. 6.45 je prezentováno i ve svém diferenčním řešení, které je ukázáno na Obr. 6.47. Levá strana charakteristické rovnice, přenosové funkce a vztahy pro úhlový kmitočet a činitel jakosti jsou stejné jako v předcházejícím případě, za předpokladu, že vezmeme v úvahu diferenční zesílení prvku DACA, které je dvojnásobné, tj. ve všech rovnicích přejde A_1 na $2A_1$ a A_2 na $2A_2$.



Obr. 6.47: Diferenční univerzální filtr s maximální přeladitelností mezního kmitočtu pracující v CM

6.5 Dílčí závěry k univerzálním filtrům

V této kapitole byly ukázány tři obecné koncepce KHN filtračních struktur, přičemž hlavním typem aktivního prvku ve struktuře byly proudové konvejory, proudové sledovače a transkonduktanční zesilovače.

Proudovým konvejsorům byla věnována menší pozornost, v této kapitole byly ukázány jen dvě varianty řešení (v nediferenční i diferenční variantě), z nichž jedno bylo i prakticky ověřeno. Proudové konvejory jsou pro proudový mód velmi vhodné. Struktury s nimi jsou relativně jednoduché (nízký počet smyček), nepotřebujeme zpravidla příliš velké množství kopií proudů (výstupních svorek u aktivních prvků) a pasivní součástky jsou všechny zapojeny vůči zemi (v případě nediferenčních filtrů). Elektronickou říditelnost parametrů těchto struktur je však nutné dosahovat externě, např. jak bylo ukázáno pomocí vhodně zařazených proudových zesilovačů. V práci prezentované obvody s konvejsory nepracují v čistě proudovém módu, protože svorka Y (resp. Y+ a Y-) je napěťová.

Proudové sledovače představují v principu velmi jednoduché aktivní prvky vhodné pro proudový mód. V textu byly ukázány všechna čtyři hlavní řešení (taktéž v nediferenční i diferenční variantě). V případě použití proudových sledovačů potřebujeme k dosažení stejného tvaru přenosové funkce, jako u zapojení s konvejsory, prvky s více výstupy, tedy více kopií proudů a není možné, aby všechny pasivní součástky byly uzemněny. Obvody pracují v čistě proudovém módu, tzn. že vstupy i výstupy filtrů jsou proudové a zároveň aktivní prvky pracují v CM. Elektronickou říditelnost těchto struktur je taktéž možné dosahovat vložením říditelných aktivních prvků.

Transkonduktanční zesilovače jsou taktéž velmi vhodné pro proudový mód. Ukázána byla tři řešení vycházející z obecné koncepce. V případě struktur s transkonduktančními prvky jsou struktury nejjednodušší ze všech uvedených případů, jelikož

obvod nepotřebuje ani rezistory. Elektronická řiditelnost je možná přímo pomocí OTA prvku, jelikož jeho transkonduktance bývá řiditelná. V konkrétním případě, kdy pro realizaci OTA prvků využijeme univerzální UCC jsou zapojení v principu velmi podobná s řešeními, které obsahují proudové konvejory.

Ukázaná řešení představují pouze několik možností řešení, je možné vytvořit velké množství variant velice podobných zapojení, např. záměnou výstupů. To může být v praktické realizaci v mnoha ohledech výhodné.

Pokud není u zapojení požadováno nastavení Q , vystačíme ve všech ukázaných případech se třemi aktivními prvky. Jak bylo ukázáno, jestliže do struktury přidáme pouze jeden prvek DACA, můžeme z vnějšku nastavovat Q filtru.

Z pohledu návrháře je na univerzálních strukturách výhodné, že má v knihovně strukturu, kterou dle potřeby upraví dle konkrétní aplikace. Při konkrétní aplikaci v integrované podobě se ve struktuře vypustí nepotřebné části.

Z hlediska vzájemného srovnání filtrů s konvejory, proudovými sledovači a transkonduktory je taktéž možné konstatovat, že obdržené charakteristiky jsou srovnatelné a je možné dosahovat i vysokých mezních kmitočtů.

Diferenční varianty přinášejí výhodu potlačení souhlasných rušivých signálů. Z hlediska další spolupráce s ON Semiconductor považují za přínosné orientovat se na vývoj diferenčních konvejořů, které nejsou v integrované podobě dostupné. Ve všech případech se ukázalo, že nediferenční a diferenční řešení filtrů mají velmi podobné vlastnosti. To dokazuje, že diferenční filtry, které mají známé přednosti, jsou přínosné.

7 PŮVODNÍ MULTIFUNKČNÍ KMITOČTOVÉ FILTRY DRUHÉHO ŘÁDU S MENŠÍM POČTEM AKTIVNÍCH PRVKŮ

7.1 Úvod

V této kapitole jsou shrnuty další vybraná původní zapojení a z větší části publikovaná řešení kmitočtových filtrů pracujících v proudovém módu a pracujících převážně v nediferenčním uspořádání. Všechny níže uvedené obvody jsou multifunkční nebo i univerzální a typu SIMO. Všechna zapojení obsahují nižší počet aktivních prvků, než filtry v předcházející kapitole. To přináší vždy i určité nevýhody, např. v podobě výstupů přes pasivní součástku.

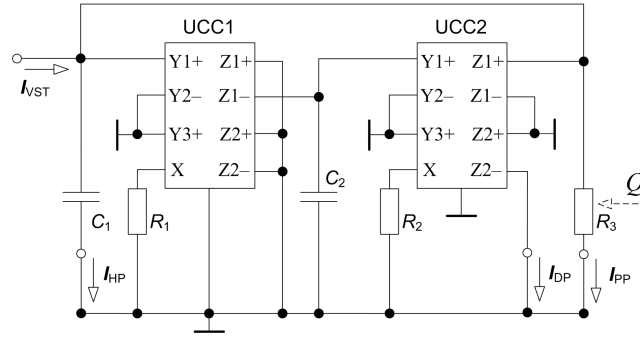
K simulacím byly i v tomto případě využity modely uvedené pro každý aktivní prvek v kap. 3. K experimentálnímu ověření (v případech, kde bylo provedeno) byly taktéž využity dostupné aktivní prvky, ať už v podobě prototypů IO vyvinutých na pracovišti, komerčně dostupných obvodů nebo jejich vhodně vytvořenou kombinací. Pro měření charakteristik byl použit především obvodový analyzátor Agilent 4395A, který byl doplněn pro případy nediferenčních zapojení o již zmíněné pomocné převodníky napětí na proud a proud na napětí [125] (viz příloha A.1), v případě měření diferenčních filtrů byla použita diferenční obdoba těchto převodníků [113] (viz příloha A.2).

7.2 Kmitočtové filtry s proudovými konvejory

7.2.1 Nediferenční multifunkční říditelný filtr s dvěma proudovými konvejory

V [132] jsem publikoval zapojení kmitočtového filtru druhého řádu s proudovými konvejory pracující v napěťovém módu, které bylo navrženo na našem pracovišti vyvinutou metodou autonomních obvodů. Velmi podobných zapojení je možné v literatuře nalézt celou řadu. Filtr byl v tomto případě odvozen z obecné struktury se zobecněnými proudovými konvejory a je založen na známé Y-Z vazbě. Vylepšená a do proudového módu transformovaná verze je uvedena na Obr. 7.1. K transformaci byla využita metoda přidružených obvodů [25]. V zapojení se nacházejí pouze uzemněné pasivní prvky, což je výhodné pro následnou integraci.

Filtr poskytuje poměrně široké možnosti volby umístění vstupní a výstupních svorek, filtr je z tohoto pohledu multifunkční. Uvedené přenosové funkce představují



Obr. 7.1: Nediferenční multifunkční kmitočtový filtr s dvěma UCC pracující v CM

pouze výběr těch nejvhodnějších v situaci, kdy požadujeme aby filtr byl typu SIMO, resp. v tomto případě konkrétně SITO.

Pokud označíme jmenovatel všech vybraných přenosových funkcí (jenž reprezentuje levou stranu charakteristické rovnice)

$$D(\mathbf{p}) = R_3 + \mathbf{p}C_2R_1R_2 + \mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2R_3, \quad (7.1)$$

pak jsou přenosové funkce tohoto obvodu popsány:

1. DP:

$$\frac{I_{DP}}{I_{VST}} = \frac{R_3}{D(\mathbf{p})}, \quad (7.2)$$

2. PP:

$$\frac{I_{PP}}{I_{VST}} = \frac{\mathbf{p}C_2R_1R_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (7.3)$$

3. HP:

$$\frac{I_{HP}}{I_{VST}} = \frac{\mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2R_3}{D(\mathbf{p})}, \quad (7.4)$$

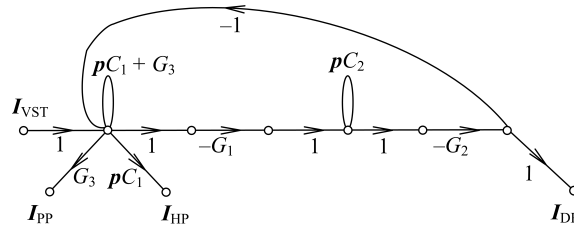
4. PZ:

$$\frac{I_{DP} + I_{HP}}{I_{VST}} = \frac{R_3 + \mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2R_3}{D(\mathbf{p})}, \quad (7.5)$$

Úhlový kmitočet a činitel jakosti lze shodně pro všechny typy filtrů vyjádřit pomocí vztahů:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}, \quad Q = R_3\sqrt{\frac{C_1}{C_2R_1R_2}}. \quad (7.6)$$

Zřejmou nevýhodou prezentovaného zapojení je, že dva ze tří proudových výstupů filtru jsou vyvedeny přes pasivní součástku, nikoliv z vysokoimpedančního proudového výstupu některého z aktivních prvků, což je dobře patrné také z redukovaného M–C signálového grafu obvodu na Obr. 7.2. Tento jev je velmi častý u multifunkčních zapojení, v jejichž struktuře se nachází pouze dva aktivní prvky [92] a řešením je rozšíření o minimálně jeden další aktivní prvek, což vede v tomto případě na zapojení, které bylo ukázáno v kap. 6.2.2. V konkrétních aplikacích se však situace dá



Obr. 7.2: Redukovaný M–C SFG multifunkčního filtru z Obr. 7.1

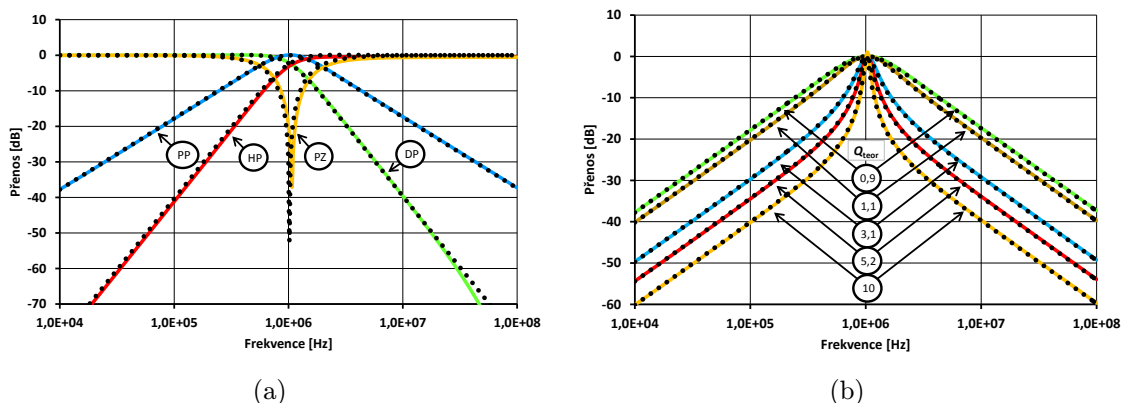
řešit i jinak, např. výstup přes pasivní prvek je přiveden na nízkoimpedanční vstup převodníku proud na číslo.

Pro počítačové simulace byl kmitočet komplexně sdružených pólů charakteristické rovnice opět zvolen $f_0 = \omega_0/2\pi = 1$ MHz. Činitel jakosti Q je přímo závislý na odporu rezistoru R_3 , jak vyplývá z rov. (7.6). Zvolené a vypočítané hodnoty kondenzátorů a rezistorů jsou $C_1 = C_2 = 130$ pF, $R_1 = R_2 = 1,2$ k Ω . Odporům rezistoru $R_3 = \{0,91; 1,2; 3,6; 6,2; 12\}$ k Ω pak odpovídají hodnoty činitele jakosti $Q = \{0,707; 1; 3; 5; 10\}$.

Při simulaci byl využit jednoduchý model prvku UCC, který byl uveden v kap. 3.1.1. Hodnoty kondenzátorů při simulacích s reálným modelem byly sníženy na $C_1 = C_2 = 120$ pF tak, aby se kompenzoval v tomto případě velmi výrazný vliv parazitních kapacit na snížení kmitočtu komplexně sdružených pólů. Výsledky simulací v porovnání s teoretickými průběhy pro všechny filtrační funkce a činitel jakosti $Q = 0,707$ jsou naznačeny na Obr. 7.3(a). Další graf na Obr. 7.3(b) pak demonstruje možnost řízení činitele jakosti u pásmové propusti pomocí rezistoru R_3 . V obou grafech je patrná dobrá shoda výsledků simulací s teoretickými předpoklady. Dosažené hodnoty činitele jakosti shrnuje Tab. 7.1. Uvedené teoretické hodnoty jsou vypočítány pro skutečně použité hodnoty rezistorů a z tabulky je zřejmé, že jsou velmi blízké hodnotám obdrženým při simulacích s jednoduchými modely.

Tab. 7.1: Závislost činitele jakosti funkce typu PP na hodnotě rezistoru R_3

Nastavená hodnota rezistoru R_3 [k Ω]	Teoretický činitel jakosti Q_{teor} [-]	Činitel jakosti získaný simulací Q_{sim} [-]
0,91	0,91	0,92
1,2	1,12	1,13
3,6	3,05	3,15
6,2	5,20	5,52
12	10,02	11,27



Obr. 7.3: Výsledky simulací (plná čára) a porovnání s teoretickými průběhy (tečkovaně) pro filtr s dvěma UCC, modulové charakteristiky pro (a) všechny filtrační funkce s činitelem jakosti $Q = 0,707$ (b) řízení činitele jakosti u PP

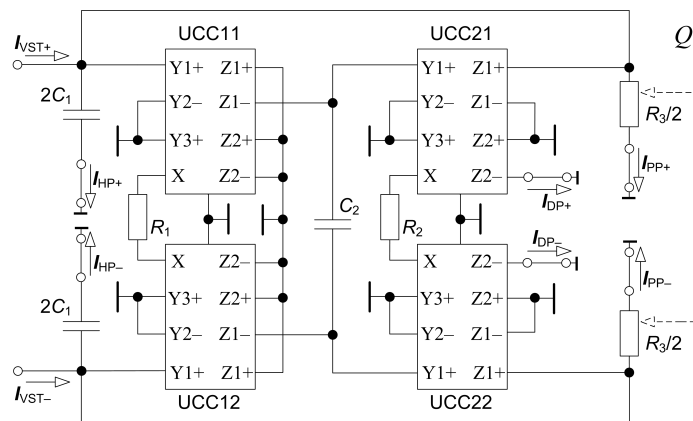
7.2.2 Diferenční multifunkční řiditelný filtr s dvěma diferenčními proudovými konvejory

Nediferenční multifunkční kmitočtový filtr uvedený v předcházející kap. 7.2.1 na Obr. 7.1 je možné transformovat na plně diferenční filtrační strukturu několika způsoby.

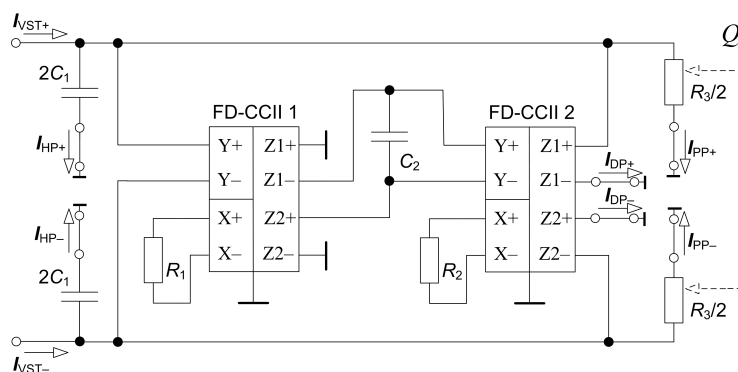
Jak již bylo v práci uvedeno, přímočarý způsob převodu na diferenční strukturu spočívá v zrcadlení celé struktury [19]. Nevýhodou tohoto řešení je zdvojnásobení počtu aktivních prvků ve filtru. Takto transformovaná struktura je na ukázkou naznačena na Obr. 7.4, obsahuje celkem čtyři prvky UCC. Pasivní prvky jsou rozděleny tak, aby bylo možné snímat diferenční proudovou odezvu. Filtrační funkce jsou stejné jako u nediferenční varianty filtru. Zřejmou nevýhodou filtru je, že pouze výstupní svorky funkce dolní propust jsou z dvojice vysokoimpedančních výstupů, zatímco u filtrů typu horní a pásmová propust jsou výstupní svorky snímány přes pasivní součástku.

Druhý způsob převodu na diferenční filtr, který je v práci preferován, spočívá v tom, že se aktivní prvky nahrazují jejich diferenčními obdobami. Jak již bylo v práci ukázáno, proudový konvektor je možné transformovat na jeho diferenční obdobu. Zapojení převedené na diferenční filtr a za použití plně diferenčních aktivních prvků je naznačeno na Obr. 7.5. I v tomto případě jsou některé pasivní součástky vhodně rozděleny, aby bylo možné snímat diferenční odezvu. Zřejmou výhodou zapojení je nižší počet aktivních prvků, stejně jako u předcházejícího řešení jsou problematické funkce horní a pásmová propust, které tečou pasivní součástkou.

Výsledky prezentované v grafech na Obr. 7.6 jsou srovnáním nediferenční varianty filtru z Obr. 7.1 a druhé diferenční varianty z Obr. 7.5. Z grafů je patrné, že



Obr. 7.4: Diferenční multifunkční kmitočtový filtr se čtyřmi UCC pracující v CM

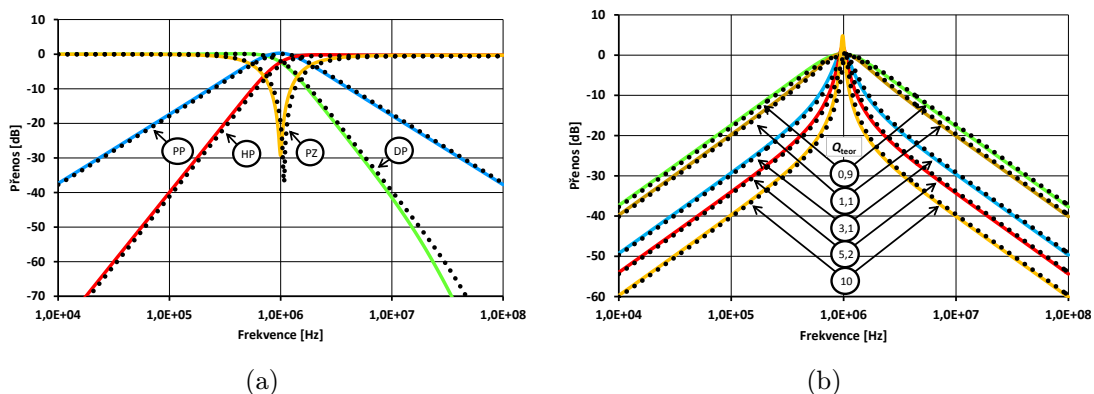


Obr. 7.5: Diferenční multifunkční kmitočtový filtr se dvěma FD-CCII pracující v CM

Tab. 7.2: Závislost činitele jakosti funkce typu PP na hodnotě rezistoru R_3

Nastavená hodnota rezistoru R_3 [k Ω]	Teoretický činitel jakosti Q_{teor} [-]	Činitel jakosti získaný simulací Q_{sim} [-]
0,91	0,91	0,93
1,2	1,12	1,16
3,6	3,05	3,47
6,2	5,20	6,64
12	10,02	17,37

rozdíly jsou velmi malé. Celkově lze však konstatovat, že diferenční varianta vykazuje průběhy, které se více blíží těm ideálním. Dosažené hodnoty činitele jakosti jsou srovnány v Tab. 7.2.



Obr. 7.6: Výsledky simulace druhého řešení diferenčního filtru (plná čára) a porovnání s průběhy nediferenčního řešení (tečkovaně) z Obr. 7.1, modulové charakteristiky pro (a) všechny filtrační funkce s činitelem jakosti $Q = 0,707$ (b) řízení činitele jakosti pásmové propusti

7.3 Kmitočtové filtry s proudovými sledovači a zesilovači

7.3.1 Nediferenční univerzální filtr s dvěma proudovými sledovači

V [119] jsem publikoval univerzální filtr se dvěma vícevýstupovými proudovými sledovači (MO-CF), jehož struktura obsahuje také jen čtyři pasivní prvky. Obvod byl navržen úpravou mého dřívějšího zapojení, které bylo prezentováno v [123], a které bylo navrženo metodou autonomního obvodu a je méně výhodného typu MIMO (Multiple Input Multiple Output).

Filtr zveřejněný v [119] je typu SIMO, se čtyřmi pasivními prvky a tedy bez možnosti řídit některý z obvodových parametrů nezávisle na ostatních. Výhodou zapojení je nízký počet aktivních i pasivních prvků a dále fakt, že na proudové vstupní svorky aktivních prvků nejsou připojeny kondenzátory, ale rezistory, které mohou částečně eliminovat vliv kmitočtové závislosti impedance proudového vstupu na vlastnosti celého filtru. Schéma zapojení je naznačeno na Obr. 7.7, SFG obvodu je pak na Obr. 7.8.

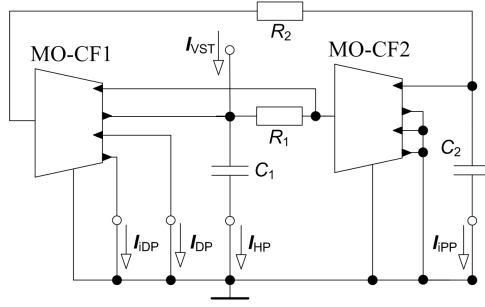
Levá strana charakteristické rovnice obvodu je dána vztahem

$$D(\mathbf{p}) = 1 + \mathbf{p}C_2R_2 + \mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2. \quad (7.7)$$

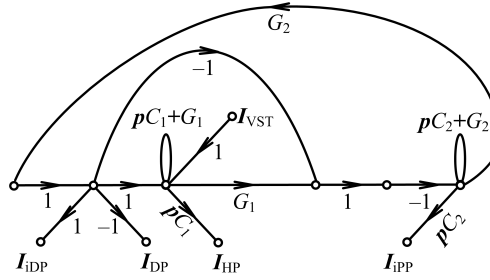
Dále analyzované přenosové funkce tohoto obvodu jsou definovány jako:

1. DP, iDP:

$$\frac{I_{DP}}{I_{VST}} = -\frac{I_{IDP}}{I_{VST}} = \frac{1}{D(\mathbf{p})}, \quad (7.8)$$



Obr. 7.7: Nediferenční univerzální kmitočtový filtr se dvěma MO-CF pracující v CM



Obr. 7.8: Redukovaný M–C SFG univerzálního kmitočtového filtru se dvěma MO-CF z Obr. 7.7

2. iPP:

$$\frac{I_{iPP}}{I_{VST}} = -\frac{pC_2R_2}{D(p)}, \quad (7.9)$$

3. HP:

$$\frac{I_{HP}}{I_{VST}} = \frac{p^2C_1C_2R_1R_2}{D(p)}, \quad (7.10)$$

4. PZ:

$$\frac{I_{DP} + I_{HP}}{I_{VST}} = \frac{1 + p^2C_1C_2R_1R_2}{D(p)}, \quad (7.11)$$

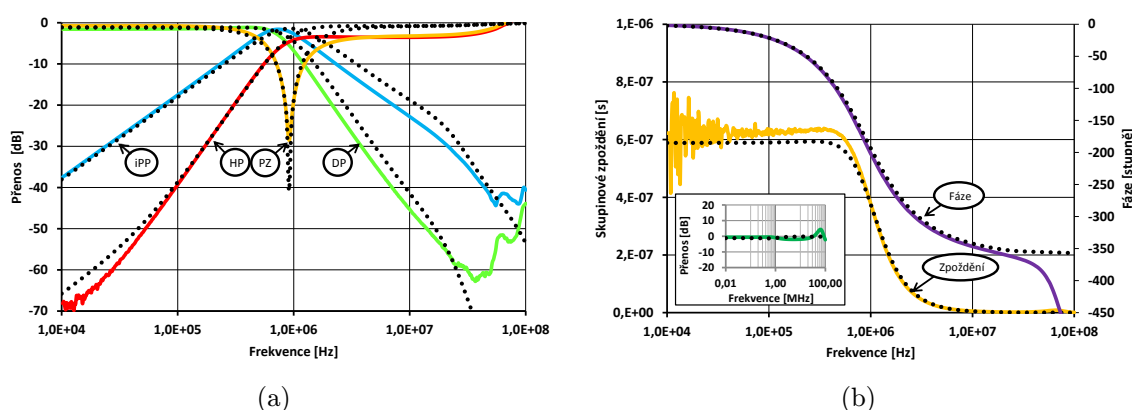
5. FČ:

$$\frac{I_{DP} + I_{iPP} + I_{HP}}{I_{VST}} = \frac{1 - pC_2R_2 + p^2C_1C_2R_1R_2}{D(p)}. \quad (7.12)$$

Z rovnic pro úhlový kmitočet a činitel jakosti, které jsou uvedeny níže, je patrné, že obvod neposkytuje možnost měnit nezávisle některý z obvodových parametrů, což je dáno nízkým počtem jednoduchých aktivních prvků a nízkým počtem pasivních součástí:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}, \quad Q = \sqrt{\frac{R_1C_1}{R_2C_2}}. \quad (7.13)$$

Pro počítačové simulace a měření postaveného vzorku obvodu byl kmitočet komplexně sdružených pólů i v tomto případě zvolen $f_0 = \omega_0/2\pi = 1$ MHz, činitel jakosti pak taktéž $Q = 0,707$ (Butterworthova aproximace), hodnoty kondenzátorů $C_1 = 56$ pF $C_2 = 47$ pF. Hodnoty rezistorů byly vypočteny jako $R_1 = Q / (2\pi f_0 C_1) = 2009 \Omega \approx 2$ k Ω , $R_2 = (C_1 R_1) / (C_2 Q^2) = 4789 \Omega \approx 4,7$ k Ω . Pro účely simulací a měření fázovacího článku byl v tomto případě filtr upraven tak, aby platilo $Q = 0,58$, což zajišťuje konstantní skupinové zpoždění na nízkých kmitočtech. Toho bylo dosaženo přepočítáním hodnot rezistorů na $R_1 \approx 1.6$ k Ω , $R_2 \approx 6$ k Ω , při zachování všech ostatních hodnot. Výsledky simulací i měření jsou vykresleny na Obr. 7.9.



Obr. 7.9: Výsledky simulace (tečkovaně) a měření (plná čára) nediferenčního univerzálního filtru s dvěma MO-CF z Obr. 7.7 (a) modulová charakteristika filtračních funkcí typu DP, HP, iPP a PZ (b) FČ - modulová a fázová charakteristika, skupinové zpoždění

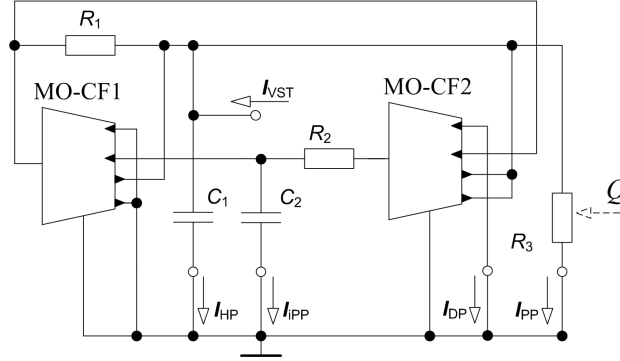
Z grafů je patrná relativně dobrá shoda mezi výsledky simulace a měření. K nejvýznamnější odlišnosti došlo v případě funkcí typu HP a PZ v horním kmitočtovém pásmu, kde je změřený útlum o 3 dB nižší. K tomu dochází z důvodu reálného chování proudového děliče v uzlu, kde je připojen budicí proud I_{VST} . Charakter obdržených přenosových funkcí přesto prokazuje správnost návrhu.

Nevýhodou tohoto zapojení je, že dvě funkce jsou odebírány přes pasivní součástku, což je také důvodem, proč zapojení nebylo transformováno na diferenční variantu.

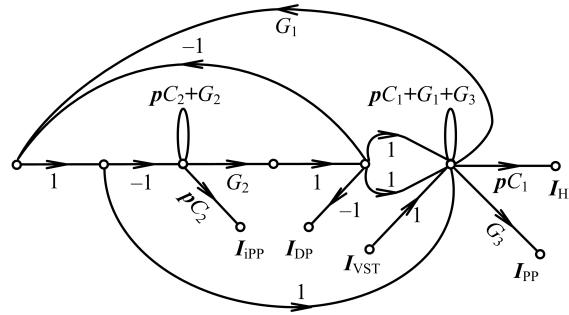
7.3.2 Nediferenční multifunkční říditelný filtr s dvěma proudovými sledovači

V článku [130] jsem zveřejnil zapojení, které představuje rozšíření a zdokonalení filtru z Obr. 7.7. Hlavním přínosem zapojení oproti původnímu je možnost řídit

činitel jakosti filtru nezávisle na mezním kmitočtu prostřednictvím odporu jednoho z rezistorů, ostatní zůstává zachováno. Schéma filtru je naznačeno na Obr. 7.10, na Obr. 7.11 je pak SFG obvodu.



Obr. 7.10: Nediferenční univerzální říditelný kmitočtový filtr se dvěma MO-CF pracující v CM



Obr. 7.11: Redukovaný M–C SFG univerzálního říditelného kmitočtového filtru se dvěma MO-CF z Obr. 7.10

Levá strana charakteristické rovnice obvodu je dána vztahem

$$D(\mathbf{p}) = R_3 + \mathbf{p}C_2R_1R_2 + \mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2R_3. \quad (7.14)$$

Úhlový kmitočet a činitel jakosti je pro všechny typy filtrů vyjádřen pomocí vztahů:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_1R_2C_1C_2}}, \quad Q = R_3\sqrt{\frac{C_1}{C_2R_1R_2}}. \quad (7.15)$$

Z rovnic je patrné, že pomocí hodnoty rezistoru R_3 je možné přímo řídit činitel jakosti nezávisle na mezním kmitočtu filtru. Vybrané přenosové funkce tohoto obvodu, u kterých je v propustném pásmu přenos jednotkový, jsou:

1. DP:

$$\frac{I_{DP}}{I_{VST}} = \frac{R_3}{D(\mathbf{p})}, \quad (7.16)$$

2. PP:

$$\frac{I_{PP}}{I_{VST}} = \frac{\mathbf{p}C_2R_1R_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (7.17)$$

3. HP:

$$\frac{I_{HP}}{I_{VST}} = \frac{\mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2R_3}{D(\mathbf{p})}, \quad (7.18)$$

4. PZ:

$$\frac{I_{DP} + I_{HP}}{I_{VST}} = \frac{R_3 + \mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_2R_3}{D(\mathbf{p})}. \quad (7.19)$$

V zapojení na Obr. 7.10 a i v SFG obvodu je ještě vyznačena funkce typu iPP. U této funkce není v propustném pásmu snadné dosáhnout jednotkový přenos, jelikož její čítec je roven $-\mathbf{p}C_2R_2R_3$. Dosažení rovnosti limituje možnosti řízení činitele jakosti prostřednictvím hodnoty R_3 a proto tato funkce v rámci této práce nebude sledována. Za předpokladu, že by bylo potřeba v tomto zapojení dosáhnout funkce typu FČ, u které nastavení činitele jakosti zpravidla nepřináší užitek, lze toho dosáhnout právě za pomoci zmiňované funkce iPP (v součtu s funkcemi DP a HP).

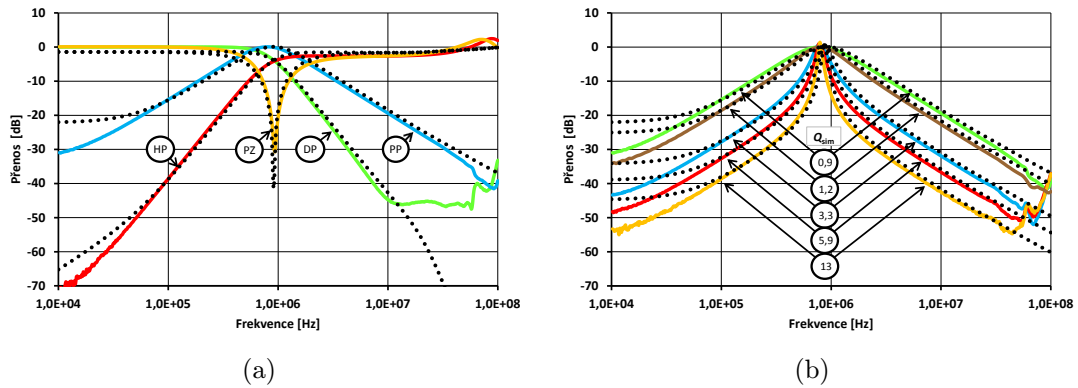
Zřejmou nevýhodou tohoto zapojení je, že dva ze tří hlavních výstupů filtru jsou vyvedeny přes pasivní součástku, nikoliv z vysokoimpedančního proudového výstupu některého z aktivních prvků, což je dobře patrné také z redukovaného M–C signálového grafu obvodu uvedeného na Obr. 7.11. To je důvodem proč zapojení nebylo následně transformováno na diferenční strukturu. Obdobně jako v případě zapojení s konvejory v kap. 7.2.1 je řešením rozšíření o minimálně jeden další aktivní prvek, což vede na zapojení, které bylo ukázáno v kap. 6.3.2.

Pro počítačové simulace a měření byl kmitočet komplexně sdružených pólů charakteristické rovnice i v tomto případě zvolen $f_0 = \omega_0/2\pi = 1$ MHz, teoretický čítec jakosti $Q = \{0,707; 1; 3; 5; 10\}$ je nastavován hodnotou odporu R_3 , jak vyplývá z rov. (7.15), zvolené hodnoty kondenzátorů jsou $C_1 = C_2 = 100$ pF a zvolena byla také hodnota odporu rezistoru $R_1 = 1,3$ k Ω . Zbývající hodnoty rezistorů byly vypočteny jako $R_2 = 1 / ((2\pi f_0)^2 C_1 C_2 R_1) = 1948 \Omega \approx 2$ k Ω , $R_3 = Q\sqrt{C_2 C_1^{-1} R_1 R_2} \approx \{1,1; 1,6; 4,7; 8,2; 16\}$ k Ω . Především jako ukázka a porovnání výsledků reálného měření a počítačových simulací jsou na Obr. 7.12(a) vyneseny modulové charakteristiky filtračních funkcí (DP, PP, HP, PZ) pro hodnotu $Q = 0,707$ a na Obr. 7.12(b) je ukázka změny činitele jakosti u filtru typu pásmová propust. Dosažené hodnoty činitele jakosti shrnuje Tab. 7.3.

V uvedeném článku [130] lze nalézt i výsledky simulace a měření funkce typu FČ, u kterého byla hodnota odporu rezistoru R_3 upravena na $R_3 = 830 \Omega$, z důvodu dosažení plochého skupinového zpoždění v co nejširším pásmu ($Q = 0,58$).

Tab. 7.3: Závislost činitele jakosti funkce typu PP na hodnotě rezistoru R_3

Nastavená hodnota rezistoru R_3 [k Ω]	Činitel jakosti zjištěný simulací Q_{sim} [-]	Činitel jakosti zjištěný měřením Q_{mer} [-]
1,1	0,90	0,73
1,6	1,20	1,09
4,7	3,29	3,37
8,2	5,91	6,14
16	12,62	13,80



Obr. 7.12: Výsledky měření (plná čára) a porovnání s výsledky simulace (tečkované) pro říditelný filtr s dvěma MO-CF, modulové charakteristiky pro (a) všechny filtrační funkce s činitelem jakosti $Q = 0,707$ (b) řízení činitele jakosti pásmové propusti

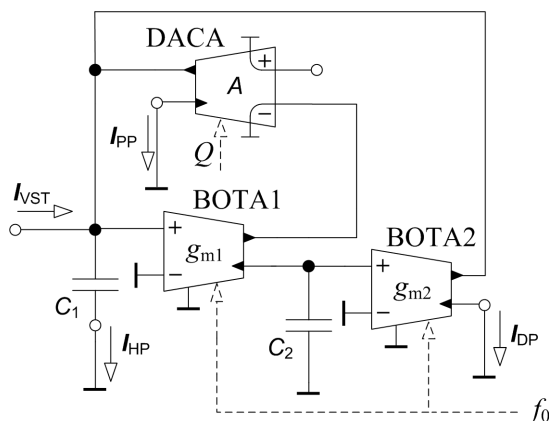
Z grafů na Obr. 7.12 je patrná mírně horší shoda mezi výsledky simulace a následného měření, ke které došlo zejména v případě funkce typu PP v dolním kmitočtovém pásmu a u DP v horním kmitočtovém pásmu. Odlišnost je zapříčiněna v prvním případě charakterem proudového děliče v uzlu, kde je připojen budicí proud I_{VST} . V druhém případě reálnými vlastnosti použitých plošných spojů, které vykazují na vysokých kmitočtech induktivní charakter. Výsledky jsou přesto akceptovatelné a prokazují správnost návrhu.

7.4 Kmitočtové filtry s transkonduktančními prvky

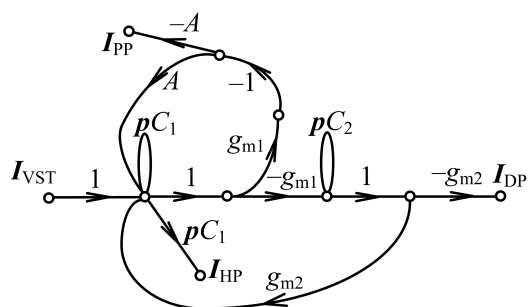
V této kapitole je zařazeno jedno z mnou navržených a publikovaných zapojení, jehož dominantním stavebním prvkem je transkonduktanční zesilovač, resp. zesilovače.

7.4.1 Nediferenční multifunkční filtr s dvěma transkonduktančními zesilovači a proudovým zesilovačem

V článku [106] jsem publikoval multifunkční filtr s dvěma prvky BOTA a jedním prvkem DACA, který byl navržen pomocí M–C grafů signálových toků. Jedná se o klasický OTA-C filtr doplněný o prvek DACA, který umožní snadno řídit činitel jakosti výsledného filtru. Zapojení je uvedeno na Obr. 7.13 a SFG obvodu pak na Obr. 7.14. Výhodou tohoto zapojení je především nízký počet aktivních prvků. Ve srovnání s obvodem na Obr. 6.40 je zřejmou nevýhodou situace u funkce HP, jejíž výstup není možný přímo z vysokoimpedančního výstupu. Níže uvedené přenosové funkce představují pouze výběr těch nejlepších, v situaci kdy požadujeme, aby filtr byl výhodného typu SITO.



Obr. 7.13: Nediferenční multifunkční kmitočtový filtr s možností řídit činitel jakosti i mezní kmitočet, se dvěma BOTA a jedním DACA pracující v CM



Obr. 7.14: Redukovaný M–C SFG říditelného multifunkčního filtru z Obr. 7.13

Levá strana charakteristické rovnice má očekávaný tvar

$$D(\mathbf{p}) = g_{m1}g_{m2} + \mathbf{p}C_2g_{m1}A + \mathbf{p}^2C_1C_2, \quad (7.20)$$

stejně jako přenosové funkce tohoto obvodu:

1. DP:

$$\frac{I_{DP}}{I_{VST}} = \frac{g_{m1}g_{m2}}{D(\mathbf{p})}, \quad (7.21)$$

2. PP:

$$\frac{I_{PP}}{I_{VST}} = \frac{\mathbf{p}C_2g_{m1}A}{D(\mathbf{p})}, \quad (7.22)$$

3. HP:

$$\frac{I_{HP}}{I_{VST}} = \frac{\mathbf{p}^2C_1C_2}{D(\mathbf{p})}, \quad (7.23)$$

4. PZ:

$$\frac{I_{DP} + I_{HP}}{I_{VST}} = \frac{g_{m1}g_{m2} + \mathbf{p}^2C_1C_2}{D(\mathbf{p})}. \quad (7.24)$$

Vztahy pro úhlový kmitočet a činitel jakosti vyjádřené z (7.20) jsou

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad Q = \frac{1}{A} \sqrt{\frac{g_{m2}C_1}{g_{m1}C_2}}. \quad (7.25)$$

Jestliže bude platit, že $g_{m1} = g_{m2} = g_m$, můžeme pomocí A měnit nezávisle na ostatních parametrech filtru činitel jakosti Q (nepřímo úměrně) a zároveň pomocí koeficientu g_m měnit mezní kmitočet filtru, opět nezávisle na dalších parametrech (přímo úměrně). Přenos v propustném pásmu zůstává u všech filtračních funkcí jednotkový, nezávisle na ladění kmitočtu nebo nastavení činitele jakosti.

Pro počítačové simulace a následně také měření byly zvoleny požadované rozsahy ladění: $f_0 = \{0,1; 1\}$ MHz a řízení $Q = \{0,707; 5\}$, k čemuž přísluší rozsahy transkonduktancí $g_m \in \{0,196; 1,96\}$ mS a zesílení $A \in \{3,5; 0,5\}$ ¹. Dopočítané hodnoty kondenzátorů jsou $C_2 = g_m/(2\pi f_0 A Q) = 126 \text{ pF} \approx 120 \text{ pF}$ a $C_1 = (g_m^2)/(C_2(2\pi f_0)^2) = 772 \text{ pF} \approx 750 \text{ pF}$.

Výsledky měření v porovnání s výsledky simulací pro všechny filtrační funkce a pro činitel jakosti $Q = 1,2$ (odpovídá zesílení $A = 2$) jsou vykresleny na Obr. 7.15(a). Druhý graf na Obr. 7.15(b) pak demonstruje možnost přeladování kmitočtu u horní propusti. Konkrétní teoretické kmitočty jsou $f_1 = 100 \text{ kHz}$, $f_2 = 320 \text{ kHz}$, $f_3 = 1 \text{ MHz}$, které odpovídají nastaveným transkonduktancím $196 \text{ } \mu\text{S}$, $625 \text{ } \mu\text{S}$ a $1,96 \text{ mS}$. V tomto případě bylo zesílení prvku DACA nastaveno na $A = 0,5$, což odpovídá teoretickému činiteli jakosti $Q = 5$. Třetí graf na Obr. 7.15(c) pak shrnuje výsledky pro filtr typu PP, u kterého je na kmitočtu $f = 1 \text{ MHz}$ nastavován činitel jakosti. Hodnotám zesílení DACA $A = \{3,5; 2; 1; 0,5\}$ odpovídají teoretické hodnoty činitele jakosti $Q = \{0,7; 1,2; 2,5; 5\}$. Dosažené hodnoty mezních kmitočtů a činitele jakosti jsou shrnuty v Tab. 7.4 a Tab. 7.5.

¹V tomto případě bylo měření realizována dlouho dobu před dostupností funkčního prvku DACA a proto byl tento prvek vytvořen složením prvků UVC, EL2082 a UCC, jak je prezentováno i v článku [106]. Stejně hodnoty a prvky jsou použity i při simulacích, z důvodu možnosti následně porovnávat výsledky simulace a měření.

Tab. 7.4: Závislost mezního kmitočtu na transkonduktanci u funkce HP

Nastavená hodnota transkonduktance g_m [μS]	Mezní kmitočet získaný simulací f_{0_sim} [kHz]	Mezní kmitočet získaný měřením f_{0_mer} [kHz]
196	65	68
625	205	213
1961	640	645

Tab. 7.5: Závislost činitele jakosti na zesílení prvku DACA u funkce iPP

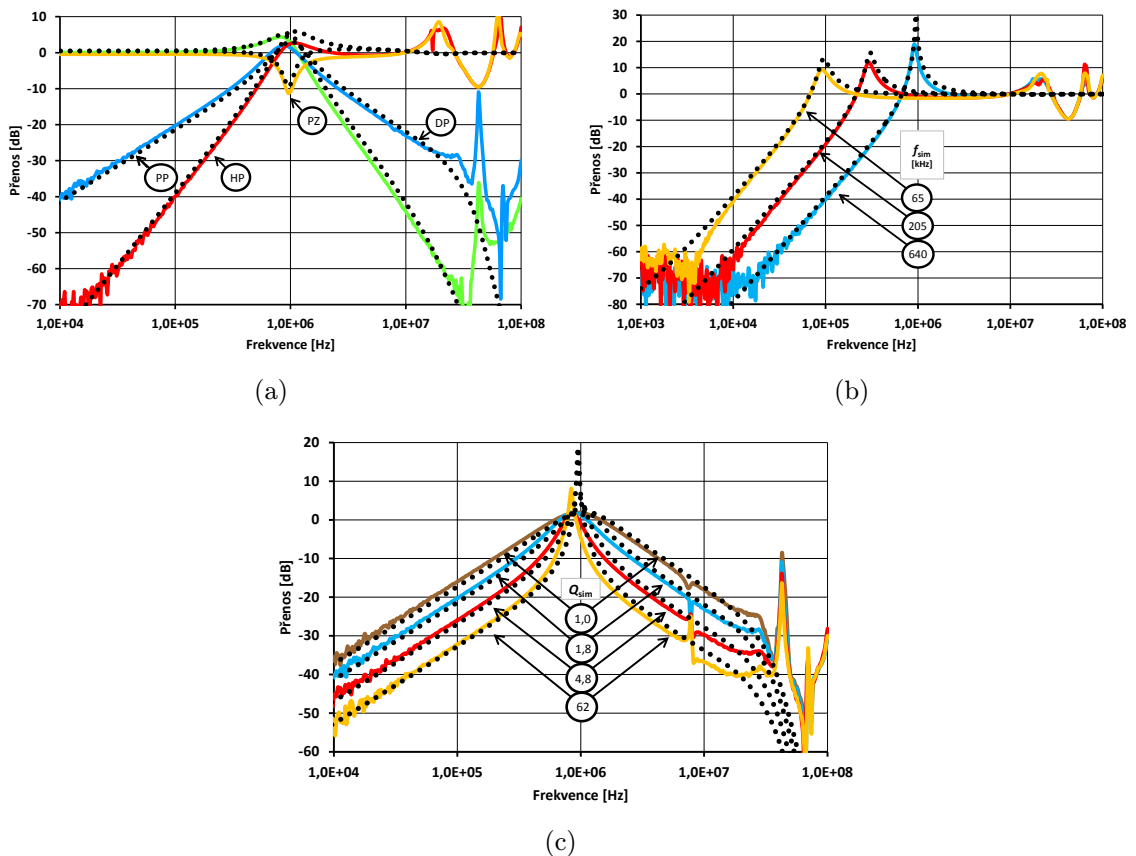
Nastavená hodnota zesílení A [-]	Činitel jakosti získaný simulací Q_{sim} [-]	Činitel jakosti získaný měřením Q_{mer} [-]
0,5	61,9	18,1
1,0	4,84	2,78
2,0	1,79	1,49
3,5	1,03	0,83

Z grafů je patrné, že mezi výsledky měření a simulace panuje poměrně dobrá shoda, výraznější odlišnosti viditelné na kmitočtech nad 10 MHz jsou způsobeny především způsobem realizace prvku DACA pomocí tří vhodně propojených čipů. Jak bylo uvedeno v článku [106], šířka pásma takto vytvořeného prvku je přibližně 10 MHz, což představuje pro postavený filtr nejvýznamnější limitující faktor. Při použití integrovaného obvodu DACA lze očekávat šířku pásma přesahující kmitočet 100 MHz.

Nediferenční filtr uvedený na Obr. 7.13 by bylo možné snadno převést na diferenční variantu tak, jako to bylo provedeno v kap. 7.2.2 pro filtr s proudovými konvejory. Jelikož však funkce typu HP je v tomto zapojení s OTA prvky snímána přes pasivní součástku, zapojení v prezentované formě není příliš vhodné pro nasazení v diferenční variantě. Z tohoto důvodu není diferenční varianta tohoto zapojení v práci uvedena.

7.5 Dílčí závěry k multifunkčním filtrům

V této kapitole byly ukázány celkem čtyři řešení multifunkčních kmitočtových filtrů, z nichž některé jsou i univerzální nebo je možné je na univerzální velice snadno upravit. Zapojení obsahují nižší počet aktivních prvků než univerzální filtry prezentované v kap. 6, což způsobuje, že ne všechny filtrační funkce lze snímat z vysokoimpedančních výstupů, které jsou v případě proudového módu nejvíce vhodné pro buzení dalšího stupně.



Obr. 7.15: Výsledky měření (plná čára) v porovnání s výsledky simulace (tečkovaně) nediferenčního multifunkčního říditelného filtru s dvěma MOTA a jedním DACA z Obr. 7.13 (a) modulová charakteristika filtračních funkcí DP, HP, PP a PZ (b) přelaďování kmitočtu u horní propusti (c) řízení činitele jakosti u pásmové propusti

Na jednom zapojení s proudovými konvejory byla ukázána transformace na diferenční filtr a to ve dvou variantách. Ostatní zapojení (dvě s proudovými sledovači a jedno s OTA prvky) nebyla na diferenční řešení převáděna z uvedených důvodů, výsledky jejich měření však potvrdily poměrně dobré vlastnosti ve všech případech. Ze změřených průběhů obvodu s dvěma proudovými sledovači a bez možnosti řídit některý z obvodových parametrů je dobře patrné, že je velmi důležité již při návrhu vzít v potaz parazitní kapacity proudových výstupů, které mohou kmitočet komplexně sdružených pólů výrazně snížit. Jestliže jsou hodnoty použitých kapacitorů nízké, což je v případě filtrů na vysokých kmitočtech nutnost, je tento efekt vždy výraznější.

Prezentovaná multifunkční řešení jsou svými strukturami velmi blízká těm univerzálním z kap. 6 a často lze mezi těmito strukturami přejít pouze vhodným zařazením jednoho aktivního prvku.

8 JEDNOÚČELOVÉ KMITOČTOVÉ FILTRY DRUHÉHO A VYŠŠÍHO ŘÁDU

8.1 Úvod

V této kapitole jsou shrnuta některá z mnou navržených zapojení jednoúčelových kmitočtových filtrů v CM, z nichž všechna již byly publikována. Zapojení jsou ukázána jak v nediferenční, tak diferenční podobě. Všechna zapojení beze změny struktury poskytují pouze jednu filtrační funkci, což však bývá v praxi často potřebný případ.

K simulacím byly i v tomto případě využity modely uvedené pro každý aktivní prvek v kap. 3.

8.2 Kmitočtové filtry s proudovými sledovači a zesilovači

8.2.1 Nediferenční digitálně říditelná pásmová propust - varianta 1

V článku [136] jsem prezentoval dvě možné varianty zapojení říditelné pásmové propusti s proudovými prvky, pracující s diferenčními signály. Řešení byla vytvořena tak, aby je bylo možné v budoucnu experimentálně realizovat pomocí prvků UCC a DACA, z čehož vyplývají např. omezení počtu stejně orientovaných proudových výstupů. V této kapitole je uvedena nediferenční mírně modifikovaná varianta [107] prvního obvodu, a v dalších kapitole pak diferenční varianta.

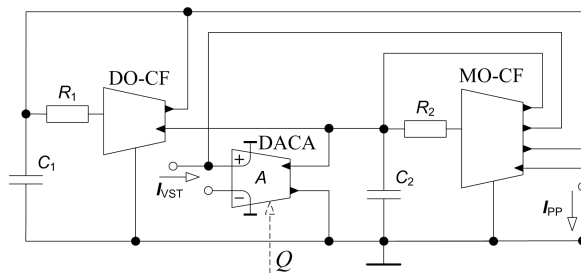
Zapojení první pásmové propusti s nastavitelným činitelem jakosti je naznačeno na Obr. 8.1, SFG tohoto obvodu je ukázán na Obr. 8.2. Mezi zesílením prvku DACA a činitelem jakosti filtru je v tomto případě nepřímá úměra, jak je patrné z následujících rovnic:

$$\frac{I_{PP}}{I_{VST}} = \frac{pC_1R_1A}{1 + pC_1R_1A + p^2C_1C_2R_1R_2}, \quad (8.1)$$

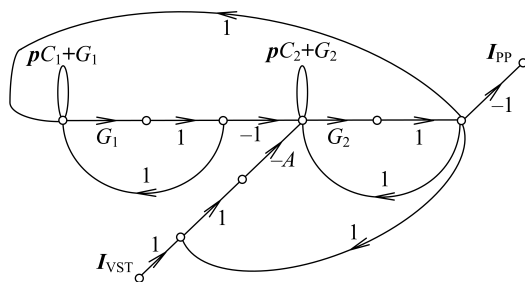
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1C_2R_1R_2}}, \quad Q = \frac{1}{A} \sqrt{\frac{C_2R_2}{C_1R_1}}. \quad (8.2)$$

Z rovnic je také patrné, že mezní kmitočet zůstává při řízení činitele jakosti nezměněn.

Pro simulace bylo zvoleno: $f_0 = 1$ MHz a základní činitel jakosti $Q = 0,707$, kterému vzhledem k nepřímé úměře odpovídá maximální zesílení $A = 8$, hodnoty



Obr. 8.1: První řešení pásmové propusti s říditelným činitelem jakosti pro CM



Obr. 8.2: Redukovaný M–C SFG říditelné pásmové propusti z Obr. 8.1

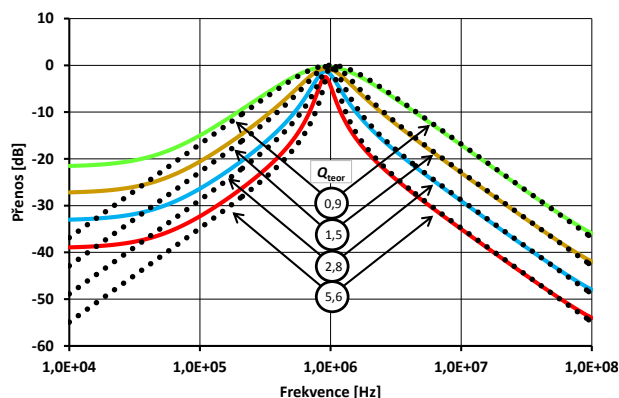
kapacitorů pak $C_1 = 51 \text{ pF}$ a $C_2 = 680 \text{ pF}$. Dypočítané hodnoty rezistorů jsou $R_1 = 1/(QC_1 2\pi f_0 A) = 552 \Omega \approx 560 \Omega$ a $R_2 = 1/(R_1 C_1 C_2 (2\pi f_0)^2) = 1324 \Omega \approx 1,3 \text{ k}\Omega$. Tab. 8.1 uvádí vztah mezi činitelem jakosti a zesílením. Jsou uvedeny teoretické hodnoty (v úvahu byly vzaty skutečné hodnoty pasivních součástek použité při simulaci) i výsledky ze simulací. Je patrné, že i při použití relativně jednoduchých modelů (uvedených v kap. 3.1.2 a 3.2.4) jsou skutečné hodnoty činitele jakosti nižší.

Tab. 8.1: Závislost činitele jakosti na nastaveném zesílení prvku DACA u první PP

Nastavená hodnota zesílení A [-]	Teoretický činitel jakosti Q_{teor} [-]	Činitel jakosti zjištěný simulací Q_{sim} [-]
1	5,60	3,92
2	2,83	2,29
4	1,48	1,31
8	0,86	0,81

Graf na Obr. 8.3 porovnává výsledky simulace s teoretickými předpoklady pro čtyři hodnoty činitele jakosti, které odpovídají nastavenému zesílení $A = \{1; 2; 4; 8\}$. Z grafu je patrné, že útlum pásmové propusti na nízkých kmitočtech je nižší než bylo očekáváno, pouze 22 – 40 dB. Je to způsobeno především konečnou hodnotou výstupní impedance aktivních prvků, která má sice poměrně vysokou stejnosměrnou

hodnotu, 100 k Ω , ale v uzlu kde je připojen kapacitor C_2 a rezistor R_2 jsou však připojeny tři tyto výstupní impedance paralelně, což vede ke snížení výstupní impedance na již poměrně nízkou hodnotu 33 k Ω . V tomto uzlu následně dochází k nežádoucímu dělení proudu, což způsobuje nižší útlum na nízkých kmitočtech. U druhého řešení říditelné PP (viz kap. 8.2.3) je dosaženo mnohem lepších výsledků díky tomu, že do tohoto uzlu jsou zapojeny pouze dvě paralelní impedance, což přináší znatelně vyšší výstupní impedanci.

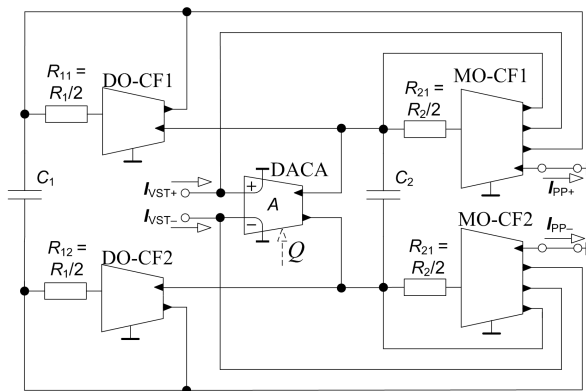


Obr. 8.3: Výsledky simulace (plná čára) v porovnání s teoretickými předpoklady (tečkovaně) pro první pásmovou propust s říditelným činitelem jakosti (nediferenční varianta)

8.2.2 Diferenční digitálně říditelná pásmová propust - varianta 1

Nediferenční říditelná pásmová propust, konkrétně varianta 1, která byla uvedena na Obr. 8.1, byla prezentována v článku [107] i v diferenční podobě a s několika úpravami v [136]. V tomto případě byl použit přímočarý způsob převodu na diferenční strukturu, a to zrcadlením celé struktury, což umožňuje do budoucna experimentální ověření vlastností. Nevýhodou tohoto řešení je zdvojnásobení počtu aktivních prvků ve filtru, výhodou pak, že je zachována realizovatelnost pomocí dostupných aktivních prvků.

Transformovaná struktura je uvedena na Obr. 8.4, prvek DACA nebylo třeba zrcadlit, pouze jsou využity všechny jeho svorky. Filtrační funkce není zcela totožná, jako v nediferenčním případě, jelikož diferenční zesílení prvku DACA je dvojnásobné. Zapojení si i v diferenční variantě zachovává vlastnost, že všechny funkce jsou odebírány přímo z proudových výstupů aktivních prvků a obě vstupní svorky jsou nízkoimpedanční.



Obr. 8.4: První řešení plně diferenční pásmové propusti s říditelným činitelem jakosti pro CM

Rovnice pro nediferenční řešení přejdou na řešení diferenční za předpokladu, že hodnoty rezistorů budou pro diferenční obdobu upraveny takovým způsobem, jaký je naznačen v Obr. 8.4. Mezi zesílením prvku DACA a činitelem jakosti filtru je v tomto případě opět nepřímá úměra, jak je patrné z následujících rovnic:

$$\frac{I_{PP}}{I_{VST}} = \frac{pC_1R_12A}{1 + pC_1R_12A + p^2C_1C_2R_1R_2}, \quad (8.3)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1C_2R_1R_2}}, \quad Q = \frac{1}{2A} \sqrt{\frac{C_2R_2}{C_1R_1}}. \quad (8.4)$$

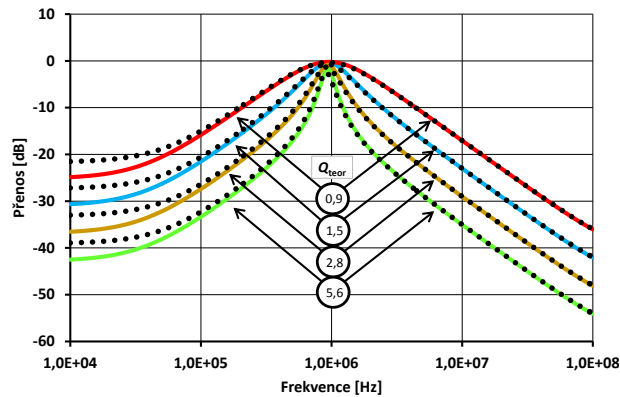
Z rovnic je dále zřejmé, že po nahrazení $2A$ za A jsou stejné, jako pro nediferenční zapojení.

Pro simulace bylo nutné přepočítat hodnoty: $f_0 = 1$ MHz, počáteční hodnota činitele jakosti $Q = 0,707$, odpovídající zesílení $A = 8$, hodnoty kapacitorů pak $C_1 = 39$ pF a $C_2 = 1,2$ nF. Dopočítané hodnoty rezistorů jsou $R_1 = 1/(QC_12\pi f_02A) = 361 \Omega$ a $R_2 = 1/(R_1C_1C_2(2\pi f_0)^2) = 1,5 k\Omega$. Z toho vyplývá, že $R_{12} = R_{22} = R_1/2 = 180 \Omega$ a $R_{21} = R_{22} = R_2/2 = 750 \Omega$. V Tab. 8.2 jsou uvedeny vztahy mezi činitelem jakosti a zesílením. Uvedené teoretické hodnoty jsou vzhledem ke skutečně použitým hodnotám pasivních součástek mírně odlišné od čistě teoretických hodnot.

Graf na Obr. 8.5 porovnává výsledky simulace diferenčního řešení s výsledky simulace nediferenčního řešení z Obr. 8.1 pro čtyři hodnoty činitele jakosti, které odpovídají nastaveným zesílením $A = \{1; 2; 4; 8\}$. Použity byly opět jednoduché modely aktivních prvků. Z grafu je patrné, že diferenční řešení je zejména na nižších kmitočtech blíže teorii, výsledky jsou si velmi blízké.

Tab. 8.2: Závislost činitele jakosti na nastaveném zesílení prvku DACA u první PP

Nastavená hodnota zesílení A [-]	Teoretický činitel jakosti Q_{teor} [-]	Činitel jakosti zjištěný simulací Q_{sim} [-]
1	5,70	4,45
2	2,88	2,49
4	1,50	1,38
8	0,87	0,83



Obr. 8.5: Výsledky simulace první diferenční říditelné pásmové propusti (plná čára) v porovnání s nediferenčním řešením (tečkovaně) z Obr. 8.1

8.2.3 Nediferenční digitálně říditelná pásmová propust - varianta 2

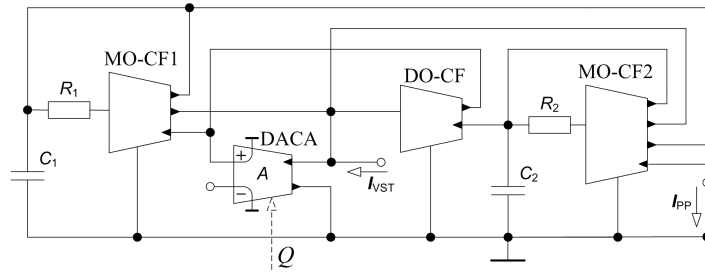
Zapojení druhé pásmové propusti s říditelným činitelem jakosti je naznačeno na Obr. 8.6 [107], SFG obvodu pak na Obr. 8.7. Mezi zesílením prvku DACA a činitelem jakosti filtru je v tomto případě přímá úměra, což je dobře patrné z následujících rovnic:

$$\frac{I_{\text{PP}}}{I_{\text{VST}}} = \frac{pC_1R_1}{(1+A) + pC_1R_1 + p^2C_1C_2R_1R_2(1+A)}, \quad (8.5)$$

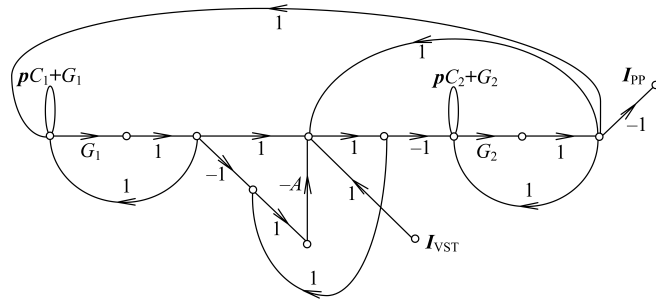
$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1C_2R_1R_2}}, \quad Q = (1+A)\sqrt{\frac{C_2R_2}{C_1R_1}}. \quad (8.6)$$

Z rovnic je také zřejmé, že se mezní kmitočet při změně činitele jakosti nemění. Z obrázku je patrné, že dosáhnout přímé úměry mezi činitelem jakosti a zesílením lze jen za cenu složitější struktury než v prvním případě.

Pro provedení počítačových simulací bylo opět zvoleno: $f_0 = 1$ MHz a základní činitel jakosti $Q = 0,707$, kterému vzhledem k přímé úměře odpovídá minimální zesílení $A = 1$, hodnoty kapacitorů pak $C_1 = 410$ pF a $C_2 = 47$ pF. Dopočítané



Obr. 8.6: Druhé řešení pásmové propusti s říditelným činitelem jakosti pro CM



Obr. 8.7: Redukovaný M–C SFG druhé pásmové propusti s nastavitelným činitelem jakosti z Obr. 8.6

hodnoty rezistorů jsou $R_1 = (1 + A)/(QC_1 2\pi f_0) = 1098 \, \Omega \approx 1,1 \, \text{k}\Omega$ a $R_2 = 1/(R_1 C_1 C_2 (2\pi f_0)^2) = 1197 \, \Omega \approx 1,2 \, \text{k}\Omega$.

Tab. 8.3 uvádí odpovídající si činitele jakosti a zesílení prvku DACA. Z tabulky je patrné, že rozsah nastavení je menší než v prvním případě, je však možné lépe činitel jakosti krokovat, jelikož závislost je lineární.

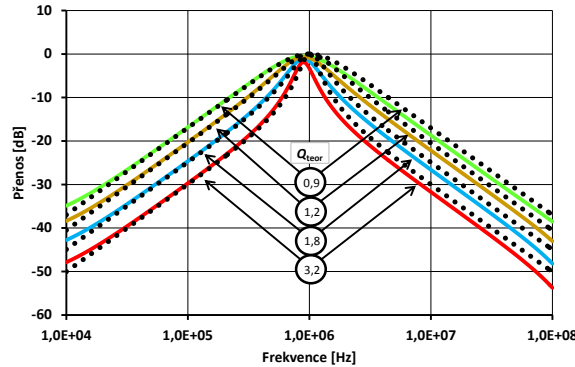
Graf na Obr. 8.8 porovnává výsledky simulace s teoretickými předpoklady pro čtyři vybrané hodnoty činitele jakosti, které odpovídají nastavenému zesílení $A = \{1; 2; 4; 8\}$. I v tomto případě byly použity jednoduché modely aktivních prvků (uvedeny v kap. 3.1.2 a 3.2.4). Z grafu je patrné, že v tomto případě je útlum na nízkých kmitočtech vyšší, než v případě první PP. Dále je patrné, že došlo k mírnému snížení úhlového kmitočtu oproti teoretickým předpokladům.

8.2.4 Diferenční digitálně říditelná pásmová propust - varianta 2

Druhá varianta nediferenční říditelné pásmové propusti, která byla uvedena na Obr. 8.6, byla taktéž prezentována v článku [107] ve své diferenční podobě a v mírně modifikované variantě v [136]. Struktura je uvedena na Obr. 8.9. I v tomto případě

Tab. 8.3: Závislost činitele jakosti na nastaveném zesílení prvku DACA u druhé PP

Nastavená hodnota zesílení A [-]	Teoretický činitel jakosti Q_{teor} [-]	Činitel jakosti zjištěný simulací Q_{sim} [-]
1	0,87	0,89
2	1,18	1,18
4	1,84	1,77
8	3,23	2,84



Obr. 8.8: Výsledky simulace (plná čára) v porovnání s teoretickými předpoklady (tečkovaně) pro druhou pásmovou propust s říditelným činitelem jakosti

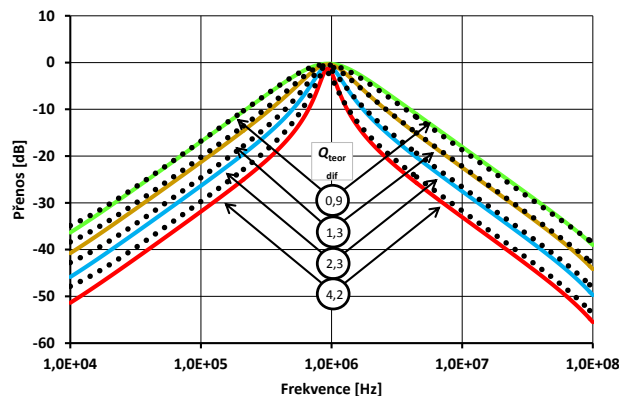
není filtrační funkce zcela totožná, jako v nediferenčním případě. Mezi zesílením prvku DACA a činitelem jakosti filtru je v tomto případě taktéž ale přímá úměra, což je dobře patrné z následujících rovnic:

$$\frac{I_{\text{PP}}}{I_{\text{VST}}} = \frac{pC_1R_1}{(1 + 2A) + pC_1R_1 + p^2C_1C_2R_1R_2(1 + 2A)}, \quad (8.7)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_1C_2R_1R_2}}, \quad Q = (1 + 2A)\sqrt{\frac{C_2R_2}{C_1R_1}}. \quad (8.8)$$

Rovnice odpovídají nediferenčním za předpokladu, že hodnoty rezistorů budou pro diferenční obdobu upraveny obdobným způsobem jako v předcházejících případech a který je naznačen v Obr. 8.9. Také je zřejmý vliv dvojnásobného diferenčního zesílení prvku DACA.

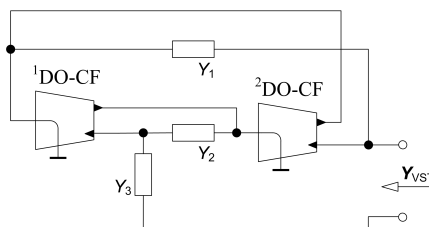
Pro počítačové simulaci byly přepočítány hodnoty: $f_0 = 1$ MHz, počáteční teoretická hodnota činitele jakosti $Q = 0,707$, odpovídající zesílení $A = 1$, hodnoty kapacitorů pak $C_1 = 410$ pF a $C_2 = 44$ pF. Dopočítané hodnoty rezistorů jsou $R_1 = (1 + 2A)/(QC_12\pi f_0) = 1647 \Omega$ a $R_2 = 1/(R_1C_1C_2(2\pi f_0)^2) = 852 \Omega$. Z toho vyplývá, že $R_{12} = R_{22} = R_1/2 \approx 820 \Omega$ a $R_{21} = R_{22} = R_2/2 \approx 430 \Omega$.



Obr. 8.10: Výsledky simulace plně diferenčního řešení (plná čára) v porovnání s nediferenční variantou (tečkovaně) pro druhou pásmovou propust s říditelným činitelem jakosti

8.2.5 Nediferenční filtry vyšších řádů se syntetickými prvky

Syntetické elementy [18], [79] mohou být snadno použity k návrhu kmitočtových filtrů druhého a vyššího řádů. V případě proudového módu zapojíme navržený prvek do proudového děliče, který bude díky syntetickému prvku kmitočtově závislý [93]. Nejčastěji se takto navrhují filtry typu DP a HP, jak bude ukázáno dále. V [110] a také částečně v [111] jsem publikoval transformační prvek vhodný k návrhu syntetických prvků vyšších řádů, jehož zapojení je naznačeno na 8.11.



Obr. 8.11: Základní transformační článek s obecnými admitancemi vhodný pro stavbu filtrů pracujících v CM

Transformační článek se skládá ze dvou DO-CF a tří pasivních prvků ve formě obecných admitancí. Vstupní admitance je dána vztahem

$$Y_{VST} = \frac{Y_1 Y_3}{Y_2} + Y_1. \quad (8.9)$$

Z rovnice je patrné, že pomocí této jednotky můžeme následně realizovat paralelní typ syntetického prvku vyššího řádu [93]. Zvyšování řádu je možné opakovaným

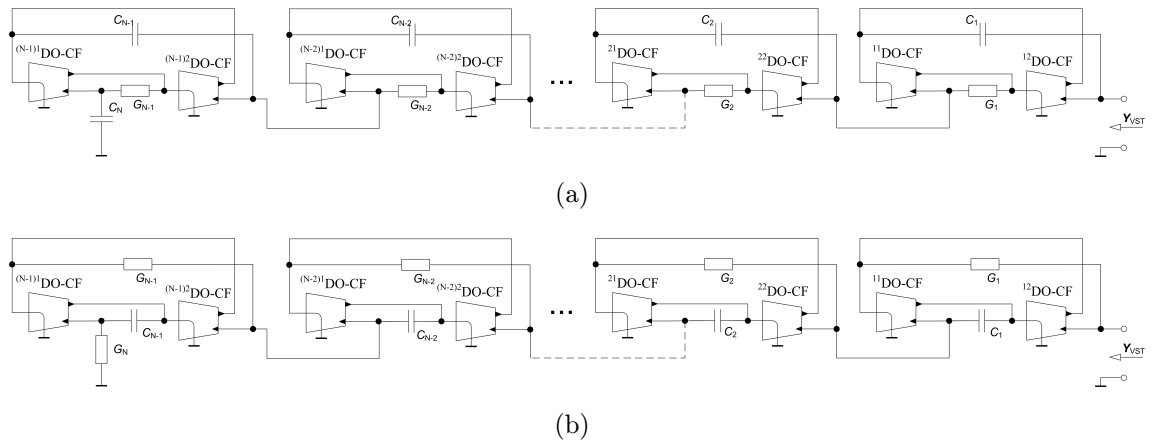
nahrazováním admitance Y_3 celým syntetickým prvkem z Obr. 8.11. Dvě obecná řešení, paralelní syntetické prvky typu D a typu E (označovány v lit. běžné také jako DP a EP) n -tého řádu jsou ukázány na Obr. 8.12. Vstupní admitance těchto obecných syntetických prvků n -tého řádu jsou rovny

$$Y_{DP,n}(p) = \left(p^n \prod_{i=1}^n C_i + \sum_{k=1}^{n-1} \left(p^{n-k} \prod_{i=n-k}^{n-1} G_i \prod_{i=1}^{n-k} C_i \right) \right) \left(\prod_{i=1}^{n-1} G_i \right)^{-1}, \quad (8.10)$$

kde $n \geq 2$ a

$$Y_{EP,n}(p) = \left(\prod_{i=1}^{n+1} G_i + \sum_{k=1}^n \left(p^{n+1-k} \prod_{i=1}^{n+1-k} C_{n+1-i} \prod_{i=n+1-k}^n G_{n+1-i} \right) \right) \left(p^n \prod_{i=1}^n C_i \right)^{-1}, \quad (8.11)$$

kde $n \geq 1$. Z rovnic a následných obrázků je patrné, že prvky typu DP a EP se liší pouze vzájemnou záměnou kapacitorů a vodivostí.



Obr. 8.12: Syntetické prvky n -tého řádu paralelního typu (a) podtyp DP vhodný k následné realizaci filtrační funkce typu DP (b) podtyp EP vhodný k realizaci filtrační funkce typu HP

Jako příklady konkrétních řešení byly se syntetickými prvky navrženy filtry druhého a čtvrtého řádu. Zapojení filtrů typu DP a HP druhého řádu je ukázáno na Obr. 8.13, zapojení filtrů čtvrtého řádu pak na Obr. 8.14. Přenosové funkce všech prezentovaných filtrů jsou:

1. DP-2 :

$$\frac{I_{DP}}{I_{VST}} = \frac{1}{1 + pC_1R_2 + p^2C_1C_2R_1R_2}, \quad (8.12)$$

2. HP-2 :

$$\frac{I_{HP}}{I_{VST}} = \frac{p^2C_1C_2R_1R_2}{1 + pC_1R_2 + p^2C_1C_2R_1R_2}, \quad (8.13)$$

3. DP-4 :

$$\frac{I_{DP}}{I_{VST}} = \frac{1}{D_{4-DP}(\mathbf{p})}, \quad (8.14)$$

kde

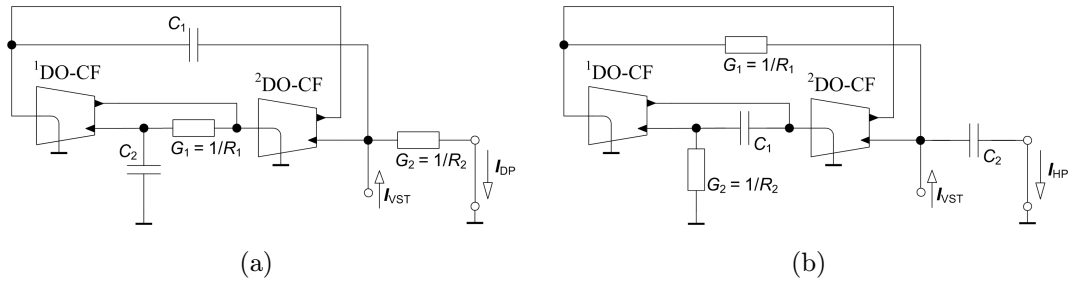
$$D_{4-DP}(\mathbf{p}) = 1 + \mathbf{p}C_1R_4 + \mathbf{p}^2C_1C_2R_1R_4 + \mathbf{p}^3C_1C_2C_3R_1R_2R_4 + \\ + \mathbf{p}^4C_1C_2C_3C_4R_1R_2R_3R_4, \quad (8.15)$$

4. HP-4 :

$$\frac{I_{HP}}{I_{VST}} = \frac{\mathbf{p}^4C_1C_2C_3C_4R_1R_2R_3R_4}{D_{4-HP}(\mathbf{p})}, \quad (8.16)$$

kde

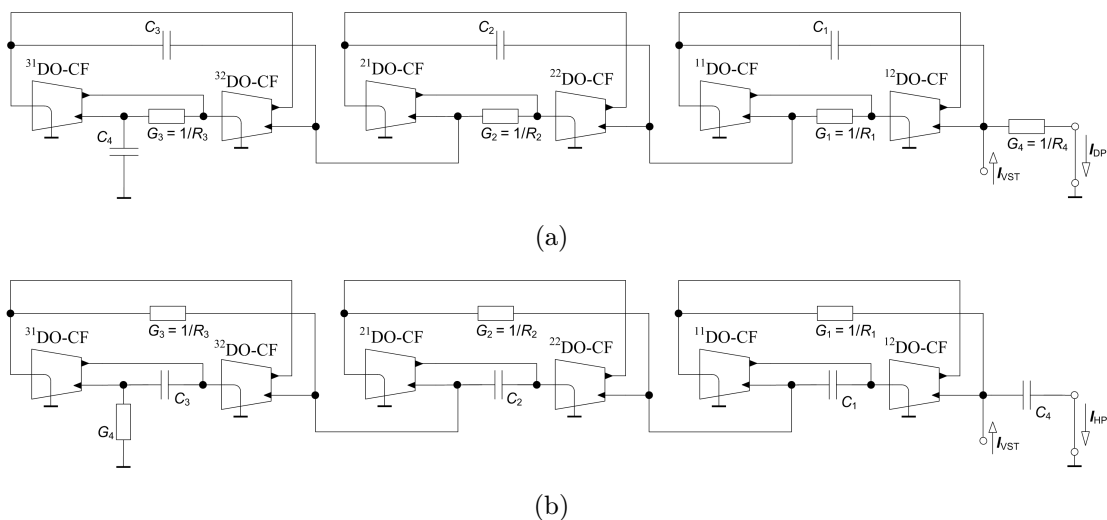
$$D_{4-HP}(\mathbf{p}) = 1 + \mathbf{p}C_3R_4 + \mathbf{p}^2C_2C_3R_3R_4 + \mathbf{p}^3C_1C_2C_3R_2R_3R_4 + \\ + \mathbf{p}^4C_1C_2C_3C_4R_1R_2R_3R_4. \quad (8.17)$$



Obr. 8.13: Kmitočtové filtry druhého řádu vytvořené pomocí syntetických prvků
(a) filtr typu DP (b) filtr typu HP

Pro počítačové simulace byl charakteristický kmitočet všech čtyř filtrů zvolen $f_0 = \omega_0/2\pi = 1$ MHz a činitel jakosti $Q = 0,707$. Zvolené hodnoty kondenzátorů pro oba filtry druhého řádu jsou $C_1 = C_2 = 47$ pF, pro filtry čtvrtého řádu pak $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 47$ pF. Odpory rezistorů byly pro DP i HP druhého řádu vypočteny jako $R_1 = 2394 \Omega \approx 2,4$ k Ω a $R_2 = 4790 \Omega \approx 4,7$ k Ω , hodnoty rezistorů pro DP čtvrtého řádu jsou rovny $R_1 = 4424 \Omega \approx 4,3$ k Ω , $R_2 = 2592 \Omega \approx 2,7$ k Ω , $R_3 = 1296 \Omega \approx 1,3$ k Ω a $R_4 = 8849 \Omega \approx 9,1$ k Ω a hodnoty rezistorů pro HP čtvrtého řádu jsou $R_1 = 1296 \Omega \approx 1,3$ k Ω , $R_2 = 2592 \Omega \approx 2,7$ k Ω , $R_3 = 4424 \Omega \approx 4,3$ k Ω a $R_4 = 8849 \Omega \approx 9,1$ k Ω . Pro účely simulací byly použity jednoduché modely prvku DO-CF (uveden v kap. 3.1.2).

První graf na Obr. 8.15(a) porovnává výsledky simulací pro přenosové funkce typu DP a HP druhého řádu s teoretickými průběhy. Z grafu je patrná poměrně dobrá shoda výsledků simulací s teoretickými předpoklady. U funkce typu DP je patrné na kmitočtech nad 20 MHz vzestup způsobený parazitními nulami přenosové



Obr. 8.14: Kmitočtové filtry čtvrtého řádu vytvořené pomocí syntetických prvků
(a) filtr typu DP (b) filtr typu HP

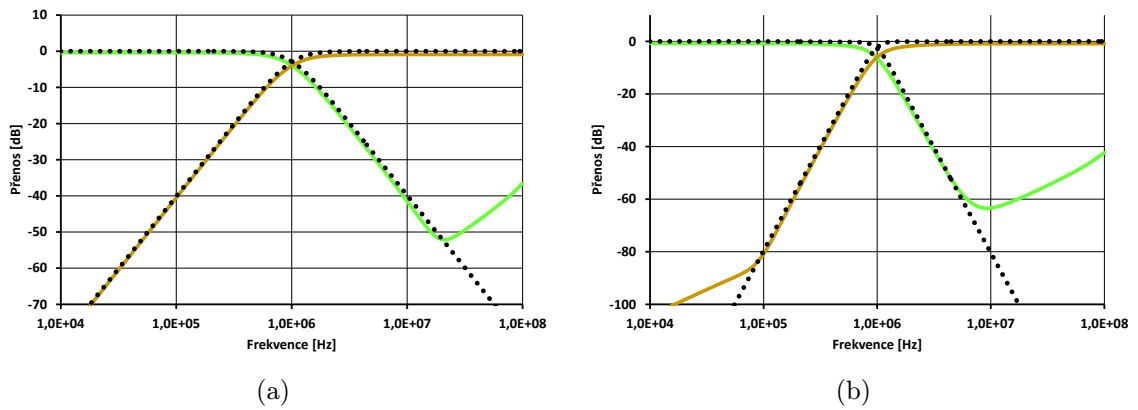
funkce. Tato vlastnost je u filtru s proudovými prvky obvyklá, v situaci kdy je na některý z proudových vstupů připojen kondenzátor a zároveň má vstupní impedance induktivní charakter. Ostatní zapojení v této práci s proudovými aktivními prvky i z tohoto důvodu kondenzátor přímo připojený na proudový vstup nemají.

Druhý graf na Obr. 8.15(b) pak ukazuje výsledky simulace pro přenosové funkce čtvrtého řádu a jejich porovnání s teoretickými průběhy. Z grafu je patrná i v tomto případě poměrně dobrá shoda teoretických předpokladů s výsledky simulací. Pouze u funkce DP došlo ke stejnému jevu jako u DP druhého řádu, kmitočet parazitních nul je v tomto případě již 10 MHz. I tento filtr je však v praxi stále použitelný, jelikož útlum větší než 40 dB na 100 MHz u funkce DP je možné považovat za dobrý výsledek.

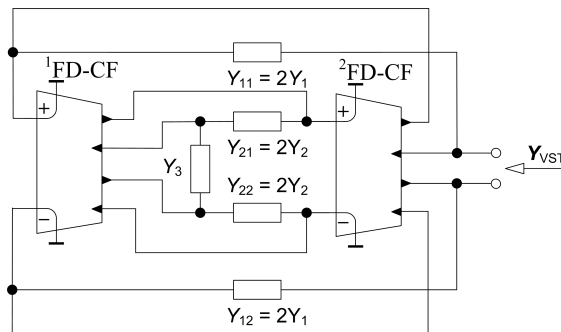
8.2.6 Diferenční filtry vyšších řádů se syntetickými prvky

Nediferenční transformační článek pro realizaci syntetických prvků uvedený na Obr. 8.11 je možné transformovat na diferenční zapojení. Jednotka se pak stane plovcí impedancí, vhodnou následně pro návrh diferenčních filtrů. Diferenční obvod pro realizaci syntetického prvku, který byl prezentován v [110] je naznačen na Obr. 8.16. Jestliže platí rovnosti hodnot admitancí uvedené v obrázku, vstupní admitance prvku zůstává rovna (8.9).

Zvyšování řádu admitance Y_3 tímto transformačním článkem umožňuje realizovat paralelní typ syntetického prvku vyššího řádu, přičemž vztahy (8.10) a (8.11) zůstávají zachovány. Diferenční syntetické prvky n -tého řádu realizované tímto způsobem jsou ukázány na Obr. 8.17.



Obr. 8.15: Výsledky simulací (plná čára) v porovnání s teoretickými průběhy (tečkovaně) filtrů typu HP a DP navržených pomocí syntetického prvku (a) funkce druhého řádu (b) funkce čtvrtého řádu

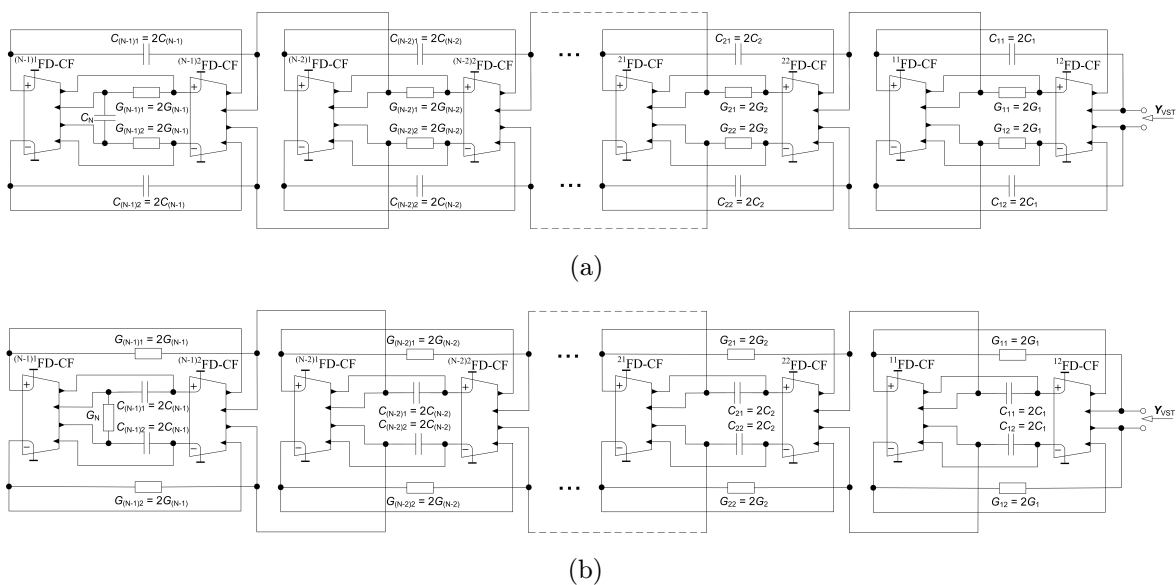


Obr. 8.16: Základní diferenční transformační článek s obecnými admitancemi vhodný pro stavbu diferenčních filtrů pracujících v CM

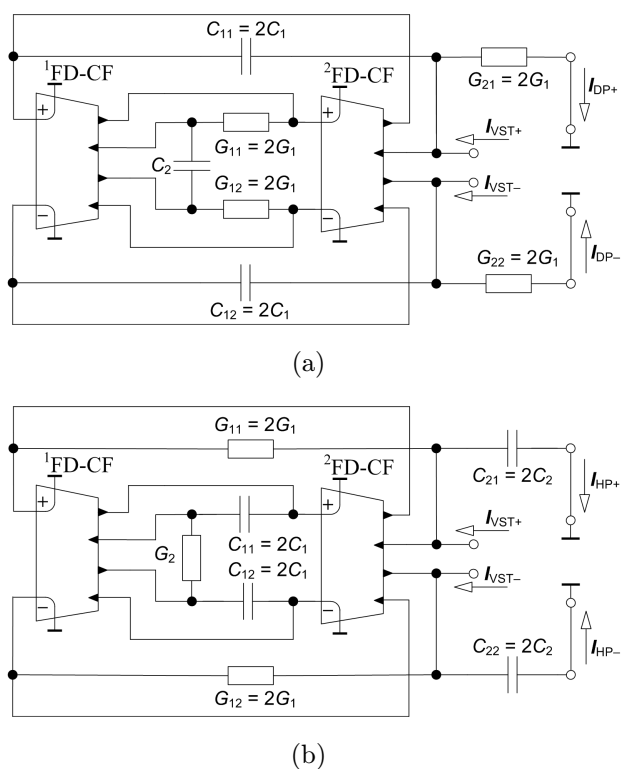
Jako příklady konkrétních řešení byly i v tomto případě navrženy filtry typu DP a HP, druhého [105] a čtvrtého řádu [110]. Zapojení filtrů typu DP a HP druhého řádu jsou ukázána na Obr. 8.18, zapojení filtrů čtvrtého řádu pak na Obr. 8.19. Přenosové funkce všech prezentovaných filtrů jsou shodné s těmi nediferenčními.

Pro počítačové simulace a možnost porovnání s nediferenčními řešeními byl charakteristický kmitočet všech čtyř diferenčních filtrů zvolen obdobně, tj. $f_0 = \omega_0/2\pi = 1$ MHz a činitel jakosti $Q = 0,707$. Hodnoty pasivních součástek jsou stejné jako v nediferenčním případě, resp. pouze v některých případech dvojnásobné, jak je naznačeno u konkrétních hodnot v Obr. 8.18 a Obr. 8.19. Použity byly jednoduché modely prvku FD-CF (uvedené v kap. 3.2.3).

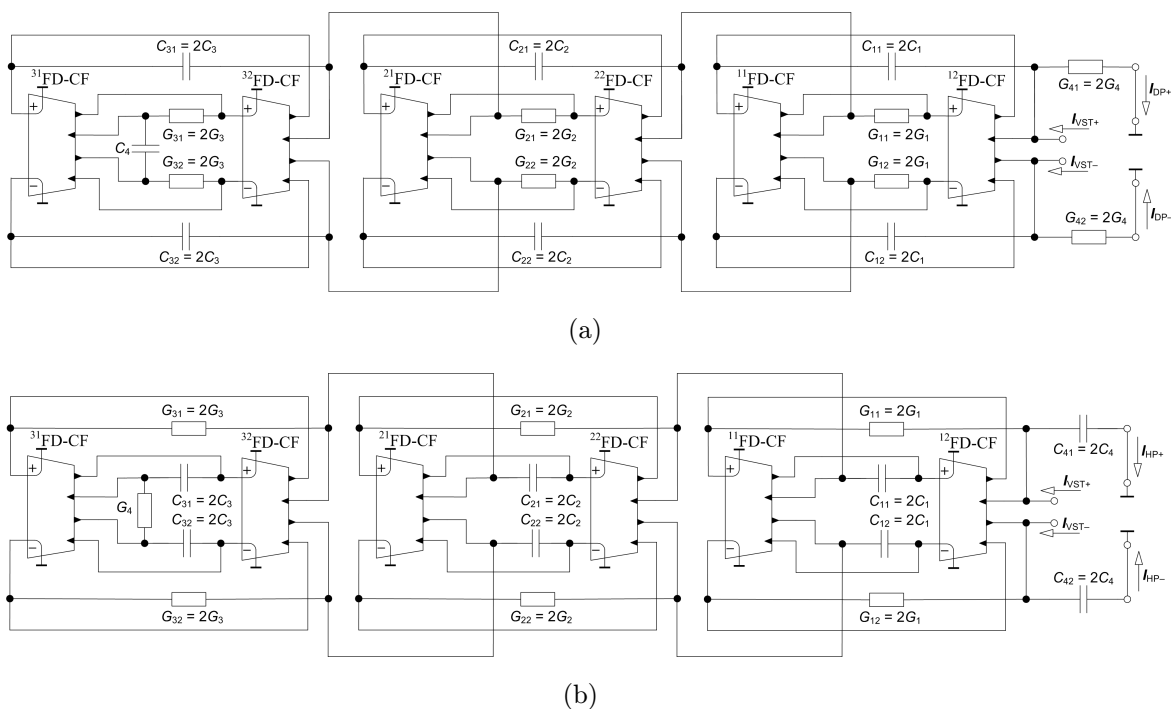
První graf na Obr. 8.20(a) porovnává výsledky simulace diferenčního a nediferenčního řešení pro funkce typu DP a HP druhého řádu. Z grafu je patrná velká podobnost křivek u funkce HP a mírná odlišnost u funkce DP, kde se jako lepší



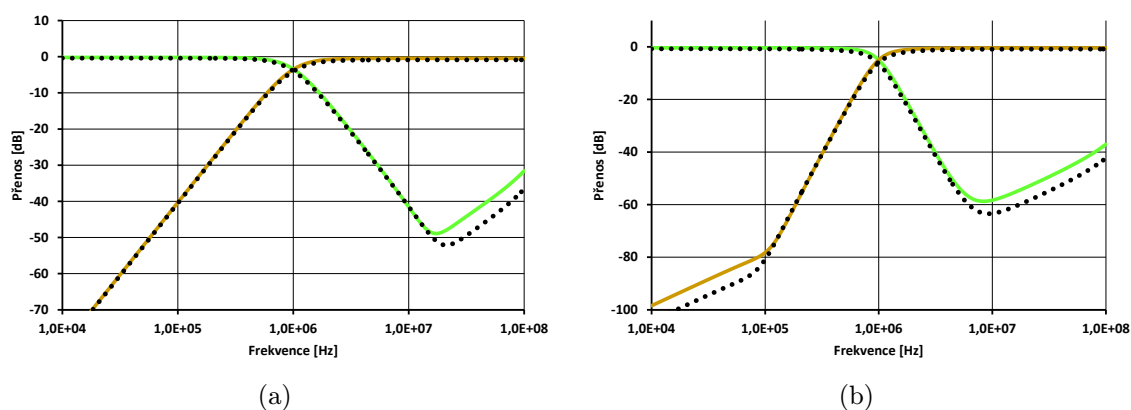
Obr. 8.17: Diferenční syntetické prvky n -tého řádu paralelního typu (a) podtyp DP vhodný k následné realizaci filtrační funkce typu DP (b) podtyp EP vhodný k realizaci filtrační funkce typu HP



Obr. 8.18: Diferenční kmitočtové filtry druhého řádu vytvořené pomocí navrženého diferenčního transformačního článku (a) filtrační funkce typu DP (b) filtrační funkce typu HP



Obr. 8.19: Diferenční kmitočtové filtry čtvrtého řádu vytvořené pomocí navrženého diferenčního transformačního článku (a) filtrační funkce typu DP (b) filtrační funkce typu HP



Obr. 8.20: Výsledky simulací diferenčních řešení (plná čára) v porovnání s průběhy nediferenčních řešení (tečkovaně) filtrů typu HP a DP navržených pomocí syntetických prvků (a) funkce druhého řádu (b) funkce čtvrtého řádu

jeví nediferenční varianta, což platí i pro druhý graf na Obr. 8.20(b), který obsahuje výsledky simulace diferenčního a nediferenčního řešení pro funkce typu DP a HP čtvrtého řádu.

8.3 Dílčí závěry k jednoúčelovým filtrům

V této kapitole byly ukázány jednoúčelové filtrační struktury, konkrétně dvě pásmové propusti s různým způsobem nastavení činitele jakosti (přímá a nepřímá úměra) a pouze proudovými aktivními prvky a transformační článek, který umožňuje vytvořit syntetické prvky n -tého řádu vhodné pro realizaci funkcí dolní a horní propust.

V obou částech byly ukázány vždy i diferenční varianty řešení, v případě druhé pásmové propusti je tvar přenosové funkce takový, že není možné po převedení na diferenční variantu dosáhnout stejného rozsahu řízení činitele jakosti. Je tedy zřejmé, že ne vždy je možné dosáhnout plně ekvivalentních vlastností u diferenčního řešení původně nediferenčního kmitočtového filtru.

Nediferenční i diferenční řešení dosahují i v případě jednoúčelových struktur srovnatelných výsledků, v některých případech jsou dle výsledků počítačových simulací výhodnější diferenční filtry, v některých jejich nediferenční předlohy. V práci prezentované filtry navržené pomocí syntetických prvků jsou však v těchto konkrétních případech méně výhodné, jelikož výstupní proud je odebírán přes pasivní součástky, což je nevýhodné z hlediska kaskádování jednotlivých stupňů zpracování signálů. Pokud však takovýto pasivní výstup je připojen k tzv. proudové noře s ideálně nulovou vstupní impedancí, pak ani tato skutečnost nevadí.

9 ZÁVĚR

Disertační práce byla zaměřena především na výzkum nových proudových aktivních prvků a jejich aplikaci v kmitočtových filtrech pracujících v proudovém módu. Cílem práce bylo navrhnout zapojení vhodná nejen pro tradiční nediferenční režim zpracování signálů, ale i pro plně diferenční zpracování signálů.

V kap. 6 byly ukázány tři obecné koncepce KHN filtrů druhého řádu, v nichž je řiditelnost důležitých parametrů, jako je činitel jakosti a kmitočet komplexně sdružených pólů, závislá na proudových přenosech několika vhodně začleněných proudových zesilovacích prvků DACA. V prvním případě je hlavním prvkem koncepce proudový konvektor druhé generace, v druhém vícevýstupový proudový sledovač a ve třetím transkonduktanční zesilovač. Z předložených původních koncepcí je možné odvodit velké množství variantních řešení, ať už vypuštěním některých prvků dle požadavků konkrétního návrhu ze struktury nebo různou volbou dílčích přenosových koeficientů. Jako ukázky konkrétních řešení byla analyzována dvě univerzální řešení s proudovými konvektory, čtyři s proudovými sledovači a tři s transkonduktančními zesilovači, jak v nediferenční, tak i v diferenční variantě. Dvě z těchto zapojení byla experimentálně ověřena, ostatní byla simulována s k tomu účelu vytvořenými modely, uvedenými v kap. 3 této práce.

V kap. 7 byla ukázána multifunkční řešení kmitočtových filtrů taktéž s proudovými konvektory, proudovými sledovači, transkonduktančními zesilovači a proudovým zesilovačem. Tato zapojení jsou o něco jednodušší než ta univerzální uvedená v kap. 6, což zpravidla znamená snížení počtu aktivních prvků ve struktuře, avšak za cenu nějakého ústupku, typicky v podobě některého z výstupů, kdy výstupní proud teče přes pasivní součástku, což je ve většině praktických případů nevýhodné. Jako ukázka jsou analyzována čtyři zapojení kmitočtových filtrů, z nichž jedno je prezentováno i ve dvou variantách vhodných pro zpracování diferenčních signálů. Tři z těchto zapojení byla i úspěšně experimentálně ověřena.

V kap. 8 byla ukázána vybraná řešení jednoúčelových kmitočtových filtrů, které obsahují ve svých strukturách pouze proudové aktivní prvky, a to jak v nediferenční tak diferenční podobě. Analyzována byla dvě řešení kmitočtových filtrů typu pásmová propust s možností různým způsobem řídit činitel jakosti těchto filtrů. Dále byl navržen transformační článek, který umožňuje vytvořit struktury syntetických prvků n -tého řádu, které následně slouží k vytvoření filtrů typu horní a dolní propust a to opět jak v nediferenční, tak diferenční podobě. Jako ukázka jsou prezentovány výsledky simulací pro filtry druhého a čtvrtého řádu.

Všechny výsledky simulací a měření v práci ukazují, že nediferenční a diferenční filtrační řešení mají velice blízké vlastnosti a jsou tedy stejně dobře použitelné. Jestliže uvážíme výhody, které přináší diferenční zpracování signálů při zpracování

souhlasných rušivých signálů, je možné diferenční řešení filtrů považovat za výhodnější. Aby diferenční řešení nebyla při klasické transformaci tak složitá, byla prezentována metoda využívající diferenční aktivní prvky.

Původní části práce byly v dostatečné míře prezentovány vědecké veřejnosti, jako autor nebo spoluautor jsem publikoval:

- 15 článků v tuzemských neimpaktovaných časopisech (Elektrorevue)
- 4 příspěvky na domácích konferencích (Research in Telecommunication Technologies 2007–2008, Student Electrical Engineering 2005–2006)
- 4 články v zahraničních neimpaktovaných časopisech (International Transaction on Communication and Signal Processing, Mobile and Wireless Communication Networks, International Transaction on Computer Science and Engineering)
- 13 příspěvků bylo předneseno na mezinárodních konferencích a další 3 ještě budou v roce 2011 předneseny (International Conference on Electrical and Electronics Engineering 2011, International Conference on Computer and Communication Devices 2011, International Conference on Teleinformatics 2011, Telecommunications and Signal Processing 2008–2011, Applied Electronics 2010 a 2011, European Conference of Circuits Technology and Devices 2010, International Conference on Circuits Systems and Signals 2010, RISP Int Workshop on Nonlinear Circuits and Signal Processing 2009, International Conference on Systems 2007 a 2008, Personal Wireless Communications 12th IFIP International Conference 2007)
- 7 článků v prestižních časopisech s citačním indexem (AEU International Journal of Electronics and Communications, Journal of Electrical Engineering, IEICE Electronics Express, International Journal of Electronics, Radioengineering, Elektronika Ir Elektrotechnika)
- dále jsem publikoval 5 pedagogických textů.

LITERATURA

- [1] ACAR, C., OZOGUZ, S. A new versatile building block: current differencing buffered amplifier suitable for analog signal processing filters, *Microelectronics Journal*, 1999, vol. 30, no. 2, p. 157–160.
- [2] ADAWY, A. A., SOLIMAN, A. M., ELWAN, H. O. A novel Fully Differential Current Conveyor and Applications for Analog VLSI. *IEEE Transaction on Circuits and Systems II*, 2000, vol. 47, no. 4, p. 306–313.
- [3] ADAWY, A. A., SOLIMAN, A. M., ELWAN, H. O. Low voltage fully differential CMOS voltage mode digitally controlled variable gain amplifier. *Microelectronics Journal*, 2000, vol. 31, no. 2, p. 139–146.
- [4] AD8001 800 MHz Current Feedback Amplifier. Datasheet, Analog Devices [online]. 2003, poslední aktualizace 7/2003 [cit.30.6.2011]. Dostupné z URL: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8001.pdf>.
- [5] AD8002 Dual 800 MHz Current Feedback Amplifier. Datasheet, Analog Devices [online]. 2001, poslední aktualizace 4/2001 [cit.30.6.2011]. Dostupné z URL: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8002.pdf>.
- [6] AD844 60MHz 2000V/us Monolithic Op Amp. Datasheet, Analog Devices [online]. 2001, poslední aktualizace 19.02.2009 [cit.6.1.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.analog.com/en/other-products/militaryaerospace/ad844/products/product.html>>.
- [7] AL-HASHIMI, B., FIDLER, J. K., GARNER, P. High frequency active filters using OTAs. In *IEE Colloquium on Electronic Filters*, Londýn, Velká Británie, 1989, p. 3/1–3/5.
- [8] ALZAHHER, H. A. A CMOS Digitally Programmable Universal Current-mode Filter. *IEEE Transaction on Circuits and Systems II*, 2008, vol. 55, no. 8, p. 758–762.
- [9] ALZAHHER, H. A., ELWAN, H., ISMAIL, M. A CMOS fully balanced second generation current conveyor, *IEEE Transactions on Circuits and Systems–II*, 2003, vol. 50, no. 6, p. 278–287.
- [10] ALZAHHER, H. A., ISMAIL, M. Current-mode universal filter using unity gain cells. *Electronics Letters*, 1999, vol. 35, no. 25, p. 2198–2200.

- [11] AWAD, I. A., SOLIMAN, A. M. Inverting second-generation current conveyor: the missing building block, CMOS realization and applications. *International Journal of Electronics*, 1999, vol. 86, no. 4, p. 413–432.
- [12] BASCHIROTTI, A., CASTELLO, R. A 1-V 1.8-MHz CMOS Switched-Opamp SC Filter with Rail-to-Rail Output Swing, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 1997, vol. 32, no. 12, p. 1979–1986.
- [13] BECVAR, D., VRBA, K., ZEMAN, V., MUSIL, V. Novel universal active block: a universal current conveyor, In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems - ISCAS'00*, Geneva, Švýcarsko, 2000, p. 471–474.
- [14] BIOLEK, D., SENANI, R., BIOLKOVA, V., KOLKA, Z. Active Elements for Analog Signal Processing: Classification, Review, and New Proposals. *Radio-engineering*, 2008, vol. 17, no. 4, p. 15–32.
- [15] BIOLEK, D. CDTA - building block for current-mode analog signal processing, In *Proceedings of the 16th European Conference on Circuit Theory and Design, ECCTD'03*, Krakow, Polsko, 2003, p. 397–400.
- [16] BIOLEK, D., BIOLKOVA, V. KOLKA, Z., BAJER, J. Single-input multi-output resistorless current-mode biquad, In *European Conference on Circuit Theory and Design, ECCTD 2009*, Antalya, Turecko, 2009, p. 225–228.
- [17] BRANČÍK, L., DOSTÁL, T. Analogové elektronické obvody. Skriptum FEKT VUT v Brně, 2007, 194 stran.
- [18] BRUTON, L.T. *RC-Active Circuits Theory and Design*, New Jersey: Prentice Hall Inc., 1980, 523 stran.
- [19] CASAS, O., PALLAS-ARENY, R. Basics of Analog Differential Filters, *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, 1996, vol. 45, No. 1, p. 275–279.
- [20] CZARNIAK, A., SZCZEPANSKI, S. The convergence of Volterra series describing lowpass OTA-capacitor (OTA-C) filters. In *European Conference on Circuit Theory and Design*, Brighton, Velká Británie, 1989, p. 661–664.
- [21] CAJKA J., VRBA, K., MISUREC, J. New universal biquad using UCCX devices, *Frequenz*, 2006, vol. 60, no. 7–8, p. 138–141.
- [22] CAJKA, J., DOSTAL, T., VRBA, K. Nové názvosloví a sjednocující pohled na proudové konvejory, *Elektrorevue*, 2001, no. 24.

- [23] CAJKA J., DOSTAL T., VRBA, K. General view on current conveyors, *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2004, vol. 32, no. 3, p. 133–138.
- [24] CAJKA, J., KVASIL, J. *Teorie lineárních obvodů*, SNTL Praha, 1979.
- [25] Čajka J., Dostál T., Vrba, K. Transformace umožňující získat přidružené obvody v proudovém módu. *Elektrorevue*, 2000, no. 24, p. 1–4.
- [26] DENG, Y., CHAKRABARTTY, S., CAUWENBERGHS, G. Three-decade programmable fully differential linear OTA, In *Proc of 2004 Int Symp Circuits and Systems, ISCAS'04*, Vancouver, Kanada, 2004, vol. 1, p. I–697–700.
- [27] DOSTAL T., POSPISIL, J. Hybrid models of 3-port immittance convertors and current and voltage conveyors, *Electronics Letters*, 1982, vol. 18, no. 20, p. 887–888.
- [28] DURUK, A., KUNTMAN, H., TOKER, A., CICEKOGLU, O. New Improved CMOS Implementation of Differential Difference Current Conveyor, In *Proceedings of International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ELECO 99*, Bursa, Turecko, 1999, p. 90–94.
- [29] EL2082 Current Mode Amplifier, Intersil [online]. 1996, poslední aktualizace 25.02.2003 [cit.6.1.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.intersil.com/data/fn/fn7152.pdf>>.
- [30] EL5167 1.4GHz Current Feedback Amplifier with Enable, Intersil [online]. 2003, poslední aktualizace 14.09.2010 [cit.30.6.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.intersil.com/data/fn/fn7365.pdf>>.
- [31] FABRE, A., MIMECHE, N. Class A/AB second-generation current conveyor with controlled current gain, *Electronics Letters*, 1994, vol. 30, no. 16, p. 1267–1268.
- [32] FABRE, A. Third-generation current conveyor: a new helpful active element. *Electronics Letters*, 1995, vol. 31, no. 5, p. 338–339.
- [33] FILANOVSKY, I. M., STROMSMOE, K. A. Current-voltage conveyor, *Electronics Letters*, 1981, vol. 17, no. 3, p. 129–130.
- [34] Fully differential amplifier design in high-speed data acquisition systems. Texas Instruments guides [online]. 2005, poslední aktualizace 10.03.2005 [cit.7.1.2011]. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/an/slyt119/slyt119.pdf>>.

- [35] Fully differential amplifiers. Texas Instruments Application Report [online]. 2002, poslední aktualizace 04.08.2003 [cit.7.1.2011]. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/an/sloa054d/sloa054d.pdf>>.
- [36] GILBERT, B. Current Mode, Voltage Mode, or Free Mode? A Few Sage Suggestions, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2004, vol. 38, no. 2–3, p. 83–101.
- [37] GEIGER, R. L., SÁNCHEZ-SINENCIO, E. Active Filter Design Using Operational Transconductance Amplifier: A Tutorial. *IEEE Circuits and Devices Magazine*, 1985, vol. 1, p. 20–32.
- [38] GUPTA, S. S., SENANI, R. New voltage-mode/current-mode Universal biquad filter using unity gain cells. *International Journal of Electronics (UK)*, 2006, vol. 93, no. 11, p. 769–775.
- [39] HERENCŠÁR, N., VRBA, K. Method for Designing Frequency Filters Using BOTAs. In *Proceedings of the Second International Conference on Systems - ICONS 2007*. Sainte-Luce, Martinique, 2007, p. 1–6.
- [40] HERENCŠÁR, N., VRBA, K. Multifunction RF filters using OTA, In *Proceedings of the 12th IFIP International Conference on Personal Wireless Communications - PWC'07*, Praha, Česká republika, 2007, p. 1–12.
- [41] HERENCŠÁR, N., KOTON, J., VRBA, K., LATTENBERG, I. Novel SIMO type current-mode universal filter using CFTAs and CMIs, in *Proceedings of the 31st International Conference on Telecommunications and Signal Processing, TSP'08*, Paradfurdo, Hungary, 2008, p. 107–110.
- [42] HERENCŠÁR, N., KOTON, J., LATTENBERG, I., VRBA, K. Signal-flow graphs for current-mode universal filter design using current follower transconductance amplifiers (CFTAs), In *Proceedings of the Applied Electronics, APPEL'08*, Plzeň, Česká republika, 2008, p. 113–116.
- [43] HERENCŠÁR, N., KOTON, J., VRBA, K., CICEKOGLU, O. Single UCC-N1B 0520 device as a modified CFOA and its application to voltage- and current-mode universal filters, In *Proceedings of the International Conference on Applied Electronics, APPEL'09*, Plzeň, Česká republika, 2009, p. 127–130.
- [44] CHANG, C.-M., LIAO, T.-S., YU, T.-Y., LIN, E.-S., TENG, C.-H., HOU, C.-L. Novel universal current-mode filters using unity-gain cells. *International Journal of Electronics*, 2001, vol. 88, no. 1, p. 23–30.

- [45] CHANG, C.-M., AL-HASHIMI, B. M.; WANG, C. L., HUNG, C. W. Single fully differential current conveyor biquad filters. *IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems*, 2003, vol. 150, no. 5, p. 394–398.
- [46] CHEN, W. K. *The Circuits and Filters Handbook*, New York, CRC Press, 2003, 2.vydání.
- [47] CHIU, W., LIU, S. I. CMOS differential difference current conveyors and their applications, *IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems*, 1996, vol. 143, no. 2, p. 91–96.
- [48] CHIU, W.-Y., HORNG, J.-W. High-Input and Low-Output Impedance Voltage-Mode Universal Biquadratic Filter Using DDCCs. *IEEE Transaction on Circuits and Systems II*. 2007, vol. 54, no. 8, p. 649–652.
- [49] JAIKLA, W., SILAPAN, P., CHNAPROMMA, C., SIRIPRUCHYANUN, M. Practical implementation of CCTA based on commercial CCII and OTA, In *International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems, ISPACS 2008*, Bangkok, Thajsko, 2009, p. 1–4.
- [50] KACAR, F., KUNTMAN, H. A new CMOS current differencing transconductance amplifier (CDTA) and its biquad filter application, in *Proc of Int Conf on Computer As A Tool, EUROCON'09*, St. Petersburg, Rusko, 2009, p. 208–215.
- [51] KAMAT, D. V., ANANDA MOHAN, P. V., GOPALAKRISHNA PRABHU, K. Current-mode operational transconductance amplifier-capacitor biquad filter structures based on Tarmy-Ghausi Active-RC filter and second-order digital all-pass filters. *IET Circuits, Devices & Systems*, 2010, vol. 4, no. 4, p. 346–364.
- [52] KERWIN, W. J., HUELSMAN, L. P., NEWCOMB, R. W. State-variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer functions, *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 1967, vol. 2, no. 3, pp. 87–92.
- [53] KOTON, J., VRBA, K. Electronically Tunable Frequency Filters Based on Transformation Cells. In *Proc of Third Int Conf on Systems, ICONS 2008*, Cancun, Mexiko, 2008. p. 260–264.
- [54] KOTON, J., MINARČÍK, M. Využití grafů signálových toků pro analýzu obvodů s proudovými konvejory. *Elektrorevue*, 2006, vol. 2006, no. 10, p. 1–8.
- [55] KOTON, J., VRBA, K. Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů. *Elektrorevue*, 2008, vol. 2008, no. 26, p. 1–17.

- [56] KUBÁNEK, D. Teoretický návrh ADSL Splitterů. *Studijní zpráva pro STROM telecom*. Ústav telekomunikací, FEKT, VUT v Brně, 2003. 119 stran.
- [57] KUNTMAN, H., CICEKOGLU, O., OZOGUZ, S., KARACIVI, B. Universal current-mode filter implemented with the modified third generation current conveyor. In *Proceedings of the IEEE Nordic Signal Processing Symposium, NORSIG 2000*, Kolmarden, Švédsko, 2000, p. 165–169.
- [58] LIU, S.-I., CHEN, J.-J., HWANG, Y.-S. New current mode biquad filters using current followers. *IEEE Transaction on Circuits and Systems - I*, 1995, vol. 42, no. 7, p. 380–382.
- [59] LM13600/LM13700 Dual Operational Transconductance Amplifier with Linearizing Diodes and Buffers. Datasheet, National Semiconductor [online]. 2004, poslední aktualizace 20.09.2004 [cit.5.1.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.national.com/mpf/LM/LM13700.html>>.
- [60] LT1228 100MHz Current Feedback Amplifier with DC Gain Control. Datasheet, Linear Technology [online]. 2007, poslední aktualizace 06.08.2007 [cit.5.1.2011]. Dostupné z URL: <<http://cds.linear.com/docs/Datasheet/1228fc.pdf>>.
- [61] MAK, P.-I., MARTINS, R. P. High-/Mixed-Voltage RF and Analog CMOS Circuits Come of Age, *IEEE Circuits and Systems Magazine*, 2010, vol. 10, no. 4, p. 27–39.
- [62] MAX435/MAX436 250MHz Wideband Transconductance Amplifier with Differential Output. Datasheet, MAXIM - Dallas Semiconductor [online]. 1993, poslední aktualizace 31.05.2007 [cit.5.1.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.maxim-ic.com/datasheet/index.mvp/id/1564>>.
- [63] MINAEI, S., SAYIN, O. K., KUNTMAN, H. A new CMOS electronically tunable current conveyor and its application to current-mode filters, *IEEE Transaction on Circuits and Systems I: Regular Papers*, 2006, vol. 53, no. 7, p. 1448–1457.
- [64] MINARCIK, M., VRBA, K. Low-output and high-input impedance frequency filters using universal voltage conveyor for high-speed data communication systems, In *Proceedings of the IARIA 5th International Conference on Networking, ICN'06*, Morne, Mauritius, 2006, p. 155–158.

- [65] MINARCIK, M., VRBA, K. Single-input six-output voltage-mode filter using universal voltage conveyors, *IEICE Trans on Fund of Electronics, Communications and Computer Sciences*, 2008, vol. E91-A, no. 8, p. 2035–2037.
- [66] OKINE, M., KATSUHARA, N. Current-Mode Active RC Filters Using Current Followers. *IEICE Transaction on Fundamentals of electronics, communication and computation*, 1998, vol. E81-A, no. 2, p. 265–267.
- [67] OPA2695 Dual Ultra-Wideband, Current-Feedback Operational Amplifier With Disable. Datasheet, Texas Instruments [online]. 2008, poslední aktualizace 8/2008 [cit.30.6.2011]. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa2695.pdf>>.
- [68] OPA3695 Triple Ultra-Wideband, Current-Feedback Operational Amplifier With Disable. Datasheet, Texas Instruments [online]. 2008, poslední aktualizace 9/2008 [cit.30.6.2011]. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa3695.pdf>>.
- [69] OPA615 Wide-Bandwidth, DC Restoration Circuit. Datasheet, Texas Instruments [online]. 2004, poslední aktualizace 9/2009 [cit.30.6.2011]. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa615.pdf>>.
- [70] OPA695 Ultra-Wideband, Current-Feedback Operational Amplifier With Disable. Datasheet, Texas Instruments [online]. 2003, poslední aktualizace 4/2009 [cit.30.6.2011]. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa695.pdf>>.
- [71] OPA860 Wide Bandwidth Operational Transconductance Amplifier (OTA) and Buffer. Datasheet, Texas Instruments [online]. 2005, poslední aktualizace 8/2008 [cit.6.1.2011]. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa860.pdf>>.
- [72] OPA861 Wide Bandwidth Operational Transconductance Amplifier (OTA). Datasheet, Texas Instruments [online]. 2005, poslední aktualizace 8/2008 [cit.6.1.2011]. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa861.pdf>>.
- [73] QADIR, A., ALTAF, T. Current mode canonic OTA-C universal filter with single input and multiple outputs, In *2010 International Conference on Electronic Computer Technology, ICECT*, Kuala Lumpur, Malajsie, 2010, p. 32–34.

- [74] PALMISANO, G., PENNISI, S. A versatile CMOS fully differential current amplifier. In *Proceedings of ICECS '99, The 6th IEEE Int Conf on Electronics, Circuits and Systems*, Pafos, Kypr, 1999, vol. 2, p. 607–610.
- [75] PALMISANO, G., PALUMBO, G. Solutions for CMOS Current Amplifiers with High-Drive Output Stages. *IEEE Transaction on Circuits and Systems - II*, 2000, vol. 47, no. 10, p. 988–997.
- [76] PENNISI, S., PICCIONI, M., SCOTTI, G. High-CMRR current amplifier architecture and its CMOS implementation. *IEEE Transaction on Circuits and Systems II*, 2006, vol. 53, no. 10, p. 1118–1122.
- [77] ROBERTS, G. W., SEDRA, A. S. All-current-mode frequency selective circuits. *Electronics Letters*. 1989, vol. 25, no. 12, p. 759–761.
- [78] SANCHEZ-RODRIGUEZ, T., LUJAN-MARTINEZ, C. I., CARVAJAL, R. G., RAMIREZ-ANGULO, J., LOPEZ-MARTIN, A. CMOS linear programmable transconductor suitable for adjustable Gm-C filters. *Electronics Letters*, 2008, vol. 44, no. 8, p. 505–506.
- [79] SCHAUMANN, R., GHAAUSI, M.S., LAKER, K.R. *Design of analog filters Passive, Active RC, and Switched Capacitor*, New Jersey: Prentice Hall Inc., 1990, 608 stran.
- [80] SCHMID, H. Single-Amplifier Biquadratic MOSFET-C Filters. *Disertační práce*, Swiss Federal Institute of Technology, Zurych, Švýcarsko, 205 stran. [online]. 2000 [cit.6.1.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.schmid-werren.ch/hanspeter/publications/dissertation.pdf>>.
- [81] SCHMID, H. Why 'Current Mode' Does Not Guarantee Good Performance, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2003, vol. 35, no. 1, p. 79–90.
- [82] SEDRA, A., SMITH, K. C. A second-generation current conveyor and its applications, *IEEE Transactions on Circuit Theory*, 1970, vol. 17, no. 1, pp. 132–134.
- [83] SENANI, R., GUPTA, S. S. New universal filter using only current followers as active elements. *International Journal of Electronics and Communication (AEU)*, 2006, vol. 60, no. 3, p. 251–256.
- [84] SENANI, R. Novel circuit implementation of current conveyors using an o.a. and an o.t.a. *Electronics Letters*. 1980, vol. 16, no. 1, pp. 2–3.

- [85] SHAKER, M. O., MAHMOUD, S. A., SOLIMAN, A. M. New CMOS Fully-Differential Transconductor and Application to a Fully-Differential Gm-C Filter, *ETRI Journal*, 2006, vol. 28, no. 2.
- [86] SIRIPRUCHYANUN, M., JAIKLA, W. Current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCTA): a building block for analog signal processing, In *International Symposium on Communications and Information Technologies, ISCIT 2007*, Sydney, Austrálie, 2007, p. 209–212.
- [87] SMITH, K. C., SEDRA, A. The Current Conveyor: a New Circuit Building Block. *IEEE Proceedings*, 1968, vol. 56, no. 8, p. 1368–1369.
- [88] SOULIOTIS, G., CHRISANTHOPOULOS, A., HARITANTIS, I. Current Differential Amplifiers: New circuits and applications, *International Journal of Circuit Theory and Application*, 2001, vol. 29, no. 6, p. 553–574.
- [89] SUN, Y., FIDLER, J. K. Design of current-mode multiple output OTA and capacitor filters. *Int J of Electronics*. 1996, vol. 81, no. 1, p. 95–99.
- [90] ŠOTNER, R., SLEZÁK, J., DOSTÁL, T. Influence of mirroring of current output responses through grounded passive elements, In *2010 20th International Conference Radioelektronika*, Brno, Česká republika, 2010, p. 1–4.
- [91] SPONAR, R., VRBA, K. Measurements and behavioral modelling of modern conveyors, *IJCSNS International Journal of Computer Science and Network Security*, 2006, vol. 6, no. 3A, p. 57–65.
- [92] ŠPONAR, R. Multifunkční aktivní filtr s uzemněnými pasivními prvky, *Elektrorevue*, 2004, vol. 2004, no. 9, p. 1–9.
- [93] ŠPONAR, R. Syntetické dvojpólové prvky s imitancemi vyšších řádů v kmitočtových filtrech s proudovými konvejory, *Elektrorevue*, 2004, vol. 2004, no. 13, p. 1–10.
- [94] TAKAI, N., FUJII, N. GaAs FET current-mode integrators and their application to filters. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2000, vol. 25, no. 3, p. 271–279.
- [95] TANGSRIRAT, W., PRASERTSOM, D. Electronically tunable low-component-count current-mode biquadratic filter using dual-output current followers. *Electrical Engineering*, 2006, vol. 90, no. 1, p. 33–37.

- [96] TANGSRIRAT, W. Low-voltage digitally programmable current-mode universal biquadratic filter, *International Journal of Electronics and Communication (AEU)*, 2008, vol. 62, no. 2, p. 97–103.
- [97] TANGSRIRAT, W., SURAKAMPONTORN, W., FUJII, N. Realization of leapfrog filters using current differential buffered amplifiers. *IEICE Transaction on Fundamentals of electronics, communication and computer science*, 2003, vol. E86-A, no. 2, p. 318–326.
- [98] THIRUGNAMAM, R., HA, D. S., PARK, B. H., CHOI, S. S. Design of a Tunable Fully Differential GHz Range Gm-C Lowpass Filter in 0.18 μm CMOS for DS-CDMA UWB Transceivers, In *Proceedings of the 2006 Int Symposium on Circuits and Systems, ISCAS'06*, 2006, p. 2377–2380.
- [99] THS4140 a THS4141, High-speed fully differential i/o amplifiers. Datasheet, Texas Instruments [online]. 2000, poslední aktualizace 22.7.2004 [cit.7.1.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.farnell.com/datasheets/53419.pdf>>.
- [100] THS3202 2-GHz Low Distortion, Dual Current-Feedback Amplifiers. Datasheet, Texas Instruments [online]. 2002, poslední aktualizace 1/2010 [cit.30.6.2011]. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/ths3202.pdf>>.
- [101] THS4521 a THS4522, Very low power, negative rail input, rail-to-rail output, fully differential amplifier. Datasheet, Texas Instruments [online]. 2008, poslední aktualizace 28.5.2009 [cit.7.1.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.farnell.com/datasheets/410552.pdf>>.
- [102] TOUMAZOU, C., LIDGEY, F. J., HAIGH, D. G. *Analogue IC design: the current-mode approach*, London: Peter Peregrinus Ltd., 1990, 649 stran.
- [103] WENG, R. M., LEE, M. H. Novel universal biquad filters using only three followers. *Int J of Electronics*. 1997, vol. 82, no. 6, p. 621–628.
- [104] YUCE, E., MINAEI, S., CICEKOGLU, O. Resistorless floating immittance function simulators employing current controlled conveyors and grounded capacitor, *Electrical Engineering*, 2006, vol. 88, no. 6, p. 519–525.

Vybrané publikace autora

- [105] JEŘÁBEK, J., ŠOTNER, R., VRBA, K. Current-Mode Filters with Single-Ended and Fully-Differential Nth-order Synthetic Elements. In *Proceeding of*

the 34th International Conference on Telecommunications and Signal Processing, TSP 2011, Budapest, Hungary, 2011. přijato.

- [106] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Current-mode tunable and adjustable filter with digitally adjustable current amplifier and transconductance amplifiers. In *Proceedings of the European Conference of Circuits Technology and Devices, ECCTD'10*, Puerto de la Cruz, Španělsko, 2010, p. 101–104.
- [107] JEŘÁBEK, J., KOTON, J., ŠOTNER, R., VRBA, K. Comparison of Fully-Differential and Single-Ended Current-Mode Band-Pass Filters with Current Active Elements, In *Proceedings of International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ELECO 2011*, Bursa, Turecko, 2011, v recenzi.
- [108] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Design of High-Frequency Filters Working in the Pure Current Mode with CMI. In *International Conference on Systems, ICONS 2007*. Sainte-Luce, Martinik, 2007. p. 1–4.
- [109] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Design of Fully Differential Filters with Basic Active Elements Working in the Current Mode. *Elektrorevue*, 2010, vol. 2010, no. 87, p. 1–5.
- [110] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Design of Fully-Differential Filters with nth-order Synthetic Elements and Comparison with Single-Ended Solution. In *Proceedings of the 2011 International Conference on Computer and Communication Devices (ICCCD 2011)*. Bali, Indonesie: IEEE, 2011. p. V1-48–V1-52.
- [111] JEŘÁBEK, J., VRBA, K., USHAKOV, P. A. Design of Frequency Filters with Synthetic Nth-Order Elements Working in the Current Mode. In *Proceedings of the 2011 6th International Conference on Teleinformatics*. Brno: Brno University of Technology, 2011. pp. 159–162.
- [112] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Design of SIMO-type Universal Filter with Adjustable Parameters. In *Proceeding of the 32nd International Conference on Telecommunications and Signal Processing, TSP 2009*, Dunakiliti, Maďarsko, 2009. p. 38–42.
- [113] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Diferenční převodníky U/I a I/U pro měření obvodů v proudovém módu. *Elektrorevue*, 2011, v recenzi.
- [114] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Filters Based on Active Elements with Current Mirrors and Inverters. *International Transaction on Communication and Signal Processing*, 2006, vol. 8, no. 1, p. 1–8.

- [115] JEŘÁBEK, J., ŠOTNER, R., VRBA, K. Fully-differential current amplifier and its application to universal and adjustable filter. In *2010 International Conference on Applied Electronics*, Plzeň, Česká republika, 2010. p. 141–144.
- [116] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Fully Differential Universal Filter with Differential and Adjustable Current Followers and Transconductance Amplifiers. In *Proceeding of the 33rd International Conference on Telecommunications and Signal Processing, TSP 2010*, Baden, Rakousko, 2010. p. 5–9.
- [117] JEŘÁBEK, J., ŠOTNER, R., VRBA, K. Fully-Differential Universal Filter with Current Active Elements. In *Proceedings of the 4th International Conference on Circuits, Systems and Signals (CSS'10)*. WSEAS, 2010. p. 83–86.
- [118] JEŘÁBEK, J., KOTON, J., VRBA, K. Generalized Design Method of Multifunctional Frequency Filters. *International Transaction on Computer Science and Engineering*, 2008, vol. 49, no. 1, p. 85–92.
- [119] JEŘÁBEK, J.; VRBA, K. Multiple-Input Multiple-Output Universal Filter Using Current Followers. In *Proceedings of the 31th Int Conference on Telecommunications and Signal Processing, TSP'2008*, Paradfurdo, Maďarsko, 2008. p. 1–4.
- [120] JEŘÁBEK, J., LATTENBERG, I. Návrh kmitočtových filtrů s CMI vycházející z obecné admitanční sítě. *Elektrorevue*, 2006, vol. 2006, no. 46, p. 1–5.
- [121] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Návrh kmitočtových filtrů pomocí integračních článků s proudovými aktivními prvky. *Elektrorevue*, 2009, vol. 2009, no. 9, p. 1–7.
- [122] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Návrh přeladitelného kmitočtového filtru s proudovými aktivními prvky za pomoci metody grafu signálových toků. *Elektrorevue*, 2009, vol. 2009, no. 41, p. 1–7.
- [123] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Novel Universal Filter Using Only Two Current Active Elements. In *Proceedings of the Third International Conference on Systems, ICONS 2008*, Cancun, Mexiko, 2008. p. 285–289.
- [124] JEŘÁBEK, J., ŠOTNER, R., VRBA, K., KOUDAR, I. Plně diferenční univerzální a říditelný filtr s proudovými aktivními prvky. *Elektrorevue*, 2010, vol. 2010, no. 7, p. 1–6.
- [125] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Převodníky U/I a I/U s proudovými konvejory pro měření obvodů v proudovém módu. In *Research in Telecommunication Technology 2006*, Brno, Česká republika, 2006. p. 125–128.

- [126] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Pure Current-Mode HF Filters using CMI. In *Proceedings of the 12th IFIP International Conference*, Praha, Česká republika, 2007. p. 1–12.
- [127] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. RF Pure Current- Mode Filters using Current Mirrors and Inverters. *Mobile and Wireless Communication Networks*, 2007, vol. 2007, no. 9, p. 545–556.
- [128] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Říditelný univerzální filtr s vícevýstupovými proudovými sledovači. *Elektrorevue*, 2008, vol. 2008, no. 35, p. 1–9.
- [129] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. SIMO type low-input and high-output impedance current-mode universal filter employing three universal current conveyors, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 2010, vol. 64, no. 6, pp. 588–593. (IF 2010 = 0,519)
- [130] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Tunable Universal Filter Using Multiple-Output Current Followers. In *Proc of the 2009 RISP Int Workshop on Nonlinear Circuits and Signal Processing*. Research Institute of Signal Processing, Japonsko, 2009. p. 601–604.
- [131] JEŘÁBEK, J., ŠOTNER, R., VRBA, K. Tunable universal filter with current follower and transconductance amplifiers and study of parasitic influences. *Journal of Electrical Engineering-Elektrotechnicky Casopis*, 2011, předběžně přijato, bude uveřejněno. (IF 2010 = 0,270)
- [132] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Universal Current Conveyor, its real characteristics and example of applications. *International Transactions on Communication and Signal Processing*, 2006, vol. 6, no. 1, p. 25–28.
- [133] JEŘÁBEK, J., VRBA, K., JELÍNEK, M. Universal Fully-Differential Adjustable Filter with Current Conveyors and Current Amplifier in Comparison with Single-Ended Solution. In 2011 International Conference on Applied Electronics. Plzeň: University of West Bohemia, přijato ke zveřejnění, 2011.
- [134] JEŘÁBEK, J., VRBA, K., JELÍNEK, M. Univerzální a říditelný filtr s proudovými sledovači, transkonduktančními zesilovači a minimálním počtem komponent. *Elektrorevue*, 2010, vol. 2010, no. 46, p. 1–5.
- [135] JEŘÁBEK, J., KOTON, J., VRBA, K. Zobecněná metoda návrhu multifunkčních kmitočtových filtrů. *Elektrorevue*, 2007, vol. 2007, no. 41, p. 1–10.

- [136] KOTON, J., HERENCŠÁR, N., JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Fully Differential Current-Mode Band-Pass Filter: Two Design Solutions. In *Proceedings of 33rd Int conf on Telecommun. and Signal Procesing, TSP 2010*, 2010, p. 1–4.
- [137] ŠOTNER, R., JEŘÁBEK, J., DOSTÁL, T., VRBA, K. Multifunctional adjustable current mode biquads based on distributed feedback voltage mode prototype with OTAs. *International Journal of Electronics*, 2010, vol. 97, no. 7, p. 797–809. (IF 2010 = 0,252)
- [138] JEŘÁBEK, J., VRBA, K., KOUDAR, I., DẠC_A_N; Prototyp obvodu dvojité digitálně říditelný proudový zesilovač (DACA). Prototypy jsou uloženy na pracovištích: 1) ON Semiconductor, Design Centre Brno, Vídeňská 125, Brno. 2) Ústav telekomunikací, FEKT VUT, Purkyňova 118, 61200 Brno, (prototyp) [online]. 2010, poslední aktualizace 16.11.2010 [cit.12.6.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.utko.feec.vutbr.cz/~jerabekj/daca.pdf>>.

Významné v práci necitované publikace autora

- [139] HERENCŠÁR, N., KOTON, J., JEŘÁBEK, J.; VRBA, K.; CICEKOGU, O. Voltage-Mode All-Pass Filters Using Universal Voltage Conveyor and MOSFET- Based Electronic Resistors. *Radioengineering*, 2011, vol. 20, No. 1, p. 10–18. (IF 2010 = 0,503)
- [140] ŠOTNER, R., JEŘÁBEK, J., PROKOP, R., VRBA, K. Current gain controlled CCTA and its application in quadrature oscillator and direct frequency modulator. *Radioengineering*, 2011, vol. 20, no. 1, p. 317–326. (IF 2010 = 0,503)
- [141] ŠOTNER, R., JEŘÁBEK, J., PETRŽELA, J., DOSTÁL, T., VRBA, K. Electronically tunable simple oscillator based on single-output and multiple-output transconductor. *IEICE Electronics Express*, 2009, vol. 6 (2009), no. 20, p. 1476–1482. (IF 2010 = 0,425)
- [142] ŠOTNER, R., JEŘÁBEK, J., ŠEVČÍK, B., DOSTÁL, T.; VRBA, K. Novel Solution of Notch/All-pass Filter with Special Electronic Adjusting of Attenuation in the Stop Band. *Elektronika Ir Elektrotechnika, Electronics and Electrical Engineering*, 2011, vol. 9, přijato, bude uveřejněno. (IF 2010 = 0,659)

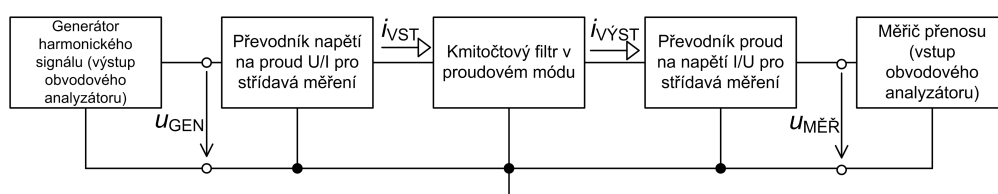
SEZNAM PŘÍLOH

A	Převodníky pro měření obvodů pracujících v proudovém módu	132
A.1	Převodníky pro měření nediferenčních obvodů	132
A.2	Převodníky pro měření diferenčních obvodů	134
B	Údaje o vyrobeném prototypu prvku DACA	136
C	Prvotní výsledky měření AC vlastností prvku DACA	142

A PŘEVODNÍKY PRO MĚŘENÍ OBVODŮ PRACUJÍCÍCH V PROUDOVÉM MÓDU

A.1 Převodníky pro měření nediferenčních obvodů

Běžné přístrojové vybavení pro měření kmitočtových filtrů a tedy především střídavých charakteristik je vhodné pro měření obvodů s napěťovými signály. Jestliže chceme měřit struktury pracující v proudovém módu, musíme zpravidla měřicí soustavu rozšířit o dva převodníky [125]. Měřicí systém pro měření kmitočtových filtrů v proudovém módu je blokově naznačen na Obr. A.1.

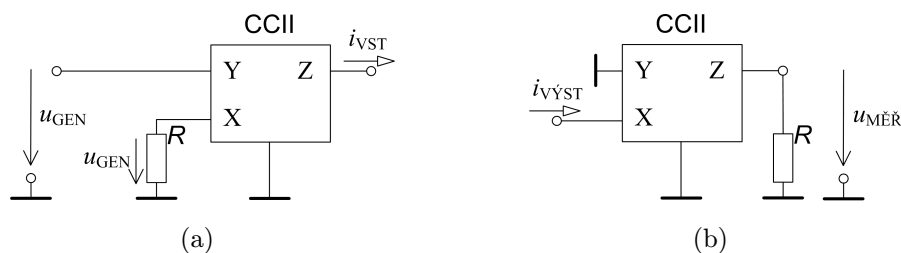


Obr. A.1: Měřicí systém pro kmitočtové filtry pracující v proudovém módu

Pro realizaci převodníků U/I a I/U můžeme s výhodou použít proudový konvektor druhé generace, postačuje když obvod bude mít jeden proudový výstup, což nám umožňuje použít některé komerčně dostupné obvody s velkou šířkou pásma, např. OPA860 [71] a OPA615 [69]. Samozřejmě je možné použít i CCII z pouzdra obvodu UCC_N1B 0520, ten však díky své univerzálnosti nedisponuje tak velkou šířkou pásma.

U převodníku U/I je vstupní střídavé napětí z generátoru harmonického signálu připojeno na napěťový vstup proudového konvektoru a převedeno na proud za pomoci rezistoru, který je připojen na proudový vstup. Proud je následně převeden na výstupní proudovou svorku s vysokou výstupní impedancí, což je pro buzení dalšího stupně (filtru) výhodné. Situace je znázorněna na Obr. A.2(a). Výstupní proud je značen směrem ven, aby byl ve shodě se stejným proudem zaznačeným v Obr. A.1.

U převodníku I/U využijeme tytéž obvody. Výstupní proud z filtru připojíme na proudový vstup konvektoru, odkud je zrcadlen na proudový výstup. Na proudový výstup je připojen rezistor stejné hodnoty jako u převodníku U/I. Na tomto rezistoru se vytváří napětí, které je možné za pomoci napěťového sledovače nebo aktivní sondy měřit. Situace je znázorněna na Obr. A.2(b). Vstupní proud bloku je obdobně jako v předcházejícím případě značen ve shodě se stejným proudem zaznačeným v Obr. A.1.

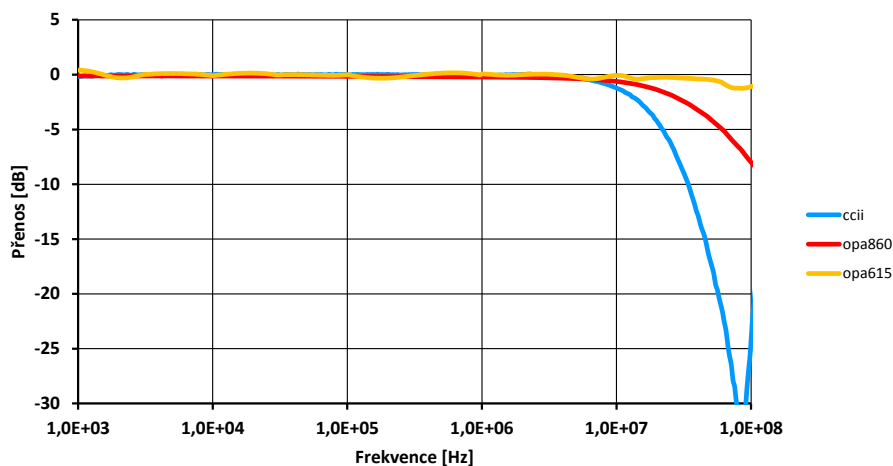


Obr. A.2: Princip převodníku pro střídavé signály (a) U/I (b) I/U

Pro proudy a napětí v obrázcích platí:

$$i_{VST} = \frac{u_{GEN}}{R}, \quad u_{MER} = I_{VYST}R. \quad (A.1)$$

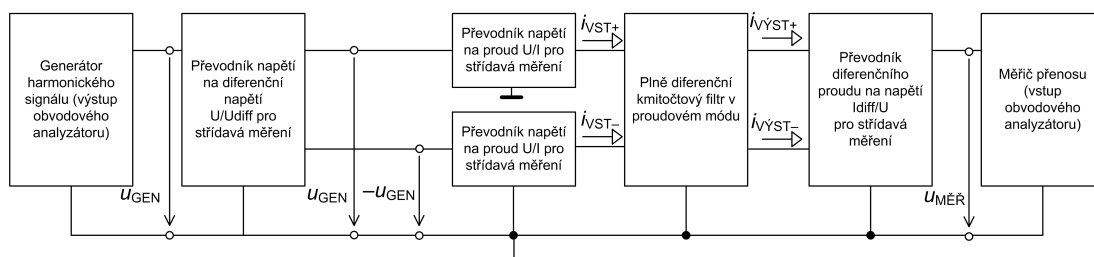
Z rovnic je zřejmé, že v ideálním případě nemají tyto převodníky vliv na měření úrovně signálu, jestliže se zapojí do kaskády, jejich přenos je jednotkový. Skutečný přenos takto vytvořené kaskády byl změřen a je pro jednotlivé varianty aktivních prvků naznačen na Obr. A.3. Z grafu je patrné, že největší šířku pásma má řešení s obvodem OPA615. Při měření kmitočtového filtru v proudovém módu je nejdříve vstup a výstup obvodového analyzátoru propojen pouze přes kaskádně řazené převodníky. Změřený přenos je nastaven jako referenční hladina dalšího měření, což po vřazení měřeného filtru mezi převodníky způsobí, že použití převodníků hodnoty obdržené při měření filtru neovlivní.



Obr. A.3: Výsledky měření kaskádního spojení převodníků U/I a I/U s různými aktivními prvky

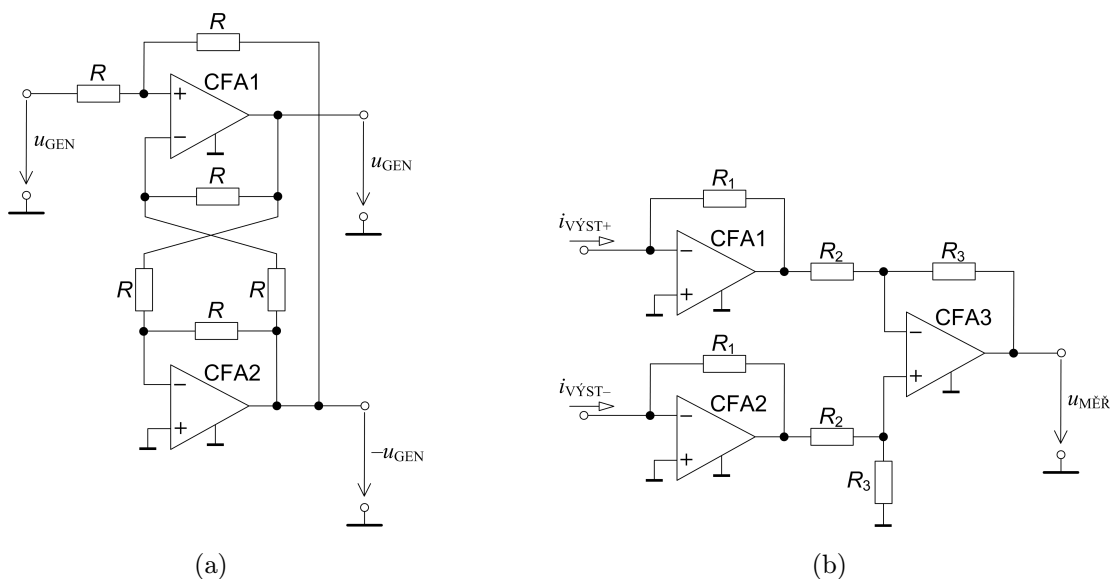
A.2 Převodníky pro měření diferenčních obvodů

V případě měření plně diferenčních kmitočtových filtrů pracujících v proudovém módu je úpravená měřicí soustava o něco složitější než v nediferenčním případě. Potřebujeme totiž vytvořit a snímat diferenční proudy. Blokové schéma měřicího systému je naznačeno na Obr. A.4.



Obr. A.4: Měřicí systém pro plně diferenční kmitočtové filtry pracující v proudovém módu

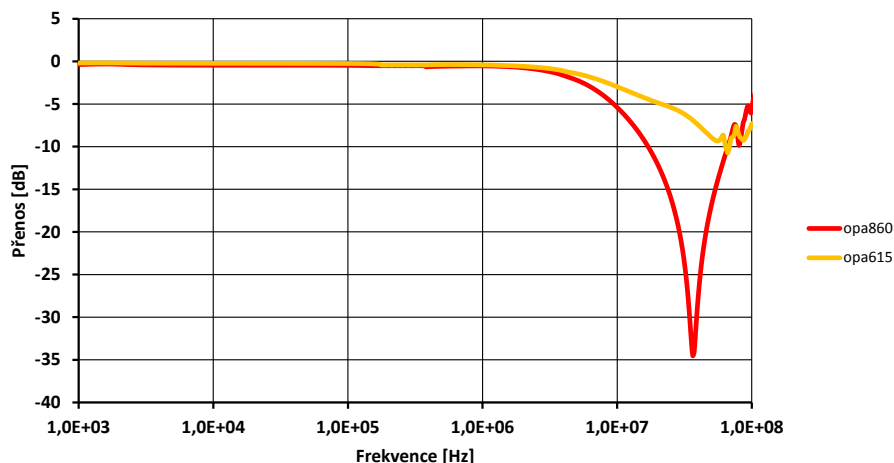
Jedna z možných struktur realizujících převodník napětí na diferenční napětí je naznačena na Obr. A.5(a) [80]. Převodníky dvou diferenčních napětí na diferenční proudy je možné realizovat odděleně. Tyto převodníky byly realizovány způsobem, jaký byl naznačen u měření nediferenčních filtrů, tedy dvěma stejnými strukturami z Obr. A.2(a). Poslední blok v měřicí struktuře, převodník diferenčních proudů na nediferenční napětí je v jedné z možných variant naznačen na Obr. A.5(b) [80]. V obou případech jsou napětí a proudy značeny ve shodě s Obr. A.4.



Obr. A.5: Princip převodníku pro střídavé diferenční signály (a) U/U_{diff} (b) I_{diff}/U

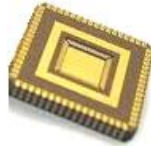
Pro realizaci dvojice převodníků z Obr. A.5 jsou jako aktivní prvky použity zesilovače typu CFA (current feedback amplifier). Je možné použít celou řadu komerčně dostupných vysokorychlostních aktivních prvků (např. AD8001 [4], OPA695 [70], EL5167 [30]), přičemž z hlediska symetričnosti je výhodné využít integrované obvody, které v jednom pouzdře poskytují více než jeden prvek CFA (např. AD8002 [5], OPA2695 [67], OPA3695 [68], THS 3202 [100]).

Převodník z Obr. A.5(b) je spojením dvou převodníků I/U řešených pomocí CFA1 a CFA2 a jejich výstupní napětí jsou pomocí rozdílového zapojení s CFA3 převedeny na jedno nediferenční napětí, které je vstupem obvodového analyzátoru. Vhodnou volbou hodnot odporu rezistorů v celé kaskádě převodníků je dosaženo, že její přenos je (ideálně) jednotkový. Skutečný přenos takto vytvořené kaskády byl změřen pro variantu s obvodem EL5167 jako všechny CFA zesilovače, protože simulace s tímto obvodem poskytly nejlepší výsledky. EL5167 byl použit v kombinaci s OPA860 a OPA615 jako převodníky U/I. Výsledky měření jsou naznačeny na Obr. A.6. Z grafu je patrné, že větší šířku pásma má řešení s obvodem OPA615. Stejně jako v případě nediferenčních převodníků i zde platí, že při měření kmitočtového filtru v proudovém módu je nejdříve obvodový analyzátor propojen ze vstupu na výstup pouze přes převodníky a tento přenos je nastaven jako referenční hladina pro další měření.



Obr. A.6: Výsledky měření kaskádního spojení diferenčních převodníků U/Udiff, 2xU/I a Idiff/U s různými aktivními prvky jako části převodu U/I

**B ÚDAJE O VYROBENÉM PROTOTYPU
PRVKU DACA – ORIGINÁL DOKUMENTU
V ANGLICKÉM JAZYCE**



Dual Wide-Bandwidth Digitally Adjustable Current Amplifier (DACA)

DACA FEATURES

- **Two Amplifiers Inside One Chip**
- **Fully-Differential inputs and outputs**
- **Digitally Controllable Current Gain ($A_{max} = 8$)**
- **Wide Bandwidth (380MHz, $A = 1$)**
- **CMOS 0.35 μ m Technology**
- **Low Supply Voltage (3.3 V or ± 1.65 V)**
- **Low Quiescent Current (6 mA per amplifier)**
- **300 μ A Output Current**
- **44 PLCC Package**

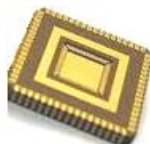
APPLICATIONS

- **Low Current Controllable Amplifier**
- **Video/Broadcast Equipment**
- **Communications Equipment**
- **Current-mode Bus Driver**
- **High-Speed Data Acquisition**
- **Single-ended and Fully Differential Frequency Filters**

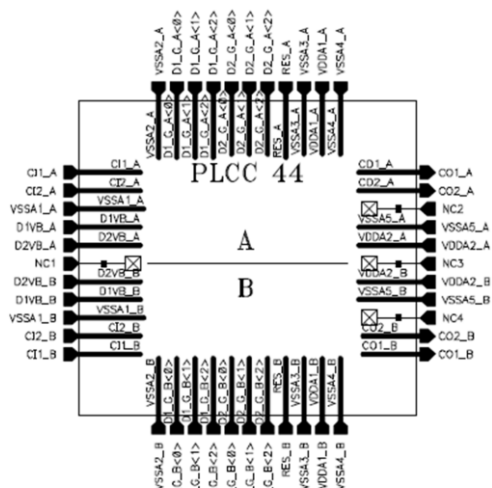
DESCRIPTION

The DACA is a dual Current Amplifier designated for wide-bandwidth systems, current-mode buses and analog signal processing. Chip contains two independent Fully-Differential Amplifiers (A, B) which gains are controlled independently by two 3-bit digital buses with maximum gain 8 and step 1. DACA provides wide bandwidth. DACA is made in the CMOS 0.35 μ m technology with only 3.3 V supply voltage and only 19.8 mW power consumption. Output current is linear up to 300 μ A for all gains. Maximum input current in case of the lowest gain is therefore also 300 μ A.

The DACA is internally formed by cascade of two Fully-Differential Adjustable Current Amplifier (FDA-CF) with balanced outputs, whose gains could be set independently. Gain is set by the sum of current that are connected to the output based on gain value. Input FDA-CF makes the difference between input currents with low input impedance.



PIN CONFIGURATION

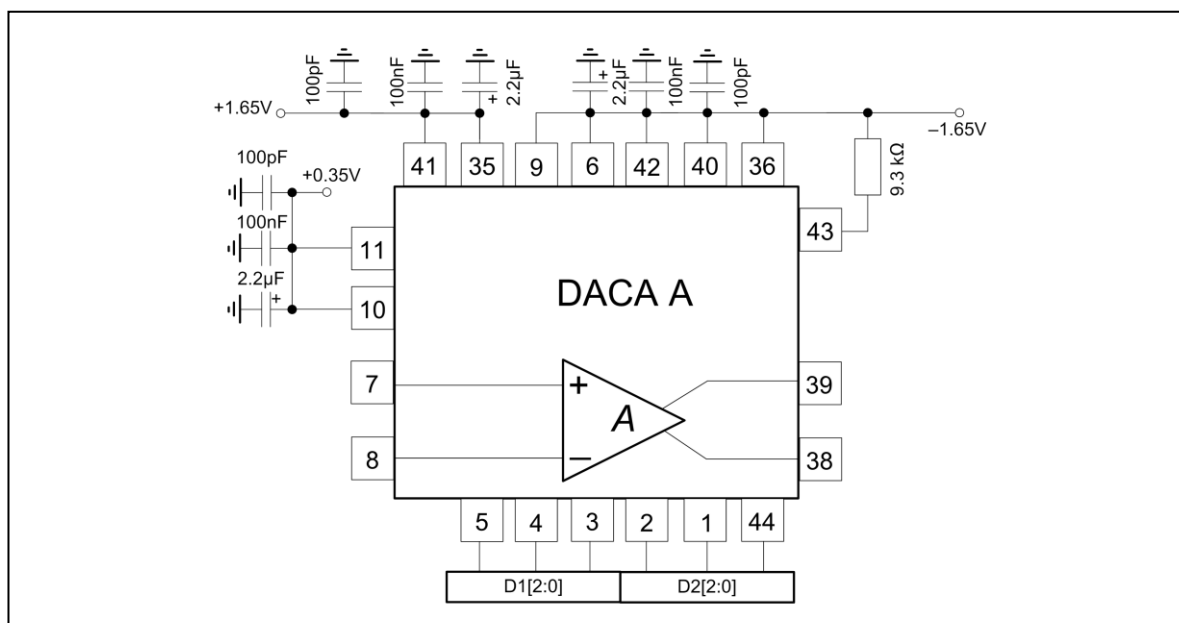


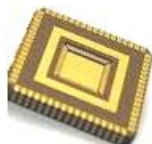
Pin	DACA A/B	Pin	DACA A/B
Input 1	1/11	VDD	35/21
Input 2	2/10	VSS	36/20
VSS	3/9	R9k3 to VSS	37/19
VSS + 2 V	4/8	D2[2]	38/18
VSS + 2 V	5/7	D2[1]	39/17
VDD	29/27	D2[0]	40/16
VSS	30/26	D1[2]	41/15
Output 2	32/24	D1[1]	42/14
Output 1	33/23	D1[0]	43/13
VSS	34/22	VSS	44/12

BASIC CONNECTIONS

Each of the two DACAs (A, B) has independent pinout as is obvious from the figure above. Number of pins of one DACA is 20. There are seven supply voltage pins, two VDD and five VSSs. Proper blocking of the supply voltage is required. Three-bit bus that provides control of current gain consists actually of two three-bit buses, marked by D1_G and D2_G group of

pins. Corresponding bits of each bus have to be connected in order to obtain unity-round gain. Positive current input is marked as CI1, negative current input as CI2. Balanced outputs are marked as CO1 and CO2. D1VB and D2VB should be connected to +2 V with respect to VSS. For instance, basic connections of DACA A are illustrated in a figure below.

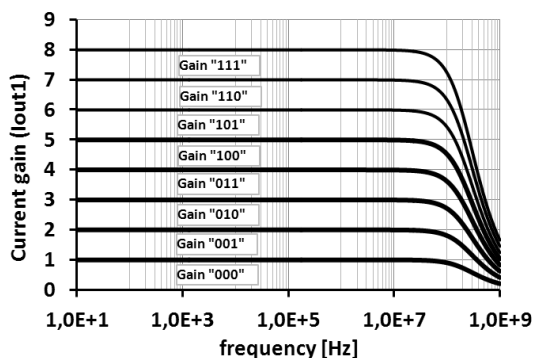




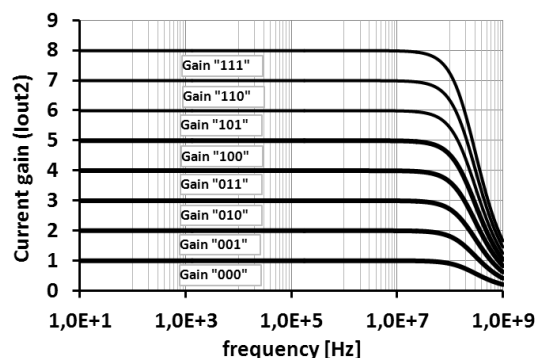
TYPICAL AC CHARACTERISTICS: $V_S = \pm 1.65 \text{ V}$

At $T_A = +25^\circ\text{C}$, $I_{IN1_MAX} = -I_{IN2_MAX} = 40 \mu\text{A}$ and $R_L = 500 \Omega$, unless otherwise noted.

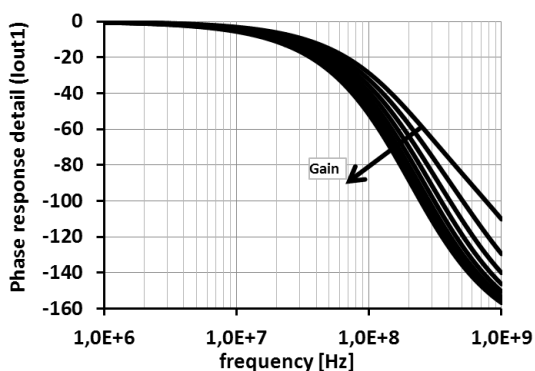
O1 OUTPUT CURRENT vs GAIN



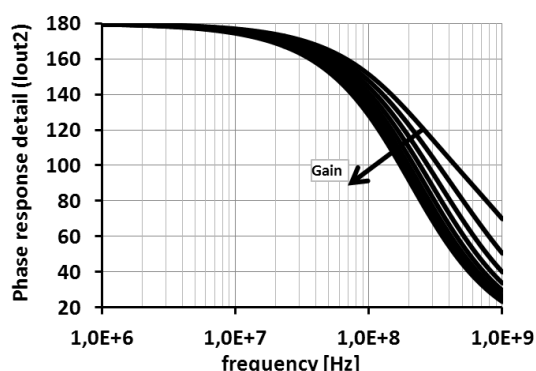
O2 OUTPUT CURRENT vs GAIN



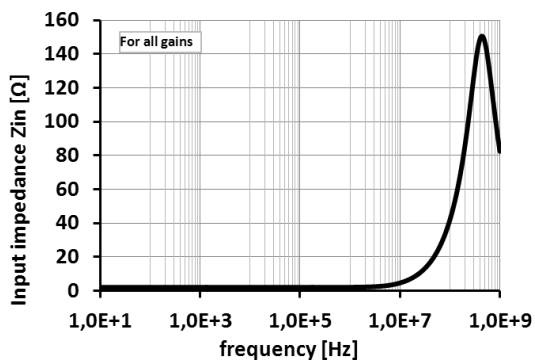
O1 OUTPUT PHASE vs GAIN (DETAIL)



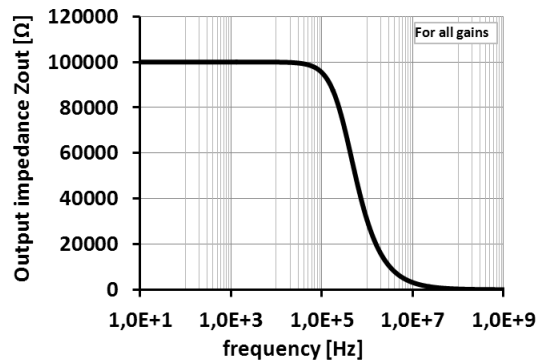
O2 OUTPUT PHASE vs GAIN (DETAIL)

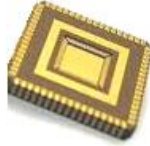


IN1 and IN2 INPUT IMPEDANCE



O1 and O2 OUTPUT IMPEDANCE

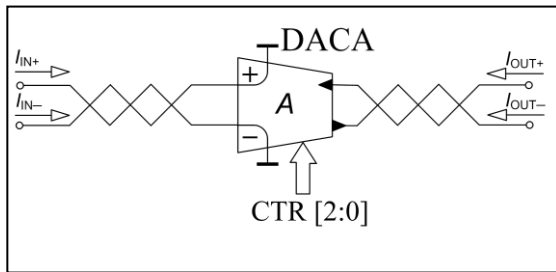




BASIC APPLICATIONS CIRCUITS

CURRENT BUS AMPLIFIER

The DACA circuit was developed primarily for current mode applications. It provides adjustable current gain and can be used as single-ended or fully-differential circuit. The simplest application is the current-mode bus driver as shown in the following figure.



Current transfers are described by following equations

$$I_{OUT+} = A (I_{IN+} - I_{IN-}),$$

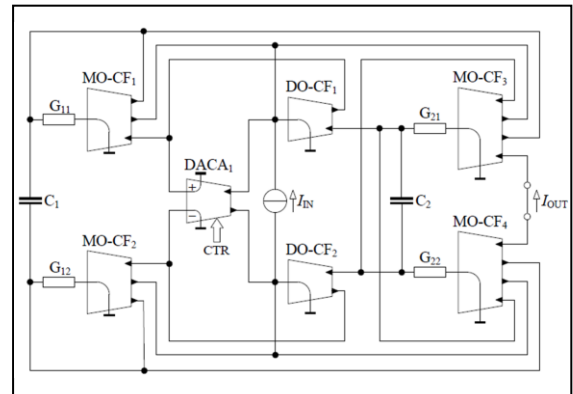
$$I_{OUT-} = A (I_{IN+} - I_{IN-}),$$

$$I_{DIF} = 2A (I_{IN+} - I_{IN-}),$$

where $I_{DIF} = I_{OUT+} - I_{OUT-}$. Differential gain is two times higher than single-ended. Therefore if differential signals are driven over the transmission line, obtainable gain is higher.

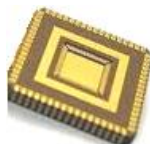
FULLY-DIFFERENTIAL BAND-PASS FILTER

DACA can be used as active element in filtering structures. Thanks to its adjustable gain, DACA can set some parameter of the final filter solution. As an example, band-pass filter with adjustable quality factor is provided. Structure contains also Dual-Output or Multiple-Output Current Followers those serve as current dividers.



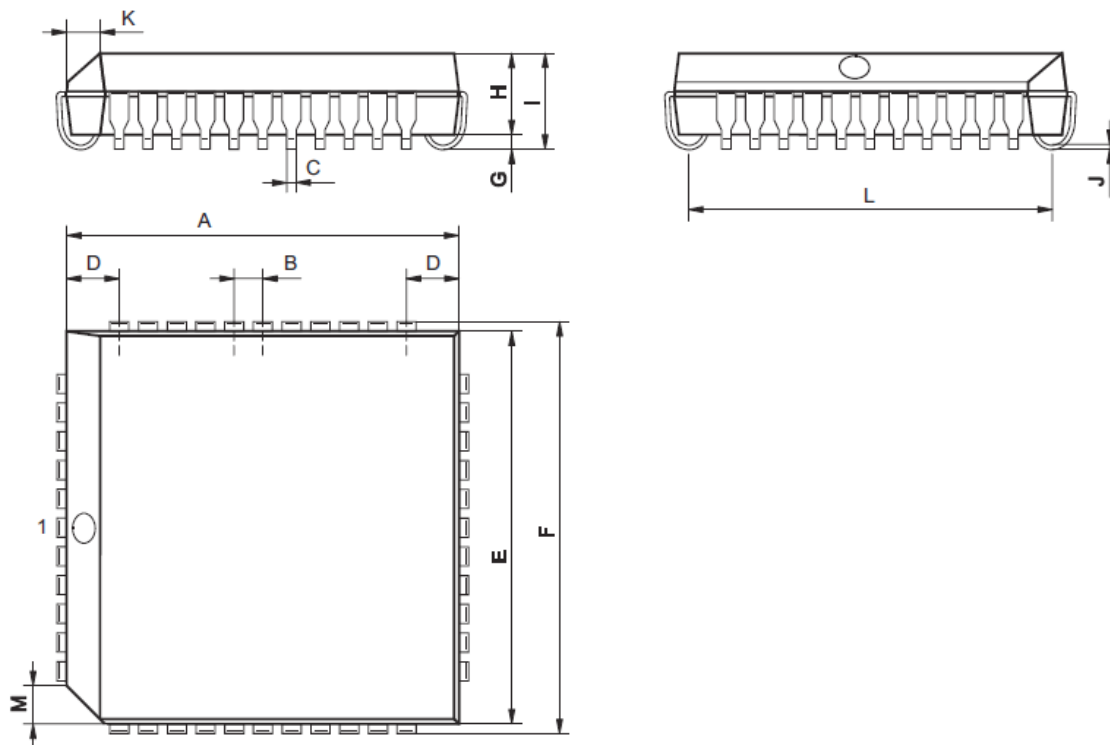
Current transfer of this filter with adjustable quality factor is

$$\frac{I_{OUT}}{I_{IN}} = \frac{2sC_2G_1A}{4s^2C_1C_2(2A+1) + 2sC_2G_1 + G_1G_2(2A+1)}.$$



PACKAGE INFORMATION

PLCC-44 Outline Dimensions



[mm]		
	Min.	Max.
A	16.510	16.662
B	1.27 BSC	
C	0.331	0.533
D	1.90	1.981
E	16.510	16.662
F	17.399	17.653
G	0.508	-
H	3.69	4.06
I	4.191	4.572
J	0.191	0.318
K	1.067	1.422
L	14.753	16.205
M	1.067	1.219

C PRVOTNÍ VÝSLEDKY MĚŘENÍ AC VLASTNOSTÍ PRVKU DACA

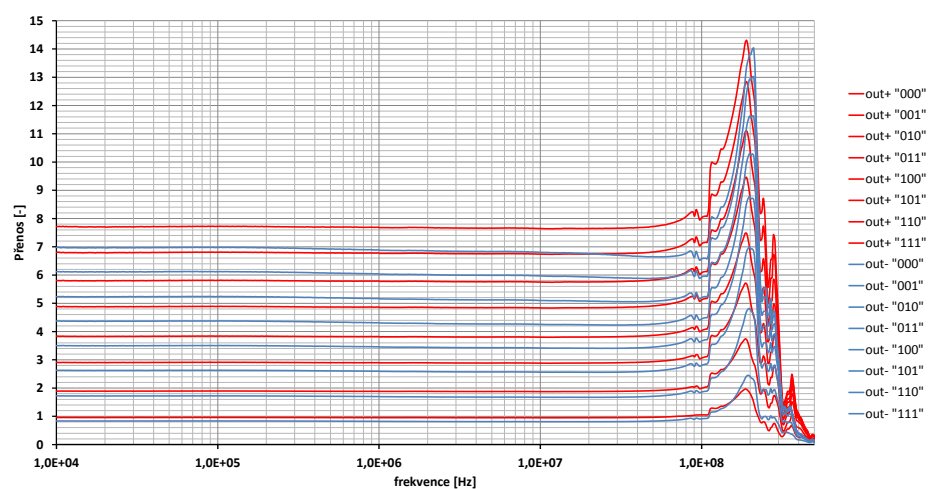
Druhá (opravená) testovací série výroby prvku DACA, která byla pro naše pracoviště vyrobena pod označením DACA_N v technologii CMOS 0,35 μm ve společnosti ON Semiconductor, sestává ze 24 kusů, tj. celkem 48 prvků DACA, jelikož každé pouzdro obsahuje dva prvky DACA. Obvody jsou dle prvotních testů již v této opravené verzi plně funkční a probíhá vývoj poloautomatizovaného pracoviště v prostředí Agilent VEE 9.0 a precizní návrh desek, aby bylo možné ověřit všechny důležité parametry prvku, a to u všech vzorků.

Prvotní závěry z pilotních AC a částečně také DC měření jsou:

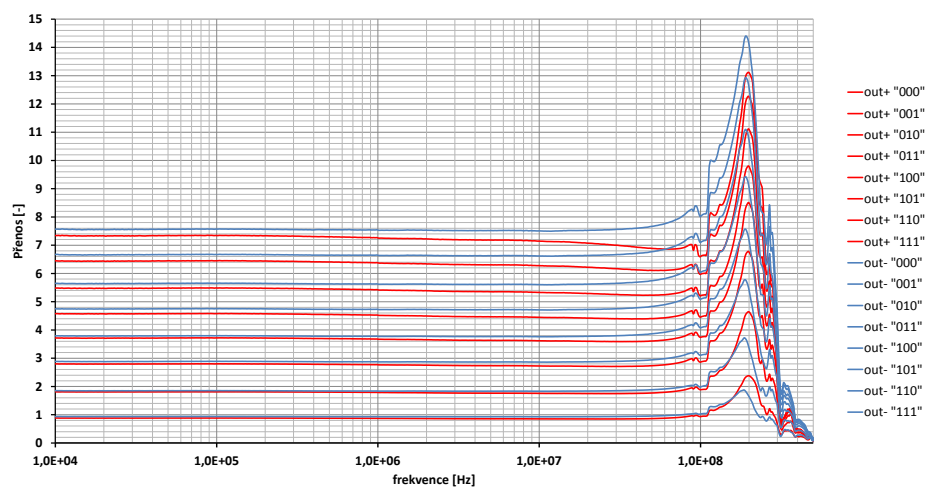
- Šířka pásma prvku je vysoká (nad 100 MHz) pro všechna dostupná zesílení.
- Rozdíly mezi přenosy na kladný a záporný výstup a z kladného a záporného vstupu jsou znatelné, v diferenčním režimu se však chyby vykompenzují.
- Potlačení souhlasné složky signálu je poměrně nízké a závislé na nastaveném zesílení. Obvod dosahuje hodnot okolo 20 dB útlumu souhlasného signálu.
- S rostoucím zesílením se zvyšuje odchylka od teoretické hodnoty zesílení, pro maximální zesílení je teoretická hodnota 8, praktická u některých vzorků pouze 7, u nízkých zesílení je absolutní odchylka zesílení nízká.
- Je velmi důležité dbát na správnou kalibraci měřicí cesty před vlastním měřením, jelikož by pak nebyly měřené odlišnosti relevantní.
- Ze stejnosměrného hlediska mají výstupy nestejný offset, který se však při diferenčním režimu taktéž vykompenzuje.

Následující grafy poskytují základní představu o AC vlastnostech jednoho čipu, konkrétně vzorků označených jako #37 a #38. Jelikož při prvním měření na běžné dvouvrstvé desce bylo zjištěno, že je nezbytný precizní návrh desky a blokovací kondenzátory v napájení, byla pro měření připravena čtyřvrstvá deska a použity byly velmi kvalitními blokovací kondenzátory. Na desce bylo minimum dalších komponent. Čip byl na desce napájen přímo, tj. bez patice, protože patice by nepříznivě ovlivňovala výsledky měření. Buzení bylo zajištěno pomocí obvodového analyzátoru Agilent 4395A a převodníků U/I s prvkem OPA615 (viz. kap. A.1), který je umístěn přímo vedle testovaného čipu na desce plošného spoje. Měření výstupního proudu bylo realizováno měřením napětí na známé hodnotě odporu rezistoru. Měření bylo kalibrováno na stav bez napájeného čipu DACA_N.

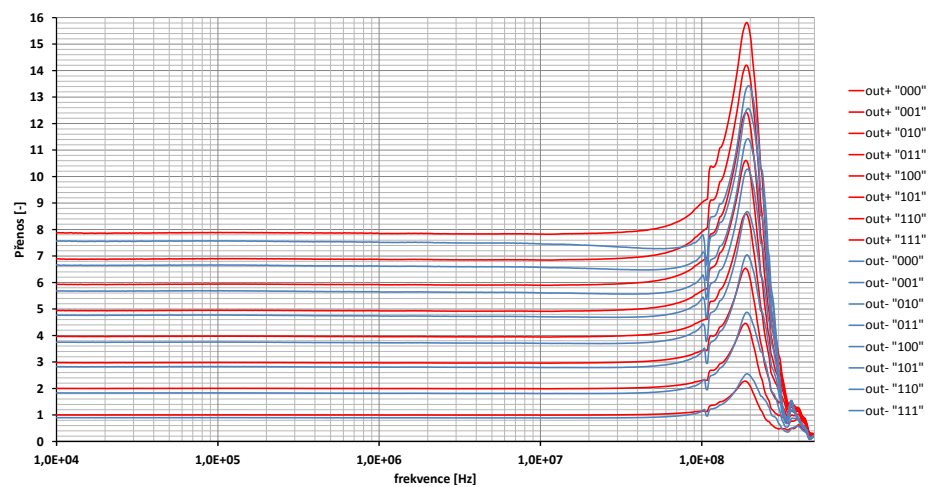
Z grafů je na kmitočtech nad 100 MHz již patrný vliv parazitních prvků, které se nevyhnutelně vyskytují na desce plošných spojů. Přesto je charakter průběhů i na těchto kmitočtech zřejmý, přenos je dvojnásobný přibližně na kmitočtu 200 MHz a klesá pro všechna zesílení na nulu na kmitočtu 500 MHz.



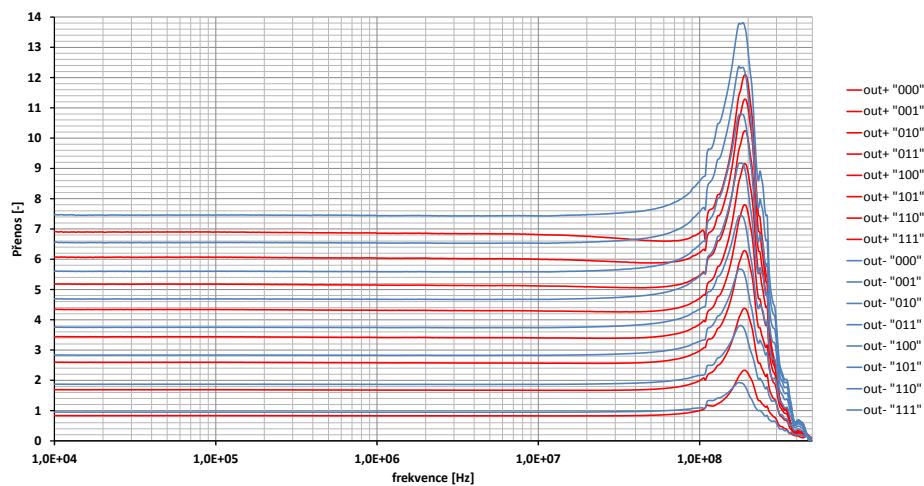
Obr. C.1: Výsledky prvotního měření prvku DACA – vzorek #37, přenos z vstupu in+ na výstupy out+ a out-. "XXX" je kód nastaveného zesílení



Obr. C.2: Výsledky prvotního měření prvku DACA – vzorek #37, přenos z vstupu in- na výstupy out+ a out-. "XXX" je kód nastaveného zesílení



Obr. C.3: Výsledky prvotního měření prvku DACA – vzorek #38, přenos z vstupu in+ na výstupy out+ a out-. "XXX" je kód nastaveného zesílení



Obr. C.4: Výsledky prvotního měření prvku DACA – vzorek #38, přenos z vstupu in- na výstupy out+ a out-. "XXX" je kód nastaveného zesílení

Curriculum Vitae

Jan Jeřábek

OSOBNÍ INFORMACE *Adresa:* Rerychova 8, 635 00 Brno
Narozen: 19. srpna 1982, Bruntál
E-mail: jerabekj@feec.vutbr.cz
Web: www.utko.feec.vutbr.cz/~jerabekj/
Jazykové znalosti: Angličtina, Němčina, Francouzština

VZDĚLÁNÍ **2007–2011: Vysoké učení technické v Brně**
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
• Doktorské studium oboru *Teleinformatika*

2005–2007: Vysoké učení technické v Brně
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
• Navazující magisterské studium oboru *Telekomunikační a informační technika*

2002–2005: Vysoké učení technické v Brně
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
• Bakalářské studium oboru *Teleinformatika*

1994–2002: Sportovní Gymnázium Vrbno pod Pradědem
• Studijní obor Gymnázium – všeobecné

ÚČAST NA PROJEKTECH *Během studií jsem se podílel na projektech:*

Projekty Grantové agentury České republiky

- *GA102/09/1681:* Počítačové automatizování metod syntézy lineárních funkčních bloků a výzkum nových aktivních prvků. Řešitel: Prof. K. Vrba
- *GA102/06/1383:* Obvody s universálními proudovými a napěťovými konvejsory a proudovými operačními zesilovači. Řešitel: Prof. K. Vrba
- *GA102/03/1465:* Vývoj nových aktivních prvků UCC, UVC, MOTA a jejich aplikace. Řešitel: Prof. K. Vrba

Projekty Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy

- *MSM21630513:* Elektronické komunikační systémy a technologie nových generací (ELKOM). Řešitelé: Prof. Z. Raida, Prof. K. Vrba, Prof. J. Jan
- *FRVŠ 1801/2011/F1b:* Zavedení výuky nových předmětů Cisco akademie 4 a Cisco akademie 5. Řešitel: Ing. J. Jeřábek
- *FRVŠ 1577/2010/G1:* Zavedení problematiky multicastového přenosu dat do výuky předmětu Pokročilé komunikační techniky. Řešitel: Ing. J. Jeřábek
- *FRVŠ 339/2009/G1:* Zavedení výsledků výzkumu obvodů pracujících v proudovém módu do výuky. Řešitel: Ing. N. Herencsár
- *FRVŠ 453/2009/F1a:* Inovace teoretické i praktické části obsahu předmětu Pokročilé komunikační techniky. Řešitel: Ing. J. Jeřábek

- *2E06034*: Celoživotní vzdělávání a profesní příprava v oboru teleinformatiky, telematiky a dopravní telematiky. Řešitel: Doc. V. Škorpil

Projekty Evropské Unie

- *OP VK CZ.1.07/2.2.00/15.0139*: Příprava specialistů pro ICT - bakalářské studium Teleinformatiky. Řešitel: Prof. K. Vrba
- *OP VK CZ.1.07/1.3.10/02.0018*: Komplexní vzdělávací program pro pracovníky škol Jihomoravského kraje v oblasti ICT. Řešitel: Doc. K. Molnár
- *OP VK CZ.1.07/2.3.00/09.0222*: Vzdělávací centrum pro zvýšení zájmu mládeže o výzkumné profese v oblasti informačních a komunikačních technologií. Řešitel: Ing. D. Kubánek

Projekty Vysokého učení technického v Brně

- *FEKT-S-11-15*: Výzkum elektronických komunikačních systémů. Řešitel: Prof. K. Vrba
- *FEKT-S-10-16*: Výzkum komunikačních systémů a sítí. Řešitel: Prof. K. Vrba

VYŽÁDANÉ

RECENZE

Vyžádané recenze pro vědecké časopisy a konference:

- 13th International Conference on Research in Telecommunication Technologies (RTT 2011)
- 34th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP 2011)
- 2nd International Conference on Computer & Communication Technology (ICCCT 2011)
- International Journal of Electronics (časopis s IF)
- 6th International Conference on Teleinformatics (ICT 2011)
- 33rd International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP 2010)
- Indian Journal of Engineering & Materials Sciences (časopis s IF)
- Elektrorevue - Internet Journal
- Student Electrical Engineering, Information and Communication Technologies (EEICT 2008)

VÝSLEDKY

V ČÍSLECH

Počet recenzí: 15

h-index podle Web of Science: 1

Celkový počet publikací včetně pedagogických: 52

- *Počet publikovaných nebo přijatých článků v impaktovaných časopisech: 7*
- *Počet prezentovaných nebo přijatých příspěvků na mezinárodní konference: 16*
- *Ostatní odborné časopisy a konference: 23*

Ocenění: 5

- Obdrženo "Best Paper Award" za příspěvek na mezinárodní konferenci *12th IFIP International Conference on Personal Wireless Communications - PWC'07*.
- Cena rektora za diplomovou práci
- Podpora účasti na mezinárodní konferenci 2nd International Conference on Systems (ICONS) 2007 Nadací "Nadání Josefa, Marie a Zdeňky Hlávkových"
- Cena děkana za bakalářskou práci
- 2. místo na konferenci Student EEICT 2005 v kategorii bakalářských projektů.

Citace autory mimo VUT v Brně: 4

- Co:* JERÁBEK, J., VRBA, K. SIMO type low-input and high-output impedance current-mode universal filter employing three universal current conveyors, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, 2010, vol. 64, no. 6, pp. 588–593. (IF 2010 = 0,519).
- Kde:* ZHANG, Q., WANG, Ch., SUN, J., DU, S. A New Type of Current Conveyor and its Application in Fully Balanced Differential Current-Mode Elliptic Filter Design, *Journal of Electrical Engineering*, 2011, Vol. 62, No. 3, p. 126–133. (IF 2010 = 0,270)
- Kde:* HORNG, J.-W. Current-mode and transimpedance-mode universal biquadratic filter using multiple outputs CCIIs, *Indian Journal of Engineering nad Materials Sciences*, 2010, vol. 17, no. 3, pp. 169–174. (IF 2010 = 0,150)
- Co:* JERÁBEK, J., ŠOTNER, R., VRBA, K. Fully-Differential Universal Filter with Current Active Elements. *In Proceedings of the 4th International Conference on Circuits, Systems and Signals (CSS'10)*. WSEAS, 2010. p. 83–86.
- Kde:* BRTNIK, B. Solving Switched Capacitors Circuits by Full Graph Methods, *Int J of Circuits, Systems, and Signal Proceesing*, Vol. 5, No. 1, 2011.
- Co:* JERÁBEK, J., VRBA, K. Vybrané vlastnosti universálního proudového konveju - ukázka návrhu aplikace. *Elektrorevue*. 2006, roč. 2006, No. 33, p.1–7.
- Kde:* BRANDSTETTER, P., KLEIN, L. Applications of non-inverting positive second generation current conveyor as a commercially available versatile active element, *In proceedings of International Conference on Signals and Electronic Systems, ICSES'10*, Gliwice, Polsko, pp. 157-160, 2010.

Poslední aktualizace: 11. července 2011