

VĚDECKÉ SPISY VYSOKÉHO UČENÍ TECHNICKÉHO V BRNĚ

*Edice Habilitační a inaugurační spisy, sv. 237*

*ISSN 1213-418X*

**Ivo Lattenberg**

**NOVÉ TECHNIKY  
PŘEDZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ  
V PROUDOVÉM MÓDU  
PRO OBLAST SMÍŠENÝCH SIGNÁLŮ**

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ  
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY  
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ  
Ústav telekomunikací

**Ing. Ivo Lattenberg, Ph.D.**

**Nové techniky předzpracování signálů v proudovém módu  
pro oblast smíšených signálů**

Novel current-mode signal preprocessing techniques  
for mixed-signal domain

Zkrácená verze habilitační práce



BRNO 2007

Klíčová slova:

Analogové zpracování signálu, proudový mód, analogové filtry, proudové aktivní prvky, vnitřní struktura obvodů, analýza obvodů, vzájemný převod signálu

Keywords:

Analog signal processing, current mode, analog filters, current active elements, internal circuit design, circuit analysis, A/D and D/A signal conversion

Originál je uložen:

UTKO FEKT VUT v Brně  
Purkyňova 118  
612 00 Brno

## OBSAH

1	ÚVOD .....	5
1.1	Současný stav problematiky.....	5
1.2	Cíl habilitační práce .....	8
2	ZÁKLADNÍ PROUDOVÉ AKTIVNÍ PRVKY .....	9
2.1	Zdroje proudu řízené proudem.....	9
2.1.1	<i>Aplikace proudových operačních zesilovačů .....</i>	<i>10</i>
2.2	Proudová zrcadla.....	11
2.2.1	<i>Bipolární proudová zrcadla .....</i>	<i>11</i>
2.3	Proudová zrcadla s velmi nízkou impedancí vstupní proudové svorky.....	11
2.3.1	<i>Metoda snížení impedance vstupní proudové svorky proudových zrcadel .....</i>	<i>11</i>
2.3.2	<i>Srovnání vlastností navrženého proudového zrcadla s ostatními typy proudových zrcadel.....</i>	<i>12</i>
2.3.3	<i>Praktické ověření měřením .....</i>	<i>13</i>
2.4	Proudová zrcadla s velkým proudovým přenosem .....	13
2.4.1	<i>Proudové zrcadlo s diodou v emitoru .....</i>	<i>14</i>
2.5	Proudové zesilovače a operační proudové zesilovače .....	14
2.5.1	<i>Vnitřní struktura proudových zesilovačů a proudových operačních zesilovačů....</i>	<i>14</i>
3	FILTRY .....	16
3.1	Metoda návrhu kmitočtového filtru .....	16
3.2	Jednoduché bikvady s jedním aktivním prvkem pracující v čistém proudovém módu .....	16
3.3	Filtry eliminující vstupní impedanci proudové vstupní svorky .....	18
3.3.1	<i>Vliv vstupního odporu proudové svorky na přenos filtru typu dolní propust .....</i>	<i>19</i>
3.3.2	<i>Eliminace odporu proudové svorky .....</i>	<i>21</i>
3.4	Filtry se dvěma aktivními prvky .....	22
4	PŘEVODNÍKY PRO VZÁJEMNÝ PŘEVOD ANALOGOVÝCH A DIGITÁLNÍCH SIGNÁLŮ V PROUDOVÉM MÓDU .....	23
4.1	A/D převodníky v proudovém módu .....	23
4.1.1	<i>Algoritmický převodník pracující v proudovém módu.....</i>	<i>23</i>
4.1.2	<i>Sériové zřetězení algoritmických převodníků pracujících v proudovém módu.....</i>	<i>25</i>
4.2	D/A převodníky v proudovém módu .....	26
4.2.1	<i>ČAP s proudovými zdroji .....</i>	<i>26</i>
5	ZÁVĚR.....	26

## ŽIVOTOPIS

### Ing. Ivo Lattenberg, Ph.D.



- Narozen: 24. 5. 1975 ve Vyškově
- 1998 Ukončeno vysokoškolské vzdělání v inženýrském studijním oboru „Elektronika a sdělovací technika“ na Fakultě elektrotechniky a informatiky Vysokého učení technického v Brně. Diplomová práce: Zobrazovací jednotky vhodné pro připojení k MCS51.
- 2001 Úspěšné ukončení doktorského studia ve studijním oboru „Elektronika, měřicí a sdělovací technika“ na Fakultě elektrotechniky a informatiky Vysokého učení technického v Brně. Disertační práce: Multifunkční obvody užívající netradiční obvodové prvky pro realizaci filtrů.

Email: [latt@feec.vutbr.cz](mailto:latt@feec.vutbr.cz)

### Vědecká, odborná a pedagogická činnost

- 1999–dosud Účast v pěti projektech a hlavní řešitel celkem šesti projektů FRVŠ zaměřených na rozvoj výuky.
- 1999–2001 Vědecko-výzkumný pracovník.
- 2001–dosud Odborný asistent.

# 1 ÚVOD

## 1.1 SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

V zájmu zvyšování rychlosti obvodů pro analogové zpracování signálů a snižování napájecích napětí integrovaných obvodů je pozornost návrhářů zaměřena na tzv. proudový mód [1], který zjednodušeně znamená, že jednotlivé obvody či stavební bloky by měly zpracovávat proudy, nikoliv napětí. Protože však průchod proudem nutně vyvolává úbytek napětí na něm, lze se v praxi proudovému módu pouze přiblížit [2]. Volbou vhodných impedančních úrovní lze dosáhnout v obvodu dostatečně malých napětí s cílem eliminovat působení Millerových kapacit a dalších parazitních vlivů. Obvody pracující v proudovém módu (CM – Current Mode) nalézají stále širší uplatnění, a to hlavně v aktivních filtrech pro oblast vyšších kmitočtů (řádově desítky MHz). Klasické filtry RC se standardní strukturou operačního zesilovače (OZ) se zde použít nedají, jelikož to nedovolí vlastnosti dostupného reálného OZ a silně se zde projevují parazitní kapacity zpětnovazební struktury. Další předností obvodu v proudovém módu je větší dynamika a možnost činnosti při velmi malých stejnosměrných napájecích napětích ( $\pm 1,85\text{V}$ ).

Při zpracování signálu v klasických obvodech standardně využíváme napěťové odezvy, kdy obvod pracuje v napěťovém módu (VM – Voltage Mode). V obvodech v proudovém módu místo napěťové odezvy uvažujeme odezvu proudu. Nižší odporové úrovně všech uzlů v obvodu pracujícího v proudovém módu zajistí menší vliv parazitních kapacit, třebaže stejných hodnot (menší jsou zde odpovídající časové konstanty). V obvodech v proudovém módu pak také můžeme použít i jiný vhodnější (proudový) aktivní prvek nebo funkční blok s vyšším tranzitním kmitočtem.

Prvopočátky techniky proudového módu sahají do roku 1968, kdy se v odborném tisku objevil první proudový konvektor ve dvou typech (CCI+ a CCI–) [3] od dvojice autorů Sedra a Smith. Bylo zřejmé, že jsou to zvláštní případy trojbranového imitančního konvertoru, který v té době už byl zaveden do teorie obvodů jako hypotetický prvek. O dva roky později autoři první generace konvektorů zavedli modifikované konvektory CCII+ a CCII– [4] tzv. druhé generace. Zde je zapotřebí konstatovat, že přestože existuje v publikacích celá řada zapojení proudových konvektorů druhé generace, vyrábí se průmyslově v integrované podobě pouze jen typ OPA 2662. Vyskytují se však také jako dílčí část složitějších integrovaných obvodů, např. část transimpedančních operačních zesilovačů AD844 a AD846 je možné využít jako proudový konvektor CCII+ [5]. V odborných časopisech se objevuje neustále mnoho dalších typů proudových konvektorů, jako např. proudové Fabreho konvektory třetí generace CCIII+ a CCIII– [6], konvektory ICCII+ a ICCII– autorů Awada a Solimana (inverting positive or negative second-generation current conveyor) [7], čtyřbranové proudové konvektory CCII+/- (second-generation current conveyor with balanced output) [8], nebo CCII+/- (positive second-generation current conveyor with current follower) [9] a jiné. Historický vývoj prvků nazývaných proudové konvektory (CC = Current Conveyor) je přehledně popsán v [10].

V literatuře najdeme i elektronicky regulované proudové konvektory. V člancích [11] a [12] jsou prezentovány konvektory, u nichž se elektronicky řídí vstupní odpor na proudové bráně X. Firma Élantec např. nabízí v [13] konvektor EL 2082, u něhož můžeme pomocným proudem regulovat přenos proudu ze vstupní na výstupní bránu v rozmezí  $-1$  až  $-2$  (jedná se o negativní trojbranový proudový konvektor). Velmi zajímavý je konvektor, který jeho autoři označili zkratkou DVCC (Differential-Voltage Current Conveyor) [14]. Můžeme jím nahradit celou řadu čtyřbranových a všechny tříbranové proudové konvektory. Můžeme jím též nasimulovat i prvek FTFN (Four-Terminal Floating Nullor). Zajímavé jsou i příbuzné aktivní prvky s proudovými výstupy OTA (Operational Transconductance Amplifier) a BOTa (Balanced Operational Transconductance Amplifier), protože tyto prvky jsou komerčně dostupné, jako např. CA3080 (Intersil), LM13600 (National Semiconductor), LT1228 (Linear Technology), NE5517 (Philips Semiconductors),

MAX435 nebo MAX436 (MAXIM). Přitom některé z uvedených typů mají možnost elektronického nastavení transkonduktance (proudem nebo napětím).

Pracovali jsme na vývoji a na využití perspektivních moderních aktivních prvků pro návrh lineárních elektronických obvodů, jako jsou analogové frekvenční filtry, oscilátory, invertory, konvertory apod. Na našem pracovišti jsme navrhli koncepci nového aktivního prvku [15], který jsme nazvali univerzální proudový konvektor (UCC = Universal Current Conveyor), pomocí kterého lze jednoduchým propojením či uzemněním vývodů realizovat všechna známá i dosud nepublikovaná zapojení proudových konvektorů CCI+, CCI-, CCI+/-, CCII+, CCII-, CCII+/-, CCIII+, CCIII-, CCIII+/-, invertujících proudových konvektorů ICCI+, ICCI-, ICCI+/-, ICCII+, ICCII-, ICCII+/-, ICCIII+, ICCIII-, ICCIII+/- a dalších typů jako DVCC+, CVCC-, DVCCIII+, DDCC+, DDCC- a DDCC+/- . Naším cílem bylo – podobně, jako tomu bylo dříve u operačních zesilovačů – poskytnout uživatelům univerzální proudový konvektor, který by následně podnítil výrobu speciálních typů konvektorů. Řešitelský kolektiv prozkoumal a publikoval řadu možných řešení zabývajících se vnitřní strukturou univerzálního proudového konvektoru UCC a jeho uplatněním v nových obvodových aplikacích. Při návrzích bylo zejména sledováno potlačení vstupního odporu svorky X, který u známých řešení proudových konvektorů dosahuje 50 až 100  $\Omega$  a je omezujícím faktorem v některých filtračních aplikacích. Na základě zhodnocení vlastností různých řešení byla navržena zcela původní struktura tohoto prvku s vnitřními proudovými zpětnými vazbami [16], který byl v roce 2004 vyroben ve spolupráci s AMI Semiconductors technologií CMOS 0,35  $\mu\text{m}$  pod typovým označením UCCX 0349. Obvod využívá extrémně dobrých vlastností submikronové technologie, kdy výsledné parametry obvodu jsou založeny nikoliv na absolutních hodnotách stavebních prvků, ale na jejich poměrné shodě.

V roce 2004 jsme pro testování nových obvodů vybudovali automatizované měřicí pracoviště, kde jsme testovali vlastnosti vyrobených vzorků UCCX 0349. Výsledky měření však ukázaly na poměrně velký vstupní odpor svorky X univerzálního proudového konvektoru (hodnoty kolem 50  $\Omega$ ). Zabývali jsme se hledáním příčiny této vlastnosti, která má podstatný vliv na vlastnosti filtračních obvodů s proudovými konvektory. Vznikly dvě hypotézy, jedna popisuje tuto vlastnost možnými tolerancemi při výrobě, kdy na velikost tohoto odporu má vliv poměr transkonduktancí použitých transkonduktančních stupňů ve vnitřní struktuře. Struktura UCC je, jak bylo již řečeno, založena na myšlence rovnosti poměru transkonduktancí v celém kmitočtovém rozsahu. Druhá příčina připisuje tento odpor skutečným fyzikálním vlastnostem přívodů na čipu v použité technologii CMOS 0,35  $\mu\text{m}$ . Série provedených testů ukázala téměř shodnou velikost tohoto odporu svorky X u všech vzorků, což nasvědčuje tomu, že vysoký odpor svorky X není způsoben tolerancemi při výrobě. V těchto dnech je ve výrobě optimalizovaná verze čipu UCC, u které by se již odpor přívodu svorky X neměl tak uplatnit.

Už dávno bylo známo, že kromě proudových konvektorů mohou existovat i napěťové konvektory (VC = Voltage Conveyor). Jejich problematice se však dlouho nevěnovala žádná pozornost. Teprve nedávno se v odborných časopisech objevil nový obvodový prvek, který jeho autoři označili zkratkou CDBA (Current Differencing Buffered Amplifier) [17] až [19]. Prvek jsme identifikovali jako jeden z možných čtyřbranových napěťových konvektorů. Další práce pak byly směřovány na koncepční řešení univerzálního napěťového konvektoru (UVC = Universal Voltage Conveyor), který by s využitím pomocné svorky umožnil realizace dosud neznámých typů a podtypů napěťových konvektorů VCI+, VCI-, VCI+/-, IVCI+, IVCI-, IVCI+/-, VCII+, VCII-, VCII+/-, IVCII+, IVCII-, IVCII+/-, VCIII+, VCIII-, VCIII+/-, IVCIII+, IVCIII-, IVCIII+/-, DCVC+, DCVC-, DCVC+/- . Struktura prvku UVC je již navržena, v technologii CMOS 0,35  $\mu\text{m}$  byly provedeny veškeré simulace, jsou dokončovány masky pro výrobu.

V současné době můžeme zaznamenat trend vedoucí ke snižování napájecího napětí (3,3 V; 2,4 V; 1,8 V). Je to způsobeno použitou submikronovou technologií, která v souvislosti se zmenšováním rozměrů nutí používat nižší napětí. Snižování napájecího napětí s sebou nese snižování

odstupu užitečného signálu od šumu. Tento trend a také lepší kmitočtové vlastnosti vedou návrháře analogových obvodů stále více k použití proudového módu, kde odstup užitečného signálu od šumu se snižujícím se napájecím napětím neklesá. Aktuálně je v literatuře řešena problematika snižování napájecího napětí až na 1 V a návrh nových stavebních bloků (proudových zrcadel) pro moderní aktivní prvky optimalizované pro nízká napájecí napětí [20].

Trend přechodu k proudovému módu signalizují nové prvky pracující jako zdroje proudu řízené proudem s jednotkovým přenosem, které se začínají v literatuře objevovat. Buď jde o jednoduché proudové sledovače, nebo o prvky s diferenčním vstupem a jednoduchým výstupem a nebo prvky s jednoduchým vstupem a diferenčním výstupem [21], [22].

V odborných publikacích se začínají také objevovat první zmínky o vytvoření proudového operačního zesilovače, tedy obdoby klasického diferenčního operačního zesilovače pracujícího v proudovém módu s ideálně nekonečně velkým proudovým zesílením. Jako příklad lze uvést strukturu proudového operačního zesilovače od trojice autorů Palmisano, Palubo, Pennisi [23], [24]. Jejich proudový operační zesilovač je však vybaven pouze jedním proudovým vstupem a dvěma symetrickými proudovými výstupy. Vnitřní struktura byla navržena jako jednotkový proudový zesilovač s jedním proudovým vstupem pracujícím do transkonduktančního zesilovače se dvěma proudovými výstupy. Velkého zesílení je dosaženo tím, že proudový výstup proudového zesilovače pracuje do velmi velké impedance napěťového vstupu transkonduktančního zesilovače. Rozšířením této struktury o další proudový vstup získáme prvek CDTA (Current-Differencing Transconductance Amplifier) [25]. Získáme tak diferenční proudový vstup, stejně jako je tomu u prvku CDBA (Current-Differencing Buffered Amplifier) [17]. Prvek CDTA má vyvedenou pomocnou svorku, na které se realizuje velké zesílení. Použití této svorky má své klady i zápory. Výhodou je rozšíření aplikačních možností takového prvku, nevýhodou pak je, že tento bod má podstatný vliv na frekvenční vlastnosti celého prvku. Například u výrobců zesilovačů s proudovou zpětnou vazbou – CFA (Current Feedback Amplifier) lze zaznamenat trend nevyvádět tzv. korekční svorku ven z pouzdra – tedy bod, kterým je realizováno velké zesílení CFA. U CFA se totiž velké zesílení dosahuje stejně tak, jako u zmiňovaných proudových operačních zesilovačů: zapojením proudového výstupu vstupního stupně do vysokoimpedančního napěťového vstupu výstupního stupně.

Budeme-li se blíže zabývat vnitřní strukturou zmíněných prvků, zjistíme, že základním stavebním blokem všech aktivních prvků je proudové zrcadlo. Ačkoli první proudové zrcadlo bylo uvedeno Widlarem již v roce 1965 [26], stále je předmětem dalšího výzkumu. Lze zaznamenat celou řadu zlepšení a modifikací [27]–[31]. Prvním takovým pokračovatelem byl Wilson. Vlastnostmi bipolárních a unipolárních zrcadel se pak zabývají publikace [33] a [35]. Modelování kmitočtových vlastností se zabývá např. [36]. Není však stále řešena potřeba snižování vstupní impedance, která je důležitá zejména při použití proudového zrcadla jako proudového zesilovače ve filtračních aplikacích. V nejnovějších publikacích se můžeme setkat s pokusy realizací proudových zrcadel pomocí „polysilicon thin-film“ technologie (poly-Si TFT). Mají však zatím stále horší vlastnosti než zrcadla realizovaná konvenční unipolární technologií. Problémem je zatím nutnost relativně velkého napájecího napětí ( $> 12$  V) a velikost vstupního odporu, který je řádově v k $\Omega$  [37].

Přechod na proudový mód lze pak docílit buď hledáním nových zapojení, nebo transformací ze známých zapojení v napěťovém módu na zapojení v proudovém módu pomocí tzv. přidružené transformace [38], jejímž jedním z prvních průkopníků byl Director. Jako zajímavý se jeví proudový konvektor CCII–, který je sám sobě přidruženým prvkem jenom přehozením svorek [39].

Zavedl jsem termín „čistý proudový mód“ [110], tj. režim, kde nejenže jeho vstupními a výstupními veličinami jsou proudy, ale zároveň i použité aktivní prvky pracují pouze s proudovými veličinami, tzn. mají pouze proudové svorky. Tento termín se stal poměrně populární a rozšířil se mezi autory zabývající se podobnou problematikou.



Jako perspektivní pro převod do proudového módu se také jeví realizace syntetických imitací [40] pomocí základních transformačních dvojbranů zvyšujících řád syntetického prvku připojeného na vstup tohoto transformačního obvodu [101], [102] a [104]–[109]. Na výstupu se pak bude obvod jevit jako syntetický prvek s řádem imitance o jedničku vyšším. Spojováním těchto základních transformačních dvojbranů lze pak vytvářet syntetické prvky s imitací řádu  $N$ .

Myšlenku realizace filtrů pouze s prvky s jednotkovým zesílením lze najít např. v [41]. Jsou zde realizovány filtry pomocí kombinací proudových a napěťových jednotkových zesilovačů. Z oblasti realizací obvodů pouze s proudovými jednotkovými zesilovači byly publikovány pouze konstrukce realizující oscilátory s jednotkovými proudovými zesilovači [42].

V oblasti vzájemného převodu analogových a digitálních signálů je trendem provést převod analogové veličiny na číslicovou již na začátku řetězce signálové cesty a další zpracování signálu provádět číslicově. Výhody číslicového zpracování signálu jsou zřejmé – realizace většiny operací se signály je jednodušší a levnější pomocí číslicového zpracování (často se řeší digitálním signálovým procesorem – DSP) než s analogovými obvody. Odpadá zde nastavování analogových obvodů (u číslicových obvodů se neuplatní rozptyl parametrů součástek). Obvody číslicového zpracování signálu jsou tepelně a časově stálé (neuplatňuje se závislost parametrů obvodových prvků na teplotě a jejich stárnutí). Při použití DSP je pak možná i značná změna parametrů zpracování signálu bez zásahu do obvodového řešení, pouze změnou programu. V současnosti však můžeme zaznamenat převodníky A/D pracující převážně s napětím jako analogovou veličinou. V literatuře lze zaznamenat tendence zavést převodníky pracující s proudem jako analogovou veličinou. Od těchto převodníků proud-číslo lze pak očekávat lepší poměr signál/šum při nízkém napájecím napětí a lepší kmitočtové vlastnosti.

Z oblasti podpůrných obvodů pro vzájemný převod analogových a digitálních signálů se setkáme s vývojem rychlých proudových komparátorů s nízkou impedancí. V literatuře lze zaznamenat trend snižování této vstupní impedance – 36,8 k $\Omega$  v [43], 12 k $\Omega$  v [44], 5 k $\Omega$  v [45] a 137  $\Omega$  v [46]. Také na poli vzorkovačů signálu využívajících proudový mód se vývoj ubírá směrem zvyšování rychlosti a snižování napájecího napětí [47] a [48].

Na poli podpůrných programů pro analýzu obvodů byl na našem pracovišti vyvinut program pro symbolickou a semisymbolickou analýzu SNAP [49] a [50], který umožňuje sledovat vliv jednotlivých prvků na celkové vlastnosti obvodu na symbolické úrovni. Podílel jsem se na vývoji editoru [103] pro SNAP a na integraci nových obvodových prvků.

## 1.2 CÍL HABILITAČNÍ PRÁCE

Cílem habilitační práce je přínos v oblasti proudového zpracování signálu, a to jak v oblasti ryze analogových obvodů užívaných pro předzpracování signálů, tak i částečně v oblasti obvodů smíšených – převodníků A/D a D/A. Oblast vzájemného převodu je velmi rozsáhlá a je nad rámec této práce, proto bude věnována pozornost pouze dvěma novým metodám vzájemného převodu analogových a digitálních signálů v čistém proudovém módu.

V oblasti analogových obvodů bude pozornost věnována metodice návrhu obvodů pracujících v tzv. čistém proudovém módu, tzn. obvodů, kde jsou užity aktivní prvky s pouze proudovými vstupy a výstupy. Případné napěťové svorky jsou uzemněny. Půjde o to prozkoumat, je-li taková realizace možná a jaké přináší výhody či omezení. Jako aktivní prvek bude použit obvod mající pouze proudové svorky – tedy proudový zesilovač. V oblasti aktivních prvků vhodných pro obvody pracující v čistém proudovém módu je třeba nejprve zavést jednotnou terminologii a přesně tyto prvky definovat. Budou prozkoumány možnosti realizací proudového zesilovače, a to jak pomocí netradičních obvodových prvků, jako jsou např. proudové konvejsory, tak i pomocí komerčně dostupných obvodů. Budou vytipovány takové komerčně vyráběné obvody, které by bylo možno využít jako proudový zesilovač. Činnost takovýchto obvodů v režimu proudového zesilovače pak bude ověřena simulacemi a měřeními. Tak jako existuje napěťový operační zesilo-

vač, tak dle principů přidružených obvodů může existovat proudový operační zesilovač mající ideálně nekonečné zesílení. Pokusíme se takový obvod navrhnout a najít aplikační využití jako invertující či neinvertující zesilovač, integrátor či derivátor v proudovém módu.

Z oblasti obvodů s proudovými konvejory se ukazuje, že velký vliv na celkové vlastnosti obvodu má zejména odpor vstupní proudové svorky aktivních prvků. Lze tedy očekávat, že obdobný problém bude u obvodů v čistém proudovém módu. Bude tedy zkoumán vliv tohoto odporu a budou naznačeny postupy vedoucí k jeho eliminaci. Na příkladu filtrů se pokusíme analyzovat změny v kmitočtových vlastnostech celého obvodu způsobené vstupním odporem proudových svorek. Jako základní stavební blok proudového zesilovače bude použito proudové zrcadlo. Vstupní odpor proudové svorky obvykle závisí právě na vstupním odporu proudového zrcadla. Proto bude hledáno řešení snižující vstupní impedanci proudového zrcadla.

Budeme hledat možnosti realizace proudového zrcadla s velkým proudovým přenosem, které by bylo možné provozovat jako proudový operační zesilovač. S těmito znalostmi se zaměříme na návrh vnitřních struktur proudových zesilovačů a proudových operačních zesilovačů. Vnitřní struktury budou navrženy na tranzistorové úrovni. Pro správnou analýzu pak bude třeba najít vhodný simulační model tranzistoru.

Stěžejní oblastí ve zpracování signálu v čistém proudovém módu jsou elektrické filtry. Vzhledem k rozsáhlosti této problematiky se zaměříme pouze na filtry druhého řádu – bikvady. Vyššího řádu by bylo možno pak dosáhnout dle obecné teorie filtrů kaskádním spojením těchto bikvadů. Existuje několik způsobů návrhů filtrů – metoda autonomních obvodů, metoda syntetických prvků atd. Pro návrh filtrů se v této práci zaměříme na metodu autonomních obvodů. Přes očekávaná omezení prozkoumáme možnosti realizací filtrů pracujících v čistém proudovém módu s pouze jedním aktivním prvkem, jejichž použití může být v některých případech díky jejich jednoduchosti výhodné. Prozkoumáme také možnosti realizací filtrů v proudovém módu se dvěma aktivními prvky a zde se omezíme na čtyři pasivní prvky a proudové zesilovače s jednotkovým zesílením +1 nebo -1 z důvodu jejich možné realizace pomocí na našem pracovišti vyvinutého univerzálního prvku UCC.

Získané poznatky a principy obvodů pracujících v proudovém módu zapracujeme i do oblastí smíšených obvodů. Budou prozkoumány možnosti realizací základních stavebních obvodů pro převodníky, jako je např. proudový komparátor. Bude využito skutečnosti, že proudy se mnohem lépe sčítají než napětí a prozkoumáme možnosti realizace A/D a D/A převodníků v proudovém módu. Pokusíme se navrhnout jak rychlý převodník A/D v proudovém módu bez sekvenčních obvodů, tak i převodník A/D s postupnou aproximací.

## 2 ZÁKLADNÍ PROUDOVÉ AKTIVNÍ PRVKY

### 2.1 ZDROJE PROUDU ŘÍZENÉ PROUDEM

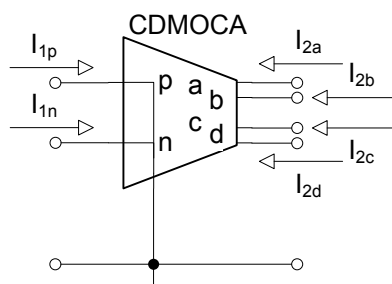
Jako jediný aktivní prvek pracující v čistě proudovém režimu – tedy prvek bez napěťových vstupů – lze považovat proudový zesilovač, neboli zdroj proudu řízený proudem (CCCS – Current Controlled Current Source), v teorii ideálních řízených zdrojů často označovaný také jako prvek F. Proudový přenos je pak dán koeficientem  $b$ . V dalším textu ale budeme označovat tyto zdroje proudu řízené proudem termíny proudový zesilovač (CA – Current Amplifier).

Můžeme zavést několik variant, a to podle počtu vstupů a výstupů. Vzhledem k tomu, že proudy vstupující do jedné vstupní svorky se sčítají, má význam pouze rozšíření na dvě vstupní proudové svorky – jednu pozitivní a druhou negativní, tak jako tomu je u prvků CDBA [17] či CDTA [25]. Využijeme stávající terminologie pro označení tohoto diferenčního proudového vstupu a označíme celý proudový zesilovač jako CDCA (Current Differencing Current Amplifier).

Rozšíření počtu výstupů má naopak význam při realizaci zpětné vazby či pro rozšíření možností obvodových realizací. Prvním krokem k rozšíření je použití symetrického proudového výstupu,

mluvíme pak o prvku BOCA. Zavedeme-li nejvíce zobecněný prvek z hlediska výstupních svorek, pak to bude vícevýstupový proudový zesilovač (MOCA – Multi Output Current Amplifier). Prvek MOCA definujeme jako prvek s obecně  $n$  výstupy, z nichž každý může mít jiný proudový přenos.

Stejně tak, jako jsme rozšířili vstupní část proudového zesilovače CA a docílili tak prvku s diferenčním proudovým vstupem, můžeme toto rozšíření aplikovat i na uvedené prvky BOCA a MOCA. Obdržíme pak nejobecnější a nejuniverzálnější prvky CDBOCA (Current Differencing Balanced Output Current Amplifier) a CDMOCA (Current Differencing Multi Output Current Amplifier). Schematická značka nejvíce zobecněného proudového zesilovače CDMOCA pro  $n = 4$  (se čtyřmi výstupy) je na obr. 2.1.



Obr. 2.1 Schematická značka nejvíce zobecněného proudového zesilovače CDMOCA

Vztahy pro výstupní proudy prvku CDMOCA jsou popsány těmito rovnicemi

$$I_{2a} = a \cdot (I_{1p} - I_{1n}), \quad (2.1)$$

$$I_{2b} = b \cdot (I_{1p} - I_{1n}), \quad (2.2)$$

$$I_{2c} = c \cdot (I_{1p} - I_{1n}), \quad (2.3)$$

$$I_{2d} = d \cdot (I_{1p} - I_{1n}). \quad (2.4)$$

V praxi volíme-li proudový přenos  $b$ , respektive proudové přenosy  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $d$  u prvku MOCA, většinou v relacích  $\pm 1$ , pak mluvíme o proudovém bufferu či proudovém invertoru. Budou-li proudové přenosy řádově jednotky, pak jde o skutečné proudové zesilovače. Zde je nutno poznamenat, že proudové výstupy lze sdružovat. Tedy pokud spojíme např. dva proudové výstupy s proudovým zesílením  $+1$ , získáme proudový výstup se zesílením  $+2$ . Konkrétním případem zobecněného MOCA pro  $n = 2$  (dva výstupy) a omezením proudových přenosů  $a$  a  $b$  na hodnoty  $+1$  nebo  $-1$  dostáváme prvek GCMI [122] (Generalized Current Mirrors and Inverters), který byl také na našem pracovišti zaveden a bude na něm také ukázán návrh kmitočtového filtru pracujícího v čistém proudovém módu.

Poslední modifikací proudových zesilovačů, která bude ukázána, je přechod z proudových zesilovačů na proudové operační zesilovače. Platí-li, že proudový přenos  $b \rightarrow \infty$ , hovoříme o proudovém operačním zesilovači (COA – Current Operational Amplifier). Toto rozšíření je možno aplikovat na všechny uvedené proudové zesilovače, tedy  $CA \rightarrow COA$ ,  $CDCA \rightarrow CDCA$ ,  $BOCA \rightarrow BOCA$ ,  $CDBOCA \rightarrow CDBOCA$ ,  $MOCA \rightarrow MOCA$  a  $CDMOCA \rightarrow CDMOCA$ . Schematická značka jednotlivých proudových operačních zesilovačů bude stejná, jenom bude vyznačeno nekonečné zesílení.

### 2.1.1 Aplikace proudových operačních zesilovačů

Stejně tak, jako lze operační zesilovače pracující v napěťovém módu použít v nejrůznějších aplikacích typu invertující a neinvertující zesilovač, integrátor, derivátor, sumátor apod., budeme

požadovat obdobné možnosti i v proudovém módu. Pro realizaci zmíněných obvodů pracujících v proudovém módu postačí jednoduchý proudový operační zesilovač COA, a sice ve verzi s jedním neinvertujícím nebo s jedním invertujícím výstupem dle toho, požadujeme-li na výstupu obrácenou polaritu signálu nebo ne. Dalším řešením je použití univerzálnějšího prvku se symetrickým výstupem – BOCOA a vyžít požadovanou výstupní svorku.

## **2.2 PROUDOVÁ ZRCADLA**

### **2.2.1 Bipolární proudová zrcadla**

Proudová zrcadla [32] jsou základním stavebním prvkem aktivních prvků pracujících v proudovém módu. Existuje několik zapojení s bipolárními i unipolárními tranzistory. Liší se především proudovým přenosem a jeho závislostí na proudovém zesilovacím činiteli použitých tranzistorů a na vstupní a výstupní impedanci.

Proudový přenos zrcadla s bipolárními tranzistory můžeme v prvním přiblížení určit pomocí proudového zesilovacího činitele. Přesnější popis činnosti je možný pomocí strmosti tranzistoru a ještě přesnější pak pomocí strmosti a vstupního a výstupního odporu tranzistoru. Další zpřesnění výpočtů by pak bylo možné při uvažování zpětné strmosti tranzistoru [33].

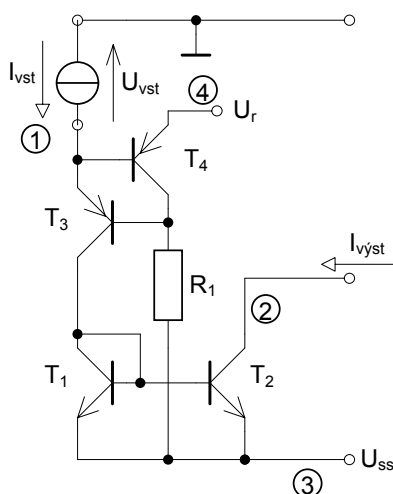
## **2.3 PROUDOVÁ ZRCADLA S VELMI NÍZKOU IMPEDANCÍ VSTUPNÍ PROUDOVÉ SVORKY**

### **2.3.1 Metoda snížení impedance vstupní proudové svorky proudových zrcadel**

Klasická proudová zrcadla pracující pouze v jedné polaritě nejsou vhodná pro realizaci proudových zesilovačů, neboť napětí na vstupní svorce je vždy blízké napájecímu napětí. Pro realizaci filtrů je naopak vhodné, aby napětí na vstupní svorce bylo blízké potenciálu země. Další nevýhodou je relativně velká vstupní impedance klasických proudových zrcadel. Například klasické Widlarovo proudové zrcadlo má dle [33] při stanovených podmínkách impedanci 24,5  $\Omega$ . Přitom je toto proudové zrcadlo ve srovnání s jinými zapojeními typ s nejmenším vstupním odporem.

Pro realizace kvalitního proudového zesilovače je však tato impedance stále velká. Proto byla navržena původní struktura obvodu [119] – obr. 2.2, která významně snižuje vstupní impedanci proudového zrcadla. Za základ takto upraveného zrcadla s velmi nízkou vstupní impedancí můžeme použít libovolný typ proudového zrcadla. Princip snížení impedance bude ukázán na jednoduchém Widlarově proudovém zrcadlu. Hlavní myšlenkou je vložení tranzistoru  $T_3$  mezi vstupní svorku upraveného zrcadla a výchozího proudového zrcadla.

Tranzistor  $T_3$  bude řízen tak, aby na jeho emitoru (uzel 1) byl konstantní potenciál blízký zemi. Toho jednoduše docílíme použitím pomocných prvků  $T_4$  a  $R_1$  – viz obr. 2.2.



Obr. 2.2 Navržené proudové zrcadlo s velmi nízkou vstupní impedancí vycházející z jednoduchého Widlarova proudového zrcadla

Pro napětí vstupní svorky (uzel 1) platí následující vztah:

$$U_{vst} = U_r + u_{BE4}. \quad (2.5)$$

Uzemníme-li uzel 4 ( $U_r = 0$ ), bude potenciál vstupní svorky  $U_{vst} = u_{BE4} \approx -0,6$  V. Pro srovnání stávající proudové zrcadlo má tento vstupní potenciál roven  $U_{vst} = U_{ss} + u_{BE1} \approx U_{ss} + 0,6$  V (uvažujeme  $U_{ss}$  záporné). Díky navržené modifikaci můžeme docílit nulového vstupního potenciálu  $U_{vst} = 0$  V, potřebujeme však další zdroj napětí  $U_r = -u_{BE4} \approx 0,6$  V. Tato úprava napětí vstupní svorky nebyla u stávajícího proudového zrcadla možná. Rezistor  $R_1$  nastavuje pracovní bod tranzistorů. Simulace i měření ukazují, že s klesající hodnotou  $R_1$  do hodnoty cca  $500 \Omega$  klesá i vstupní odpor navrženého proudového zrcadla.

### 2.3.2 Srovnání vlastností navrženého proudového zrcadla s ostatními typy proudových zrcadel

Uvedené rozšíření proudových zrcadel má podstatný vliv na vstupní odpor celého proudového zrcadla, proto bude v dalším textu pozornost věnována hlavně vstupní impedanci proudových zrcadel. Tato impedance bude zkoumána u známých typu proudových zrcadel s navrhovaným rozšířením.

Byla provedena také srovnávací analýza zmenšení vstupního odporu uvedenou metodou na různá známá zapojení proudových zrcadel. Pro srovnání byl využit program MicroCap. Modul vstupního odporu zjistíme jako podíl změny napětí ke změně proudu. Pro analýzu použijeme jednotné výchozí parametry. Napájecí napětí bylo zvoleno  $U_{ss} = -3$  V, jako zátěž posloužil rezistor o odporu  $300 \Omega$ , zrcadlo bylo buzeno proudem s amplitudou  $2 \text{ mA}_{ss}$  o kmitočtu  $1 \text{ kHz}$  a střední hodnotou kolem  $1,5 \text{ mA}$ , jako model tranzistoru byly využity výchozí modely v programu MicroCap \$GENERIC\_N respektive \$GENERIC\_P. V tab. 2.1 jsou uvedeny hodnoty vstupní impedance získané jak semisymbolickou analýzou v programu SNAP, tak i simulací v programu MicroCap pro jednotlivé typy proudových zrcadel.

Tab. 2.1 Zmenšení vstupní impedance pro různá zapojení proudových zrcadel

Typ zrcadla	$R_1$ [ $\Omega$ ]	(SNAP)	(MicroCap)
		$ Z_{vst} $ [ $\Omega$ ]	$ Z_{vst} $ [ $\Omega$ ]
Jednoduché	bez modif. [33]	24,5	28,0
Widlarovo	100	0,4	0,6
proudové zrcadlo	1000	0,5	0,6
(obr. 4.20)	10000	1,7	1,8
Proudové zrcadlo	bez modif. [33]	25,5	66,7
s redukcí proudů	100	0,4	0,6
do bází tranzistorů	1000	0,5	0,6
(obr. 4.22)	10000	1,7	1,8
Proudové zrcadlo	bez modif. [33]	24,9	64,4
s Darlingtonovou	100	0,4	0,6
dvojití tranzistorů	1000	0,5	0,6
(obr. 4.23)	10000	1,7	1,8
Wilsonovo	bez modif. [33]	1,26k	83,7
proudové zrcadlo	100	0,4	0,6
(obr. 4.24)	1000	0,5	0,5
	10000	1,7	1,8
Zlepšené	bez modif. [33]	1,26k	83,7
Wilsonovo	100	0,4	0,6
proudové zrcadlo	1000	0,5	0,6
(obr. 4.25)	10000	1,7	1,8
Proudové zrcadlo	bez modif. [33]	25,2	83,7
v kaskodovém	100	0,4	0,6
uspořádání (obr.	1000	0,5	0,5
4.26)	10000	1,7	1,8

Z hodnot v tab. 2.1 lze udělat závěr, že navrhovaná úprava proudového zrcadla výrazně snižuje jeho vstupní impedanci. Snižuje ji na hodnotu danou impedancí přidavného bloku tvořeného tranzistory  $T_3$  a  $T_4$  (resp.  $T_4$  a  $T_5$ , resp.  $T_5$  a  $T_6$  dle typu proudového zrcadla). Ta je v průměru o dva řády menší než vstupní impedance proudového zrcadla bez této úpravy. Analýza ukázala, že navržená metoda snížení vstupního odporu má přibližně stejný účinek na všechny typy proudových zrcadel.

### 2.3.3 Praktické ověření měřením

Funkčnost navrženého zapojení byla ověřena měřením. I přesto, že tranzistory  $T_3$  a  $T_4$  měly relativně nízký proudový zesilovací činitel (cca 60), byly výsledky měření velmi uspokojivé. Zatímco změřený vstupní odpor klasického proudového zrcadla bez navržené úpravy byl 29,7  $\Omega$ , vstupní odpor s modifikací při volbě  $R_1 = 500 \Omega$  se pohyboval v rozsahu 0,5 až 3,7  $\Omega$  dle použitého napájecího napětí, což lze považovat za velmi dobrý výsledek.

## 2.4 PROUDOVÁ ZRCADLA S VELKÝM PROUDOVÝM PŘENOSEM

Reálné proudové operační zesilovače jsou založeny na velkém proudovém přenosu ze vstupu na výstup, v ideálním případě jdoucím k nekonečnu. Toto velké proudové zesílení bylo vnitřně řešeno

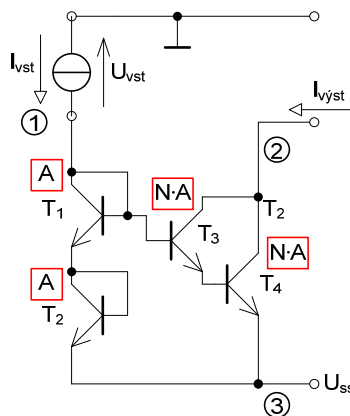
přivedením kopie vstupního proudu do vysokoimpedanční vstupní svorky, kde v podstatě vzniká napětí. Existuje ovšem i další způsob, jak docílit velkého proudového zesílení: použít proudová zrcadla upravená pro velké hodnoty proudového přenosu.

### 2.4.1 Proudové zrcadlo s diodou v emitoru

Stávající zapojení proudových zrcadel s velkým proudovým přenosem nejsou ideální, je zde především problém nekonstantního proudového přenosu. Toto se projevuje zejména při nižších hodnotách vstupního proudu. Proto jsem navrhl zapojení proudového zrcadla s diodou v emitoru.

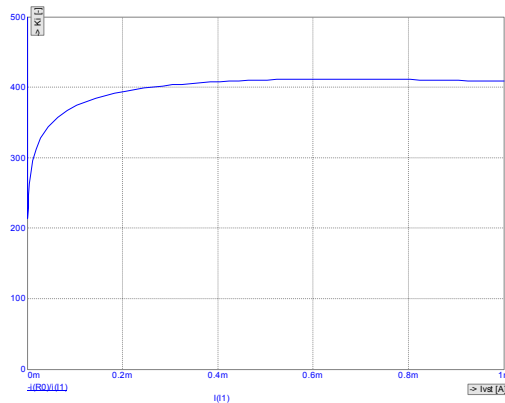
U tohoto zapojení sice nelze nastavovat velikost proudového přenosu, avšak takové zrcadlo pracuje již od nižších hodnot vstupních proudů.

Bylo provedeno několik úprav, které vyústily k zapojení na obr. 2.3.



Obr. 2.3 Navržené proudové zrcadlo s velmi velkým proudovým přenosem

Tato konfigurace při volbě poměru ploch tranzistorů  $T_3$  a  $T_4$  oproti  $T_1$  a  $T_2$   $N = 50$  vykazuje velmi velké proudové zesílení, a to už od nízkých vstupních proudů, jak ukazuje průběh na obr. 2.4.



Obr. 2.4 Závislost proudového přenosu navrženého proudového zrcadla s velkým proudovým přenosem na vstupním proudu

## 2.5 PROUDOVÉ ZESILOVAČE A OPERAČNÍ PROUDOVÉ ZESILOVAČE

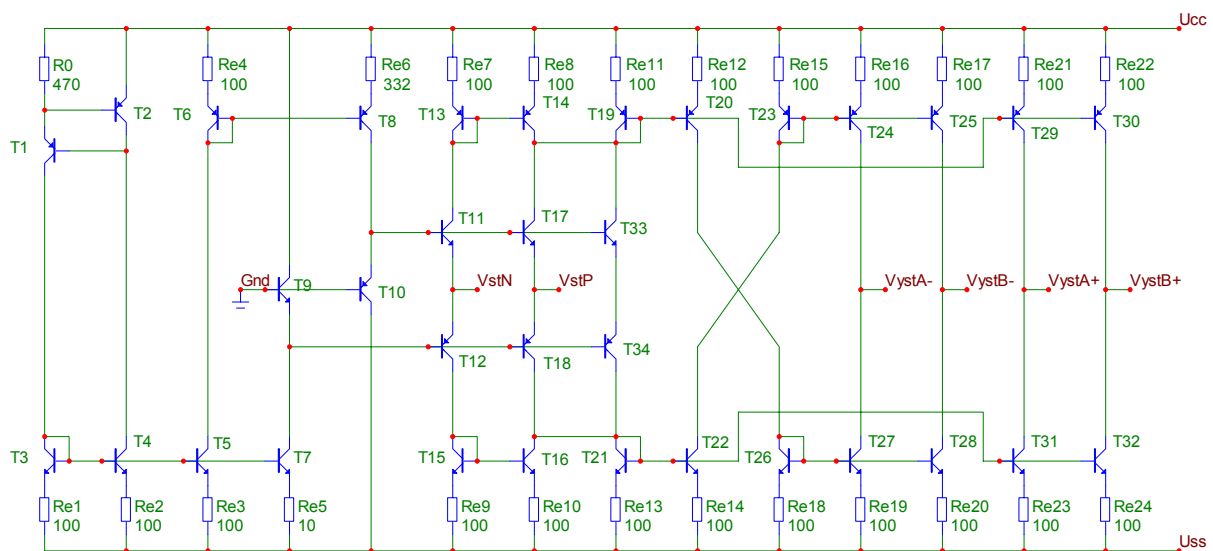
### 2.5.1 Vnitřní struktura proudových zesilovačů a proudových operačních zesilovačů

Byly navrženy původní bipolární struktury proudového zesilovače se symetrickým výstupem [113], [115] a proudového operačního zesilovače [114], [116] vycházejícího ze zapojení pro realizaci velkého proudového zesílení.

Struktura proudového zesilovače se symetrickým výstupem na obr. 2.5 vychází ze struktury proudového konveju [99]. Proudový opakovač lze tedy nahradit dvouvýstupovým proudovým konvejem I., II. [4], či III. ([6], [85], [86], [87], [88], [90], [91], [92]) generace CCX +/- s uzemněnou svorkou Y. Vstupem je pak svorka X a výstupem svorky Z+ a Z-. Nejvhodnější je však použití proudového konveju II. generace. Proudové konveju I. a III. generace obsahují pro potřeby realizace proudového opakovače zbytečnou proudovou zpětnou vazbu do svorky Y, která je stejně uzemněna. Změnou velikosti ploch přechodů tranzistorů  $T_{18}$ ,  $T_{20}$ ,  $T_{21}$  a  $T_{22}$  lze při výrobě nastavit požadované zesílení. Nastavení nulového napětí vstupní svorky je zde řešeno poměrem odporů  $R_{e6}$  a  $R_{e5}$ . Pro praktické používání tohoto prvku by bylo vhodné vyvést např. rezistor  $R_{e6}$  jako externí a trimrem pak vždy dostavit nulové napětí vstupní svorky.

Zatímco u univerzálních tranzistorů (modely \$GENERIC\_N a \$GENERIC\_P) byl pokles proudového přenosu o 3 dB už při kmitočtech do 20 MHz, u tranzistorů z vysokofrekvenčního pole (modely NUHFARRY a PUHFARRY) se tento kmitočet posunul až nad 400 MHz.

Struktura proudového operačního zesilovače na obr. 2.5 vychází z bipolární struktury prvku CDBA [96] a struktury proudového konveju [99]. Prvek CDBA (Current Differencing Buffered Amplifier) je v podstatě speciální typ napět'ového konveju blíže popsany např. v [93]–[95], [97] a [98]. Vstupem jsou svorky **p** a **n**, které jsou součástí interního CDBA bloku. Obohacením koncového stupně proudového opakovače o další čtyři tranzistory pak získáme další dva výstupy. Spojením souhlasných výstupů pak můžeme získat výstup, kterým poteče dvakrát zesílený vstupní proud.

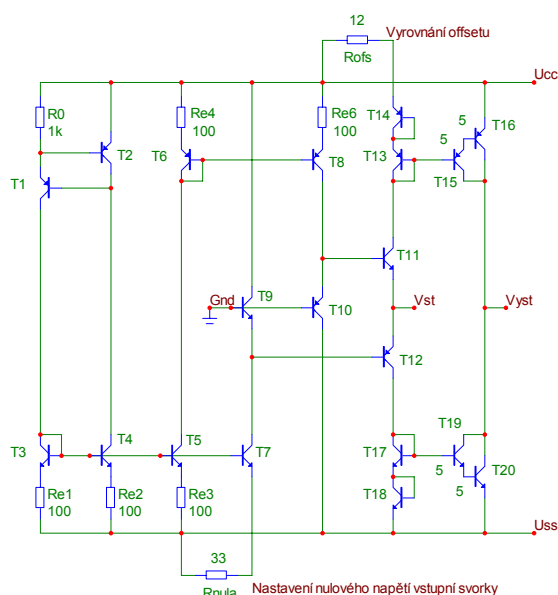


Obr. 2.5 Bipolární struktura vícevýstupového proudového zesilovače s diferencním vstupem CDMOCA

Ze simulací s tranzistory z vysokofrekvenčního pole (modely NUHFARRY a PUHFARRY) je patrné, že přidáním vstupního diferencního stupně a rozšířením počtu výstupních svorek se mírně zhoršily celkové kmitočtové vlastnosti obvodu. Kmitočet, kdy proudový přenos klesá o 3 dB, se posunul z cca 400 MHz na cca 250 MHz.

Aplikací proudového zrcadla s velkým proudovým zesílením (obr. 2.3) do struktury proudového zesilovače vznikla původní struktura proudového operačního zesilovače na obr. 2.6.





Obr. 2.6 Bipolární struktura navrženého proudového operačního zesilovače

Proudový operační zesilovač byl navržen s ohledem na kmitočtové vlastnosti. Jeho proudové zesílení otevřené smyčky není příliš velké, avšak celý obvod je jednoduchý a vyznačuje se dobrými kmitočtovými vlastnostmi, což dokazuje simulace navrženého proudového operačního zesilovače v zapojení neinvertujícího zesilovače se zpětnou vazbou s proudovým zesílením 3 (voleno  $R_1 = 60 \Omega$ ,  $R_2 = 20 \Omega$ ). Plochy přechodu tranzistorů T<sub>15</sub>, T<sub>16</sub>, T<sub>19</sub> a T<sub>20</sub> byly voleny jako pětinásobné ve srovnání s plochami ostatních tranzistorů. Obvod je vybaven nastavovacími prvky pro nastavení nulového vstupního napětí  $R_{nula}$  a stejnosměrného proudového offsetu  $R_{ofs}$ . Kmitočet, kdy proudový přenos klesá o 3 dB, je stejně jako u prvku BOCA cca 400 MHz.

### 3 FILTRY

#### 3.1 METODA NÁVRHU KMITOČTOVÉHO FILTRU

Často se při návrhu nových zapojení aktivních filtrů postupuje zkusmo nebo na základě analogií, či přidružených obvodů. Jako velmi výhodná se ze systémového hlediska jeví metoda autonomních obvodů [34], která se skládá z následujících kroků:

- navrhne autonomní obvod obsahující pouze obecné aktivní prvky GCMI a obecné pasivní prvky (admittance),
- vypočítáme charakteristickou rovnici (CE) tohoto obvodu,
- vhodnou volbou přenosových koeficientů se snažíme CE zjednodušit a upravit tak, aby byly splněny podmínky stability obvodu, tzn., že všechny členy musí být kladné,
- konkretizujeme pasivní prvky (admittance nahradíme rezistory nebo kapacitory),
- určíme umístění vstupních a výstupních svorek v obvodu při respektování toho, že proudové vstupy můžeme připojovat pouze do uzlů obvodu a proudovou odezvu můžeme sledovat pouze ve smyčkách,
- stanovíme hledané přenosové funkce.

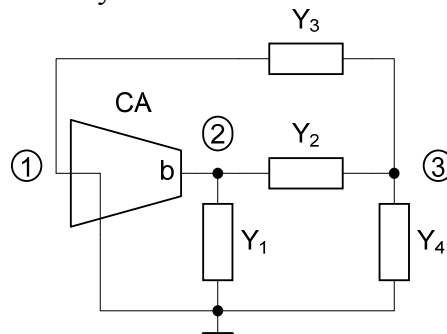
#### 3.2 JEDNODUCHÉ BIKVADY S JEDNÍM AKTIVNÍM PRVKEM PRACUJÍCÍ V ČISTÉM PROUDOVÉM MÓDU

První typy filtrů, které lze považovat za filtry pracující v čistém proudovém módu, lze nalézt v publikaci [70]. Nejsou takto sice přímo nazvány, ale lze je za ně považovat, neboť obsahují pouze proudové konvejory s uzemněnou napěťovou svorkou. Tato koncepce jednoduchého

bikvadu v proudovém módu [110], [117] a [118] je výhodná právě pro svou jednoduchost: obsahuje pouze jeden proudový zesilovač situovaný na vstupu bikvadu, čímž zajišťuje v ideálním případě nulový vstupní odpor. Jednotlivé bikvady se dají jednoduše kaskádně zřetězit bez dalších přizpůsobovacích článků.

Cílem této kapitoly bude návrh jednoduchého filtru druhého řádu – bikvadu pracujícího v proudovém módu. Jednoduchost se bude týkat zejména aktivních prvků. Naší snahou bude navrhnout bikvad s minimem aktivních prvků. Použijeme takové aktivní prvky, které můžeme zařadit do skupiny prvků pracujících v tzv. čistě proudovém módu, tj. mající pouze proudové vstupní a výstupní svorky. Nejjednodušší prvek, který takovému kritériu vyhovuje, je proudový zesilovač.

Tak jak bylo postupováno při návrhu univerzálních filtrů [81], [83] a [89] pracujících ve smíšeném módu, tak i prvním krokem návrhu jednoduchého filtru v proudovém módu bude stanovení autonomního obvodu. Při návrhu vyjdeme z jednoduchého autonomního obvodu (viz obr. 3.1) s jedním aktivním prvkem – proudovým zesilovačem se zesilením  $b$ .



Obr. 3.1 Autonomní obvod

Charakteristická rovnice takového obvodu je dána rovnicí:

$$D(p) = Y_1 Y_2 + Y_1 Y_3 + Y_1 Y_4 + Y_2 Y_3 + Y_2 Y_4 + b Y_2 Y_3. \quad (3.1)$$

V druhém kroku zvolíme vstup a výstup bikvadu. Při volbě vstupní svorky budeme vycházet z požadavku na (v ideálním případě) nulovou vstupní impedanci filtru pracujícího v proudovém módu. Jediný vhodný uzel vyhovující tomuto požadavku je uzel 1. Výstupní proud je optimální odebrat z uzemněné admittance, tedy v úvahu připadají  $Y_1$  a  $Y_4$ . Vyhodnotíme-li vztahy pro proud admittancemi  $Y_1$  a  $Y_4$ , získáme vztahy:

$$I(Y_1) = \frac{b Y_1 Y_2 + b Y_1 Y_3 + b Y_1 Y_4}{D(p)} I_{vst} \quad \text{a} \quad (3.2)$$

$$I(Y_4) = \frac{b Y_2 Y_4}{D(p)} I_{vst}. \quad (3.3)$$

Za jediný vhodný výstup lze považovat pouze proud tekoucí admittancí  $Y_4$ . U vztahu (3.2) totiž díky součtu více součinitelů v čitateli nelze docílit toho, aby byl nenulový pouze jeden z koeficientů  $a_0$ ,  $a_1$  a  $a_2$  přenosové funkce. Zvolíme-li tedy za výstup proud tekoucí admittancí  $Y_4$ , můžeme k admittanci  $Y_4$  připojit paralelně admittanci  $Y_5$ . Vznikne tak proudový dělič, kde poměrem těchto admittancí lze nastavovat přenos bikvadu v propustném pásmu  $K_0$ .

Na základě vztahu (3.3) můžeme navrhnout vzorový filtr typu dolní propust. Budeme volit vstupní požadavek na mezní kmitočet 1 MHz, Butterworthovu aproximaci (tedy koeficienty  $B_1 = 1,414$  a  $B_2 = 1$ ) [71]. Abychom docílili filtru typu dolní propust, musíme zvolit admittance následujícím způsobem  $Y_1 = pC_1$ ,  $Y_2 = 1/R_1$ ,  $Y_3 = pC_2$  a  $Y_4 = 1/R_2$ . Aby bylo možno docílit požadované jakosti obvodu, zvolíme zesílení proudového zesilovače  $b = -1$ .

Ve volbě návrhu hodnot součástek jsou dva stupně volnosti, proto volíme  $C_1 = 100$  pF a  $R_1 = 1$  k $\Omega$ . Výsledkem výpočtu v Maple jsou tyto hodnoty součástek  $C_2 = 203$  pF a  $R_2 = 1250$   $\Omega$ .

Abychom docílili filtr typu horní propust, musíme zvolit admitance následujícím způsobem  $Y_1 = 1/R_1$ ,  $Y_2 = pC_1$ ,  $Y_3 = 1/R_2$  a  $Y_4 = pC_2$ . Aby bylo možno docílit požadované jakosti obvodu, zvolíme zesílení proudového zesilovače  $b = -1$ .

Ve volbě návrhu hodnot součástek jsou dva stupně volnosti, proto volíme  $C_1 = 1$  nF a  $R_2 = 100$   $\Omega$ . Výsledkem výpočtu v Maple jsou tyto hodnoty součástek  $C_2 = 1,25$  nF a  $R_1 = 203$   $\Omega$ .

Při realizaci filtru typu pásmová propust máme dvě možnosti volby admitancí. Buď  $Y_1 = pC_1$ ,  $Y_2 = 1/R_1$ ,  $Y_3 = 1/R_2$  a  $Y_4 = pC_2$  (označme tuto variantu jako PPa) nebo  $Y_1 = 1/R_1$ ,  $Y_2 = pC_1$ ,  $Y_3 = pC_2$  a  $Y_4 = 1/R_2$  (označme tuto variantu jako PPb).

Aby bylo možno docílit požadované jakosti obvodu u varianty PPa, zvolíme zesílení proudového zesilovače  $b = 1$ . Pomocí algoritmu hledání minima – *Minimize* z balíku *Optimization* v programu Maple zjistíme, že hodnotu  $B_1 = 1,414$  nelze dosáhnout, lze se jí pouze přiblížit. Volíme tedy hodnotu  $B_1 = 1,45$ , pro kterou má ještě skript v Maple řešení. Ve volbě návrhu hodnot součástek jsou dva stupně volnosti, proto volíme  $C_1 = 100$  pF a  $R_2 = 100$   $\Omega$ . Výsledkem výpočtu v Maple jsou tyto hodnoty součástek  $C_2 = 2,43$  nF a  $R_1 = 2081$   $\Omega$ . V této konfiguraci s jedním proudovým zesilovačem je proudový přenos v propustném pásmu dán hodnotami součástek a v tomto případě je roven hodnotě 0,53.

Provedeme-li analýzu varianty PPb, pak při volbě zesílení proudového zesilovače  $b = 2$  můžeme volbou součástek nastavovat jak vyšší hodnoty jakosti  $Q$ , tak i požadovaný proudový přenos v propustném pásmu. Ve volbě návrhu hodnot součástek je jeden stupeň volnosti, proto volíme  $C_1 = 100$  pF. Výsledkem výpočtu v Maple jsou tyto hodnoty součástek  $C_2 = 200$  pF,  $R_1 = 1125$   $\Omega$  a  $R_2 = 375$   $\Omega$ .

### 3.3 FILTRY ELIMINUJÍCÍ VSTUPNÍ IMPEDANCI PROUDOVÉ VSTUPNÍ SVORKY

Velkým problémem je vstupní impedance proudové vstupní svorky aktivních prvků. Budeme-li tuto impedanci uvažovat, zjistíme, že se často významně promítá do přenosové funkce. Pokusíme se formulovat principy, dle kterých lze posoudit vliv této impedance na přenosové vlastnosti filtru, a popíšeme principy návrhu filtrů eliminujících vstupní impedanci proudových svorek.

Empiricky bylo zjištěno, že se především uplatňuje reálná složka vstupní impedance proudového zesilovače. Vliv této impedance budeme simulovat vložení rezistoru do vstupu proudového zesilovače ve filtru vycházejícího z autonomního obvodu na obr. 3.1. Vložení rezistoru  $R_x$  do vstupu proudového zesilovače  $1CA$  se vztahy (3.1), (3.2) a (3.3) změní. Pro snadnější vyjádření vlivu této vstupní impedance zavedeme i následující substituce  $C_1$ ,  $M_1$ ,  $C_4$ ,  $M_4$  a  $N$ :

$$D'(p) = D(p) + R_x Y_3 (Y_1 Y_2 + Y_1 Y_4 + Y_2 Y_4) = D(p) + N(p), \quad (3.4)$$

$$I'(Y_1) = \frac{b Y_1 Y_2 + b Y_1 Y_3 + b Y_1 Y_4 - R_x Y_1 Y_2 Y_3}{D'(p)} I_{vst} = \frac{C_1(p) + M_1(p)}{D(p) + N(p)} I_{vst} \quad \text{a} \quad (3.5)$$

$$I'(Y_4) = \frac{b Y_2 Y_4 - R_x Y_3 Y_4 (Y_1 + Y_2)}{D'(p)} I_{vst} = \frac{C_4(p) + M_4(p)}{D(p) + N(p)} I_{vst}. \quad (3.6)$$

Platí tedy následující vztahy:

$$\frac{I(Y_1)}{I_{vst}} = \frac{C_1(p)}{D(p)} \quad \text{a} \quad (3.7)$$

$$\frac{I(Y_4)}{I_{vst}} = \frac{C_4(p)}{D(p)}. \quad (3.8)$$

Abychom mohli kvalifikovaně vyšetřovat vliv vstupní impedance proudového zesilovače, vyjádříme proudové přenosy po zavedení vstupní impedance jako funkce přenosu filtru bez uvažované vstupní impedance s využitím výše uvedených substitucí. Po úpravách lze napsat:

$$\frac{I'(Y_1)}{I_{vst}} = \frac{I(Y_1)}{I_{vst}} \cdot \frac{D(p)}{D'(p)} + \frac{M_1(p)}{D'(p)} \quad \text{a} \quad (3.9)$$

$$\frac{I'(Y_4)}{I_{vst}} = \frac{I(Y_4)}{I_{vst}} \cdot \frac{D(p)}{D'(p)} + \frac{M_4(p)}{D'(p)}. \quad (3.10)$$

Z výše uvedených vztahů vyplývá, že uvažováním vstupní impedance proudového zesilovače se zavádí jak multiplikativní chyba – označme ji jako  $X_M(p)$  ( $X_M(p) = D(p)/D'(p)$ ), tak aditivní chyba – označme ji jako  $X_A(p)$  ( $X_A(p) = M_1(p)/D'(p)$  resp.  $X_A(p) = M_4(p)/D'(p)$ ).

Naši snahou je, aby multiplikativní koeficient byl ideálně roven jedné a byl v oblasti pracovních kmitočtů konstantní – pak se vlastně chyba neprojeví. Stejně tak se neprojeví aditivní koeficient, když bude ideálně roven nule a bude v oblasti pracovních kmitočtů konstantní.

### 3.3.1 Vliv vstupního odporu proudové svorky na přenos filtru typu dolní propust

Příklad takové aditivní a multiplikativní chyby lze uvést na následujícím příkladu. Budeme vycházet z příkladu bikvadu typu dolní propust v proudovém módu.

Ze simulací je patrné, že vstupní odpor proudového zesilovače nepříznivě ovlivňuje přenos filtru na vyšších kmitočtech. Od určitého kmitočtu, který se mění s velikostí vstupního odporu, přestává totiž proudový přenos klesat se strmostí 40 dB/dek.

Nyní se podíváme blíže na zmiňovanou multiplikativní a aditivní chybu. Proudový přenos filtru s uvažováním vstupního odporu proudového zesilovače je dán vztahem:

$$K_I = \frac{b - pR_X C_2 - p^2 R_X R_1 C_1 C_2}{1 + p \cdot (R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_2 C_2 + bR_2 C_2 + R_X C_2) + p^2 \cdot (R_1 R_2 C_1 C_2 + R_X R_1 C_1 C_2 + R_X R_2 C_1 C_2)}. \quad (3.11)$$

Hodnotu  $D'(p)$  určíme ze vztahu (3.11):

$$D'(p) = 1 + p \cdot (R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_2 C_2 + bR_2 C_2 + R_X C_2) + p^2 \cdot (R_1 R_2 C_1 C_2 + R_X R_1 C_1 C_2 + R_X R_2 C_1 C_2). \quad (3.12)$$

Hodnotu  $D(p)$  pak vyjádříme z  $D'(p)$  dosazením  $R_X = 0$ :

$$D(p) = 1 + p \cdot (R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_2 C_2 + bR_2 C_2) + p^2 \cdot (R_1 R_2 C_1 C_2), \quad (3.13)$$

Jako poslední bude třeba vyjádřit hodnotu  $M(p)$  ze vztahu (3.11):

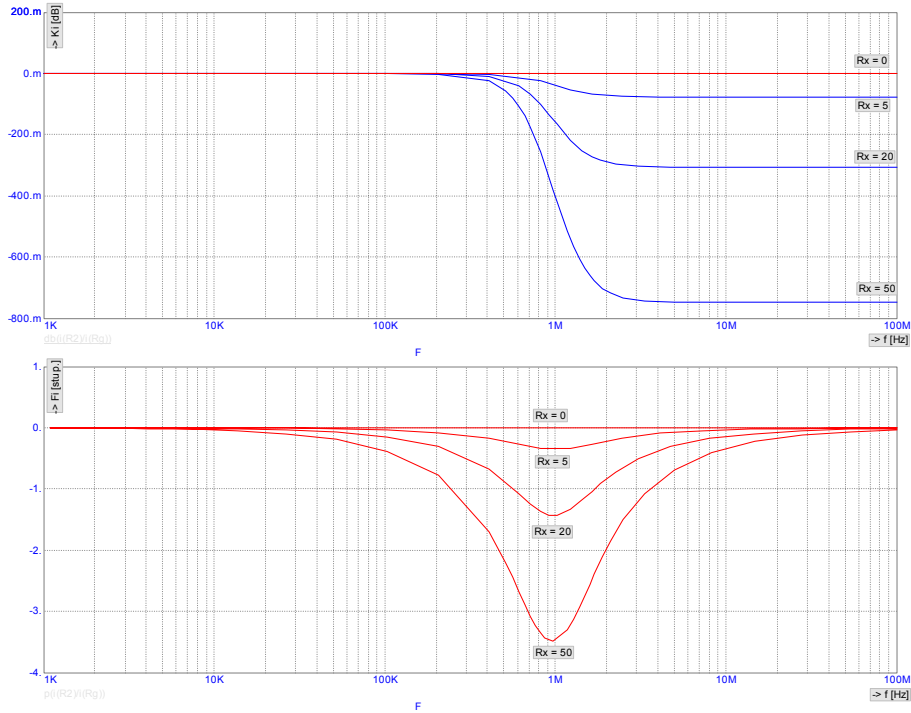
$$M(p) = -pR_X C_2 - p^2 R_X R_1 C_1 C_2, \quad (3.14)$$

Rekapitulací výše uvedených vztahů získáme výsledné vztahy pro multiplikativní a aditivní chybu:

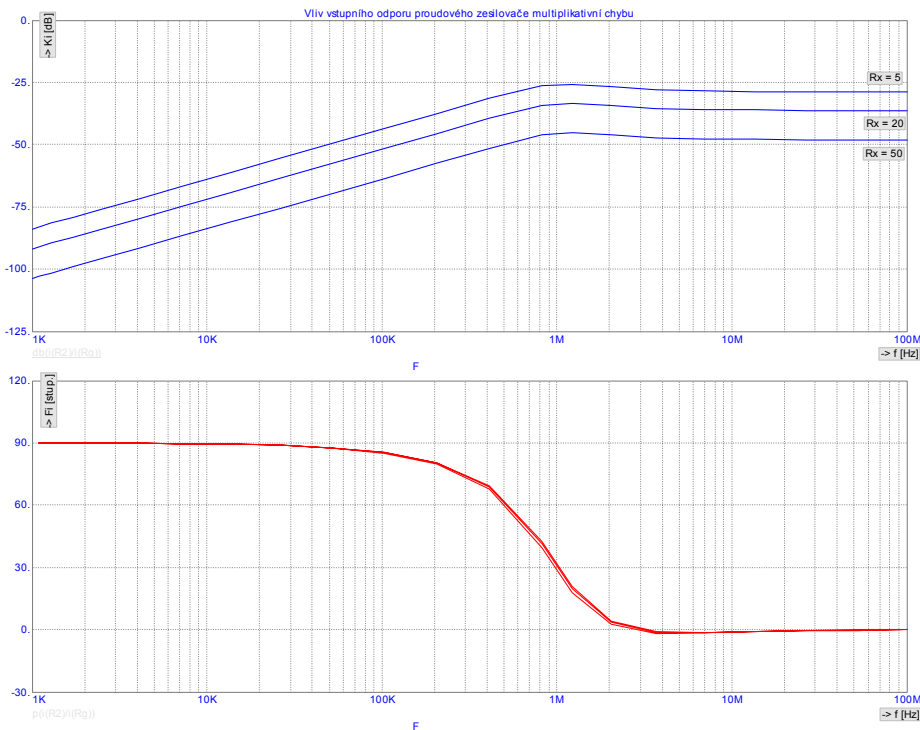
$$X_M(p) = \frac{1 + p \cdot (R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_2 C_2 + bR_2 C_2) + p^2 \cdot (R_1 R_2 C_1 C_2)}{1 + p \cdot (R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_2 C_2 + bR_2 C_2 + R_X C_2) + p^2 \cdot (R_1 R_2 C_1 C_2 + R_X R_1 C_1 C_2 + R_X R_2 C_1 C_2)}, \quad (3.15)$$

$$X_A(p) = \frac{-pR_X C_2 - p^2 R_X R_1 C_1 C_2}{1 + p \cdot (R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_2 C_2 + bR_2 C_2 + R_X C_2) + p^2 \cdot (R_1 R_2 C_1 C_2 + R_X R_1 C_1 C_2 + R_X R_2 C_1 C_2)}. \quad (3.16)$$

Dosažením konkrétních hodnot součástek filtru a volbou vstupního odporu proudového zesilovače  $R_X = 20 \Omega$  získáme modul a fázi multiplikativní chyby (obr. 3.2) a aditivní chyby (obr. 3.3) přenosu. Pro simulaci těchto chyb použijeme v programu MicroCap komponentu LFIOfl umožňující simulovat přenosovou funkci zadanou v operátorovém tvaru.



Obr. 3.2 Modul a fáze multiplikativní chyby přenosu



Obr. 3.3 Modul a fáze aditivní chyby přenosu

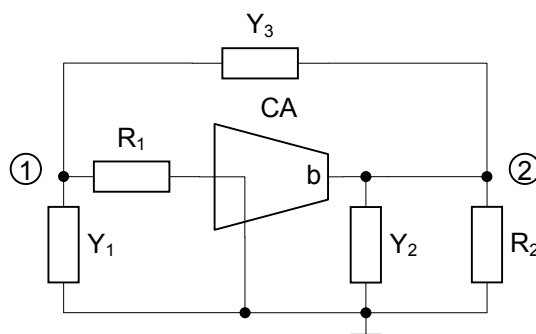
Z výše uvedených kmitočtových závislostí lze učinit závěr, že fáze multiplikativní chyby se neprojeví – je velmi malá, stejně tak fáze aditivní chyby, ta se sice blíží  $90^\circ$ , avšak v oblasti kmi-

točtů, kde je modul této chyby malý. V oblasti kmitočtů, kde se začíná aditivní chyba projevovat, se už blíží  $0^\circ$ . Modul multiplikatívni chyby působí na snížení proudového přenosu filtru, ale až od mezního kmitočtu, což nám nevádí. Hlavní a zásadní položkou, která ovlivňuje celkové chování filtru, je tedy modul aditivní chyby. Ten způsobuje to, že filtr na vyšších kmitočtech, kdy by měl jeho přenos klesat strmostí 40 dB/dek., má konstantní přenos daný právě aditivní chybou. Její vliv začíná být markantní od kmitočtů, kdy je modul přenosu filtru, kde neuvažujeme vstupní odpor proudového zesilovače, srovnatelný s aditivní chybou.

### 3.3.2 Eliminace odporu proudové svorky

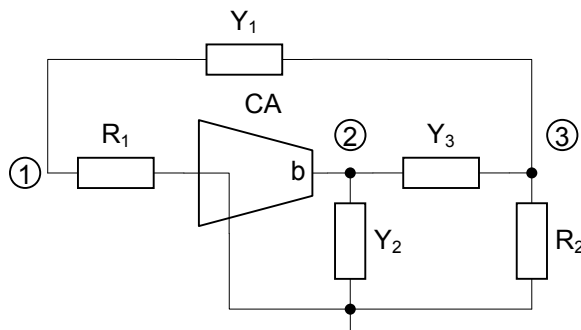
Tento nepříznivý vliv vstupního odporu proudového zesilovače na celkové vlastnosti filtru nás vede k tomu, abychom se pokusili tento odpor nějak eliminovat. Nabízí se řešení pokusit se navrhnout takovou topologii, kde do uzlu na vstupní svorce vstupuje pouze jedna větev a v této větvi je zařazen rezistor. Požadovanou vypočítanou hodnotu odporu pak můžeme snadno rozdělit mezi rezistor a vnitřní odpor proudového zesilovače, neboť tyto jsou zapojeny v sérii.

Jako vhodný kandidát pro realizaci filtrů typu dolní propust eliminující vstupní odpor proudového zesilovače byl nalezen autonomní obvod na obr. 3.4. Kritériem byla tedy skutečnost, že do vstupní svorky proudového zesilovače musí vstupovat pouze rezistor, aby bylo možné jej snížit o vstupní odpor proudového zesilovače. Dalším kritériem pak bude to, že výstupní proud můžeme odebírat pouze ve větvi s rezistorem, aby tento pak mohl být opět snížen o vstupní odpor navazujícího proudového zesilovače.



Obr. 3.4 Výchozí autonomní obvod pro návrh filtru typu dolní propust eliminující vstupní odpor proudového zesilovače

Jako vhodný kandidát pro realizaci filtrů typu horní propust byl nalezen autonomní obvod na obr. 3.5. Kritéria týkající se vstupní svorky proudového zesilovače a větve, kde bude odebírán výstupní proud, jsou stejná jako u předchozího autonomního obvodu uvedeného na obr. 3.4.



Obr. 3.5 Výchozí autonomní obvod pro návrh filtru typu horní propust eliminující vstupní odpor proudového zesilovače

V obou případech budeme budit filtr proudem do uzlu 1 a výstup budeme odebírat z větve, ve které je zapojen rezistor  $R_2$ . Vztahy pro přenos pak budou následující:

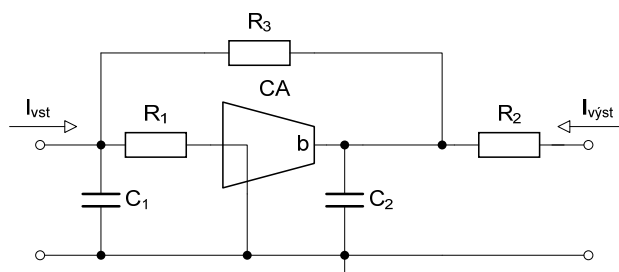
$$\text{pro DP: } \frac{I(R_2)}{I_{vst}} = \frac{b - R_1 Y_3}{1 + R_1 Y_1 + R_2 Y_2 + (R_1 + R_2 + b R_2) Y_3 + R_1 R_2 (Y_1 Y_2 + Y_1 Y_3 + Y_2 Y_3)} \quad \text{a} \quad (3.17)$$

$$\text{pro HP: } \frac{I(R_2)}{I_{vst}} = - \frac{R_1 Y_1 Y_2 + R_1 Y_1 Y_3 - b Y_3}{Y_2 + Y_3 + (R_1 + R_2 + b R_2) Y_1 Y_2 + R_2 Y_1 Y_3 + R_2 Y_2 Y_3 + R_1 R_2 Y_1 Y_2 Y_3}. \quad (3.18)$$

Jednotlivé admittance pak zvolíme následujícím způsobem. Pro filtr typu dolní propust volíme  $Y_1 = pC_1$ ,  $Y_2 = pC_2$ ,  $Y_3 = 1/R_3$ . Stejně tak pro filtr typu horní propust volíme  $Y_1 = pC_1$ ,  $Y_2 = 1/R_3$  a  $Y_3 = pC_2$ . Zde však musí navíc platit rovnost  $R_1 C_1 = b C_2 R_3$ , aby vypadl v čitateli člen s  $p^1$ .

Dolní propust na obr. 3.6 pak bude mít proudový přenos:

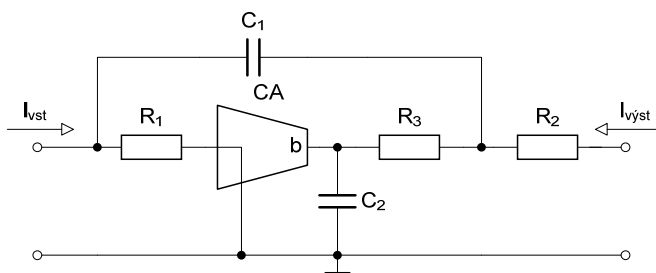
$$K_I(p) = \frac{b R_3 - R_1}{R_1 + R_2(b+1) + R_3 + p(R_1 R_2 C_1 + R_1 R_2 C_2 + R_1 R_3 C_1 + R_2 R_3 C_2) + p^2 R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}, \quad (3.19)$$



Obr. 3.6 Dolní propust eliminující vstupní odpor proudového zesilovače

Vyjádříme-li hodnotu  $R_1$  ze vztahu  $R_1 C_1 = b C_2 R_3$ , horní propust na obr. 3.7 pak bude mít proudový přenos:

$$K_I(p) = - \frac{p^2 b R_3^2 C_2^2}{1 + p((b+1)R_3 C_2 + R_2 C_1 + R_2 C_2) + p^2((b+1)R_2 R_3 C_1 C_2 + b R_3^2 C_2^2 + b R_2 R_3 C_2^2)}, \quad (3.20)$$



Obr. 3.7 Horní propust eliminující vstupní odpor proudového zesilovače

### 3.4 FILTRY SE DVĚMA AKTIVNÍMI PRVKY

Ukazuje se, že možnosti realizací filtrů v čistém proudovém módu pouze s jedním prvkem jsou omezené. Byly proto zkoumány možnosti realizací filtrů se dvěma aktivními prvky a čtyřmi pasivními prvky. Při této analýze jsme se zaměřili na prvky GCMI, což je speciální případ dvouvýstupového proudového zesilovače MOCA, jehož proudové přenosy mohou nabývat pouze hodnot  $+1$  nebo  $-1$ , tak jak to bylo popsáno v kapitole 2.1.

Nejnáročnější úlohu představuje návrh autonomního obvodu, proto bylo naší snahou nějakým způsobem tento úkol efektivně algoritmizovat. Obvykle se i v tomto případě postupuje intuitivně, mnohem výhodnější však je vyjít z obecné admitanční sítě připojené ke dvěma prvkům GCMI.

Obvody se dvěma aktivními prvky jsou pro návrh zajímavé, protože pomocí nich lze snadno řešit filtr 2. řádu, často pro vlastní realizaci dostačují pouze 4 pasivní prvky a dále je zpravidla možné realizovat v rámci jednoho obvodu více typů filtru (obvod je pak multifunkční).

## 4 PŘEVODNÍKY PRO VZÁJEMNÝ PŘEVOD ANALOGOVÝCH A DIGITÁLNÍCH SIGNÁLŮ V PROUDOVÉM MÓDU

### 4.1 A/D PŘEVODNÍKY V PROUDOVÉM MÓDU

#### 4.1.1 Algoritmický převodník pracující v proudovém módu

Myšlenka tohoto převodníku vychází z algoritmického převodníku uvedeného v [76]. Oproti komparačnímu převodníku není potřeba  $2^N$  komparátorů, ale pouze  $N$  komparátorů, kde  $N$  je počet bitů. Stejně tak odpadá nutnost použití převodníku kódu z 1 z m na binární kód. Nevýhodou však je potřeba distribuce vstupního proudu a jednotlivých referenčních proudů do příslušných komparátorů – je tedy třeba větší množství proudových zrcadel. Princip tohoto komparátoru je založen na porovnávání vstupního proudu s pomocnými proudy, který si označíme jako  $I_1, I_2, \dots, I_N$ . Výstupem komparátorů pak bude výstupní slovo  $D$  složené z  $N$  bitů označených  $B_0, B_1, \dots, B_{N-1}$ . Označme  $B_0$  jako nejvíce významný bit (MSB) a  $B_N$  jako nejméně významný bit (LSB). Pro výstupní slovo pak bude platit následující vztah:

$$\frac{D}{D_{\max}} = \frac{I_{\text{vst}}}{I_{\text{ref}}} = B_0 \frac{1}{2^1} + B_1 \frac{1}{2^2} + \dots + B_{N-1} \frac{1}{2^N}. \quad (4.1)$$

Jednotlivé proudy pak budou postupně vyhodnoceny dle následujícího algoritmu:

$$I_0 = \frac{I_{\text{ref}}}{2}, B_0 = 1, \text{ když } I_{\text{vst}} > I_0, \text{ jinak } B_0 = 0 \quad (4.2)$$

$$I_1 = \frac{I_{\text{ref}}}{2} B_0 + \frac{I_{\text{ref}}}{2^2}, B_1 = 1, \text{ když } I_{\text{vst}} > I_1, \text{ jinak } B_1 = 0 \quad (4.3)$$

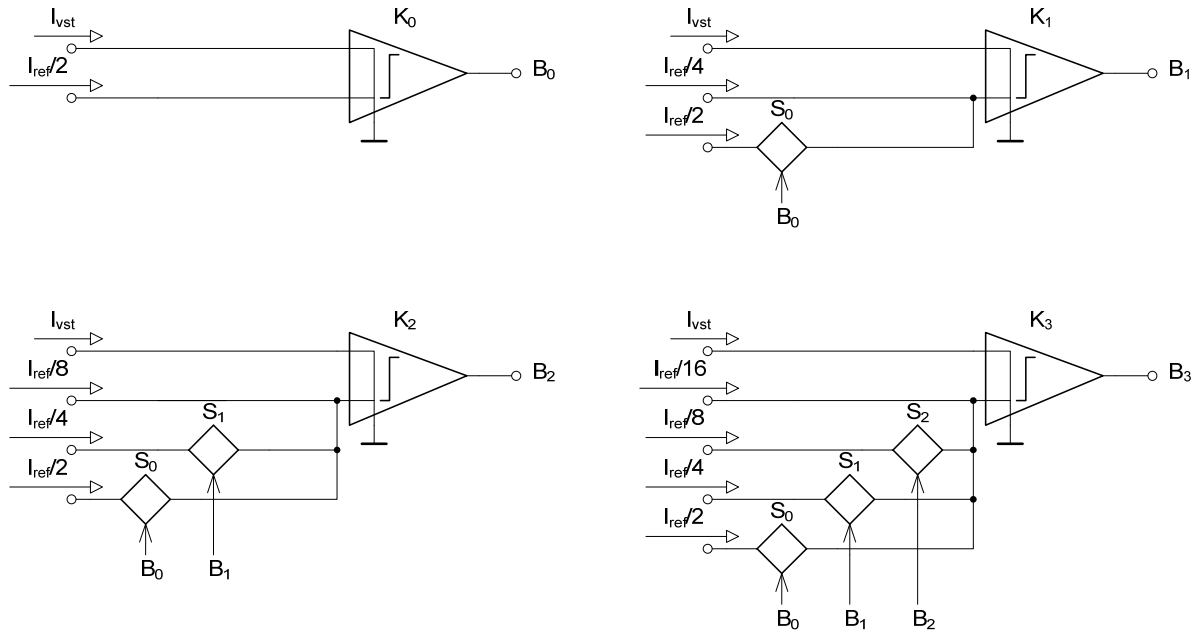
$$I_2 = \frac{I_{\text{ref}}}{2} B_0 + \frac{I_{\text{ref}}}{2^2} B_1 + \frac{I_{\text{ref}}}{2^3}, B_2 = 1, \text{ když } I_{\text{vst}} > I_2, \text{ jinak } B_2 = 0 \quad (4.4)$$

...

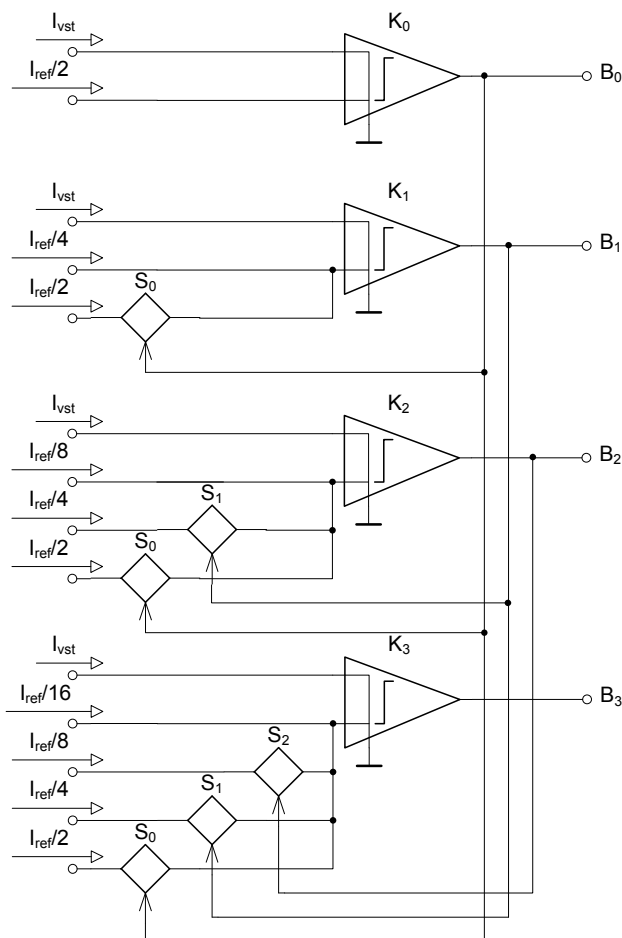
$$I_{N-1} = \sum_{i=0}^{N-2} \frac{I_{\text{ref}}}{2^{i+1}} B_i + \frac{I_{\text{ref}}}{2^N}, B_{N-1} = 1, \text{ když } I_{\text{vst}} > I_{N-1}, \text{ jinak } B_{N-1} = 0 \quad (4.5)$$

Příklad takového čtyřbitového převodníku je ukázán na obr. 4.1, kde jsou blokově zakresleny jednotlivé bloky určující příslušné bity, spojením pak vznikne obvod na obr. 4.2.





Obr. 4.1 Blokové zapojení jednotlivých stupňů algoritického převodníku A/D v proudovém módu



Obr. 4.2 Celkové blokové zapojení algoritického převodníku A/D v proudovém módu

Pro distribuci vstupního proudu bude použito proudové zrcadlo s více výstupy, pro distribuci referenčního proudu bude také použito zrcadlo s více výstupy. Tyto výstupy pak budou váhované pomocí rozdílných velikostí tranzistorů [75] (referenční velikost je označena jako A).

Pro výstupní slova jednotlivých A/D převodníků budou platit následující vztahy:

$$\frac{D_1}{D_{\max}} = \frac{I_{vst}}{I_{ref}} = B_0 \frac{1}{2^1} + B_1 \frac{1}{2^2} + B_2 \frac{1}{2^3} + B_3 \frac{1}{2^4}, \quad (4.6)$$

$$\frac{D_2}{D_{\max}} = \frac{I_{AD2}}{I_{ref}} = B_4 \frac{1}{2^1} + B_5 \frac{1}{2^2} + B_6 \frac{1}{2^3} + B_7 \frac{1}{2^4}, \quad (4.7)$$

$$\frac{D_3}{D_{\max}} = \frac{I_{AD3}}{I_{ref}} = B_8 \frac{1}{2^1} + B_9 \frac{1}{2^2} + B_{10} \frac{1}{2^3} + B_{11} \frac{1}{2^4}. \quad (4.8)$$

Dosaďme-li následující vztahy

$$I_{AD2} = (I_{vst} - I_{DA1}) \cdot 2^4, \quad (4.9)$$

$$I_{AD3} = (I_{AD2} - I_{DA2}) \cdot 2^4 = ((I_{vst} - I_{DA1}) \cdot 2^4 - I_{DA2}) \cdot 2^4 \quad (4.10)$$

do předchozích rovnic a vyjádříme-li celkové slovo v závislosti na vstupním proudu, získáme:

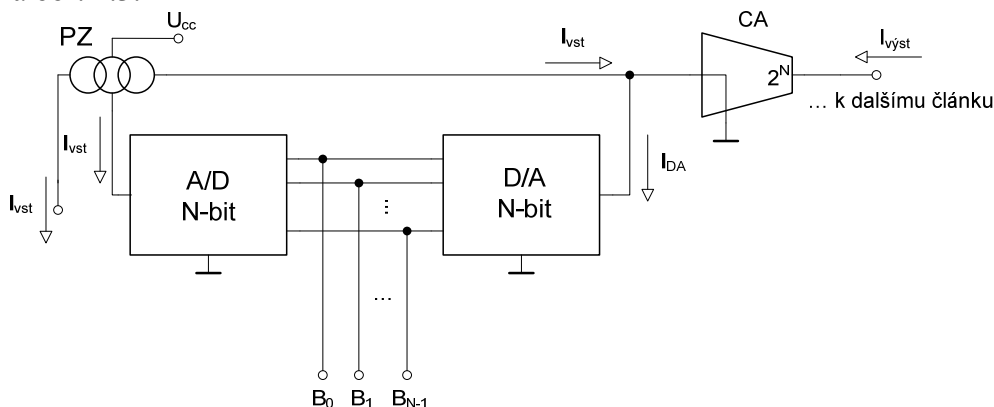
$$\frac{D}{D_{\max}} = \frac{I_{vst}}{I_{ref}} = \frac{D_1}{D_{\max}} + \frac{D_2}{D_{\max}} \frac{1}{2^4} + \frac{D_3}{D_{\max}} \frac{1}{2^4} \frac{1}{2^4}. \quad (4.11)$$

Úpravou a dosazením vztahů (4.6) až (4.8) do rovnice (4.11) získáme výsledný vztah pro výstupní slovo takto zřetězeného převodníku:

$$\frac{D}{D_{\max}} = B_0 \frac{1}{2^1} + B_1 \frac{1}{2^2} + B_2 \frac{1}{2^3} + B_3 \frac{1}{2^4} + B_4 \frac{1}{2^5} + B_5 \frac{1}{2^6} + B_6 \frac{1}{2^7} + B_7 \frac{1}{2^8} + B_8 \frac{1}{2^9} + B_9 \frac{1}{2^{10}} + B_{10} \frac{1}{2^{11}} + B_{11} \frac{1}{2^{12}}. \quad (4.12)$$

#### 4.1.2 Sériové zřetězení algoritmických převodníků pracujících v proudovém módu

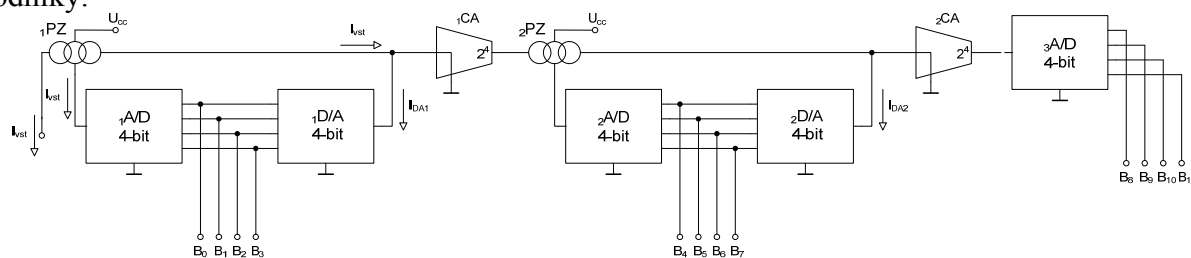
Budeme-li uvažovat N-bitový algoritmický A/D převodník uvedený v předcházející kapitole jako celek, lze nalézt zapojení, kterým lze rozšířit velikost výstupního slova. Jeden článek tohoto zřetězení je na obr. 4.3.



Obr. 4.3 Jeden článek sériového zřetězení algoritmických převodníků

Proudové zrcadlo (PZ) na vstupu slouží k distribuci vstupního proudu jak do A/D převodníku, tak do vstupu proudového zesilovače, kde se od něj odečte proud \$I\_{DA}\$. Použitý proudový zesilovač (CA) rozdílového signálu lze snadno realizovat pomocí proudového zrcadla s rozdílnými veli-

kostmi tranzistorů [75]. Při zřetězení platí pravidlo, že poslední článek bude obsahovat pouze A/D převodník, protože již není třeba připravovat zesílený rozdílový signál pro další článek. Na obr. 4.4 je příklad rozšíření A/D převodníku na 12 bitů pomocí tří článků obsahujících čtyřbitové převodníky.



Obr. 4.4 Příklad trojnásobného sériového zřetězení čtyřbitových algoritmických převodníků

## 4.2 D/A PŘEVODNÍKY V PROUDOVÉM MÓDU

### 4.2.1 ČAP s proudovými zdroji

Princip číslicově-analogového převodníku s proudovými zdroji je podrobněji popsán v habilitační práci. Vstupní kódová skupina signálu se uloží do paměti, paralelní kód přejde do ovladače spínačů. Na začátku dekódování jsou všechny spínače rozpojeny, po příchodu kódové skupiny se ty spínače, na jejichž místě je ve skupině jednička, sepnou a ty, na jejichž místě je nula, zůstanou rozpojeny. Váhy proudů jsou v poměru  $1/2, 1/4, 1/8, 1/16 \dots$ . Součtový spínač sečte dílčí proudy [77]. Nespornou výhodou je skutečnost, že se tolik neuplatňuje odpor spínačů v sepnutém stavu, je-li výstupní odpor zdroje normálových proudů dostatečně velký.

## 5 ZÁVĚR

V práci byla provedena řada dílčích zkoumání v oblasti proudového zpracování signálu, a to jak v oblasti ryze analogových obvodů, tak i v oblasti obvodů smíšených – převodníků A/D a D/A.

V oblasti analogových obvodů jsem navrhl terminologii pro aktivní prvky vhodné pro realizaci obvodů pracujících v tzv. čistém proudovém módu. Základem je proudový zesilovač s konečným zesílením (CA) nebo operační zesilovač s ideálně nekonečným zesílením (COA). Dle počtu a povahy výstupních svorek pak může jít o prvky BOCA nebo MOCA. Byl definován diferenční proudový vstup označovaný jako CDCA. Na základě pravidel o přidružených obvodech byla nalezena zapojení proudového zesilovače jako invertující, neinvertující zesilovač, integrátor či derivátor.

Při návrhu a zkoumání obvodů pracujících v proudovém módu byly navrženy dílčí metody vedoucí k bližšímu poznání těchto obvodů. Byla matematicky odvozena metoda pro měření vstupní impedance obvodu, kdy neznáme stejnosměrný offset vstupní svorky. Lze tak při připojení generátoru pomocí dvoukanálového osciloskopu zjistit modul i fázi vstupní impedance. Další metodou bylo vyhodnocení maximální jakosti blikvu tak, aby byl realizovatelný pomocí reálných součástek. Tak například u pasivní dolní propusti bylo touto metodou ukázáno, že jakost  $Q < 0,5$ . Touto metodou pak byly analyzovány blikvady v proudovém módu. Ukázalo se, že realizovatelnost těchto blikvadů jen do omezené velikosti jakosti  $Q$  je u filtrů v čistém proudovém módu velká častá a je tedy třeba toto omezení důsledně zkoumat.

Jako základní stavební prvek pro obvody pracující v čistém proudovém módu byl stanoven proudový zesilovač. Bylo ukázáno, jak jej lze realizovat pomocí stávajících netradičních aktivních prvků. Bylo také nalezeno zapojení s dvěma proudovými konvejory umožňující realizovat proudový operační zesilovač – tedy proudový zesilovač s ideálně nekonečným proudovým zesílením.

Část práce byla věnována proudovým zrcadlům. V rámci těchto prací se podařilo nalézt metodu snižující vstupní odpor proudového zrcadla aplikovatelnou na všechny známé typy proudových zrcadel. Toto vylepšení spočívá v přidání dvou pomocných tranzistorů realizujících zpětnou vazbu a snižujících tak vstupní impedanci při teoretických simulacích až téměř o dva řády. Funkce byla také ověřena měřením s velmi dobrými výsledky. Pro potřeby dalšího využití tohoto zapojení byl nalezen model vstupní impedance takto upraveného zrcadla, který je reprezentován sériovou kombinací odporu  $R_S = 0,8 \Omega$  a indukčnosti  $L_S = 3,5 \text{ nH}$ . Zabýval jsem se proudovými zrcadly, které mají velký proudový přenos a byly by vhodné pro realizaci proudových operačních zesilovačů. Podařilo se mi nalézt konfiguraci, kde je proudový přenos relativně velký a je hlavně na rozdíl od stávajícího řešení s emitorovým odporem velmi málo závislý na velikosti vstupního proudu.

Vzhledem k tomu, že proudové zesilovače se přímo komerčně nevyrábějí, byly mezi komerčně dostupnými obvody hledány takové, které by bylo možno použít jako proudové zesilovače. Byly nalezeny dva obvody – proudová násobička EL 2082 od výrobce Elantec a zesilovač s proudovou zpětnou vazbou AD 844 od výrobce Analog Devices, jehož byla využita pouze vstupní část.

Na základě předchozích poznatků byly navrženy vnitřní struktury proudových zesilovačů, a to i s diferenčním proudovým vstupem a vícenásobným výstupem. Navrhl jsem vnitřní strukturu jednoduchého proudového operačního zesilovače, který při zapojení zpětné proudové vazby nastavené na malé hodnoty proudového zesílení dosahuje velmi dobrých kmitočtových vlastností.

Na poli filtrů byla navržena zapojení s jedním i dvěma aktivními prvky. Při návrhu byla použita technika autonomních obvodů. Podařilo se nám nalézt i několik řešení s pouze jedním aktivním prvkem a navíc přitom i se vstupem do uzlu s nulovým potenciálem, což je ideální při kaskádním spojení více takovýchto obvodů bez nutnosti použít oddělovací člen.

Zkoumání vlivu nežádoucího odporu vstupní napěťové svorky ukázalo, že stejně jako u obvodů s proudovými konvejory, tak i u obvodů s proudovými zesilovači má tento odpor velký vliv na celkové vlastnosti obvodu. Na příkladu navržených filtrů byl podrobně analyzován vliv vstupního odporu proudového zesilovače na deformaci kmitočtových charakteristik filtru. Ukázalo se, že jedno navržené řešení pásmové propusti je velmi odolné vůči tomuto odporu. Pro ostatní případy, kdy byl tento vliv výrazný, jsme našli dvě řešení – jedno vede na snižování vstupního odporu aktivních prvků volbou např. zlepšených proudových zrcadel a druhé řešení vede na takovou topologii obvodu, kde v sérii s vstupní proudovou svorkou je pouze rezistor, jehož odpor pak může být snížen o hodnotu nežádoucího odporu vstupní proudové svorky.

V oblasti převodu signálu A/D a D/A byly aplikovány techniky proudového módu do vnitřních struktur převodníků. Jako základní stavební prvek A/D převodníků byl použit proudový komparátor, který porovnává vstupní proud s referenčním proudem. Výstupem je pak binární hodnota. Transformací napěťového algoritického převodníku do proudového módu byl navržen proudový algoritický převodník, který neobsahuje sekvenční obvody, dal by se tedy zařadit do rodiny tzv. flash převodníků. Na rozdíl od klasických komparačních převodníků nepotřebuje  $2^N$  komparátorů, ale jen  $N$  komparátorů, doba ustálení převodníku je však větší, protože signál musí projít postupně všemi komparátory. Jako zástupce převodníků se sekvenčními obvody byl navržen převodník s postupnou aproximací pracující v proudovém módu. Realizace převodníku D/A v proudovém módu je mnohem snadnější než v napěťovém módu. Podstatou je spínat váhované zdroje proudu. Výstupní proud je pak dán součtem těchto proudů.

## Použitá literatura

- [1] TOUMAZOU, C., LINGEY, F. J.: Analogue IC design: the current-mode approach, Peter Peregrinus Ltd., London, 1998.
- [2] BIOLEK, D., GUBEK, T.: Nové obvodové prvky pro zpracování signálů v proudovém módu, [www.elektrorevue.cz](http://www.elektrorevue.cz) [online], 2004.
- [3] SMITH, K. C., SEDRA, A.: The current conveyor: a new circuit building block. IEEE Proc. 1968, Vol. 56, pp. 1368–1369.
- [4] SEDRA, A., SMITH, K. C.: A second-generation current conveyor and its application, IEE Trans. Circuit Theory, 1970, pp. 132–134.
- [5] SVOBODA, J. A., MCGORY, L., WEBB, S.: Applications of commercially available conveyor. Int. J. Electronics, 1990, Vol. 70, No. 1, pp. 159–164.
- [6] FABRE, A.: Third-generation current conveyor: a new helpful active element, Electronic Letters, 1995, Vol. 31, No. 5, pp. 338–339.
- [7] AWAD, I. A., SOLIMAN, A. M.: Inverting second-generation current conveyor: the missing building block, CMOS realization and applications. Int. J. Electronics, 1999, Vol. 86, No. 4, pp. 413–432.
- [8] ELWAN, H. O., SOLIMAN, A. M.: A novel CMOS current conveyor realization with an electronically tunable current mode filter suitable for VLSI. IEEE Trans. Circuits and Systems – II: Analog and Digital Signal Processing, 1996, Vol. 43, No. 9, pp. 663–670.
- [9] GÜNES, E. O., ANDAY, F.: Realization of current-mode universal filter using CFCCIIps. Electronics Letters, 1996, Vol. 32, No. 12, pp. 1061–1082.
- [10] SEDRA, A. S., ROBERTS, G. W., GOHH, F.: The current conveyor: history, progress and new results. IEE Proceedings, Vol. 137, Pt. G., No. 2, April 1990, pp. 78–87.
- [11] ABDUELMA'ATTI, M. T., TASADDUQ, N. A.: New current-mode current controlled conveyors and their applications. Int. J. Electronics, 1998, Vol. 85, No. 4, pp. 483–488.
- [12] BARTHÉLEMY, H., FABRE, A.: A second-generation current-controlled conveyor with negative intrinsic resistance. IEEE Transactions on Circuits and Systems – I: fundamental theory and applications, 2002, Vol. 49, No. 1, pp. 63–69.
- [13] Élantec DataSheet. EL2082C. Milpitas CA 95035, 1996.
- [14] ELWAN, H. O., SOLIMAN, A. M.: Novel CMOS differential voltage current conveyor and its application. IEE Proc. – Circuits Devices Syst., 1997, Vol. 144, No. 3, pp. 195–200.
- [15] BEČVÁŘ, D., VRBA, K., MUSIL, V.: Universal Current Conveyor – CMOS Implementation. Proc. Electronic Devices and Systems), Czech Republic, 2000, pp. 272–278.
- [16] KOUDAR, I., VRBA, K.: Current conveyor structure With extra low x terminal input impedance. Internet Journal Electronics Lettes.com 2002, ISSN 1213-161X.
- [17] ACAR, C., OZOGUZ, S.: A new versatile building block: Current Differencing Buffered Amplifier suitable for analog signal-processing filters, Microelectronics Journal, Vol. 30, 1999, pp. 157–160.
- [18] ÖZCAN, S., TOKER, A., ACAR, C., KUNTMAN, H., ÇIÇEKOGLU, O.: Single resistance-controlled sinusoidal oscillators employing current differencing buffered amplifier. Microelectronics Journal, 2000, Vol. 31, No. 31, pp. 169–174.
- [19] TOKER, A., ÖZĞUZ, S., ACAR, C.: CDBA-based fully-integrated gyrator circuit suitable for electronically tunable inductance simulation. Int. J. Electron. Commun. (AEÜ), 2000, Vol. 30, pp. 293–296.
- [20] ZHANG, X., ELL-MASRY, E. I.: A regulated body-driven CMOS current mirror for low-voltage applications, IEEE Transactions on circuits and systems-II, Express briefs, Vol. 51, No. 10, October 2004, pp. 571–577.
- [21] WENG, R. M., LAI, J. R., LEE, M. H.: New universal biquad filters using only two unity-gain cells. Int. J. Electronics, Vol. 87, No. 1, 2000, pp. 57–61.
- [22] ALZAHER, H. A., ISMAIL, M.: Current-mode universal filter using unity gain cells. Electronics letters, Vol. 35, No. 25, 1999, pp. 2198–2200.

- [23] PALMISANO, G., PALUMBO, G., PENNISI, S.: Solutions for CMOS current amplifiers with high-drive output stages, IEEE Transactions on circuits and systems-II, Analog and digital signal processing, Vol. 47, No. 10, October 2000, pp. 988–998.
- [24] PALMISANO, G.: CMOS Current Amplifiers, Kluwer International Series in Engineering & Computer Science, ISBN 0792384695.
- [25] BIOLEK, D.: CDTA – Building Block for Current-Mode Analog Signal Processing, In: Proceedings of the ECCTD03 Krakow, Poland, Vol. III, pp. 397–400. ISBN 83-88309-95-1.
- [26] WIDLAR, R. J.: „Some Circuit Design Techniques for Linear Integrated Circuits“, IEEE Transactions on Circuit Theory, vol. CT-12, Dec 1965, pp. 586–590.
- [27] WIDLAR, R. J.: „Design Techniques for Monolithic Operational Amplifiers“, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-4, 1969, pp. 184–191.
- [28] AKIYA, M., NAKASHIMA, S.: „High-Precision MOS Current Mirror“, IEE Proceedings, Pt. I., vol.131, 1984, pp. 170–175.
- [29] WILSON, G. R.: „A Monolithic Junction FET-npn Operational Amplifier“, IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-3, Dec 1968, pp. 341–348.
- [30] MUCHA, I.: Special function blocks for analog current signal processing. Doctoral thesis, BUT Brno, 1995.
- [31] SÄCKINGER, E., GUGGENBÜHL, W.: A high-swing, high-impedance MOS cascode circuit. IEEE J. of Solid-State Circuits, vol. SC-25, 1990, pp. 289–298.
- [32] KREJČÍŘÍK, A.: Zdroje proudu, BEN, 1999, ISBN 80-86056-84-8.
- [33] VRBA, K., BUCHMAIER, P.: Vlastnosti bipolárních proudových zrcadel, [www.elektrorevue.cz](http://www.elektrorevue.cz) [online], 1999.
- [34] KOTON, J., VRBA, K.: Method for designing Frequency Filters using Universal Current Conveyors. International Trans. on Computer Science and Engineering, Vol. 13, No. 1, pp. 144–154.
- [35] VRBA, K., BUCHMAIER, P.: Proudová zrcadla s unipolárními tranzistory, [www.elektrorevue.cz](http://www.elektrorevue.cz) [online], 2000.
- [36] ALARCÓN, E., VIDAL, E., POVEDA, A.: High-frequency response modeling of continuous-time current mirrors, proceedings of the ECS/IEEE European Conference on Circuit Theory and Design (ECCTD97), pp. 204–209, Budapest, Hungary, 1997.
- [37] PAPPAS, I., NALPANTIDIS, L., KALENTERIDIS, V., SISKOS, S., DIMITRIADIS, C. A., Hatzopoulos, A. A.: A study of different types of current mirrors using polysilicon TFTs, Journal of Physics: Conference Series 10, 2005, pp. 373–376.
- [38] DIRECTOR, S. W., ROHRER, R. A.: The generalized adjoint network and network sensitivities. IEEE Trans Circuit Theory, Vol. CT-16, 1969, pp. 318–323.
- [39] ČAJKA, J., DOSTÁL, T., VRBA, K.: Transformace umožňující získat přidružené obvody v proudovém módu, [www.elektrorevue.cz](http://www.elektrorevue.cz) [online], 2000/23.
- [40] VRBA, K., ČAJKA, J.: Circuits with immittance elements of higher order, Research report, Brno. ÚTKO FEI VUT, 1999.
- [41] SALAMA, K.: Continuous Time Universal Filters using Unity Gain Cells, Int. J. Electron. Commun. (AEU) 56, 2002, No. 2, pp. 1–4.
- [42] CHEN, J. J., CHEN, C. C., TSAO, H. W., LIU, S. I.: Current mode oscillators using single current follower, Electronics letters, October 1991, Vol. 27, No. 22, pp. 2056–2059.
- [43] TRAFF, H.: Novel approach to high speed CMOS current comparators, Electron. Lett., vol. 28, No. 3, pp. 310–312, 1992.
- [44] MIN, B. M., KIM, S. W.: High performance CMOS current comparator using resistive feedback network, Electron. Lett., vol. 34, No. 22, pp. 2074–2076, 1998.
- [45] CHEN, L., SHI, B., LU, C.: A robust high-speed and low-power CMOS current comparator circuit, IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems 2000, pp. 174–177, 2000.
- [46] KASEMSUWAN, V., KHUCHAROENSIN, S.: High-Speed Low Input Impedance CMOS Current Comparator, IEICE trans. fundamentals, vol. E88-A, No. 6 June 2005, pp. 1549–1553.

- [47] RAJAE, O., BAKHTIAR, M. S.: A Low Voltage, High Speed Current Mode Sample and Hold for High Precision Applications, ECCTD 2005 – European Conference on Circuit Theory and Design, Cork Ireland, 2005.
- [48] RAJAE, O., BAKHTIAR, M. S.: A High Speed, High Resolution, Low Voltage Current Mode Sample and Hold, IEEE trans., 2005, pp. 1417–1420.
- [49] KOLKA, Z., BIOLEK, D.: SNAP – <http://snap.webpark.cz/index.html>.
- [50] KOLKA, Z.: SNAP – program for symbolic analysis. Intern. Journal „Radioengineering“, Vol. 8, 1999, No. 1, pp. 23–24.
- [51] KNĚSLOVÁ, I., TOMŠOVÁ, M.: Počítáme s MAPLEM, VUT v Brně, Fakulta elektrotechniky a informatiky, Ústav matematiky, Brno, 2003.
- [52] HŘEBÍČEK, J., PEŠL, J., RÁČEK, J.: Úvod do Maplu 7, Fakulta informatiky Masarykovy univerzity, Brno, 2002.
- [53] DOŠLÁ, Z., PLCH, R., SOJKA, P.: Diferenciální počet funkcí více proměnných s programem Maple V, Masarykova univerzita, Přírodovědecká fakulta, Brno, 1999.
- [54] BIOLEK, D.: Řešíme elektronické obvody aneb kniha o jejich analýze. BEN, 2004, ISBN 80-7300-125-X.
- [55] FABRE, A., BARTHELEMY, H.: Composite second generation current conveyor with reduced parasitic resistance, *Electr. Lett.*, Vol. 30, No. 5, pp. 377–378, 1994.
- [56] LTP Electronics, Current conveyor Amplifier CCH01 Info, Technická dokumentace LTP Electronics, Oxford.
- [57] BEČVÁŘ, D., VRBA, K., MUSIL, V.: Universal current conveyor CMOS implementation, In *Proc. of Electronics Devices and Systems*, 1999, ISBN 80-214-1466-9, pp. 272–278.
- [58] KOUDAR, I., VRBA, K.: Current conveyor structure with extra low X terminal input impedance. Internet Journal Electronics Letters. com 2002, ISSN 1213-161X.
- [59] Intersil, Tranzistorová pole HFA 3046, HFA 3096, HFA 3127, HFA 3128, Data sheet, [www.intersil.com](http://www.intersil.com) [online].
- [60] ČAJKA, J., DOSTÁL, T., VRBA, K.: Nové názvosloví a sjednocující pohled na proudové konvejory, *Elektrorevue*, 2001, No. 24, zveřejněno 28. 5. 2001, Brno.
- [61] VRBA, K., VRBA, K.: Technika analogových obvodů a systémů, skriptum, VUT v Brně, Brno, 1987.
- [62] BECVAR, D., VRBA, K., ZEMAN, V.: Novel universal active block: a universal current conveyor. Proceedings of the IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2000, Geneva, Switzerland.
- [63] SPONAR, R., VRBA, K.: Measurements and Behavioral Modeling of Modern Conveyors. Int. Journal of Computer Science and Network Security, Vol. 6, No. 3A, pp. 57–65, 3/2006.
- [64] EL2082 – Current Mode Multiplier Datasheets, Intersil 1996.
- [65] AD844 – 60MHz, 2000V/us Monolithic Current-Feedback Op Amp. Datasheets, Analog Device, 2001.
- [66] RABAEY, J. M., BERNADINIS, F., NIKNEJAD, A. M., NIKOLIČ, B., SANGIOVANNI, A., Embedding Mixed-Signal Design in Systeme-on-Chip, *Proc. Of IEEE*, Vol. 94, No. 6, June 2006.
- [67] FREITAS, D. A., CURRENT, K. W., CMOS CURRENT COMPARATOR CIRCUIT, *Electronic Letters*, Vol. 19, No. 17, August 1983, pp. 695–697.
- [68] BRZOBOHATÝ, J., MUSIL, A., BAJER, A., BOUŠEK, J.: Elektronické součástky, Skripta FEKT VUT v Brně, 2002.
- [69] LÁNÍČEK, R.: Elektronika obvody součástky děje, BEN-technická literatura, 1998.
- [70] MOHAN, P. V.: Current-mode VLSI analog filters: design and applications, Birkhauser Boston, 2003, ISBN 0-8176-4277-3.
- [71] DOSTÁL, T., Elektrické filtry, FEI VUT v Brně, Brno, 2001, ISBN 80-214-0877-4.
- [72] GESCHIEDTOVÁ, E., REZ, J., STEINBAUER, M.: Měření v elektrotechnice, VUT v Brně, 2002.
- [73] JESPER, P. Integrated Converters, D to A and A to D Arcitectures, Analysis and Simulation, Oxford university press, New York, 2001.
- [74] VRBA, R., LEGÁT, P., FUJCIK, L., HÁZE, J., KUČHTA, R., MIKEL, B., SKOČDOPOLE, M.: Digitální obvody a mikroprocesory, VUT v Brně, 2004.



- [75] ALLEN, P. E., HOLBERG, D. R., CMOS Analog Circuit Design, HRW Inc, 1987.
- [76] SIQUEIRA, J. A., LUZ, H. G.: Conversor A/D algoritmico de alta velocidade em tecnologia bipolar. VII SBMICRO, July 1992, pp. 303–313.
- [77] ŠKORPIL, V., KAPOUN, V., GREGOŘICA, M.: Přístupové a transportní sítě, Skripta FEKT VUT v Brně, 2004.
- [78] BAKER, R. J.: CMOS mixed-signal circuit design, IEEE Press, 2002.
- [79] [www.national.com](http://www.national.com) [online], National Semiconductors, 2005.
- [80] SIEGEL, B. L.: High frequency amplifier instability, Elantec, Application note 22.

#### Vlastní publikace

- [81] LATTENBERG, I., VRBA, K., ČAJKA, J.: Universal eight-port RC network. In ICECS'99. Pafos: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 1999, s. 1317–1320, ISBN 0-7803-568.
- [82] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Use of current conveyors in Sallen-Key current mode filters. In RTT'99. Praha: Czech Technical University in Prague, 1999, s. 87–90, ISBN 80-01-0212.
- [83] LATTENBERG, I., VRBA, K., ČAJKA, J.: Universal filter with OTA elements. In TSP'99. Brno: Brno University of Technology, 1999, s. 46–49, ISBN 80-214-115.
- [84] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Active current mode filters with current conveyors. In EDS'99. Brno: Brno University of Technology, 1999, s. 196–199, ISBN 80-214-146.
- [85] LATTENBERG, I.: Nové generace proudových konvektorů. In Sborník prací studentů a doktorandů FEI, VUT v Brně. Brno: Fakulta elektrotechniky a informatiky, VUT v Brně, 1999, s. 167–168, ISBN 80-214-115.
- [86] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Využití programu PSpice pro simulaci CCIII+ a CCIII-. In STO-7. Brno: Vojenská akademie v Brně, 1999, s. 76–79, ISBN 80-214-139.
- [87] LATTENBERG, I.: Proudové konvektory III. generace CCIII+ a CCIII-. In Transfer +99. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 1999, s. 1–2, ISBN 80-214-134.
- [88] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Novel bipolar current conveyors CCIII and their applications In Proceedings of the International Conference on Telecommunications (ICT 2000). Mexico City: Jesús Sánchez Zepeda, 2000, s. 249–252, ISBN 968-36-7762-2.
- [89] VRBA, K., ČAJKA, J., LATTENBERG, I.: Design of novel RC-active four-port networks with universal current conveyors, In Proceedings of the 10th International Scientific Conference „Radioelektronika 2000. Bratislava: Department of Radio and Electronics SUT Bratislava, p. 1 - 4, ISBN 80-227-1389-9.
- [90] LATTENBERG, I.: Noise analysis of bipolar current conveyors CCIII In Proceedings of the International Conference „Research in Telecommunication Technology 2000“. Ostrava: VSB-TU Ostrava, 2000, s. 147–151, ISBN 80-7078-817-8.
- [91] LATTENBERG, I.: Current conveyors CCIII and their noise features In Proceedings of the 7th Electronic Devices and Systems Conference EDS 2000. Brno: FEI VUT v Brně, 2000, s. 1, ISBN 80-214-1780-3.
- [92] LATTENBERG, I.: Building blocks of current conveyors In Volume of the Works Written by Students and Postgraduate Students. Brno: FEI VUT v Brně, 2000, s. 429–431, ISBN 80-7204-155-X.
- [93] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Advances in Systems Science: Measurement, Circuits and Control. Kapitola: Novel bipolar current buffered amplifiers. Rethymno: WSES Press, 2001, s. 155–158. ISBN 960-8052-39-4.
- [94] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Novel bipolar current buffered amplifiers In Proc.of the 5th International Conference on Circuits, Systems, Communications and Computers. 5th WSES International Conference on Circuits, Systems, Communications and Computers. Rethymno, Crete, Greece: WSES, 2001, s. 1–4, ISBN 960-8052-33-5.
- [95] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Special type of voltage conveyor and its application In Proc. of RTT 2001.. Research in Telecommunication Technology RTT 2001. Lednice, Czech Republic: VUT v Brně, 2001, s. 221–226, ISBN 80-214-19938-5 .
- [96] LATTENBERG, I., VRBA, K., BIOLEK, D.: Bipolar current differencing buffered amplifiers and its application In Proc.of the 3rd IASTED International Conference on Signal and Image



- Processing. The 3th IASTED International Conference on Signal and Image Processing (SIP). Honolulu, Hawaii, USA: IASTED, 2001, s. 376–379, ISBN 0-88986-297-4.
- [97] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Special type of voltage conveyor and its application. ElectronicsLetters.com – <http://www.electronicletters.com> [online], ISSN 1213-161X, 2001, roč. 11/2001, č. 6, s. 1–6.
- [98] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Analysis of circuits with voltage conveyors In Proc. of the conference TSP 2002. Int. Confr.TSP – 2002 Telecommunication and Signal Processing. Brno, Česká republika: VUT v Brně, SEI-UTKO, TSP 2002, 2002, s. 102–105, ISBN 80-214-2172-X.
- [99] LATTENBERG, I., VRBA, K., DOSTÁL, T.: Bipolar CCIII+ and CCIII– conveyors and their current mode-filter application In Proc. of Fourth IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems. Fourth International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems. Aruba: ICCDCS Publications, 2002, s. 1–4, ISBN 0-7803-7381-2.
- [100] ČAJKA, J., VRBA, K., OLŠÁK, M., KOUDAR, I., LATTENBERG, I.: Novel immittance inverters In APCCAS 2002. 2002 Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems APCCAS'02. Denpasar, 2002, s. 351–354, ISBN 0-7803-7690-0.
- [101] LATTENBERG, I., VRBA, K., DOSTÁL, T., KOUDAR, I.: Synthetic circuit elements of higher order with current conveyors In Proc. of 2002 IEEE Asia Pacific conference on circuits and systems. 2002 Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems APCCAS'02. Bandung: Dept. of Electrical Engineering Institut Teknologi Bandung, 2002, s. 21–24, ISBN 0-7803-7690-0.
- [102] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Immittance Invertor with Voltage Conveyors for Analog Signal Processing. ElectronicsLetters.com – <http://www.electronicletters.com> [online], ISSN 1213-161X, 2002, roč. 2002, č. 11/11, s. 1–6.
- [103] LATTENBERG, I., BIOLEK, D.: Univerzální schematický editor In Sborník semináře teorie obvodů STO8. STO-8 Seminář teorie obvodů. Brno, Česká republika: Katedra elektrotechniky a elektroniky VA Brno a Ústav teoretické a experimentální elektrotechniky FEKT VUT v Brně, 2002, s. 102–105, ISBN 80-214-2190-8.
- [104] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Computational Methods in Circuits and Systems Applications. Kapitola: Synthetic imittance element with gyrator for filter realization. 1. vyd. Corfu, Greece: WSEAS, 2003, s. 217–220, ISBN 960-8052-88-2.
- [105] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Synthetic imittance element with gyrator for filter realization In Proceedings of the 7th WSEAS International Multiconference CSCC. 7th WSEAS International Multiconference on Circuits, Systems, Communications and Computers: WSEAS, 2003, s. 0–3, ISBN 960-8052-82-3.
- [106] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Novel filter design using synthetic elements with immittance converters In Proceedings of the International Conference. The 46th IEEE Midwest Symposium on Circuits and Systems MWSCAS'2003: MWSCAS'2003, 2003, s. 1–4.
- [107] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Filters with higher-order gyrators In Proceedings of the 26th International Conference Telecommunications and Signal Processing. Telecommunications and Signal Processing, TSP-2003: TSP'2003, 2003, s. 91–95, ISBN 80-214-2433-8.
- [108] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Special Second-order Synthetic Immittance Elements for Filter Realization In Proceedings of the International Conference Research in Telecommunication Technology. RESEARCH IN TELECOMMUNICATION TECHNOLOGY 2003 – RTT 2003: RTT 2003, 2003, s. 194–197, ISBN 80-227-1934-X.
- [109] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Novel structure of filters for high-speed data communication systems In 3rd International Conference on Networking (ICN'2004). 3rd International Conference on Networking. Guadeloupe, French Caribbean: ICN 2004, 2004, s. 1–4, ISBN 0-86341-326-9.
- [110] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Pure current-mode biquad and its application In Proceedings of the International Conference Research in Telecommunication Technology. RTT 2004: RTT 2004, 2004, s. 1–4, ISBN 80-01-03063-6.
- [111] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Universal filter with current buffers In Proceedings of the 27th International Conference Telecommunications and Signal Processing. Telecommunications and Signal processing TSP 2004: TSP'2004, 2004, s. 75–78, ISBN 80-214-2684-5.

- [112] LATTENBERG, I.: Syntetické prvky s imitací vyšších řádů využívající netradiční aktivní obvodové prvky. Závěrečná zpráva projektu GAČR 102/02/P130 (výzkumná zpráva).
- [113] VRBA, K., LATTENBERG, I., KUBÁNEK, D.: Signal processing for high-speed data communication using pure current mode filters. Lecture Notes in Computer Science (IF 0,513), ISSN 0302-9743, 2005, vol. 3421, p. 410 – 416.
- [114] VRBA, K., LATTENBERG, I.: Bipolar structure of current amplifier for high-speed data communication signal processing. International Transaction on Computer Science and Engineering, ISSN 1738-6438, 2005, roč. 6, č. 1, s. 157–165.
- [115] LATTENBERG, I., VRBA, K., KUBÁNEK, D.: Signal Processing for High-Speed Data Communication Using Pure Current Mode Filters In Proceedings of the 4th International Conference on Networking, Networking – ICN 2005. Networking – ICN 2005. Reunion Island, France: ICN 2005, 2005, s. 410–416, ISBN 3-540-25338-6.
- [116] VRBA, K., LATTENBERG, I.: Bipolar structure of current amplifier for high-speed data communication In International Conf. on Electrical Engineering: Applications. Corea: Science and Technology Society, 2005, s. 25–28, ISBN 89-953729-5-8.
- [117] LATTENBERG, I., VRBA, K.: New possibilities of current amplifier realization In Proc. of 6th International Conference RTT 2005. RTT2005. Hradec nad Moravicí: 6th International Conference RTT 2005, 2005, s. 1–4, ISBN 80-248-0897-8.
- [118] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Filters with Current Amplifiers for High-speed Communication In Proceedings of the Fifth International Conference on Networking (ICN 2006). ICN'06 International Conference on Networking. Mauritius: IEEE, 2006, s. 1–4, ISBN 0-7695-2552-0.
- [119] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Low input impedance current mirror In Proceedings of the conference TSP'2006. TELECOMMUNICATION AND SIGNAL PROCESSING 2006. Brno, Czech republic: VUT v Brně, 2006, s. 103–106, ISBN 80-214-3226-8.
- [120] LATTENBERG, I., VRBA, K.: Current mirror enhancement for input impedance lowering In Proceedings of Research in Telecommunication Technology 2006. Research in Telecommunication Technology 2006. Nové Město na Moravě: 2006, s. 72–74, ISBN 80-214-3243-8.
- [121] LATTENBERG, I., JEŘÁBEK, J.: Proudová zrcadla s velmi nízkou impedancí vstupní proudové svorky. Elektrovue – Internetový časopis (<http://www.elektrovue.cz>) [online], ISSN 1213-1539, 2006, roč. 2006, č. 11, s. 1–5.
- [122] JEŘÁBEK, J., LATTENBERG, I.: Návrh kmitočtových filtrů s CMI vycházející z obecné admitanční sítě. Elektrovue – Internetový časopis (<http://www.elektrovue.cz>) [online], ISSN 1213-1539, 2006, roč. 2006, č. 46, s. 1–5.

## ABSTRACT

Nowadays we can notice trend leading to the lowering of the supply voltage (3.3 V, 2.4 V, 1.8 V). It is caused by submicron technology used, that forces to use lower voltage with connection of reduction sizes. Lowering supply voltage implies lowering signal to noise ratio. This trend and also the better frequency features lead analog circuit designers more and more to the use of current mode, where signal to noise ratio do not fall with the lowering of the supply voltage. Currently problem of lowering supply voltage down to the 1V is solved in literature, as well as the design of new building blocks (current mirrors) for modern active elements optimized for low supply voltage.

In this work the pure current-mode active elements (current buffers, current invertors, current amplifiers and current operating amplifiers) are transparently categorized, novel CDMOCA and CDMOCHA element are introduced. Applications of current amplifiers and current mirrors are outlined.

The work deals with a novel low input impedance current mirror for analog signal preprocessing as the basic building block of pure current-mode filters. The principle of reducing the input impedance of current mirror is shown. A comparison of the features of the proposed current mirror with low input impedance and the other types of current mirror using both the symbolic and the numerical method is performed.

Internal structures of current amplifiers and current operating amplifiers are designed on transistor level. In the filter area the pure current-mode filters are designed, the input impedance of current terminal is considered and methods for its elimination are designed and described. For the filter design the method starting from the autonomous circuit is used.

The current mode comparators as the main building block for mixed signal circuits are designed. Algorithmic current-mode analog to digital converter using proposed current mode comparator is explained. The chaining of converters for obtaining higher resolution is outlined. Current-mode analog-to-digital and digital-to-analog converters are designed and simulated using MicroCap program.