VĚDECKÉ SPISY VYSOKÉHO UČENÍ TECHNICKÉHO V BRNĚ

Edice PhD Thesis, sv. 516

ISSN 1213-4198

Ing. Jaroslav Koton

Syntéza a analýza obvodů s moderními aktivními prvky

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

Ing. Jaroslav Koton

SYNTÉZA A ANALÝZA OBVODŮ S MODERNÍMI AKTIVNÍMI PRVKY

SYNTHESIS AND ANALYSIS OF CIRUITS WITH MODERN ACTIVE ELEMENETS

ZKRÁCENÁ VERZE PH.D. THESIS

Obor: Teleinformatika
Školitel: Prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.
Oponenti: Prof. Ing. Pavel Zahradník, CSc.
Doc. Ing. Ivo Lattenberg, Ph.D.
Datum obhajoby: 12. ledna 2009

KLÍČOVÁ SLOVA
Proudový konvejor, napěťový konvejor, proudové zrcadlo, proudový invertor, aktivní kmitočtový filtr, graf signálových toků, autonomní obvod, syntetický prvek, transformační článek, filtrace analogových signálů

KEYWORDS
Current conveyor, voltage conveyor, current mirror and inverter, active frequency filter, signal flow graph, autonomous circuit, synthetic element, transformation cell, analog signal processing

Disertační práce je k dispozici na Vědeckém oddělení děkanátu FEKT VUT v Brně, Údolní 53, Brno, 602 00

© Koton Jaroslav, 2009
ISBN 978-80-214-3829-3
ISSN 1213-4198

OBSAH

1 ÚVOD 5

2 DOSAVADNÍ VÝVOJ A SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY 6

2.1 Aktivní prvky CC, VC, CMI, MCMI A PCA 6
2.2 Způsoby návrhu nových filtračních struktur 7

3 CÍLE DISERTAČNÍ PRÁCE 8

4 VYBRANÉ AKTIVNÍ PRVKY A JEJICH VLASTNIOSTI 8

4.1 Vlastnosti proudových konvejorů 8
4.2 Vlastnosti napěťových konvejorů 9
4.3 Vlastnosti prvků CMI a MCMI 10
4.4 Zobecněné aktivní prvky 11

5 METODY NÁVRHU FILTRŮ 12

5.1 Návrh pomocí úplné admitanční sítě 12
5.2 Metoda rozšiřování autonomních obvodů 15
5.3 Návrh kmitočtových filtrů se syntetickými prvky 18
5.4 Návrh filtrů pomocí grafů signálových toků 22

6 ZÁVĚR 27

7 LITERATURA 29

1 ÚVOD

V současné době je podstatná část řetězce zpracování signálu realizována v digitální podobě. Stále je však nutné ve vstupních a výstupních sekcích přístrojů realizovat analogové bloky, kdy se nejčastěji jedná o zesilovače a kmitočtové filtry. Vývoj v oblasti elektroniky a komunikačních technologií přináší na tyto bloky stále vyšší nároky. Snahou je dosáhnou větší šířky kmitočtového pásma zpracovávaného signálu a snížení napájecího napětí, kdy dynamický rozsah a odstup signálu od šumu musí být dostatečně zachován. Těmto požadavkům vyhovují obvody pracující ve smíšeném či proudovém módu a proto je na jejich výzkum kladen velký důraz.

Stavebními prvky aktivních filtrů pracujících ve smíšeném nebo proudovém módu jsou proudové (CC) a napěťové (VC) konvejory. Do této kategorie také patří obvody s proudovou zpětnou vazbou CFA (Current Feedback Amplifier) a zesilovače OTA (Operational Transconductance Amplifier). Při realizaci obvodů pracujících v čistě proudovém módu lze použít aktivní prvek CMI (Current Mirror and Inverter), MCMI (Multi-output CMI) nebo PCA (Programmable Current Amplifier). Disertační práce je věnována metodice návrhu nových obvodových struktur využívajících právě aktivních prvků jako je CC, VC a CMI, MCMI, PCA.

Konvejory jsou již relativně dlouho známé aktivní prvky [1], [2]. Přesto je možné setkat se s názorem, že se tyto prvky nikdy široce neuplatní. Do jisté míry je tento výrok pravdivý, neboť v současné době průmyslově vyráběný proudový konvejor je pouze OPA861 [45] od Texas Instruments. Je však nutné konstatovat, že např. vnitřní struktura nových vysokofrekvenčních zesilovačů s proudovou zpětnou vazbou (CFA) je založena právě na využití proudových konvejorů. V některých případech lze části CFA zesilovačů použít k realizaci velmi omezeného počtu typů proudových konvejorů. Jejich vlastnosti však příliš neodpovídají požadavkům na samotný proudový konvejor, protože původně nebyly určeny pro takové použití.

Na pracovišti FEKT VUT v Brně, ve spolupráci s AMI Semiconductor Design Centre, byl v několika laboratorních vzorcích realizován univerzální proudový (UCC) a napěťový (UVC) konvejor. Jedná se však o prototypy, jejichž dosavadní vlastnosti umožňují realizovat kmitočtové filtry s mezním kmitočtem cca 10 MHz. Toto omezení je zapříčiněno velkou univerzálností konvejorů, které propojením vnějších vývodů umožňují realizovat všechny generace a typy známých i zcela nových konvejorů. Výzkum na pracovišti ÚTKO FEKT, VUT v Brně je dále soustředěn na nový aktivní prvek CMI, který vychází z proudového konvejoru. Tento prvek, případně jeho modifikace, bude hlavně využit pro realizaci funkčních bloků pracujících v čistě proudovém módu. I přes nízké napájecí napětí tak bude možné udržet dostatečný odstup signálu od šumu. Předpokládá se také, že jednoduchá mikroelektronická struktura tohoto nového aktivního prvku dovolí dále rozšířit kmitočtové pásmo zpracovávaného signálu, či realizovat filtry s nižším mezním kmitočtem vykazující vyšší útlum v nepropustném pásmu. V současné době se ve spolupráci s AMI Semiconductor Design Centre v Brně pracuje na fyzické realizaci tohoto nového prvku.

2 DOSAVADNÍ VÝVOJ A SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY

V oblasti návrhu nových obvodových struktur pracujících na vysokých kmitočtech lze dosavadní vývoj rozdělit na dvě části. První se zabývá zlepšováním vlastností stávajících a hledáním nových aktivních prvků jako jsou CC, VC či CMI, MCMI a PCA, druhá se pak zabývá návrhem funkčních bloků s těmito aktivními prvky. Paralelně s tím jsou vylepšovány vlastnosti klasických operačních zesilovačů. Aktivní filtry s operačními zesilovači jsou však dostatečně prozkoumány a proto se jimi práce nezabývá.

2.1 AKTIVNÍ PRVKY CC, VC, CMI, MCMI A PCA

Proudový konvejor první generace (CCI) byl prezentován v roce 1968 [1]. O dva roky později byl uveden další typ proudového konvejoru (CCII – proudový konvejor druhé generace) [3], jehož aplikační možnosti jsou diskutovány v [4]-[15]. Snaha dále rozšířit oblast využití proudových konvejorů vedla k jeho modifikacím, nejčastěji vycházejících z proudového konvejoru druhé generace [16]-[24]. V roce 1995 byla definována principiální činnost dalšího typy proudového konvejoru, tzv. třetí generace CCIII [25]. Na pracovišti ÚTKO FEKT VUT v Brně byl navržen univerzální proudový konvejor UCC [26]. S jeho pomocí lze realizovat všechny známé typy tříbranových a některé nové vícebranové proudové konvejory první třídy, tj. s jedinou branou X.

Napěťové konvejory (VC) doplňují skupinu imitačních konvertorů, jejichž popis byl na principu duality odvozen z proudových konvejorů [2]. V této době se jednalo o zcela teoretický prvek a až v roce 1999 byl prezentován CDBA (Current Differencing Buffered Amplifier) [27], který lze zařadit do skupiny napěťových konvejorů, jehož duálním prvkem je DVCC [23]. Obdobným způsobem lze pro každý proudový konvejor nalézt jeho obraz mezi napěťovými konvejory a popsat tak jednotlivé generace. Na základě návrhu UCC byl na pracovišti ÚTKO FEKT VUT v Brně popsán univerzální napěťový konvejor UVC [28], později také realizován v AMI Semiconductor pod označením UVC-N1C v technologii CMOS035.

Se záměrem dále rozšířit kmitočtové pásmo zpracovávaného signálu a udržet dostateční odstup signálu od šumu i při nízkých napájecích napětích, byl navržen aktivní prvek CMI (Current Mirror and Inverter) resp. MCMI (Multi-output CMI). Předpokládá se využít tento obvod k realizaci obvodů pracujících v čistě proudovém módu, tj. kdy nejen vstupní a výstupní veličina je vyjádřena proudem, ale i všechny brány použitého aktivního prvku jsou proudové. Na základě získaných výsledků výzkumu obvodů pracujících v čistě proudovém módu byly na pracovišti ÚTKO FEKT, VUT v Brně započaty práce na návrhu mikroelektronické struktury proudového zesilovače s diferenčním vstupem a diferenčním výstupem, u kterého lze elektronicky měnit proudové zesílení v hodnotách 1, 2, 5, 10, 20, 50, a 100. Obvod je označen zkratkou PCA (Programmable Current Amplifier).

2.2 ZPŮSOBY NÁVRHU NOVÝCH FILTRAČNÍCH STRUKTUR

Kmitočtové filtry lze v současné době realizovat mnoha způsoby. Obecně je možné rozlišit pasivní a aktivní obvodové struktury. Pasivní RC či RLC struktury se vyznačují svojí jednoduchostí a možností realizovat kmitočtové filtry s mezním kmitočtem až stovky MHz. Snahou je však takové filtry nahradit odpovídajícími ekvivalenty s aktivními prvky (ARC filtry) z důvodu snazší nastavitelnosti či přeladitelnosti jeho parametrů, i přes nutnost napájení aktivních prvků. Použití ARC filtrů je limitováno mezním kmitočtem v oblasti desítek MHz. Pokrok v oblasti mikroelektroniky však umožňuje realizaci nových aktivních prvků, které lze použít pro návrh filtrů pracujících ve vyšších kmitočtech oblastech až kolem 100 MHz.

Zapojení s OZ uvedená v [29]–[32] je možné použít jako předlohu a pomocí přidružené transformace [33] navrhnout obvod pracující v proudovém módu. Tento způsob řešení je velmi rychlý, avšak ve většině případů se původní aktivní prvek nemění a nedochází tak k předpokládanému zlepšení vlastností obvodu v kmitočtové oblasti. Operační zesilovač lze považovat za zdroj napětí řízený napětím se zesílením A. Na základě přidružené transformace lze tento aktivní prvek nahradit zdrojem proudu řízený proudem se zesílením B, přičemž A = B. Jsou-li uvažovány aktivní prvky uvedené v kap. 2.1, je pak nutné omezit se pouze na takové výchozí struktury, kde OZ je v zapojení invertujícího či neinvertujícího zesilovače s jednotkovým přenosem, eventuálně s přenosem až 100, bude-li uvažován prvek PCA. Toto omezení je velmi výrazné a metoda přidružené transformace tedy není dostatečně efektivní pro návrh filtrů pracujících v proudovém módu.

V literatuře je však možné najít řešení, která vychází z obecného obvodu. Pro zvolenou vstupní a výstupní bránu lze definovat obecnou přenosovou funkci a dle vhodné volby charakteru jednotlivých admitancí realizovat daný typ kmitočtového filtru [7], [10].

Další metoda návrhu filtrů je založena na realizaci syntetických prvků s imitacemi vyšších řádů. Syntetické prvky jsou realizovány transformačními dvojbrany, které zvyšují řád imitační funkce jednobranu připojeného k výstupu. Jednoduchým kaskádním řazením transformačních dvojbranů tak lze realizovat syntetický prvek požadovaného řádu. Při této metodě však může nastat problém obtížné realizovatelnosti, je-li syntetický prvek popsán složitými mnohočleny [47].

Při návrhu lze využít také pasivního RC či RLC prototypu. Vlastní realizace je založena na přímé náhradě induktorů odpovídající ekvivalentem. Takto navržené filtry vykazují prakticky nejnižší citlivosti přenosové funkce na tolerance parametrů součástek. Obtížná je však nastavitelnost jeho parametrů, protože změny hodnot jednotlivých prvků jsou navzájem vázány a ovlivňují celou přenosovou charakteristiku [29].

Jako další způsob návrhu nových kmitočtových filtrů lze uvést metodu grafů signálových toků [9], přestože častěji je využívána pro analýzu již existujících zapojení [36], [37]. Grafická reprezentace obvodu však představuje snadný nástroj k modifikaci stávajících zapojení, ale i k návrhu nových funkčních struktur.

3 CÍLE DISERTAČNÍ PRÁCE

Hlavním zaměřením disertační práce je s využitím různých metod nalézt nové, dosud nepublikované obvodové struktury realizující kmitočtové filtry s proudovými a napěťovými konvejory. Dále pak analyzovat aplikační možnosti nově vyvíjených aktivních prvků CMI, MCMI a PCA pro realizaci lineárních obvodů. Pro návrhy nových obvodových struktur budou využity metody autonomních obvodů a syntetických prvků s imitancemi vyšších řádů. V případě konvejorů se studium zaměří na možnost multifunkčního využití, tzn. nalézt zapojení, která budou využívat více vstupních i výstupních bran.

Dalším cílem bude blíže popsat jiné návrhové metody s uvedenými aktivními prvky jako např. využití popisu obvodů pomocí grafů signálových toků, či možnost dále rozšířit stávající autonomní obvody o další aktivní a pasivní prvky, a realizovat tak obvodové struktury s požadovanými vlastnostmi, především s vyšším řádem kmitočtového filtru.

Vybrané obvody budou analyzovány pomocí simulačních programů SNAP a OrCAD. Sledován bude převážně modul přenosové charakteristiky filtru a vliv reálných vlastností pasivních i aktivních prvků na dané zapojení.

Přestože do současné doby aktivní prvek MCMI není fyzicky k dispozici jako funkční obvodový prvek, v zapojeních bude nahrazen odpovídající strukturou realizovanou univerzálním proudovým konvejorem. Záměrem je ověřit správnou funkčnost zapojení i bez nutnosti provedení parametrické optimalizace a zhodnotit možnost použít navržené obvody pro zpracování signálů vyšších kmitočtů. Cílem disertace je také ověřit možnost změny proudových přenosů prvku MCMI a navrhnout kmitočtové filtry, u kterých bude možné elektronicky řídit některý z jeho základních parametrů, jako mezní kmitočet, činitel jakosti nebo zisk v pásmu propustnosti.

Chování vybraných zapojení s popisovanými aktivními prvky budou experimentálně ověřena.

4 VYBRANÉ AKTIVNÍ PRVKY A JEJICH VLASTNIOSTI

4.1 VLASTNOSTI PROUDOVÝCH KONVEJORŮ

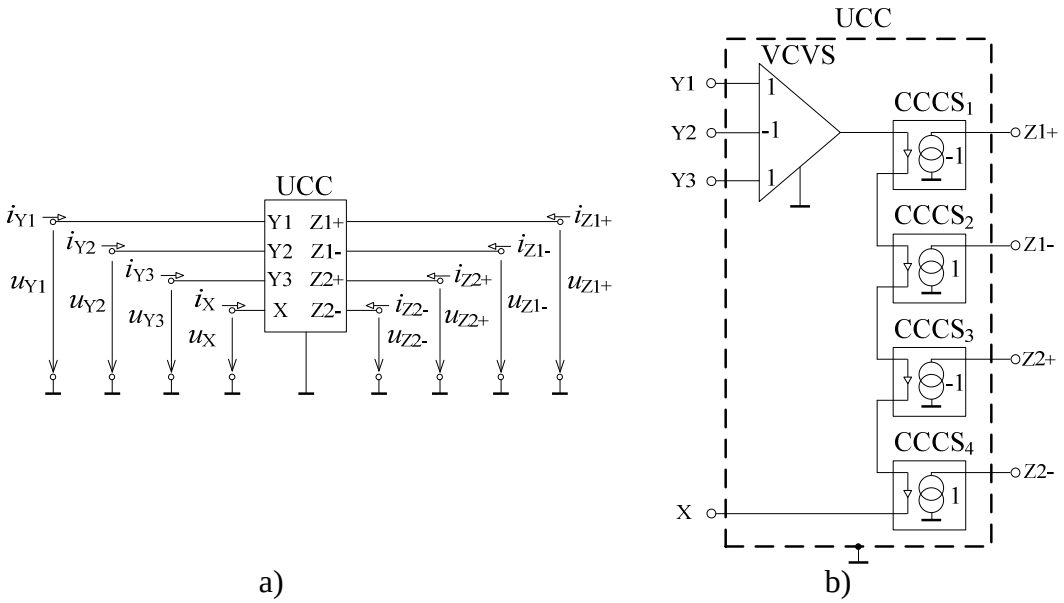
Výzkum v této oblasti obecně prezentoval tři generace proudových konvejorů (CCI [1], CCII [3], CCIII [25]). Vrchol pak představuje univerzální proudový konvejor UCC [26], jehož schematická značka je na obr. 4.1a. Pomocí UCC lze realizovat všechny známé typy proudových konvejorů první třídy, tj. s jedinou vstupní proudovou branou X.

Pro branová napětí a proudy UCC platí vztahy

$$u_{\mathrm{X}} = u_{\mathrm{Y1}} - u_{\mathrm{Y2}} + u_{\mathrm{Y3}}, \tag{4.1a}$$

$$i_{\mathrm{Y1}} = i_{\mathrm{Y2}} = i_{\mathrm{Y3}} = 0, \quad i_{\mathrm{Z1+}} = i_{\mathrm{Z2+}} = i_{\mathrm{X}}, \quad i_{\mathrm{Z1-}} = i_{\mathrm{Z2-}} = -i_{\mathrm{X}}. \tag{4.1b}$$

Tomu odpovídá vnitřní struktura ideálního UCC realizovaná pomocí řízených zdrojů napětí (VCVS) a proudu (CCCS) uvedená na obr. 4.1b.



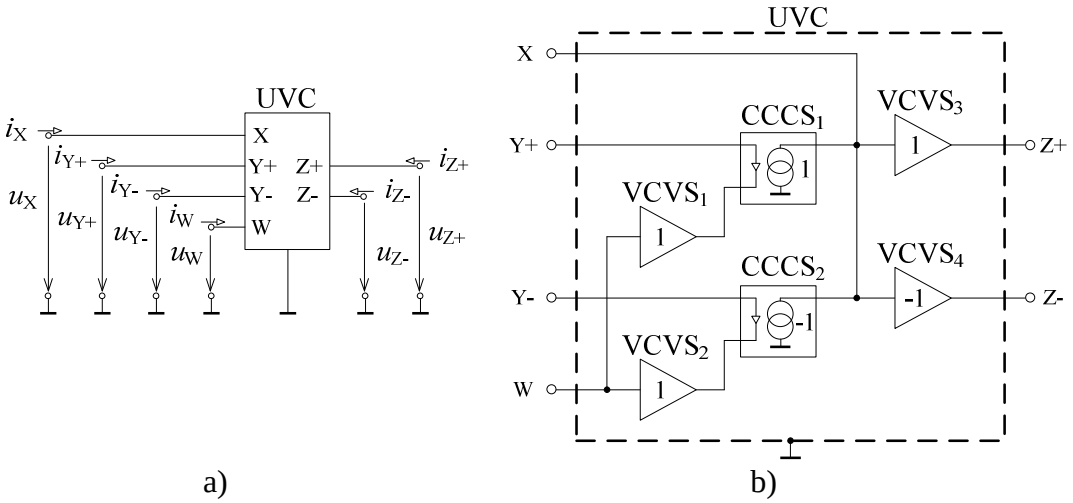
Obr. 4.1 *a) Schematická značka UCC, b) vnitřní struktura UCC reprezentovaná pomocí řízených zdrojů napětí a proudu*

4.2 VLASTNOSTI NAPĚŤOVÝCH KONVEJORŮ

Využitím principu duality byly z proudových konvejorů odvozeny konvejory napěťové [2]. Konkrétní typ napěťového konvejoru byl pod označením CDBA prezentován poprvé v [27]. Na základě dříve realizovaného univerzálního proudového konvejoru byl definován univerzální napěťový konvejor UVC [28], jehož schematická značka je uvedena na obr. 4.2a. Realizovatelné typy (generace) napěťových konvejorů jsou uvedeny v [50]. Vztah mezi branovými proudy a napětími UVC lze popsat hybridní maticí

$$\begin{bmatrix} i_{\mathrm{X}} \\ u_{\mathrm{Y+}} \\ u_{\mathrm{Y-}} \\ i_{\mathrm{W}} \\ u_{\mathrm{Z+}} \\ u_{\mathrm{Z-}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\mathrm{X}} \\ i_{\mathrm{Y+}} \\ i_{\mathrm{Y-}} \\ u_{\mathrm{W}} \\ i_{\mathrm{Z+}} \\ i_{\mathrm{Z-}} \end{bmatrix}. \tag{4.2}$$

Na obr. 4.2b je naznačena vnitřní struktura ideálního UVC s řízenými zdroji proudu a napětí. Podle návrhu pracoviště ÚTKO FEKT, VUT v Brně byl ve spolupráci s AMI Semiconductor Design Centre v Brně univerzální napěťový konvejor realizován pod označením UVC-N1C. Vlastnosti v kmitočtové oblasti UVC jsou významně ovlivňovány použitými zdroji napětí řízených napětím. Další vývoj v této oblasti je proto zaměřen na návrh těchto dílčích částí, které budou vykazovat lepší elektrické parametry.

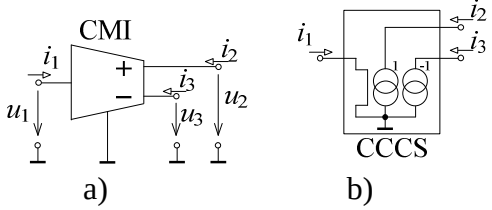


Obr. 4.2 *a) Schematická značka UVC, b) jeho ideální model*

4.3 VLASTNOSTI PRVKŮ CMI A MCMI

Tyto nové proudové aktivní prvky byly definovány na základě výzkumů prováděných na pracovišti ÚTKO FEKT, VUT v Brně. Předpokládá se jejich využití při realizaci nových obvodových struktur pracujících v čistě proudovém módu. Takové funkční bloky pak bude možné použít i při nízkých hodnotách napájecího napětí, kdy odstup signálu od šumu bude stále dostačující.

Navržená schematická značka prvku CMI (Current Mirror and Inverter) je uvedena na obr. 4.3a. Odpovídající ideální model tohoto nového prvku je pak na obr. 4.3b. Vzhledem k jednoduché vnitřní struktuře se lze domnívat, že jeho použití umožní dále rozšířit kmitočtové pásmo zpracovávaného signálu, než je tomu u prvků UCC a UVC. Zejména pak bude možné udržet odstup signálu od šumu i při nízkých napájecích napětích typických pro obvody s vysokou hustotou integrace.



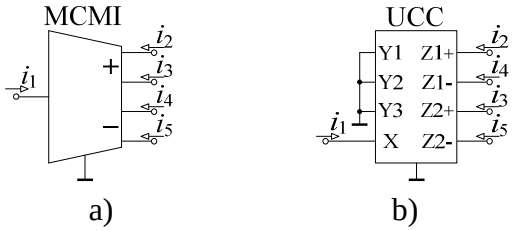
Obr. 4.3 *a) Schématická značka prvku CMI, b) reprezentace CMI pomocí CCCS*

Vztah mezi branovými veličinami tohoto prvku je definován hybridní maticí

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}. \tag{4.3}$$

Počet výstupních proudových bran lze dále rozšířit a definovat tak prvek MCMI (Multi-output CMI) jehož schematická značka je na obr. 4.4a.

Přestože uvedené prvky CMI a MCMI nejsou v současné době dostupné, lze využít principiální shodnosti s univerzálním proudovým konvejorem, kdy vstupní napěťové brány bránu Y jsou uzemněny (obr. 4.4b).

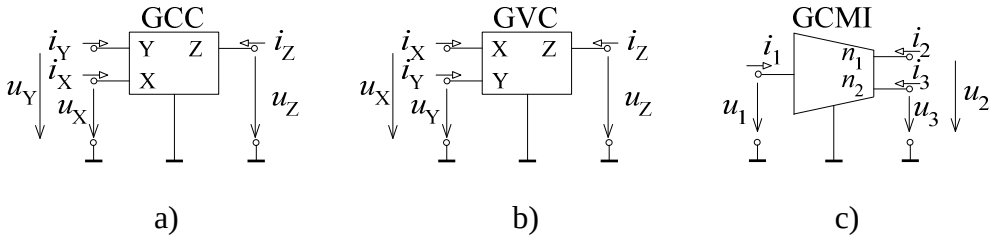


Obr. 4.4 *a) Schématická značka prvku MCMI, možná realizace pomocí b) univerzálního proudového konvejoru*

Současné studie návrhu vlastní mikroelektronické struktury těchto nových prvků ukazují, že proudové přenosy bude možné navíc elektronicky měnit. Tento prvek bude označen jako PCA (Programmable Current Amplifier). Předpokládá se využití této vlastnosti pro realizaci kmitočtových filtrů, u kterých bude možné vybraný parametr elektronicky řídit.

4.4 ZOBECNĚNÉ AKTIVNÍ PRVKY

Při návrhu nových obvodů je vhodné pracovat se zobecněnými aktivními prvky, pomocí nichž lze úplně definovat skupinu jejich možných typů, které je možné použít pro danou obvodovou strukturu. Proto byl zaveden zobecněný proudový konvejor GCC uvedený na obr. 4.5a [38], který je popsán obecnými přenosovými koeficienty proudu a napětí. Tuto myšlenku lze dále aplikovat i na další uvažované aktivní prvky a definovat zobecněný napěťový konvejor GVC (obr. 4.5b) a zobecněný prvek GCMI (obr. 4.5c), resp. GMCMI.



Obr. 4.5 *Schématická značka aktivního prvku a) GCC, b) GVC, c) GCMI*

Matematický popis prvků GCC, GVC a GCMI lze definovat obecnými hybridními maticemi

$$\begin{bmatrix} u_X \\ i_Y \\ i_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a & 0 \\ b & 0 & 0 \\ c & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_X \\ u_Y \\ u_Z \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_X \\ u_Y \\ u_Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & a & 0 \\ b & 0 & 0 \\ c & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_X \\ i_Y \\ i_Z \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} u_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ n_1 & 0 & 0 \\ n_2 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}. \qquad (4.4a,b,c)$$

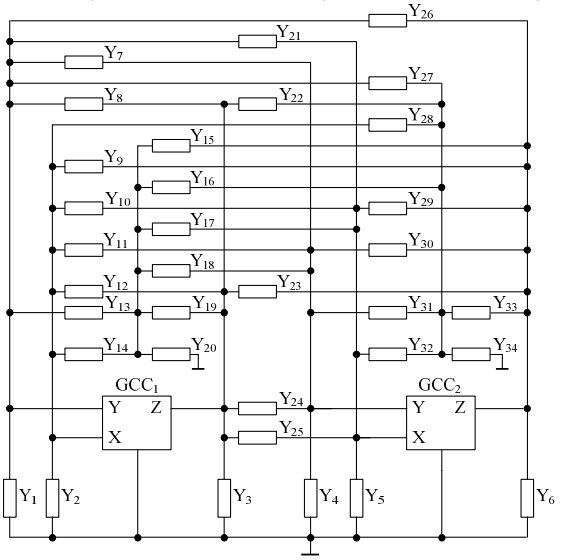
Pro obecné přenosové koeficienty platí: $a \in \{-1;1\}$, $b \in \{-1;0;1\}$, $c \in \{-1;1\}$, $n_1 \in \{-1;1\}$, a $n_2 \in \{-1;1\}$. Kombinací hodnot těchto koeficientů lze přesně definovat typ daného aktivního prvku.

5 METODY NÁVRHU FILTRŮ

5.1 NÁVRH POMOCÍ ÚPLNÉ ADMITANČNÍ SÍTĚ

Pro návrh nových obvodových struktur lze s výhodou použít teorii autonomních obvodů, která byla popsána již v [39]. Otázkou však zůstává, jak nalézt vhodnou strukturu autonomního obvodu. Návrhový postup lze zobecnit a použít úplnou admitanční síť připojenou ke zvolenému počtu zobecněných aktivních prvků. Takto je možné nalézt všechna variantní řešení autonomních obvodů. Výhodné struktury jsou pak ty, které obsahují maximální množství uzemněných pasivních prvků z důvodu snazší realizovatelnosti.

Na obr. 5.1 je uvedena úplná admitanční síť se dvěma zobecněnými proudovými konvejory. Z tohoto obecného zapojení bylo odvozeno sedm autonomních obvodů se čtyřmi uzemněnými pasivními prvky a padesát tři autonomních obvodů s pěti admitancemi, kdy byla preferována zapojení s maximálním počtem uzemněných prvků. Jedná se o struktury, jejichž použití vede k realizaci kmitočtových filtrů druhého řádu pracujících v proudovém, napěťovém a smíšeném módu. V [46] byly publikovány autonomní obvody s GCC a se čtyřmi uzemněnými pasivními prvky.



Obr. 5.1 *Úplná admitanční síť se dvěma aktivními prvky GCC*

Po nalezení skupiny autonomních obvodů z úplné admitanční sítě je další návrh kmitočtových filtrů založen na následujících krocích:

- volba jednotlivých dvojpólů a součinů koeficientů zobecněného aktivního prvku pro požadovaný tvar charakteristické rovnice (pro kmitočtový filtr musí být splněna podmínka, že v charakteristické rovnici se vyskytují všechny mocniny Laplaceova operátoru $\boldsymbol{p}$, tj. od $\boldsymbol{p}^0$ až po $\boldsymbol{p}^n$, kde n je řád filtru),
- uzly autonomního obvodu jsou buzeny zdroji proudu nebo budící zdroje napětí jsou vkládány do větví a odezvu proudu je sledována ve větvích, odezva napětí v uzlech. Ve vypočtené přenosové funkci (proudové, napěťové či smíšené) jsou vhodně zvoleny součiny koeficientů v čitateli přenosové funkce,
- určení koeficientů zobecněného aktivního prvku pro variantní řešení splňující

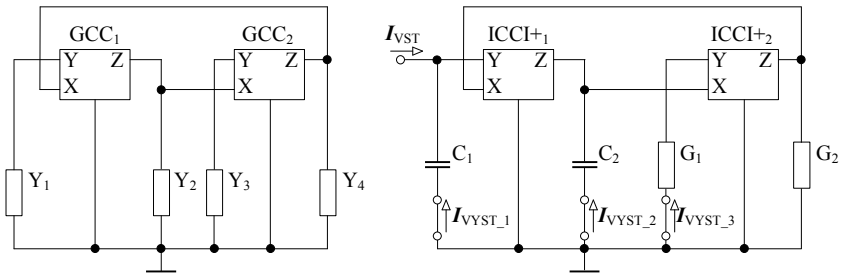
podmínky pro výsledný součin těchto koeficientů dle předchozích dvou bodů
- nahrazení zobecněného prvku konkrétním aktivním prvkem.

Využití této metody je ukázáno na autonomním obvodu z obr. 5.2a [46]. Obecná charakteristická rovnice autonomního obvodu je

$$\boldsymbol{CE} = a_1b_1a_2b_2\boldsymbol{Y}_2\boldsymbol{Y}_4 - a_1b_1\boldsymbol{Y}_3\boldsymbol{Y}_4 - a_2b_2\boldsymbol{Y}_1\boldsymbol{Y}_2 - c_1c_2\boldsymbol{Y}_1\boldsymbol{Y}_3 + \boldsymbol{Y}_1\boldsymbol{Y}_3 = 0\,. \tag{5.1}$$

Pokud $a_1b_1 = -1$, $a_2b_2 = -1$, $c_1c_2 = 1$, $\boldsymbol{Y}_1 = \boldsymbol{p}C_1$, $\boldsymbol{Y}_2 = \boldsymbol{p}C_2$, $\boldsymbol{Y}_3 = G_1$, a $\boldsymbol{Y}_4 = G_2$, pak lze obecnou charakteristickou rovnici upravit do tvaru

$$\boldsymbol{CE} = \boldsymbol{p}^2C_1C_2 + \boldsymbol{p}C_2G_2 + G_1G_2 = 0\,. \tag{5.2}$$



Obr. 5.2 *a) Autonomní obvod se dvěma GCC, b) navržený univerzální filtr*

Na obr. 5.2b je uveden navržený kmitočtový filtr. Použité proudové konvejory jsou typu ICCI+ (invertující proudový konvejor první generace pozitivní). Přenosové funkce proudu jsou

$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{I_HP}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_1}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = -\frac{\boldsymbol{p}^2C_1C_2}{\boldsymbol{CE}},\ \boldsymbol{K}_{\mathrm{I_PP}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_2}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = \frac{\boldsymbol{p}C_2G_2}{\boldsymbol{CE}},\ \boldsymbol{K}_{\mathrm{I_DP}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_3}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = -\frac{G_1G_2}{\boldsymbol{CE}}, \tag{5.3a,b,c}$$

$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{I_PZ}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_1}} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_3}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = -\frac{\boldsymbol{p}^2C_1C_2 + G_1G_2}{\boldsymbol{CE}}, \tag{5.3d}$$

$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{I_FČ}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_1}} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_2}} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_3}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = -\frac{\boldsymbol{p}^2C_1C_2 - \boldsymbol{p}C_2G_2 + G_1G_2}{\boldsymbol{CE}} \tag{5.3e}$$

kde $\boldsymbol{CE}$ je dán vztahem (5.2). Parametry ω_0 a Q jsou dány vztahy

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1G_2}{C_1C_2}}\,,\quad Q = \sqrt{\frac{C_1G_1}{C_2G_2}}\,. \tag{5.4a,b}$$

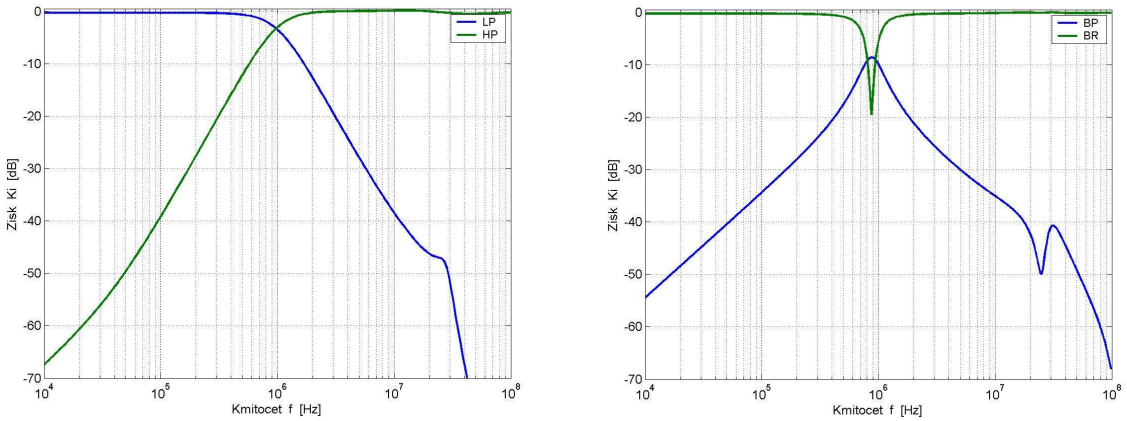
Pro požadované hodnoty Q a ω_0 a zvolené hodnoty kapacitorů C_1 a C_2, lze vodivosti určit podle vztahů

$$G_1 = \omega_0QC_2\,,\quad G_2 = \frac{\omega_0C_1}{Q}\,. \tag{5.5a,b}$$

Je-li návrh prováděn dle zvolené aproximace, pak pro výpočet vodivostí je nutné použít vztahy

$$G_1 = \frac{\omega_0C_2}{a_{21}}\,,\quad G_2 = \frac{a_{21}\omega_0C_1}{b_{21}}\,. \tag{5.6a,b}$$

Na obr. 5.3a jsou uvedeny výsledky simulací univerzálního filtru realizující dolní a horní propust. Numerický návrh byl proveden dle (5.6) pro Butterworthovu aproximaci a charakteristický kmitočet $f_0 = 1$ MHz. Hodnoty kapacitorů jsou $C_1 = 100$ pF, a $C_2 = 120$ pF. V grafu na obr. 5.3b jsou pak zobrazeny moduly proudových přenosů pásmové propusti a pásmové zádrže. Využitím vztahu (5.5) jsou hodnoty vodivostí $G_1 = 2{,}12$ mS a $G_2 = 370{,}37$ μS, když $f_0 = 1$ MHz, $Q = 5$, $C_1 = 270$ pF, a $C_2 = 68$ pF.



a) b)

Obr. 5.3 *Výsledky simulací univerzálního filtru realizující a) dolní a horní propust, b) pásmovou propust a pásmovou zádrž*

Výsledky simulací dolní a horní propusti jsou velmi uspokojivé. V oblasti kmitočtu 30 MHz dochází vlivem reálných vlastností aktivních prvků k deformaci průběhu modulu dolní a pásmové propusti. Útlum je však v této oblasti již přibližně 40 dB a vliv aktivních prvků na chování filtru je zanedbatelný. Pásmová propust a pásmová zádrž byly navrženy s činitelem jakosti $Q = 5$. Analýzou bylo zjištěno, že v případě této struktury je to maximální dosažitelná hodnota.

Autonomní obvod na obr. 5.2a je také použit k návrhu multifunkčního kmitočtového filtru pracujícího v napěťovém módu. Analýzu takto realizovaného funkčního bloku uvádím v článku [46].

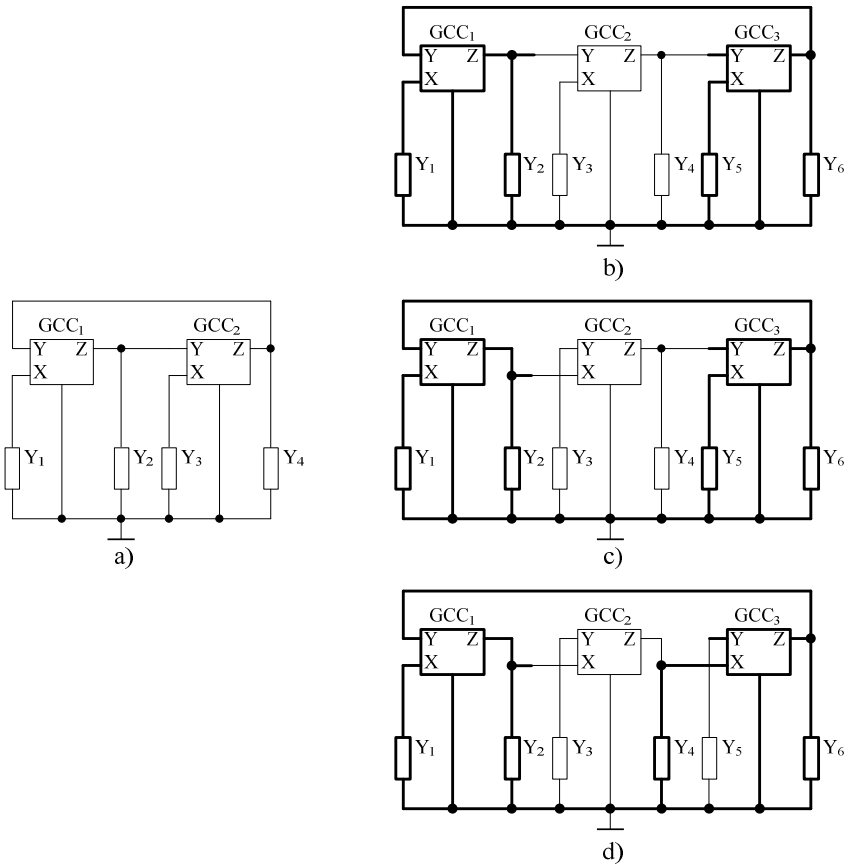
Použití admitanční sítě s vybraným počtem aktivních prvků představuje systematický způsob návrhu autonomních obvodů. Postupnou redukcí počtu pasivních prvků jsou definovány původní autonomní obvody, které je nutné dále analyzovat.

Tato metoda je však vhodná pouze pro filtry druhého řádu s omezeným počtem aktivních prvků, neboť s jejich rostoucím počtem značně narůstá i počet prvků pasivní admitanční sítě a hledání vhodného autonomního obvodu je tak značně problematické. Lze však použít metodu rozšiřování autonomních obvodů, kdy je výchozí struktura doplněna o nutný počet pasivních a aktivních prvků. Pro návrh filtrů vyššího řádu lze také použít některou z dále uvedených metod.

5.2 METODA ROZŠIŘOVÁNÍ AUTONOMNÍCH OBVODŮ

Navýšení řádu kmitočtového filtru lze realizovat rozšířením výchozí struktury o další uzel nezávislého napětí. V případě proudových konvejorů to znamená, že při doplnění dalšího aktivního prvku do struktury nesmí být napěťová brána Y zapojena do uzlu, do kterého je již připojena napěťová brána Y či proudová brána X některého z ostatních proudových konvejorů. Toto opatření pak značně usnadňuje návrh kmitočtových filtrů vyššího řádu.

Na obr. 5.4 je uvedena výchozí struktura autonomního obvodu se dvěma prvky GCC, kterou jsem zveřejnil v [46] a z ní rozšířené autonomní obvody, jejichž použití vede k návrhu kmitočtových filtrů třetího řádu. V nově navržených autonomních obvodech je zvýrazněna původní struktura, ze které se při rozšiřování vycházelo. Obdobným postupem je možné rozšířit i další autonomní obvody.



Obr. 5.4 *a) Původní autonomní obvod, b) až d) rozšířené autonomní obvody*

Autonomní obvody na obr. 5.4b až 5.4d jsou postupně popsány svými obecnými charakteristickými rovnicemi

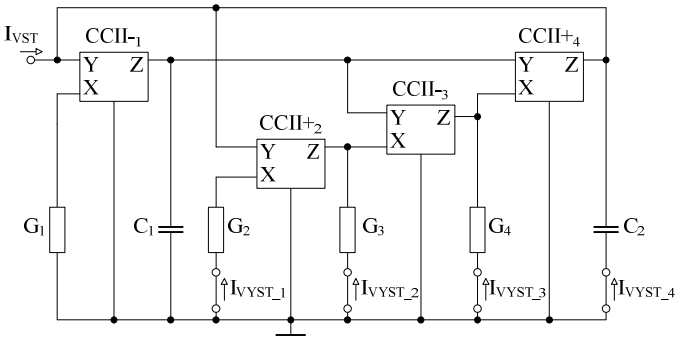
$$\begin{aligned} \boldsymbol{CE} = &-a_1b_1a_2b_2a_3b_3\boldsymbol{Y_1Y_3Y_5} + a_1b_1a_2b_2\boldsymbol{Y_1Y_3Y_4} + a_1b_1a_3b_3\boldsymbol{Y_1Y_2Y_5} + a_2b_2a_3b_3\boldsymbol{Y_3Y_5Y_6} - \\ &- a_1b_1\boldsymbol{Y_1Y_2Y_4} - a_2b_2\boldsymbol{Y_3Y_4Y_6} - a_3b_3\boldsymbol{Y_2Y_5Y_6} - a_1c_1a_2c_2a_3c_3\boldsymbol{Y_1Y_3Y_5} + \boldsymbol{Y_2Y_4Y_6} = 0 \end{aligned}, \tag{5.7a}$$

$$\begin{aligned} \boldsymbol{CE} = &-a_1b_1a_2b_2a_3b_3\boldsymbol{Y_1Y_2Y_5} + a_1b_1a_2b_2\boldsymbol{Y_1Y_2Y_4} + a_1b_1a_3b_3\boldsymbol{Y_1Y_3Y_5} + a_2b_2a_3b_3\boldsymbol{Y_2Y_5Y_6} - \\ &- a_1b_1\boldsymbol{Y_1Y_3Y_4} - a_2b_2\boldsymbol{Y_2Y_4Y_6} - a_3b_3\boldsymbol{Y_3Y_5Y_6} - a_1c_1a_2c_2a_3c_3\boldsymbol{Y_1Y_3Y_5} + \boldsymbol{Y_3Y_4Y_6} = 0 \end{aligned}, \tag{5.7b}$$

$$\boldsymbol{CE} = -a_1b_1a_2b_2a_3b_3\boldsymbol{Y}_1\boldsymbol{Y}_2\boldsymbol{Y}_4 + a_1b_1a_2b_2\boldsymbol{Y}_1\boldsymbol{Y}_2\boldsymbol{Y}_5 + a_1b_1a_3b_3\boldsymbol{Y}_1\boldsymbol{Y}_3\boldsymbol{Y}_4 + a_2b_2a_3b_3\boldsymbol{Y}_2\boldsymbol{Y}_4\boldsymbol{Y}_6 - a_1b_1\boldsymbol{Y}_1\boldsymbol{Y}_3\boldsymbol{Y}_5 - a_2b_2\boldsymbol{Y}_2\boldsymbol{Y}_5\boldsymbol{Y}_6 - a_3b_3\boldsymbol{Y}_3\boldsymbol{Y}_4\boldsymbol{Y}_6 - a_1c_1c_2c_3\boldsymbol{Y}_1\boldsymbol{Y}_3\boldsymbol{Y}_5 + \boldsymbol{Y}_3\boldsymbol{Y}_4\boldsymbol{Y}_6 = 0 \quad . \tag{5.7c}$$

Postup návrhu kmitočtového filtru je obdobný jako postup popsaný v kap. 5.1. Autonomní obvod na obr. 5.4c vede na návrh kmitočtového filtru realizujícího dolní a horní propust 3. řádu pracující v proudovém módu. Rozbor celého návrhového postupu lze nalézt v [48].

Metodu rozšiřování obvodů lze s výhodou také použít k návrhu filtrů, u kterých je možné měnit některý z jeho základních parametrů. V [49] jsem prezentoval nové zapojení multifunkčního kmitočtového filtru s proudovými konvejory, pomocí kterého lze měnit činitel jakosti Q nezávisle na charakteristickém kmitočtu filtru f_0 (obr. 5.5). Navržená struktura vychází z obecného autonomního obvodu na obr. 5.4a. Uvedené zapojení dále řeší problém vlivu konečné hodnoty impedance vstupní brány X, kdy přidáním dalších aktivních a pasivních prvků dochází k navýšení hodnoty impedance prvků připojených k vstupním branám X. Takto navržené zapojení lze použít pro zpracování signálů ve vyšších kmitočtových oblastech, neboť tímto způsobem dochází k potlačení parazitních vlastností použitého proudového konvejoru. Za výhodu navrženého zapojení lze považovat také skutečnost, že všechny proudové konvejory jsou druhé generace, což zajišťuje jednoduchost mikroelektronické struktury v případě jejich pozdější realizace v integrované podobě.



Obr. 5.5 *Multifunkční kmitočtový filtr pracující v proudovém módu*

Pomocí navrženého zapojení (obr. 5.5) lze v proudovém módu realizovat kmitočtové filtry typu pásmová, dolní a horní propust

$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{I_PP1}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_1}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = -\frac{\boldsymbol{p}C_1G_1}{\boldsymbol{CE}}, \quad \boldsymbol{K}_{\mathrm{I_PP2}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_2}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = \frac{\boldsymbol{p}C_1G_1}{\boldsymbol{CE}}, \quad \boldsymbol{K}_{\mathrm{I_PP3}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_3}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = -\frac{\boldsymbol{p}C_1G_2}{\boldsymbol{CE}}, \tag{5.8a,b,c}$$

$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{I_DP1}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_4}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = \frac{G_1G_3}{\boldsymbol{CE}}, \quad \boldsymbol{K}_{\mathrm{I_DP2}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_5}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = \frac{G_1G_4}{\boldsymbol{CE}}, \quad \boldsymbol{K}_{\mathrm{I_HP}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_6}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = -\frac{\boldsymbol{p}^2C_1C_2}{\boldsymbol{CE}}, \tag{5.8d,e,f}$$

$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{I_DP3}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_4}} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_5}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = \frac{G_1(G_3+G_4)}{\boldsymbol{CE}}, \tag{5.8g}$$

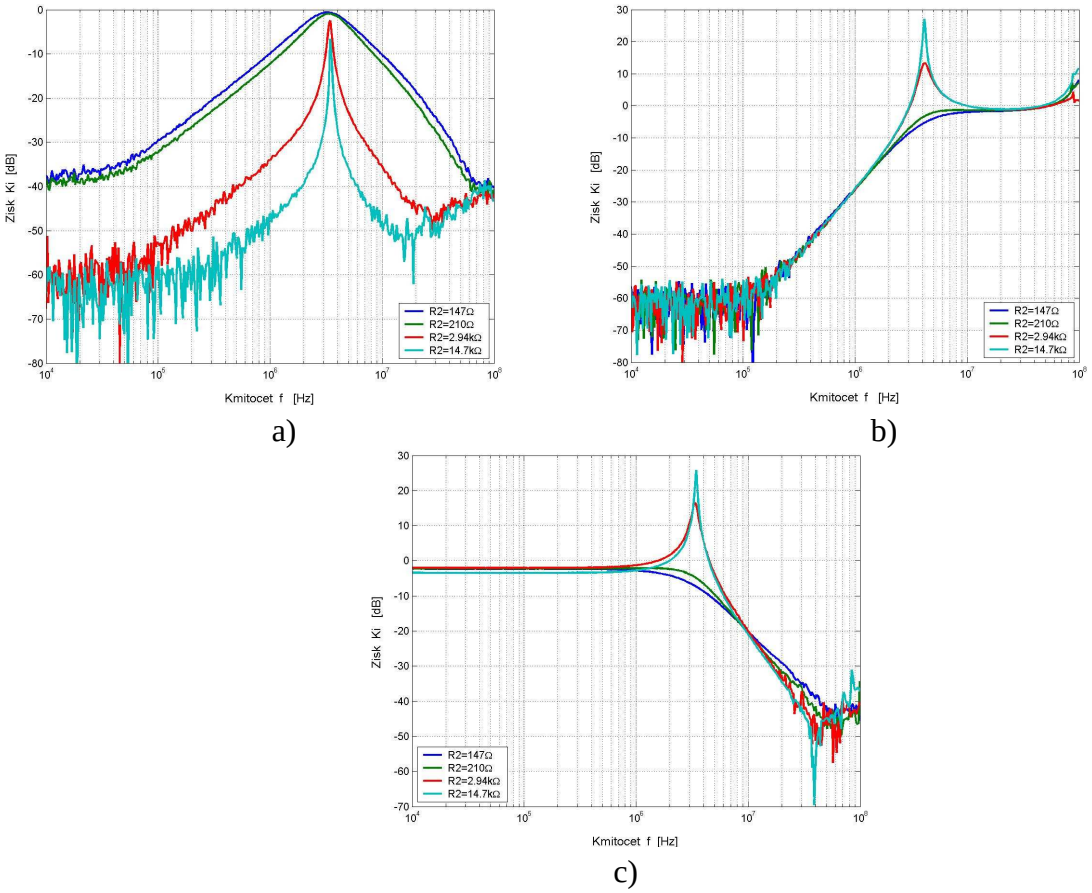
kde $\boldsymbol{CE} = \boldsymbol{p}^2C_1C_2 + \boldsymbol{p}C_1G_2 + G_1(G_3+G_4)$ je charakteristická rovnice navrženého zapojení.

Pro činitel jakosti Q a úhlový kmitočet ω_0 tedy platí

$$Q = \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \frac{\sqrt{G_1(G_3+G_4)}}{G_2}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{G_1(G_3+G_4)}{C_1 C_2}}. \qquad (5.9a, b)$$

Změnou vodivosti G_2 lze snadno měnit činitel jakosti kmitočtového filtru nezávisle na úhlovém kmitočtu ω_0.

Na obr. 5.6 jsou uvedeny výsledky experimentálního měření navrženého kmitočtového filtru. Hodnota charakteristického kmitočtu f_0 byla 4,5 MHz. Měření bylo provedeno pro hodnoty 147 Ω, 210 Ω, 2,94 kΩ, a 14,7 kΩ rezistoru R_2, což dle (5.9a) odpovídá hodnotám činitele jakosti 0,5, 0,707, 10, a 5. Změřené přenosové funkce jsou (5.8c), (5.8f), a (5.8g).



a) b)

c)

Obr. 5.6 *Změřené moduly přenosových funkcí a) pásmové, b) horní, c) dolní propusti*

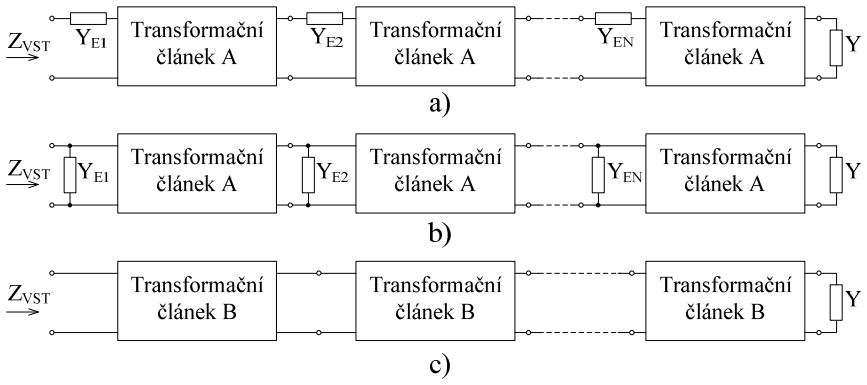
Nejlepších výsledků bylo dosaženo u kmitočtového filtru typu dolní propust. Nejhůře se podle tvaru modulové charakteristiky chová horní propust, u které v oblasti kmitočtu 100 MHz vzniká lokální maximum modulu přenosu. Modul přenosové funkce kmitočtového filtru realizujícího pásmovou propust na nízkých kmitočtech vykazuje nižší útlum než očekávaný, což je způsobeno nenulovou impedancí brány X [40]. Tento vliv se nejvíce projevuje pro nízké hodnoty činitele jakosti, kdy se impedance rezistoru R_2 blíží impedanci brány X. Další výsledky toleranční analýzy a simulací navrženého obvodu blíže popisuji v [49].

5.3 NÁVRH KMITOČTOVÝCH FILTRŮ SE SYNTETICKÝMI PRVKY

Při návrhu nových funkčních bloků není nutné omezovat se pouze na realizaci syntetických induktorů nebo kmitočtově závislých negativních rezistorů (FDNR) [34], ale je možné definovat syntetické prvky vyšších řádů [35], které lze dále zapojit do kmitočtově závislých děličů napětí, či proudu, a realizovat filtry požadovaného řádu.

Syntetické prvky s imitacemi vyšších řádů jsou tvořeny sériovým nebo paralelním zapojením elementárních dvojpólů typu *D* a *E* definovaných v [34]. Podle [35] lze popsat čtyři základní soustavy syntetických elementárních dvojpólů s imitacemi vyšších řádů, tj. typy *DP*, *EP*, *DS* a *ES*. Ty lze dále rozdělit na plovoucí a uzemněné.

Aby výsledné kmitočtové filtry byly stabilní, musí použitý syntetický prvek obsahovat elementární dvojpóly typu *D* resp. *E* všech řádů od nejnižších (tj. 0. či 1. řádu) po nejvyšší (tj. *N*-tého řádu). Při vlastní realizaci je nutné použít soustavu transformačních článků, kdy každý navyšuje řád imitance připojené na jeho výstupní bránu (obr. 5.7). Rozdíl mezi uvedenými strukturami v případě obr. 5.15a,b je v nutnosti použít vnější pasivní prvky, a tedy větším počtu pasivních prvků.



Obr. 5.7 *Obecný pohled na realizaci syntetických prvků vyšších řádů a), b) s nutností, c) bez nutnosti použít vnější admitance* Y_E

Při vlastním návrhu a způsobu realizace syntetického prvku se vychází z obecných vstupních impedancí obvodu, přičemž lze i zde pro vyhledávání vhodného transformačního článku využít obecné autonomní obvody s jedním či více aktivními prvky.

Pomocí obecné struktury s transformačním článkem A na obr. 5.7a lze realizovat syntetické prvky typu *DS* a *ES*. Struktura na obr. 5.7b je použitelná pro návrh imitančních prvků typu *DP* a *EP*. Vstupní impedance transformačního článku A složeného z nutného počtu pasivních prvků v tomto případě je

$$\boldsymbol{Z}_{\mathrm{VST}} = \frac{\boldsymbol{Y}_{\mathrm{U}}}{\boldsymbol{Y}_{\mathrm{V}}\boldsymbol{Y}_{\mathrm{W}}}. \tag{5.10}$$

Aby bylo možné tímto způsobem realizovat syntetické prvky s imitacemi vyšších řádů je nutné, jak již bylo řečeno, mezi jednotlivé transformační články zapojit externí pasivní prvky Y_E (obr. 5.7a,b).

Tento nedostatek lze odstranit cíleným návrhem transformačních článků typu B (obr. 5.7c). Je-li realizován syntetický dvojpól typu *DP* nebo *EP*, musí pro vstupní impedanci dílčího transformačního článku B platit

$$\boldsymbol{Z}_{\mathrm{VST}} = \frac{\boldsymbol{Y}_{\mathrm{W}}}{\boldsymbol{Y}_{\mathrm{U}}(\boldsymbol{Y}_{\mathrm{V}} + \boldsymbol{Y}_{\mathrm{W}})} \tag{5.11a}$$

Výraz pro vstupní admitanci je pak dán vztahem

$$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{VST}} = \frac{\boldsymbol{Y}_{\mathrm{U}}\boldsymbol{Y}_{\mathrm{V}}}{\boldsymbol{Y}_{\mathrm{W}}} + \boldsymbol{Y}_{\mathrm{U}}\,. \tag{5.11b}$$

Opakovanou náhradou admitance Y_V transformačním článkem, jehož vstupní admitance bude dána vztahem (5.11b), pak dochází k navyšování řádu realizovaného syntetického dvojpólu.

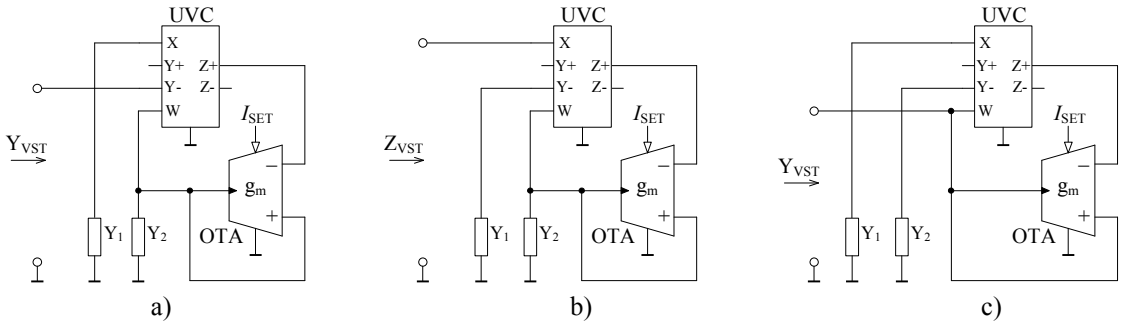
Jsou-li navrhovány syntetické prvky typu *DS* a *ES*, pak pro vstupní impedanci resp. admitanci transformačního článku B musí platit

$$\boldsymbol{Z}_{\mathrm{VST}} = \frac{\boldsymbol{Y}_{\mathrm{U}}}{\boldsymbol{Y}_{\mathrm{V}}\boldsymbol{Y}_{\mathrm{W}}} + \frac{1}{\boldsymbol{Y}_{\mathrm{V}}},\ \boldsymbol{Y}_{\mathrm{VST}} = \frac{\boldsymbol{Y}_{\mathrm{V}}\boldsymbol{Y}_{\mathrm{W}}}{\boldsymbol{Y}_{\mathrm{U}} + \boldsymbol{Y}_{\mathrm{W}}}\,. \tag{5.12a,b}$$

Navýšení řádu tohoto syntetického prvku se docílí opakovanou náhradou admitance Y_U transformačním článkem se vstupní admitancí dle (5.11b). Navýšení řádu je také možné realizovat náhradou admitance Y_W transformačním článkem se vstupní admitancí dle (5.12b).

Použití transformačních článků B tedy vede na minimální počet pasivních prvků syntetického dvojpólu, což pozitivně působí na konečnou citlivost realizovaného funkčního bloku. Nevýhodu lze však spatřovat v nutnosti navrhnout dvě různé struktury pro realizaci paralelní a sériové kombinace syntetických prvků s imitacemi vyšších řádů.

Na obr. 5.8 jsou uvedeny transformační články s univerzálním napěťovým konvejorem a transkonduktanční zesilovačem.



Obr. 5.8 *Transformační články s UVC a OTA pro realizaci prvku a) DP, b) ES, c) EP*

Vstupní admitance struktur na obr. 5.8a a obr. 5.8c jsou dány vztahy

$$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{VST}} = \frac{\boldsymbol{Y}_1\boldsymbol{Y}_2}{g_{\mathrm{m}}} + \boldsymbol{Y}_1, \tag{5.13}$$

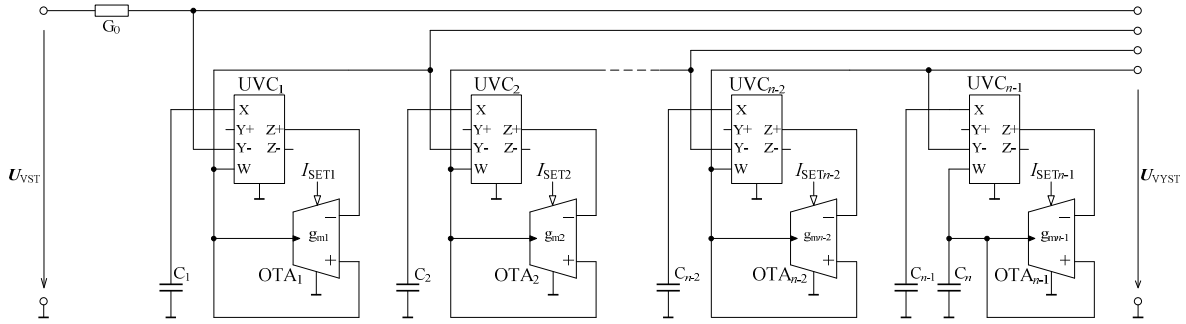
$$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{VST}} = \frac{\boldsymbol{Y}_2 g_{\mathrm{m}}}{\boldsymbol{Y}_1} + g_{\mathrm{m}}\,. \tag{5.14}$$

Vstupní impedance transformačního článku na obr. 5.8b je popsána vztahem

$$\boldsymbol{Z}_{\mathrm{VST}} = \frac{\boldsymbol{Y}_2}{\boldsymbol{Y}_1 g_{\mathrm{m}}} + \frac{1}{\boldsymbol{Y}_1}. \tag{5.15}$$

Výrazy (5.13) až (5.15) jsou plně v souladu s požadavky dle (5.11b) resp. (5.12a) na realizovatelnost syntetických prvků vyšších řádů s minimálním počtem pasivních prvků.

Struktura transformačního článku na obr. 5.8a byla využita pro návrh přeladitelného kmitočtového filtru *n*-tého řádu typu dolní propust, ve kterém je použit syntetický prvek typu $DP_{1,n}$. (obr. 5.9).

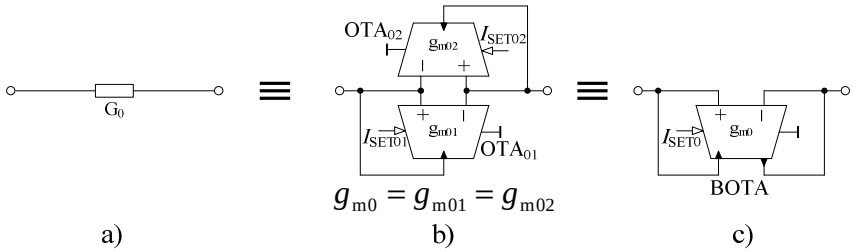


Obr. 5.9 *Kmitočtový filtr n-tého řádu realizovaný transformačním článkem dle obr. 5.8a*

Obecný tvar přenosové funkce kmitočtového filtru je

$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{U}} = \frac{\boldsymbol{U}_{\mathrm{VYST}}}{\boldsymbol{U}_{\mathrm{VST}}} = \frac{\prod_{i=1}^{n-1} g_{\mathrm{m}i} G_0}{\boldsymbol{p}^n \prod_{i=1}^{n} C_i + \sum_{i=1}^{n-1} \boldsymbol{p}^i \prod_{l=1}^{i} C_l \sum_{k=i}^{n-1} g_{\mathrm{m}k} + \prod_{i=1}^{n-1} g_{\mathrm{m}i} G_0}. \tag{5.16}$$

Vlastnosti prvku UVC umožňují snímat napěťovou odezvu ve více bodech, jak je naznačeno na obr. 5.9. Charakteristický kmitočet tohoto filtru však nelze měnit, neboť je-li řád filtru *n*, je nutné současně měnit *n* koeficientů nekaskádní syntézy *c*. Počet akčních členů, tj. OTA zesilovačů, je pouze (*n* – 1). Vhodným řešením může být náhrada vodivosti G_0 strukturou na obr. 5.10.



Obr. 5.10 *Náhrada a) plovoucí vodivosti G_0 pomocí b) prvků OTA [42], c) prvku BOTA*

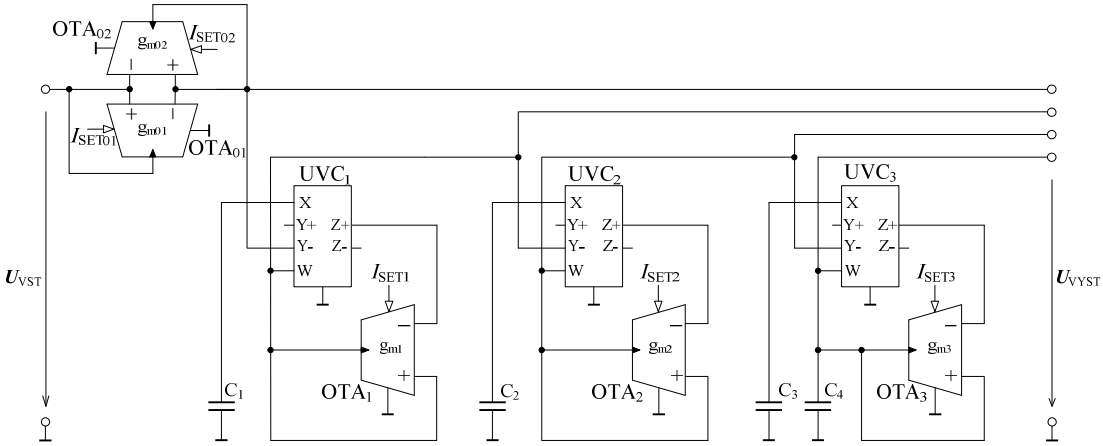
Modifikovaná struktura kmitočtového filtru pouze již 4. řádu je uvedena na obr. 5.11. Napěťový přenos je dán vztahem

$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{U}} = \frac{g_{\mathrm{m0}} g_{\mathrm{m1}} g_{\mathrm{m2}} g_{\mathrm{m3}}}{\boldsymbol{p}^4 C_1 C_2 C_3 C_4 + \boldsymbol{p}^3 C_1 C_2 C_3 g_{\mathrm{m3}} + \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 g_{\mathrm{m2}} g_{\mathrm{m3}} + \boldsymbol{p} C_1 g_{\mathrm{m1}} g_{\mathrm{m2}} g_{\mathrm{m3}} + g_{\mathrm{m0}} g_{\mathrm{m1}} g_{\mathrm{m2}} g_{\mathrm{m3}}}. \tag{5.17}$$

Hodnoty kapacitorů lze určit pomocí vztahů

$$C_1 = \frac{c_{41}}{\mathrm{k}}, \quad C_2 = \frac{c_{42}}{c_{41} \cdot \mathrm{k}}, \quad C_3 = \frac{c_{43}}{c_{42} \cdot \mathrm{k}}, \quad C_4 = \frac{c_{44}}{c_{43} \cdot \mathrm{k}}, \qquad (5.18a,b,c,d)$$

kde $\mathrm{k} = \omega_0 / g_\mathrm{m}$ je konstantní, přičemž $\omega_0 = 2\pi f_0$ a $g_{\mathrm{m}0} = g_{\mathrm{m}1} = g_{\mathrm{m}2} = g_{\mathrm{m}3} = g_\mathrm{m}$.

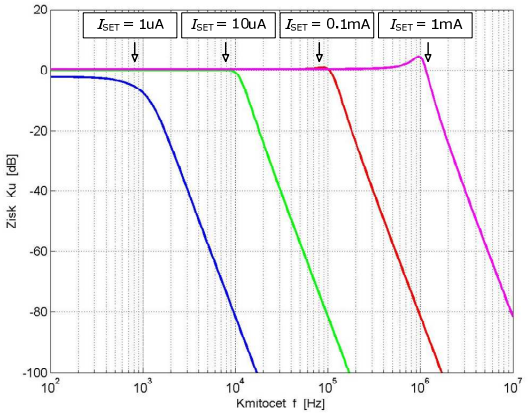


Obr. 5.11 *Kmitočtový filtr 4. řádu realizovaný syntetickým prvkem typu $DP_{1,4}$*

Kmitočtový filtr 4. řádu byl simulován dle Butterworthovy aproximace (obr. 5.12), kdy hodnoty koeficientů nekaskádní syntézy jsou $c_{41} = c_{43} = 2{,}6131$, $c_{42} = 3{,}4142$, a $c_{44} = 1$ [32]. Řiditelný transkonduktanční zesilovač je typu TL1228 [41]. Vypočtené hodnoty kapacitorů jsou $C_1 = 4{,}15$ nF, $C_2 = 2{,}08$ nF, $C_3 = 1{,}22$ nF, $C_4 = 0{,}61$ nF když $\mathrm{k} = 6{,}28 \cdot 10^8 \mathrm{rads}^{-1}\mathrm{S}^{-1}$. Konstanta k vyjadřuje vztah mezi hodnotou charakteristického kmitočtu f_0 a transkonduktancí g_m použitého OTA zesilovače, resp. řídicího proudu I_SET, jak je uvedeno v tab. 5.1.

Tab. 5.1 *Závislost f_0 na transkonduktanci g_m resp. řídicím proudu I_{SET}*

I_SET [mA]	g_m [mS]	f_0 [kHz]
1	10	1000
0,1	1	100
0,01	0,1	10
0,001	0,01	1



Obr. 5.12 *Výsledky simulací filtru dolní propust dle struktur na obr. 5.11*

5.4 NÁVRH FILTRŮ POMOCÍ GRAFŮ SIGNÁLOVÝCH TOKŮ

Grafy signálových toků se používají v mnoha různých technických oblastech. Původně byly navrženy Masonem v roce 1953 pro popis a řešení lineárních obvodů. Později se objevily zobecněné Coatesovy grafy. Jejich základní popis je uveden v [31]. Grafy signálových toků tvoří základ teorie obvodů a jsou běžně používány v dalších oblastech jako automatické řízení nebo datová komunikace.

Graf je soustava bodů a úseček nazývaných uzly a větve. Každý konec větve je připojen k uzlu. Oba konce větve mohou být připojeny ke stejnému uzlu. Graf signálových toků je diagram, který znázorňuje vzájemný vztah mezi proměnnými. Proměnné jsou reprezentovány uzly grafu a větve definují jejich vzájemný vztah. Použití grafů signálových toků v teorii lineárních obvodů představuje snadný způsob výpočtu přenosových funkcí i relativně složitých obvodů.

Pro syntézu a analýzu elektrických obvodů jsou v práci použity smíšené tzv. Masonovy-Coatesovy (M-C) grafy [39]. Na základě pravidla pro řešení M-C grafu je možné tuto metodu použít pro přímý návrh obvodů s požadovaným tvarem přenosové funkce.

Přenosovou funkci grafu signálových toků lze vypočítat podle následujícího vztahu, známý jako Masonovo pravidlo [31]

$$K = \frac{Y}{X} = \frac{1}{\Delta}\sum_i P_i \Delta_i \,, \tag{5.19}$$

kde P_i je přenos i-té přímé cesty ze vstupního uzlu X do výstupního Y a Δ je determinant grafu, který je dán vztahem

$$\Delta = V - \sum_k S_1^{(k)} V_1^{(k)} + \sum_l S_2^{(l)} V_2^{(l)} - \sum_m S_3^{(m)} V_3^{(m)} + \ldots . \tag{5.20}$$

Zde V je součin vlastních smyček, $S_1^{(k)}$ je přenos k-té smyčky a $V_1^{(k)}$ je součin všech vlastních smyček uzlů, kterých k-tá smyčka nedotýká, $S_2^{(l)}$ je součin přenosů dvou nedotýkajících se smyček a $V_2^{(l)}$ je součin všech vlastních smyček uzlů, kterých se l-tá smyčka nedotýká. Pokud se smyčka nebo k-tá přímá cesta dotýká všech uzlů, pak součin V resp. Δ_k je identicky roven jedné. Δ_i je determinant části grafu, která se nedotýká i-té přímé cesty.

Determinant M-C grafu definovaný (5.20) zároveň představuje levou stranu charakteristické rovnice CE, jejíž tvar do podstatné míry určuje chování analyzovaného obvodu. Je-li navrhován kmitočtový filtr n-tého řádu, pak se jmenovatel přenosové funkce (tj. CE) musí skládat z alespoň $n + 1$ členů, kdy by všechny z důvodu stability měly být kladné.

Je vhodné, aby počet členů byl vždy nejnižší nutný z důvodu snadného numerického návrhu pasivních prvků. Je možné nalézt základní požadavky na výsledný graf signálových toků (po zapojení aktivních prvků), které splňují předpoklady realizovatelnosti takového kmitočtového filtru s minimálním počtem pasivních prvků. Je-li tedy navrhován kmitočtový filtr druhého řádu, pak lze definovat následující podmínky, z nichž každá splňuje předpoklad realizovatelnosti daného filtru:

D1: v grafu existuje jediná orientovaná smyčka a dva napěťové uzly, kdy k jednomu či oběma jsou připojeny dva a více pasivních prvků,

D2: v grafu existují dvě vzájemně se dotýkající se orientované smyčky a dva napěťové uzly, ke kterým je připojena jedna admitance.

Jsou-li aktivní prvky použity pouze jako oddělovací členy dílčích pasivních RC struktur, pak se v grafu nemusí nacházet orientované smyčky a determinant je tvořen pouze součinem přenosů vlastních smyček. Tento způsob návrhu zde však nebude dále popisován, neboť představuje primitivní řešení realizace kmitočtových filtrů kaskádním řazením.

V případě potřeby lze mezi podmínky správného počtu členů charakteristické rovnice dále zahrnout i podmínky na její konkrétní tvar. Tím se rozumí, zda je požadováno měnit činitel jakosti Q nezávisle na charakteristickém kmitočtu f_0, nebo možnost vzájemně nezávislé změny parametru Q a f_0.

Tvar charakteristické rovnice, která dovoluje měnit činitel jakosti nezávisle na charakteristickém kmitočtu je

$$\boldsymbol{CE} = \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 + \boldsymbol{p} C_1 G_3 + G_1 G_2 = 0 \tag{5.21}$$

nebo

$$\boldsymbol{CE} = \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 G_3 + \boldsymbol{p} C_1 G_1 G_2 + G_1 G_2 G_3 = 0\,. \tag{5.22}$$

V obou případech je možné činitel jakosti Q měnit hodnotou vodivosti G_3. Charakteristické rovnice respektují podmínku minimálního počtu pasivních prvků.

Mají-li být parametry Q a f_0 měněny nezávisle na sobě, pak tvar charakteristické rovnice musí být

$$\boldsymbol{CE} = \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 G_5 + \boldsymbol{p} C_1 G_1 G_2 + G_2 G_3 G_4 = 0\,. \tag{5.23}$$

Zde je parametr Q možné měnit pomocí vodivosti G_1. Hodnota charakteristického kmitočtu f_0 je možná současnou změnou vodivosti G_2 a G_3, přičemž musí platit $G_2 = G_3$. Bude-li dále platit $G_5 = G_4$, pak jejich změnou je možné řídit hodnotu činitele jakosti. Na základě této skutečnosti lze definovat další tvar charakteristické rovnice, která vyhovuje stejným požadavkům jako výraz (5.23)

$$\boldsymbol{CE} = \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 G_4 + \boldsymbol{p} C_1 G_1 G_2 + G_2 G_3 G_4 = 0\,. \tag{5.24}$$

Je-li navrhován filtr s charakteristickou rovnicí dle (5.22) – (5.24), pak je nutné stanovit nové podmínky tvaru M-C grafu:

D3: v grafu existují dvě vzájemně se dotýkající orientované smyčky, a tři napěťové uzly, ke kterým je připojena jedna admitance,

D4: v grafu existuje jeden vysokoimpedanční uzel a tři vzájemně se dotýkající orientované smyčky, které tímto uzlem prochází.

Změnu základních parametrů kmitočtového filtru lze také realizovat řiditelnými aktivními prvky. V případě proudových konvejorů jde o prvky CCCII (Current-Controlled Current Conveyor) [21] či ECCII (Electronically Tunable Current Conveyor) [17]. Dále může jít o prvek PCA (Programmable Current Amplifier), který je v současné době vyvíjen na pracovišti ÚTKO FEKT VUT v Brně ve

spolupráci s AMI Semiconductor Design Centre Brno náležícího do koncernu ON Semiconductor. O řiditelném napěťovém konvejoru se zatím neuvažuje, ovšem uvedené teoretické závěry lze později na takový prvek plně aplikovat.

U aktivního prvku CCCII je řídicím proudem ovlivňován parametr R_X proudového konvejoru, tj. odpor vstupní proudové brány X. Tvar charakteristické rovnice řiditelných filtrů s těmito aktivními prvky je tedy shodný s rov. (5.21) až (5.24), když $G_X = 1/R_X$. V případě prvku ECCII je řízen proudový přenos c z brány X na bránu Z. Obdobně se tak předpokládá i u aktivního prvku PCA, který vychází z koncepce prvku CMI, jak bylo uvedeno v kap. 4.3. U tohoto prvku bude měněn proudový přenos n. Pro tyto aktivní prvky lze tedy nově popsat požadovaný tvar charakteristické rovnice. Bude-li pro CE platit

$$\boldsymbol{CE} = \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 + n_1 \boldsymbol{p} C_1 G_1 + G_1 G_2 = 0 \tag{5.25}$$

nebo

$$\boldsymbol{CE} = n_1 \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 + \boldsymbol{p} C_1 G_1 + n_1 G_1 G_2 = 0\,, \tag{5.26}$$

pak změnou proudového přenosu n_1 lze řídit činitel jakosti Q.

Vzájemně nezávislou změnu činitele jakosti Q a charakteristického kmitočtu f_0 umožní filtr, jehož charakteristická rovnice bude mít tvar

$$\boldsymbol{CE} = \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 + n_1 n_2 \boldsymbol{p} C_1 G_1 + n_2 n_3 G_1 G_2 = 0\,. \tag{5.27}$$

Činitel jakosti je možné měnit opět proudovým přenosem n_1. Charakteristický kmitočet lze řídit současnou změnou přenosů n_2 a n_3, přičemž musí platit $n_2 = n_3$.

Vzájemně nezávislou změnu činitele jakosti Q a charakteristického kmitočtu f_0 dále umožní filtr s charakteristickou rovnicí

$$\boldsymbol{CE} = n_1 \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 + n_2 \boldsymbol{p} C_1 G_1 + n_3 G_1 G_2 = 0\,. \tag{5.28}$$

Činitel jakosti je možné měnit proudovým přenosem n_2. Charakteristický kmitočet lze řídit současnou změnou přenosů n_1 a n_3, přičemž musí platit $n_1 = 1/n_3$, což však pro praktickou realizaci není příliš vhodná podmínka.

Protože proudové přenosy n aktivních prvků jsou obecně bezrozměrné veličiny, lze dále definovat charakteristické rovnice kmitočtových filtrů, kde bude možné měnit charakteristický kmitočet f_0 nezávisle na činiteli jakosti

$$\boldsymbol{CE} = \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 + n_1 \boldsymbol{p} C_1 G_1 + n_1 n_2 G_1 G_2 = 0 \tag{5.29}$$

a

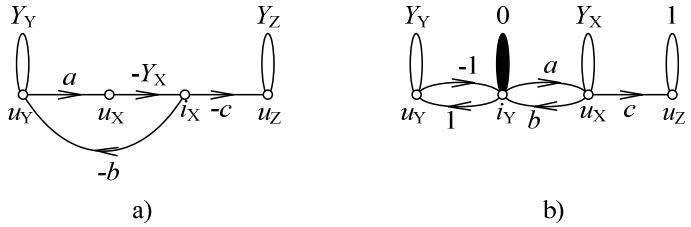
$$\boldsymbol{CE} = n_1 \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 + \boldsymbol{p} C_1 G_1 + n_2 G_1 G_2 = 0\,, \tag{5.30}$$

přičemž musí platit $n_1 = n_2$ resp. $n_1 = 1/n_2$.

Parametr K_0 kmitočtového filtru vyjadřující přenos v pásmu propustnosti není charakteristickou rovnicí popisován a nelze jej tedy v tomto okamžiku nijak analyzovat.

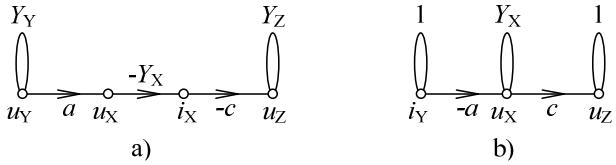
Stejně jako při převodu neregulární admitanční matice na regulární pomocí operací s řádky a sloupci tak i zde je nutné znát grafy neregulárních obvodových

prvků. V [36] jsou uvedeny M-C grafy univerzálního proudového a napěťového konvejoru. Při návrhu metodou autonomních obvodů se ukázalo vhodné používat jejich zobecněné ekvivalenty. Proto byly definovány redukované M-C grafy zobecněného proudového (GCC) [51] a zobecněného napěťového (GVC) [43] konvejoru, které jsou na obr. 5.13.



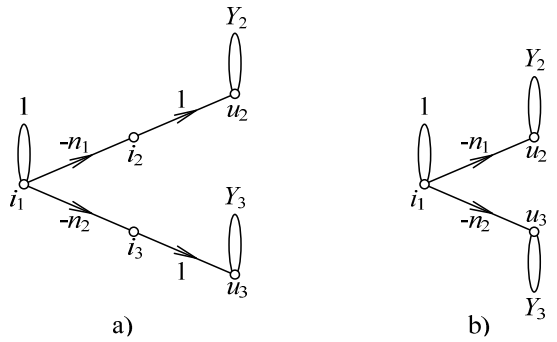
Obr. 5.13 *Redukované M-C grafy zobecněných aktivních prvků a) GCC [51], b) GVC [43]*

Nejčastěji používanými typy proudových a napěťových konvejorů jsou konvejory druhé generace. V takovém případě hodnota parametru $b = 0$, což vede na dále zjednodušené grafy konvejorů (obr. 5.14).



Obr. 5.14 *Redukovaný graf a) GCC [51], b) GVC [43] druhé generace*

Plný a redukovaný M-C graf prvku GCMI je uveden na obr. 5.15.

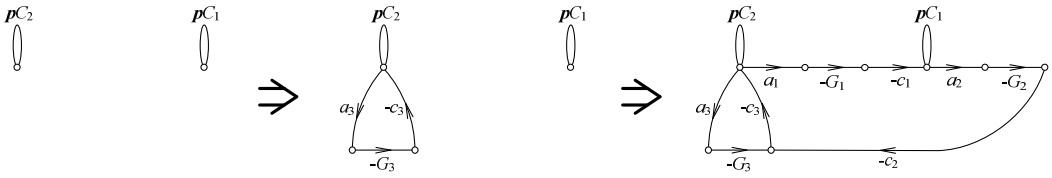


Obr. 5.15 *a) Plný, b) redukovaný M-C graf prvku GCMI*

Postup návrhu M-C grafu se třemi proudovými konvejory využitím definice **D2** je ukázán na obr. 5.16. Determinant grafu se v jednotlivých fázích rozšiřuje vždy o jeden člen, tj. postupně podle obr. 5.16a až obr. 5.16c

$$\Delta = \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2, \quad \Delta = \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 - a_3 c_3 \boldsymbol{p} C_1 G_3, \tag{5.31a,b}$$

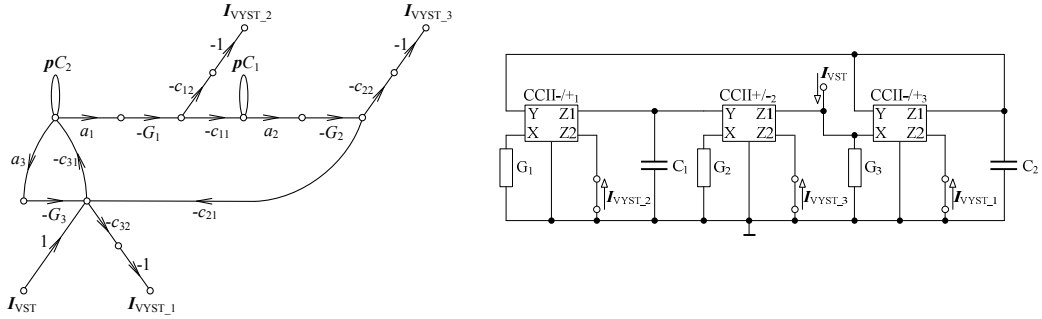
$$\Delta = \boldsymbol{CE} = \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 - a_3 c_3 \boldsymbol{p} C_1 G_3 + a_1 a_2 c_1 c_2 c_3 G_1 G_2 = 0 \tag{5.31c}$$



a) b) c)

Obr. 5.16 *Fáze návrhu M-C grafu se třemi proudovými konvejory dle* ***D2***

V [51] uvádím postup návrhu multifunkčního kmitočtového filtru, který vychází z M-C grafu na obr. 5.16c. Na obr. 5.17a jsou v tomto M-C grafu již vyznačeny vstupní a výstupní proudové uzly.



a) b)

Obr. 5.17 *a) M-C graf, b) obvodová realizace multifunkčního filtru pracujícího v proudovém módu*

Platí-li pro přenosové koeficienty aktivních prvků: $a_1 = a_2 = a_3 = 1$, $c_{12} = c_{21} = c_{32} = 1$ a $c_{11} = c_{22} = c_{31} = -1$, pak uvedený multifunkční kmitočtový filtr z obr. 5.17b pracuje jako horní, pásmová a dolní propust s přenosovými funkcemi

$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{I_HP}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_1}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = \frac{\boldsymbol{p}^2 C_1 C_2}{\boldsymbol{CE}}, \quad \boldsymbol{K}_{\mathrm{I_PP}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_2}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = -\frac{\boldsymbol{p} C_1 G_1}{\boldsymbol{CE}}, \tag{5.32a,b}$$

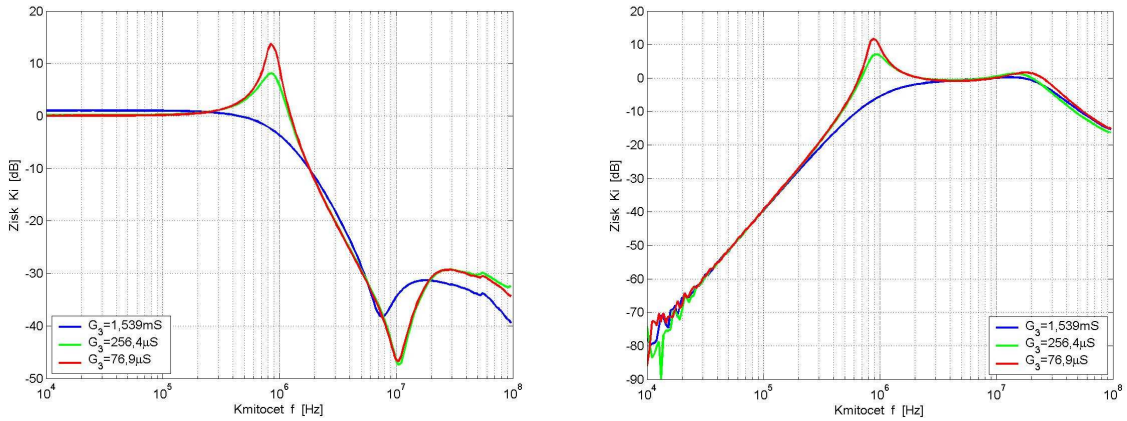
$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{I_DP}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VYST_3}}}{\boldsymbol{I}_{\mathrm{VST}}} = -\frac{G_1 G_2}{\boldsymbol{CE}}, \tag{5.32c}$$

kde jmenovatel ***CE*** je dán vztahem (5.21).

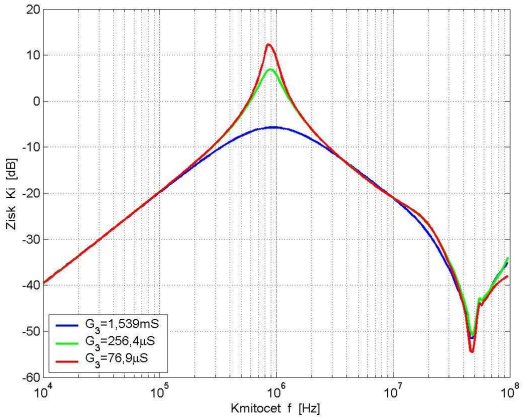
Úhlový charakteristický kmitočet ω_0 a činitel jakosti Q jsou dány vztahy

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{1}{G_3}\sqrt{\frac{C_1 G_1 G_2}{C_2}}. \tag{5.33a,b}$$

Na obr. 5.18 jsou uvedeny výsledky experimentálního měření navrženého kmitočtového filtru realizujícího dolní, horní a pásmovou propust v proudovém módu s charakteristickým kmitočtem f_0 = 1 MHz. Použití vodivosti $G_3 = \{1{,}539\ \mathrm{mS};\ 256{,}4\ \mu\mathrm{S};\ 76{,}9\ \mu\mathrm{S}\}$ dle (5.33b) odpovídá hodnotám činitele jakosti $Q = \{0{,}5;\ 3;\ 10\}$.



a) b)



c)

Obr. 5.18 *Změřené modulové charakteristiky filtru dle obr. 5.49 realizujícího a) dolní, b) horní, c) pásmovou propust*

Výsledky experimentálního měření (obr. 5.18) ukazují, že skutečná dosažitelná hodnota činitele jakosti *Q* kmitočtového filtru na obr. 5.17 je 5. Opětovný pokles modulové charakteristiky kmitočtového filtru typu horní propust v okolí kmitočtu 20 MHz je způsoben proudovým konvejorem CCII-/+$_3$, tedy neideálním přenosem proudu z brány X na bránu Z.

6 ZÁVĚR

Práce je věnována problematice návrhu kmitočtových filtrů s proudovými (CC) a napěťovými (VC) konvejory a také s nově vyvíjenými proudovými aktivními prvky CMI (Current Mirror and Inverter) a PCA (Programmable Current Amplifier). Od těchto aktivních prvků se očekává větší dosažitelná šířka kmitočtového pásma zpracovávaných signálů a možnost použití v aplikacích s nízkým napájecím napětím, kde bude dostatečně zachován odstup signálu od šumu. Aktivní prvek PCA se v současné době připravuje do výroby v Design Centre ON Semiconductor.

Nové struktury kmitočtových filtrů s vybranými aktivními prvky byly v řadě případů navrženy metodou zobecněných autonomních obvodů. Použití úplné admitanční sítě připojené k vybranému počtu aktivních prvků představuje

systematický způsob návrhu autonomních obvodů. Postupnou redukcí počtu pasivních prvků pak byla nalezena řada původních obvodových struktur s jedním a dvěma aktivními prvky, z nichž vybrané byly dále analyzovány. Tato metoda je však vhodná pouze pro filtry druhého řádu s omezeným počtem aktivních prvků, neboť s jejich rostoucím počtem se zvyšuje i počet prvků pasivních v úplné admitanční síti a hledání vhodných autonomních obvodů se tak komplikuje. Lze však použít metodu rozšiřování autonomních obvodů, kterou jsem se v práci také zabýval.

Metodu rozšiřování autonomních obvodů jsem zavedl se záměrem popsat možný způsob návrhu kmitočtových filtrů vyšších řádů. Vychází se při tom z již existujících autonomních obvodů, které jsou vhodně doplněny o nutný počet aktivních a pasivních prvků. Další obvodové prvky jsou přitom zapojovány tak, že ve výsledné struktuře vznikají nové uzly nezávislého napětí. Tato metoda se pak ukázala i výhodnou v případě návrhu kmitočtových filtrů umožňujících dosáhnout vysokých hodnot činitele jakosti. Zde jsou však autonomní obvody rozšiřovány tak, aby ve struktuře nevznikaly další uzly nezávislého napětí. Výhodou metody rozšiřování je pak skutečnost, že vlastní návrhový postup je shodný s metodou návrhu autonomních obvodů nalezených z úplné admitanční sítě.

Při návrhu kmitočtových filtrů vyšších řádů je často diskutována možnost využití syntetických imitačních prvků. V práci je této metodě věnována pozornost. Byly definovány nové požadavky na transformační články, resp. jejich vstupní impedanci popř. admitanci, které zaručují maximální jednoduchost výsledných syntetických prvků, či kmitočtových filtrů, s minimálním počtem pasivních prvků. Byla prezentována řada transformačních článků s proudovými a napěťovými prvky a proudovými aktivními prvky CMI a MCMI.

Čtvrtá popisovaná návrhová metoda vychází z teorie M-C grafů signálových toků, která je spíše prezentována jako nástroj pro analýzu obvodových struktur. Využití M-C grafů se však ukázalo jako velmi výhodný způsob pro syntézu nových kmitočtových filtrů. Návrh se zakládá na popisu požadované přenosové funkce, resp. jejího jmenovatele (charakteristické rovnice) a není nijak intuitivní. Byla stanovena pravidla návrhu M-C grafu, která splňují požadavky na minimální počet členů charakteristické rovnice a minimální počet pasivních prvků, což je obzvlášť nutným předpokladem snadného numerického návrhu realizovaných kmitočtových filtrů. Byly popsány i obecné tvary charakteristických rovnic, které umožní nezávislou změnu činitele jakosti Q či vzájemně nezávislou změnu činitele jakosti Q a charakteristického kmitočtu f_0 pomocí pasivních ale i aktivních prvků.

Využitím jmenovaných metod byla navržena řada kmitočtových filtrů s CC, VC, CMI a PCA, často multifunkčních, pracujících v proudovém a napěťovém módu. Vybraná obvodová řešení byla podrobena analýze v simulacích programech, případně ověřena i praktickou realizací. Aktivní prvky při tom byly realizovány univerzálními proudovými (UCC) a napěťovými konvejory (UVC), popř. s využitím proudového násobiče EL2082 [44] a prvku OPA861.

7 LITERATURA

[1] SMITH, K. C.; SEDRA, A. The Current Conveyor: a New Circuit Building Block. IEEE Proc. 1968, Vol. 56, pp. 1368-1369.

[2] DOSTAL, T., POSPISIL, J. Current and voltage conveyors - a family of three port immittance converters. In *Proceedings of the International Symposium on Circuits and Systems ISCAS*, Roma, 1982, pp. 419-422.

[3] SEDRA, A., SMITH, K. C. A second-generation current conveyor and its application. *IEEE Trans. Circuit Theory*, 1970, Vol. 17, pp. 132-134.

[4] NAQSHBENDI, S. F. H., SHARMA, R.S. High input impedance current conveyor filters, *Int. J. Electronics*, 1983, Vol. 55, No. 3, pp. 499-500.

[5] HIGASHIMURA, M., FUKUI, Y. Realization of impedance function using current conveyors, *Int. J. Electronics*, 1988, Vol. 65, No. 2, pp. 223-231.

[6] HIGASHIMURA, M., FUKUI, Y. Realization of all-pass network using a current conveyor, *Int. J. Electronics*, 1988, Vol. 65, No. 2, pp. 249-250.

[7] HOU, C., WU, Y., LIU, S. New configuration for single-CCII first-order and biquadratic current-mode filters, *Int. J. Electronics*, 1991, Vol. 71, No. 4, pp. 637-644.

[8] SUN, Y., FIDLER, J. K. Versatile active biquad based on second-generation current conveyors, *Int. J. Electronics*, 1994, Vol. 76, No. 1, pp. 91-98.

[9] WU, J., EL-MASRY, E. Current-mode ladder filters using multiple output current conveyors, *IEE Proc. Circuits Device Syst.*, 1996, Vol. 143, No. 4, pp. 218-222.

[10] VRBA, K., CAJKA, J., ZEMAN, V. New RC-Active Network Using Current Conveyors, *Radioengineering*, 1997, Vol. 6, No. 2, pp. 18-21.

[11] AL-WALAIE, S. A., ALTURAIGI, M. A. Current mode simulation of lossless floating inductance, *Int. J. Electronics*, 1997, Vol. 83, No. 6, pp. 825-829.

[12] CICEKOGLU, M. O. Active simulation of grounded inductors with CCII+s and grouded passive elements, *Int. J. Electronics*, 1998, Vol. 85, No. 4, pp. 455-462.

[13] OZOGUZ, S., ACAR, C. On the realization of floating immitance function simulators using current conveyors, *Int. J. Electronics*, 1998, Vol. 85, No. 4, pp. 463-475.

[14] ARSLAN, E., METIN, B., CAKIR, C., CICEKOGLU, O. A novel grounded lossless inductance simulator with CCI, In *Proceedings of the Int. XII. Turkish Symposium on Artificial Inteligence and Neural Networks* - TAINN 2003.

[15] SAGBAS, M., FIDANBOYLU, K., BAYRAM, M. C. Triple-input Single-output Voltage-mode Multifunction Filter Using Only Two Current Conveyors, *Trans. Engineering, Computing and Technology*, 2005, Vol. 4, pp. 105-108.

[16] 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.

[17] 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.

[18] GÜNES, E. O., ANDAY, F. Realization of current-mode universal filter using CFCCIIps. *Electronics Letters*, 1996, Vol. 32, No. 12, pp. 1061-1082.

[19] CHIU, W., LIU, S. I. CMOS differential difference current conveyors and their applications, *IEE Proc.- Circuit Devices Syst*., 1996, Vol. 143, No.2, pp.91-96.

[20] SURAKAMPONTORN, W., KUMWATCHARA, K. CMOS - based electronically tunable current conveyor, *Electronics Letters*, 1992, Vol. 28, pp. 1316-1317.

[21] FABRE, A., SAAID, O., WIEST, F., BOUCERON, C. Current coltrolled bandpass filter based on translinear conveyors, *Int. J. Electronics*, 1995, Vol. 31, No. 20, pp. 1727-1728.

[22] 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.

[23] TEMIZYUREK, C.; MYDERRIZI, I. A novel current-mode universal filter implemented with DVCCs, In *Proceedings of the 24th International Conference on Microelectronics*, 2004, Vol. 2, pp. 581-584.

[24] MINAEI, S., SAYIN, O. K., KUNTMAN, H. A new CMOS electronically tunable current conveyor and its application to current-mode filters, *Tran. Circuits and Systems I*, Vol. 53, pp. 1448-1457, 2006.

[25] FABRE, A. Third-generation current conveyor: a new helpful active element. Electronics Letters, 1995, Vol. 31, No. 5, pp. 338-339.

[26] BECVAR, D., VRBA, K. Univerzální proudový konvejor (Universal Current Conveyor), *Elektrorevue – Internet Journal* (http://www.elektrorevue.cz), 2000, No. 7. ISSN 1213-1539.

[27] ACAR, C., OZOGUZ, S. A new versatile building block: current differencing buffered amplifier suitable for analog signal-processing filters, *Microelectronics Journal*, 1999, Vol. 30, pp. 157-160.

[28] VRBA, K., CAJKA, J. On Voltage Conveyors, *Internet Journal: www.ElectronicsLetters.com*, 2003, Vol. 11, No. 1, ISSN 1213-161X.

[29] HAJEK, K., SEDLACEK, J. *Kmitočtové filtry (Frequency Filters)*, Praha, BEN, 2002, ISBN 80-7300-023-7.
[30] PAARMANN, L. D. *Design and Analysis of Analog Filters: A Signal Processing Perspective*, Norwell, Kluwer Academic Publishers, 2001, ISBN 0-7923-7373-1.
[31] CHEN, W.-K. *The Circuits and Filters Handbook*, New York, CRC Press, 2003, 2. vydání, ISBN 0-8493-0912-3.
[32] GHAUSI, M. S., LAKER, K. R. *Modern Filter Design: Active RC and Switched Capacitor*, Atlanta, Noble Publishing, 2003, ISBN 1-884932-38-X.
[33] ROBERTS, G. W., SEDRA, A. S. All Current-mode Frequency Selective Filters, *Electronics Lettres*, 1989, Vol. 25, No. 12, pp. 759-760.
[34] BRUTON, L. T. *RC Active Circuits – Theory and Design*, New Jersey, Prentice – Hall 1980, ISBN 0-1375-3467-1.
[35] SPONAR, R. Syntetické dvojpólové prvky s imitancemi vyšších řádů v kmitočtových filtrech s proudovými konvejory (High-Order Imittance Synthetic One-port Elements in Frequency Filters with Current Conveyors), *Elektrorevue – Internet Journal* (http://www.elektrorevue.cz), 2004, No. 13, ISSN 1213-1539.
[36] BIOLEK, D., CAJKA, J, BIOLKOVA, V. Modeling of Current and Voltage Conveyors by Flow Graph Method, *Circuits, Signals and Systems*, 2003, ISBN 0-88986-351-2.
[37] BIOLEK, D. Grafy signálových toků pro analýzu obvodů (nejen) v proudovém módu (Flow Graphs for Analysis (not only) Current-Mode Analogue Blocks), *Elektrorevue – Internet Journal* (http://www.elektrorevue.cz), 2002, No. 31. ISSN 1213-1539.
[38] CAJKA, J., VRBA, K. Metodika návrhu kmitočtových filtrů s novými aktivními prvky, Výzkumná zpráva FEKT, VUT v Brně, Brno, 2003.
[39] CAJKA, J., KVASIL, J. Teorie lineárních obvodů, SNTL Praha, 1979.
[40] SCHMIDT, H., MOSCHYTZ, G. S. Fundamental Frequency Limitations in Current-Mode Sallen-Key Filters, *Proceedings of the ISCAS*, Monterey, California, May 31–June 3, Vol. 1, pp. 57–60, 1998.
[41] Katalogové listy LT1228 – transadmitanční zesilovač, LT 0107 REV C, dostupné z http://www.linear.com/pc/downloadDocument.do?navId=H0,C1,C1154,C1009,C1146,P1477,D3023
[42] DELIYANNIS, T., SUN, Y., FIDLER, J.K. *Continuous-Time Active Filter Design*, New York, CRC Press, 1999, ISBN 0-8493-2573-0.
[43] MINARCIK, M. Continunous-Time Active Filter with High Input and Low Output Impedance Design Using Signal-Flow Graphs, In *Proceedings of the Research in Telecommunication Technology 2007*, Liptovky Jan, Slovakia, 2007, ISBN 978-80-8070-735-4.
[44] Katalogové listy EL2082 – proudový násobič, FN 7152 REV D, dostupné z http://www.intersil.com/data/fn/fn7152.pdf
[45] Katalogové listy OPA861 – proudový konvejor druhé generace pozitivní, SBOS338D, REV August 2006, dostupné z http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa861.pdf
[46] KOTON, J., VRBA. K. Návrh kmitočtových filtrů pomocí autonomního obvodu s úplnou sítí admitancí (Frequency Filter Design Using Autonomous Circuits with Full-Admittance Network), *Elektrorevue – Internet Journal* (http://www.elektrorevue.cz), 2005, No. 33, ISSN 1213-1539.
[47] KOTON, J. Syntetické jednobranové prvky s proudovými konvejory a jejich aplikace (Synthetic One-port Elements with Current Conveyors and Their Applications), In *Proceedings of the 6th Conference of Electrotechnics and Informatics 2005*, Plzen, Czech Republic, 2005, ISBN 80-7043-374-4.
[48] KOTON, J., VRBA, K. HANAK, P. Frequency Filter with Current Conveyors for Signal Processing of Data-Buses Working in the Current-mode, In *Proceedings of the 5th International Conference on Networking ICN 2006*, Morne, 2006, ISSN 1063-6382.
[49] KOTON, J.; VRBA, K. New Multifunctional Frequency Filter Working in Current-mode. *Mobile and Wireless Communication Networks*, 2007, roč. 2007, č. 9, s. 569-577. ISSN: 1571-5736.
[50] MINARCIK, M., VRBA, K., KOTON, J. Multifunkční filtr druhého řádu využívající univerzální napěťový konvejor (Second-order Multifunctional Frequency Filter Using Universal Voltage Conveyor), In *Proceedings of the Research in Telecommunication Technology 2006*, Nove Mesto na Morave, Czech Republic, 2006, ISBN 80-214-3243-8.
[51] KOTON, J., VENCLOVKY, M. Synthesis of Circuits with Current Conveyors Using Signal-Flow Graph Method, In *Proceedings of the Research in Telecommunication Technology 2007*, Liptovky Jan, Slovakia, 2007, ISBN 978-80-8070-735-4.

CURRICULUM VITAE

Osobní údaje

Jméno:	Jaroslav Koton
Datum a místo narození:	18. března 1981 v Hustopečích
Email:	koton@feec.vutbr.cz

Vzdělání

2005-2009 **VUT v Brně**
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Doktorské studium
Obor: Teleinformatika
Téma doktorské práce: Syntéza a analýzy obvodů s moderními aktivními prvky

2000-2005 **VUT v Brně**
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Magisterské studium
Obor: Elektronika a sdělovací technika

1998-2000 **ISŠ**, Purkyňova 97, Brno
Obor:Provozní elektrotechnika (maturita)

1995-1998 **ISŠ**, Purkyňova 97, Brno
1995-1996 **HTBLA Hollabrunn** (A)
Obor: Mechanik elektronických zařízení (vyučen)

Další vzdělání

2007 ESOL Examinations
First Certificate in English

2004 GOETHE-INSTITUT
Zentrale Mittelstufenprüfung

2003 Autodesk Academia Certificate
AutoCAD 2002 pro 2D a 3D

Ostatní

- Člen organizace IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) od ledna 2007
- Účast jako řešitel či spoluřešitel na 6 projektech FRVŠ a GAČR
- Autor, resp. spoluautor 40 publikací vztahujících se k řešené problematice

ABSTRACT

This dissertation discusses the design of active filters with current and voltage conveyors. The introduction presents conveyors as building blocks for analog filters that operate in the voltage, current or mixed mode and are able to process signals with frequencies up to tens of megahertz. The main attention is given to the universal current and voltage conveyors (UCC, UVC), which were developed at our workplace. These elements are able to replace all the defined and also not yet introduced conveyors and extend the possibilities of new circuit design.

Various methods of filter design using conveyors are described in the thesis. The first method utilizes basic circuits with appropriately coupled UCCs or UVCs and general admittances. A number of second-order filters that provide more transfer functions simultaneously are designed by this method. Such filters are called multifunction filters.

The UCC can easily realize nullors, which are basic circuit elements widely used for the design and modelling of active elements. Several filters with higher-order synthetic immittances were designed. These immittances employed initially nullors, which were then replaced by conveyors.

Two methods for higher-order filter design are discussed in the thesis. The first of them is based on state-variable canonic structures. Conveyors realize the integrators, which are the basic building blocks of these structures. The second method realizes the voltage-current relations in the passive RLC prototype by means of a circuit with conveyors and RC elements.

The functionality of most of the designed filters was verified by computer simulation. The conveyor models including frequency dependencies of current and voltage transfers and internal pin impedances were created for this purpose. A model of the UCC manufactured in 0.35 μm CMOS technology was also made. Selected new filter circuits were also practically verified with commercially available elements and also with manufactured samples of UCC conveyors. Measurements in the frequency domain were carried out.