

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ  
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií  
Ústav telekomunikací

**Ing. Michal Olšák**

**ELEKTRONICKY ŘÍZENÉ  
ANALOGOVÉ SELEKTIVNÍ FUNKČNÍ BLOKY**

ELECTRONICALLY CONTROLLED  
ANALOGUE SELECTIVE FUNCTION BLOCKS

ZKRÁCENÁ VERZE PH.D. THESIS

Obor: Teleinformatika

Školitel: Prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

Oponenti: Prof. Ing. Zdeněk Diviš, CSc.  
Ing. Ivo Lattenberg, Ph.D.

Datum obhajoby: 27. 8. 2004

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

elektronicky řízený filtr, dynamická optimalizace, moderní aktivní prvek, transkonduktanční zesilovač, proudový konvektor, napěťový konvektor

## **KEYWORDS**

electronically controlled filter, dynamic optimization, modern active element, transconductance amplifier, current conveyor, voltage conveyor

Disertační práce je uložena na oddělení vědy a výzkumu FEKT VUT v Brně, Údolní 53, 602 00 Brno

# OBSAH

1 ÚVOD.....	5
2 SOUČASNÝ STAV ŘEŠENÉ PROBLEMATIKY .....	6
3 CÍLE PRÁCE .....	9
4 HLAVNÍ VÝSLEDKY PRÁCE .....	10
4.1 Elektronicky řízené bikvady s prvky MOTA .....	10
4.2 Filtry vyššího řádu na bázi kaskádního řazení elektronicky řízených bikvadů .....	18
4.3 Nekaskádní obvodové struktury se syntetickými prvky s imitací vyššího řádu .....	19
4.3.1 <i>Struktury se syntetickými prvky na bázi transformačních článků</i> .....	21
4.3.2 <i>Struktury se syntetickými prvky na bázi OTA</i> .....	25
5 ZÁVĚR.....	27
LITERATURA .....	28
CURRICULUM VITAE .....	30
ABSTRACT .....	31



# 1 ÚVOD

Častým požadavkem technické praxe je použití selektivních obvodů s elektronicky řízenými parametry. Do této kategorie patří zejména aktivní kmitočtové filtry elektronicky řízené pomocným napětím či proudem. Tyto filtry nalézají uplatnění jako moderní analogové adaptivní filtry, filtry ve čtecích kanálech diskových jednotek [5], filtry pro zpracování videosignálů [15], antialiasingové a vyhlazovací filtry pro A/D a D/A převod, adaptivní ekvalizéry pro potlačení ozvěn a přeslechů v digitální komunikaci tam, kde digitální filtry již svým kmitočtovým rozsahem nedostačují apod.. Oproti digitálním adaptivním filtrům mají analogové adaptivní filtry výhodu ve vyšší rychlosti zpracování signálů, menší ploše na čipu, menším příkonu a vynechání A/D a D/A převodníků nutných pro digitální zpracování [14].

K nejjednodušším řízeným filtrům patří přeladňované aktivní filtry druhého řádu (bikvady). Složitý technický problém pak představuje obecné řízení kmitočtových charakteristik filtrů vyššího řádu, např. nezávislé elektronické řízení středního kmitočtu a šířky pásma pásmových propustí nebo zádrží.

Poměrně snadno lze řízené filtry vyššího řádu realizovat dle principů kaskádní syntézy skládáním ze sekcí prvního a druhého řádu [9, 11]. Řízení charakteristického kmitočtu  $f_0$  a činitele jakosti  $Q$  u bloků 2. řádu je v literatuře poměrně široce rozpracováno. Známe jsou zejména bloky využívající techniky spínaných kapacitorů, které lze principiálně snadno řídit změnou kmitočtu vnějšího spínacího signálu [9]. U těchto filtrů však nelze dosáhnout vyšších kmitočtů, protože kmitočet spínacího signálu musí být podstatně vyšší než nejvyšší kmitočet zpracovávaného signálu. Pokud se jedná o analogové filtry, tam je nejrozšířenější řízení pomocí transkonduktančních zesilovačů [4, 8, 14]. U kaskádního řešení je nutno nejprve stanovit pravidla, podle kterých je třeba řídit parametry  $f_0$  a  $Q$  bloků 2. řádu kaskádního filtru tak, aby bylo dosaženo požadovaného řízení kmitočtové charakteristiky výsledného filtru vyššího řádu.

Zajímavá řešení elektronicky řízených filtrů vyššího řádu přináší struktury odvozené z pasivního RLC prototypu nebo struktury s vícenásobnými zpětnovazebními smyčkami [4, 9]. Při syntéze filtrů mohou být využívány i říditelné syntetické obvodové prvky charakterizované admitancí či impedancí 2. řádu (FDNR  $D$  a FDNR  $E$ -element) [3]. Zobecnění těchto prvků vedlo k syntetickým prvkům s imitancí vyššího řádu [23–25].

Zapojení aktivních kmitočtových filtrů s klasickými operačními zesilovači s napěťovou zpětnou vazbou jsou snadno realizovatelná s dobrými vlastnostmi pro kmitočtové pásmo asi do 5 MHz. Požadavky po aplikacích blížících se oblasti vř. techniky s možností snadného elektronického řízení vedly k vývoji nových moderních aktivních prvků, které lze v obvodových realizacích elektronicky řízených filtrů využít. Tím se otevřela teoretická možnost zpracovávat signály v kmitočtových pásmech blížících se řádově 50 až 100 MHz, přičemž se tato hranice neustále posouvá směrem nahoru.

## 2 SOUČASNÝ STAV ŘEŠENÉ PROBLEMATIKY

V polovině šedesátých let minulého století se začaly ve filtračních obvodech používat operační zesilovače [3, 9]. V teorii kmitočtových filtrů to byl významný krok kupředu. Do té doby používané pasivní struktury s rezistory, induktory a kapacitorem (filtry RLC) byly na nízkých kmitočtech plně nahrazeny aktivními filtry složenými z operačních zesilovačů, kapacitorů a rezistorů. Pro tyto filtry se vžilo označení ARC (aktivní filtry RC). Na nízkých kmitočtech jsou totiž pasivní filtry výrazně rozměrnější a dražší než ekvivalentní filtry ARC, a to zejména díky rozměrným a drahým induktorům. Od počátku sedmdesátých let byl vývoj aktivních filtrů ve znamení miniaturizace. Požadavky po stále rychlejších, výkonnějších, menších a levnějších komunikačních a řídicích systémech vyvolaly zvýšené nároky také na kmitočtové filtry. K operačnímu zesilovači přibýly další aktivní prvky, které vynikají zejména velkou šířkou kmitočtového pásma (proudové a napěťové konvejory, transimpedanční zesilovače) [6, 7] a některé z nich i možnosti elektronického řízení některého z parametrů (řiditelné proudové konvejory a transkonduktanční zesilovače) [1, 8]. Trendem dnešní doby je miniaturizace a schopnost obvodů zpracovávat signály o čím dál vyšších kmitočtech. Snahou je mít jeden malý integrovaný obvod, aktivní filtr umožňující zpracovávat signály o kmitočtech řádu desítek megahertzů, kde na jednom čipu jsou integrovány aktivní i pasivní prvky [13]. Monoliticky integrované filtry mají několik výhod oproti diskretním realizacím aktivních filtrů. Tyto výhody jsou: snížení počtu součástek v navrhovaném zařízení, jednodušší a rychlejší osazování při výrobě, snadný návrh zařízení, menší parazitní kapacity a také nízká cena pokud jsou filtry vyráběny ve velkých sériích [15]. Nevýhoda omezených možností kompenzace odchylek od nominálních parametrů monoliticky integrovaných filtrů byla jedním z důvodů požadavku po elektronickém ladění kmitočtových filtrů [14]. Laděním se rozumí změna mezního kmitočtu u dolní nebo horní propusti a změna středního kmitočtu u pásmové propusti či zádrže se zachováním tvaru modulové kmitočtové charakteristiky. V případě požadavku na řízení šířky pásma pásmových propustí či zádrží je nutno řídit také činitel jakosti jednotlivých bloků 2. řádu kaskádního filtru a to nezávisle na nastavování ostatních parametrů [21].

Existuje několik způsobů realizace elektronicky přeladitelných kmitočtových filtrů. Lze je rozdělit do tří hlavních kategorií: analogové filtry, filtry se spínanými kapacitorem a číslicové filtry. Náplní disertační práce jsou pouze analogové aktivní filtry, konkrétně obvodové struktury s moderními aktivními prvky (OTA, BOTA, MOTA, CCCII ...). Níže budou přehledově popsány realizační možnosti elektronicky řízených analogových kmitočtových filtrů.

Klasický filtr 2. řádu s operačními zesilovači lze přeladovat obvykle souběžnou změnou hodnot dvou rezistorů nebo kapacitorů bez změny poměru jejich hodnot. Technicky je jednodušší řídit rezistory. Pouze pokud je požadován velmi široký rozsah přeladění, kombinuje se řízení rezistorů s přepínáním kapacitorů mechanickým přepínačem či elektronicky pomocí multiplexerů. Souběžnou změnu

hodnot rezistorů lze realizovat různým způsobem, buď mechanicky nebo elektronicky [11]. V jednoduchých případech lze použít klasické mechanické tandemové potenciometry se zaručeným souběhem. Pro řízení filtru vyššího řádu je mechanické spojení hřidel více potenciometrů výrobně náročné a tedy drahé. Také proto se hledaly jiné možnosti. Jednou z nich je využití optočlenů s fotoodpory a diodami LED. Výhodou je poměrně lineární funkce řízeného odporu na řídicí veličině, široký rozsah řízení (až 3 dekády) s dobrou dynamikou signálu a nízkým šumem. Obtížné je zajištění dostatečně přesného souběhu více fotoodporů [11].

Časté je využití polem řízených tranzistorů MOSFET, které se pro malé signály (< 100 mV) chovají jako téměř lineární napětím řízené odpory. Umožňují poměrně velký rozsah řízení, ale řídicí závislost je značně nelineární. Problémem je i souběh řízených odporů více tranzistorů [11]. Zkreslení způsobené MOSFETy má dominantní druhou harmonickou. Proto se tyto filtry realizují ve vyvážené konfiguraci (používají se operační zesilovače se symetrickým výstupem). Spektrální složky sudého řádu se pak vyruší [13]. V odborné literatuře se pro tento druh filtrů používá označení MOSFET-C filtry a nejčastěji jsou implementovány na čipu. Pak mohou zpracovávat signály o kmitočtech do několika desítek MHz [13, 14].

Přímé číslicové řízení umožňuje použití digitálních potenciometrů [12].

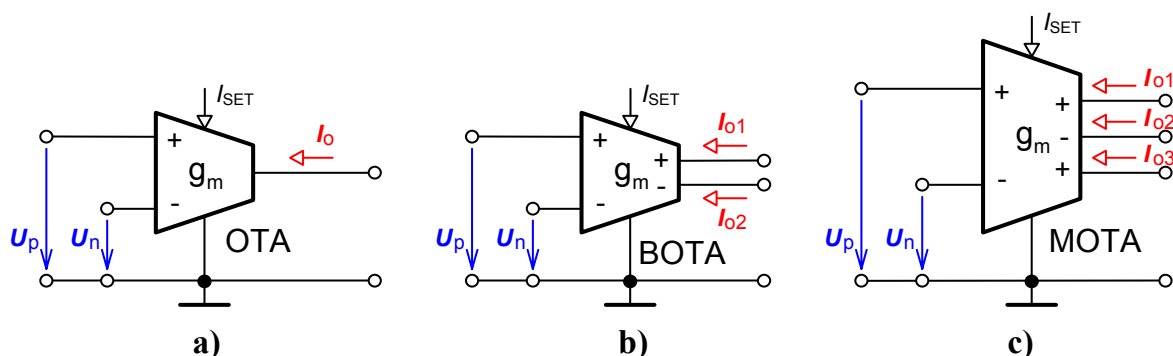
V poslední době se objevily práce, které pojednávají o možnostech elektronického řízení parametrů bikvadů pomocí napěťových zesilovačů VCVS s říditelným ziskem [2, 21]. Vysvětleny byly principy transformace impedancí ve filtru pomocí VCVS, které mohou být využity k nezávislému nastavování úhlového kmitočtu pólu přenosu  $\omega_0$  a činitele jakosti  $Q$ . Zmíněné principy, umožňující plynulé elektronické změny impedancí součástí ve filtru, jsou založeny na principu napěťového bootstrapu [2]. Autoři uvažovali obvodové struktury Tow-Thomas a Akerberg-Mossberg [9], ve kterých mají součástky tu vlastnost, že jsou jedním z vývodů připojeny k virtuální nule operačního zesilovače. Pak stačí druhý z vývodů podložit řízeným zdrojem napětí VCVS, čímž dojde k transformaci skutečné impedance na virtuální hodnotu, která závisí na napěťovém zisku řízeného zdroje. Výhodou je možnost plynulého řízení impedancí nejen odporového, ale i kapacitního charakteru.

V posledních dvaceti letech byla vyvinuta řada moderních aktivních prvků s elektronicky říditelnými parametry. Nejznámějším z nich je transkonduktanční zesilovač OTA (*Operational Transconductance Amplifier*). Nachází uplatnění především v integrovaných strukturách ARC filtrů. Jedná se o zdroj proudu řízený napětím, charakterizovaný transkonduktancí (přenosovou vodivostí)  $g_m$ , popsáný vztahem

$$I_o = -g_m(U_p - U_n), \quad (2.1)$$

kde  $U_p$  a  $U_n$  jsou napětí na neinvertujícím a inverujícím vstupu OTA vztažené proti zemi a  $I_o$  je výstupní proud OTA. Jeho schematická značka je uvedena na obr. 2.1a. Snaha návrhářů redukovat počet aktivních prvků a v důsledku toho i plochu čipu vedla k vývoji transkonduktančního zesilovače se symetrickým proudovým výstupem – BOTA (*Balanced Output Transconductance Amplifier*) a později

k vývoji transkonduktančního zesilovače s více výstupy – MOTA (*Multi-output OTA*) [10, 16]. Schematické značky BOTA a MOTA jsou ukázány na obr. 2.1b,c.



Obr. 2.1: Schematická značka a) OTA, b) BOTA, c) MOTA

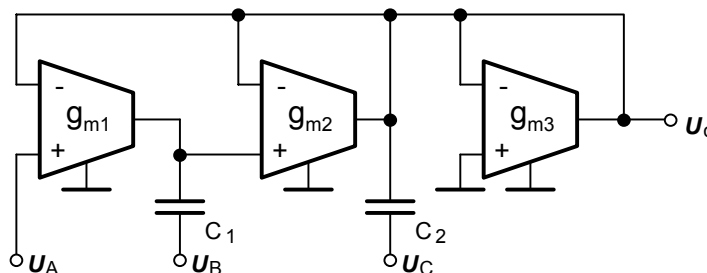
Výstupní proudy jsou dány vztahy

$$\text{BOTA:} \quad I_{o1} = -I_{o2} = -g_m (U_p - U_n), \quad (2.2)$$

$$\text{Multi-output OTA (MOTA):} \quad I_{o1} = -I_{o2} = I_{o3} = -g_m (U_p - U_n). \quad (2.3)$$

Hodnotu transkonduktance je možno řídit řídicím proudem či napětím. Toho lze s výhodou využít při konstrukci elektronicky přeladitelných filtrů.

Příklad bikvadu s prvky OTA je ukázán na obr. 2.2 [8].



Obr. 2.2: Struktura bikvadu se dvěma integrátory ve smyčce zpětné vazby [8]

Pro jeho výstupní napětí platí

$$U_o = \frac{p^2 C_1 C_2 U_C + p C_1 g_{m2} U_B + g_{m1} g_{m2} U_A}{p^2 C_1 C_2 + p C_1 (g_{m2} + g_{m3}) + g_{m1} g_{m2}}. \quad (2.4)$$

Je zřejmé, že když  $U_{in} = U_A$  a  $U_B = U_C = 0$  tak půjde o dolní propust. V případě  $U_{in} = U_B$  a  $U_A = U_C = 0$  půjde o pásmovou propust. Pokud  $U_{in} = U_C$  a  $U_A = U_B = 0$  bude výsledkem horní propust a při  $U_{in} = U_A = U_C$  a  $U_B = 0$  půjde o pásmovou zádrž.

Nejrůznější modifikace OTA zesilovačů nejsou jedinými moderními aktivními prvky, které lze pro konstrukce analogových přeladitelných filtrů použít. Dalším je např. prvek CCCII (*Second-Generation Current Controlled Conveyor*), jehož proudový přenos  $\gamma(I_{SET})$  je možno nastavovat řídicím proudem  $I_{SET}$  [6].



### 3 CÍLE PRÁCE

V několika posledních letech vznikla celá řada nových aktivních obvodových prvků s možností elektronického řízení některého z parametrů pomocným napětím či proudem. Jedná se zejména o transkonduktanční zesilovače s jedním proudovým výstupem OTA, se dvěma a více proudovými výstupy BOTA, MOTA, a o proudové konvejory s elektronicky řízeným proudovým přenosem CCCII. Hlavním cílem práce je návrh nových obvodových struktur elektronicky řízených analogových kmitočtových filtrů právě s těmito moderními aktivními prvky.

Aby bylo možno provést důkladnou analýzu navržených zapojení, bude třeba pro aktivní prvky navrhnout celou řadu makromodelů různé úrovně složitosti určených do knihoven programů PSpice a SNAP.

Dílčím cílem bude návrh nových struktur filtrů 2. řádu s nezávisle a elektronicky řízenými parametry, které by pracovaly v kmitočtovém pásmu nad 1 MHz s minimalizovanými projevy reálných vlastností aktivních prvků. V literatuře jsou často uváděny pouze struktury bez úvah o optimalizaci dynamického rozsahu vstupního signálu. Proto je jedním z cílů práce i řešení tohoto problému.

Pozornost bude věnována také aplikacím navržených bikvadů při kaskádní syntéze elektronicky řízených filtrů vyššího řádu. Nejprve bude nutno zjistit, podle jakých pravidel je třeba řídit parametry bloků 2. řádu kaskádního filtru, aby bylo dosaženo požadovaného řízení kmitočtových charakteristik filtru vyššího řádu. Složitý technický problém pak představuje nezávislé elektronické řízení středního kmitočtu a šířky pásma u pásmových propustí nebo zádrží vyššího řádu.

Nemalá pozornost bude věnována nekaskádním strukturám kmitočtových filtrů v napěťovém i proudovém režimu a vývoji mechanismů pro jejich řízení. Cílem bude návrh elektronicky řízených dvojpólů vykazujících imitanci vyššího řádu. V rámci toho bude navržena řada elektronicky řízených transformačních článků. Lze předpokládat, že obecný pohled na obvody s elektronicky řízenými uzemněnými i plovoucími syntetickými prvky s imitací vyššího řádu umožní principiálně nové konstrukce filtrů s elektronicky řízenými parametry.

Dílčím cílem bude prozkoumání obvodových struktur vycházejících z funkční simulace RLC prototypu. Pokusím se o implementaci těchto struktur s vybranými říditelnými aktivními prvky s cílem získat elektronicky přeladitelné dolní a horní propusti vyššího řádu. Obtížným úkolem bude i optimalizace dynamického rozsahu vstupního signálu nekaskádních struktur, protože např. struktury s prvky na bázi OTA mívají málo stupňů volnosti. Cílem je navrhnout taková zapojení, která umožní úplnou dynamickou optimalizaci i při přeladování mezního kmitočtu filtru.

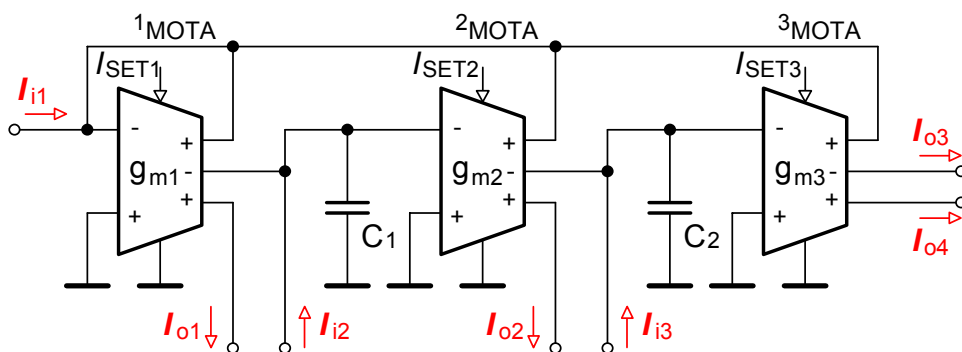
Navržené obvody budou v první fázi podrobeny symbolické analýze v programu SNAP, následně budou simulovány v programu PSpice s modely aktivních prvků vyšší úrovně a v řadě případů budou také postaveny a experimentálně prozkoumány.

## 4 HLAVNÍ VÝSLEDKY PRÁCE

### 4.1 ELEKTRONICKY ŘÍZENÉ BIKVADY S PRVKY MOTA

V minulosti bylo navrženo velké množství filtrů druhého řádu (bikvadů). Velmi oblíbená jsou zapojení vycházející z principiálního uspořádání označovaného jako „dva integrátory ve smyčce zpětné vazby“ [4, 8]. Za cenu většího množství aktivních prvků (což již přestává být nevýhodou díky prudkému rozvoji technologie integrovaných obvodů v posledních třiceti letech) vykazují tyto bikvady nižší citlivosti a menší vliv reálných vlastností použitých aktivních prvků. Mohou mít více výstupů s různým charakterem (tzv. multifunkční filtry). Umožňují dosáhnout vyššího činitele jakosti a dávají možnost nezávislého nastavování parametrů (např. kmitočtu pólu a činitele jakosti).

V [19] a [22] jsem publikoval nové elektronicky řízené bikvady s OTA zesilovači v napěťovém režimu. Protože stoupá význam režimu proudového a prvek OTA či jeho modifikace s více výstupy BOTA a MOTA jsou díky proudovým výstupům vhodné pro obvody pracující v proudovém režimu, uvedu dále dvě struktury elektronicky řízených bikvadů, které využívají prvky MOTA a pracují v režimu proudovém. Obě vycházejí ze zmíněné obvodové topologie se dvěma integrátory ve smyčce zpětné vazby. První z nich je ukázána na obr. 4.1.



**Obr. 4.1:** Multifunkční elektronicky přeladitelný bikvad v proudovém režimu

Vstupní svorky označené  $I_{ik}$  ( $k = 1, 2$  a  $3$ ) jsou připojeny jednotlivě buď ke vstupnímu proudovému zdroji nebo nejsou použity. Výstupy jsou brány ze svorek  $I_{ok}$  ( $k = 1, 2, 3$  a  $4$ ). Analýzou lze získat výrazy pro výstupní proudy za předpokladu ideálních MOTA ve tvaru

$$I_{o1} = \frac{-p^2 I_{i1} + \left( \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2} + p \frac{g_{m2}}{C_1} \right) I_{i2} + p \frac{g_{m3}}{C_2} I_{i3}}{D(p)}, \quad (4.1)$$

$$I_{o2} = \frac{-p \frac{g_{m2}}{C_1} (I_{i1} + I_{i2}) + \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2} I_{i3}}{D(p)}, \quad (4.2)$$

$$I_{o3} = -I_{o4} = \frac{\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}(I_{i1} + I_{i2} + I_{i3}) + p\frac{g_{m3}}{C_2}I_{i3}}{D(p)}, \quad (4.3)$$

kde

$$D(p) = p^2 + p\frac{g_{m2}}{C_1} + \frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}. \quad (4.4)$$

Je zřejmé, že existují tři realizace multifunkčního bikvadu s různými vlastnostmi, podle toho, který uzel obvodu je uvažován jako vstupní. Analýzou bylo zjištěno, že nejuniverzálnější je varianta bikvadu, kdy  $I_{in} = I_{i1}$ , pak

$I_{out} = I_{o1}$	⇒	horní propust,	$^{HP} K_0 = -1,$
$I_{out} = I_{o2}$	⇒	pásmová propust,	$^{PP} K_0 = -1,$
$I_{out} = I_{o3}$	⇒	dolní propust,	$^{DP} K_0 = +1,$
$I_{out} = I_{o4}$	⇒	dolní propust,	$^{DP} K_0 = -1,$
$I_{out} = I_{o1} + I_{o4}$	⇒	pásmová zádrž,	$^{PZ} K_0 = -1,$

kde  $K_0$  označuje přenos v propustném pásmu.

Pro úhlový kmitočet pólu přenosu  $\omega_0$  a činitel jakosti  $Q$  obvodu z obr. 4.1 platí

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2}g_{m3}}{C_1C_2}}, \quad Q = \sqrt{\frac{g_{m3}C_1}{g_{m2}C_2}}. \quad (4.5), (4.6)$$

Pokud jsou tedy pomocnými řídicími proudy  $I_{SET2}$  a  $I_{SET3}$  řízeny transkonduktance  $g_{m2}$  a  $g_{m3}$  prvků MOTA2 a MOTA3 souběžně, je úhlový kmitočet  $\omega_0$  přímo úměrný této změně a činitel jakosti  $Q$  zůstává konstantní. Je zřejmé, že prakticky nelze dosáhnout absolutní přesnosti souběhu změny hodnot  $g_{m2}$  a  $g_{m3}$ . A právě nechtěné změně poměru  $g_{m3}/g_{m2}$  odpovídá i parazitní změna  $Q$ . Činitel jakosti je možno nezávisle řídit prostřednictvím  $I_{SET2}$  a  $I_{SET3}$  tak, že na naladěném kmitočtu  $\omega_0$  zůstane splněno  $g_{m2}g_{m3} = \text{konst.}$  Bude-li například  $g_{m2}$  zmenšena  $n$ -krát a současně  $n$ -krát zvětšena  $g_{m3}$ , zvětší se i hodnota činitele jakosti  $n$ -krát a  $\omega_0$  se nezmění. Přitom moduly přenosu jednotlivých typů filtrů v propustném pásmu zůstávají při přeladování konstantní a jednotkové.

Zmíněné řízení činitele jakosti lze použít u filtru s malým rozsahem přeladění. V případě návrhu filtru s větším rozsahem přeladění  $\omega_0$  i  $Q$ , je nutno obvodovou strukturu z obr. 4.1 rozšířit o další prvek MOTA přes jehož transkonduktanci bude možno příslušným řídicím proudem přímo řídit velikost  $Q$  nezávisle na ladění  $\omega_0$ . Možné řešení je ukázáno na obr. 4.2. Přidaný MOTA4 spolu s rezistorem  $R_1$  tvoří proudový zesilovač/skalor. Činitel jakosti je možno nezávisle řídit změnou jeho transkonduktance  $g_{m4}$  prostřednictvím řídicího proudu  $I_{SET4}$ . Řízení  $\omega_0$  zůstává stejné jako u bikvadu z obr. 4.1. Navíc přibyl jeden proudový vstup označený  $I_{i4}$  a dva vzájemně invertované proudové výstupy označené  $I_{o5}$  a  $I_{o6}$ . Pro výstupní proudy nyní platí vztahy

$$I_{o1} = \frac{-p^2 I_{i1} + \left( \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2} + p \frac{g_{m2} g_{m4} R_1}{C_1} \right) I_{i2} + p \frac{g_{m3}}{C_2} I_{i3} - p^2 g_{m4} R_1 I_{i4}}{D(p)}, \quad (4.7)$$

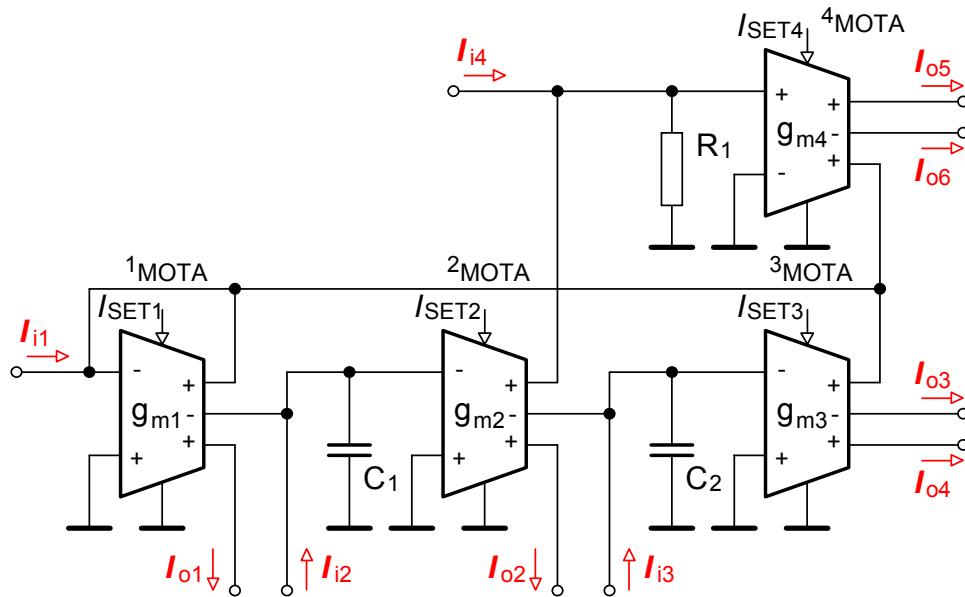
$$I_{o2} = \frac{-p \frac{g_{m2}}{C_1} (I_{i1} + I_{i2}) + \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2} I_{i3} - p \frac{g_{m2} g_{m4} R_1}{C_1} I_{i4}}{D(p)}, \quad (4.8)$$

$$I_{o3} = -I_{o4} = \frac{\frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2} (I_{i1} + I_{i2}) + p \frac{g_{m3}}{C_2} I_{i3} + \frac{g_{m2} g_{m3} g_{m4} R_1}{C_1 C_2} (I_{i3} + I_{i4})}{D(p)}, \quad (4.9)$$

$$I_{o5} = -I_{o6} = \frac{-p \frac{g_{m2} g_{m4} R_1}{C_1} (I_{i1} + I_{i2}) + \frac{g_{m2} g_{m3} g_{m4} R_1}{C_1 C_2} (I_{i3} + I_{i4}) + p^2 g_{m4} R_1 I_{i4}}{D(p)}, \quad (4.10)$$

kde

$$D(p) = p^2 + p \frac{g_{m2} g_{m4} R_1}{C_1} + \frac{g_{m2} g_{m3}}{C_1 C_2}. \quad (4.11)$$



**Obr. 4.2:** Modifikace multifunkčního elektronicky přeladitelného biquadu z obr. 4.1

V tomto případě existují tři možné realizace biquadu s různými vlastnostmi, podle toho, který uzel obvodu je uvažován jako vstupní. Nejuniverzálnější je varianta biquadu, kdy  $I_{in} = I_{i1}$ , pak

$I_{out} = I_{o1}$	$\Rightarrow$	horní propust,	${}^{HP} K_0 = -1,$
$I_{out} = I_{o3}$	$\Rightarrow$	dolní propust,	${}^{DP} K_0 = +1,$
$I_{out} = I_{o4}$	$\Rightarrow$	dolní propust,	${}^{DP} K_0 = -1,$
$I_{out} = I_{o5}$	$\Rightarrow$	pásmová propust,	${}^{PP} K_0 = -1,$

$$\begin{aligned}
I_{\text{out}} = I_{06} & \Rightarrow \text{pásmová propust,} & {}^{\text{PP}} K_0 = +1, \\
I_{\text{out}} = I_{01} + I_{04} & \Rightarrow \text{pásmová zádrž,} & {}^{\text{PZ}} K_0 = -1, \\
I_{\text{out}} = I_{01} + I_{04} + I_{06} & \Rightarrow \text{fázovací článek,} & {}^{\text{FC}} K_0 = -1.
\end{aligned}$$

kde  $K_0$  označuje přenos v propustném pásmu.

Úhlový kmitočet pólu přenosu  $\omega_0$  obvodu z obr. 4.2 je dán vztahem (4.5) a pro jeho činitel jakosti platí

$$Q = \frac{1}{g_{m4} R_1} \sqrt{\frac{g_{m3} C_1}{g_{m2} C_2}}. \quad (4.12)$$

### ***Citlivostní vlastnosti navržených bikvadů***

Relativní citlivosti kmitočtu pólu přenosu  $\omega_0$  a činitele jakosti  $Q$  na změnu hodnot transkonduktancí a kapacit, lze spočítat podle známých vzorců [9]. Pro bikvad na obr. 4.1 je možné v případě ideálních MOTA psát:

$$S_{g_{m2}}^{\omega_0} = S_{g_{m3}}^{\omega_0} = -S_{C_1}^{\omega_0} = -S_{C_2}^{\omega_0} = \frac{1}{2}, \quad S_{g_{m1}}^{\omega_0} = 0, \quad (4.13)$$

$$S_{g_{m2}}^Q = -S_{g_{m3}}^Q = -S_{C_1}^Q = S_{C_2}^Q = -\frac{1}{2}, \quad S_{g_{m1}}^Q = 0. \quad (4.14)$$

Vztahy (4.13) a (4.14) platí i pro bikvad na obr. 4.2 a navíc platí

$$S_{g_{m4}}^{\omega_0} = S_{R_1}^{\omega_0} = 0, \quad (4.15)$$

$$S_{g_{m4}}^Q = S_{R_1}^Q = -1. \quad (4.16)$$

Z výsledků je zřejmé, že citlivosti bikvadů jsou nízké. Pro obvodové struktury se dvěma integrátory ve smyčce zpětné vazby je tato vlastnost typická. Případnou odchylku vzniklou při výrobě či změně teploty je možno kompenzovat změnou hodnot příslušných transkonduktancí pomocí odpovídajících řídicích proudů. Právě proto jsou tyto typy filtrů velmi atraktivní pro implementaci ve formě integrovaných obvodů.

### ***Dynamika vstupního signálu bikvadů***

Dynamický rozsah vstupního signálu filtru je dán poměrem maximální úrovně signálu, kterou je filtr schopen zpracovat při požadované hodnotě zkreslení a minimální úrovně signálu, která je určena hladinou šumu.

Problém existujících transkonduktančních zesilovačů je v omezeném rozkmitu vstupního diferenčního napětí požadovaného k zajištění přijatelné hodnoty činitele harmonického zkreslení THD. Například u komerčně vyráběného OTA s označením LT1228 dosahuje THD hodnoty 0,15 % již při amplitudě vstupního napětí pouhých 50 mV [18]. Tyto hodnoty jsou podobné pro všechny transkonduktanční zesilovače vyrobené bipolární technologií [18]. Obvody OTA a MOTA vyrobené unipolární technologií jsou na tom o něco lépe. Amplituda vstupního napětí může být až 0,5 V

[10, 14]. Objevily se dokonce i nejrůznější linearizační techniky s cílem zvýšit rozkmit vstupního napětí [14]. Není mi však známo, že by některá z firem vyrábějících integrované obvody využila těchto nových poznatků k vývoji a pozdější výrobě „lepšího“ transkonduktoru.

Aby byl vstupní signál zpracován bikvadem bez zkreslení, je nutno vždy zajistit, aby při stanovené maximální amplitudě vstupního proudového signálu nepřesáhlo napětí na vstupních svorkách některého MOTA ve struktuře danou maximální hodnotu. Ideální by bylo kdyby maxima napětí na vstupech všech MOTA ve struktuře bikvadu dosahovala stejných hodnot. Znamenalo by to jakýsi krok k optimalizaci dynamiky vstupního proudového signálu bikvadu. Většina autorů odborných článků na dynamickou optimalizaci zapomíná. Přitom se jedná o problematiku velmi důležitou, která podmiňuje správné chování reálného filtru.

Ke zjištění maximálního napětí, které se při určité amplitudě a kmitočtu vstupního proudového signálu může objevit na vstupních svorkách vybraného MOTA je třeba vyjádřit maximum tzv. přenosové impedance (transimpedance)  $Z_T(\mathbf{p})$ , která představuje transformaci vstupního proudu bikvadu na napětí na vstupních napěťových svorkách tohoto MOTA. K tomu může posloužit některý z programů pro analýzu elektronických obvodů (SNAP, PSpice).

Úplná dynamická optimalizace, kdy maxima modulů přenosových impedancí ze vstupu filtru na vstupy všech MOTA v obvodu jsou stejná, není často u řízených filtrů možná. To je i případ bikvadů z obr. 4.1 a 4.2, kde  $I_{in} = I_{i1}$ . Během přeladování mezního kmitočtu nebo činitele jakosti se tato maxima v některých uzlech mění. Nad vstupními napětími prvků MOTA je však nutno mít kontrolu a zajistit, aby v žádném případě nepřesáhla maximální povolenou hodnotu. Na to je možno myslet již v počáteční fázi návrhu, nebo později s využitím níže uvedeného pravidla, které platí pro zmíněné univerzální typy bikvadů (kde  $I_{in} = I_{i1}$ ).

### **Pravidlo:**

*Přenosová impedance ze vstupu bikvadu na vstupní svorky vybraného MOTA může být násobena kladným reálným číslem  $A$  bez ovlivnění přenosových impedancí ze vstupu bikvadu na vstupy ostatních MOTA následujícím způsobem:*

*V případě přenosové impedance na vstupní svorky MOTA1, je třeba číslem  $A$  vydělit transkonduktanci  $g_{m1}$ .*

*Jedná-li se o přenosovou impedanci na vstupní svorky MOTA2 (nebo MOTA3), je třeba číslem  $A$  vydělit transkonduktanci  $g_{m2}$  a kapacitu  $C_1$  (nebo transkonduktanci  $g_{m3}$  a kapacitu  $C_2$ ).*

*Jde-li o přenosovou impedanci na vstupní svorky MOTA4 (jen u bikvadu z obr. 4.2), je třeba číslem  $A$  vydělit transkonduktanci  $g_{m4}$  a vynásobit hodnotu rezistoru  $R_1$ .*

Pravidlo je velmi užitečné zejména k optimalizaci filtru vyššího řádu, který je tvořen kaskádním spojením navržených univerzálních bikvadů. Lze ho bez omezení aplikovat na přenosovou impedanci ze vstupu výsledného filtru na vstupní svorky kteréhokoli MOTA libovolného bikvadu v kaskádě.

### Výsledky experimentálního ověření

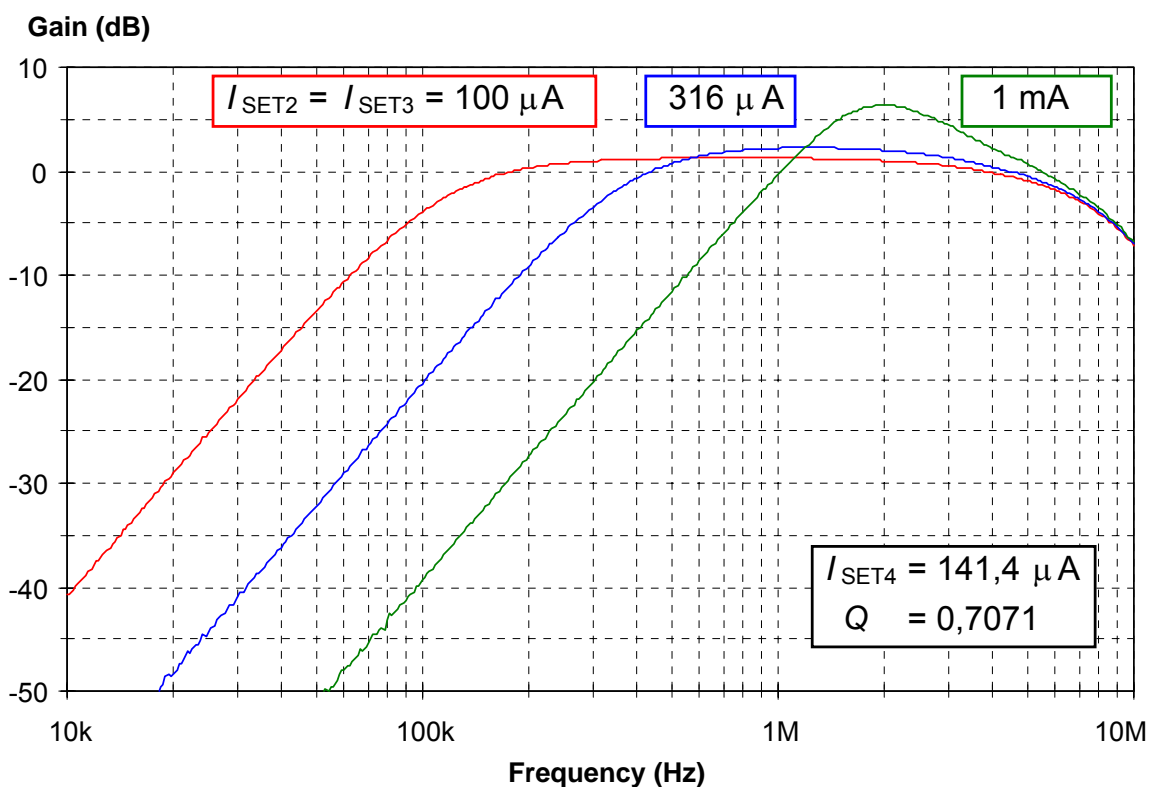
Bikvad z obr. 4.2 byl nejen analyzován na počítači, ale také postaven a jeho funkce byla ověřena měřením. Parametry filtru byly zvoleny takto:

- Butterworthova aproximace přenosové funkce,
- rozsah přeladění kmitočtu pólu  $f_0 = 100$  kHz až 1 MHz,
- rozsah řízení činitele jakosti  $Q = 0,7071$  až 5.

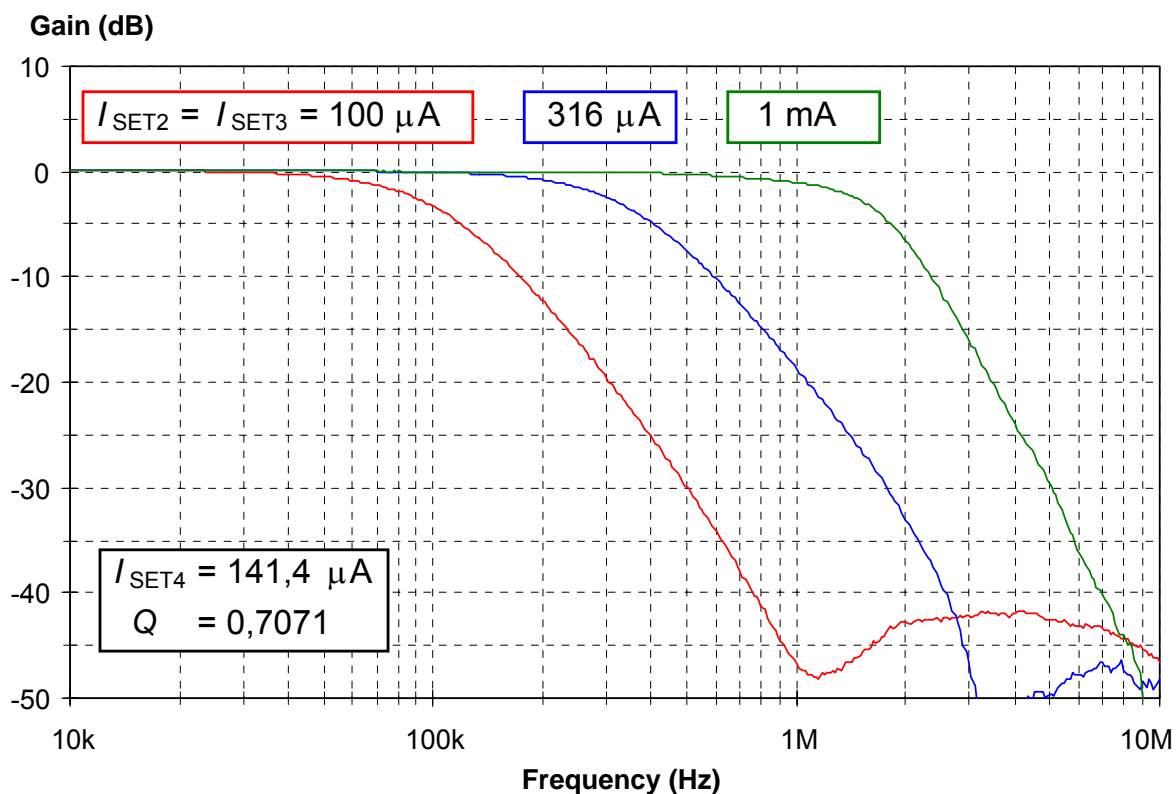
Protože prvek MOTA zatím není komerčně dostupný, byly prvky MOTA složeny ze tří OTA obsažených v integrovaném obvodu LT1228 [18].

Na obr. 4.3 a 4.4 jsou ukázány změřené modulové kmitočtové charakteristiky přenosu proudu ze vstupu na výstup  $I_{o1}$  (horní propust) a  $I_{o4}$  (dolní propust) pro tři hodnoty řídicího proudu  $I_{SET2} = I_{SET3} = I_{SET}$  a konstantní řídicí proud  $I_{SET4} = 141,4$   $\mu$ A, což teoreticky odpovídá činiteli jakosti  $Q = 0,7071$ . Ukázány jsou jen oba mezní průběhy a také střední průběh pásma přeladění  $f_0$ .

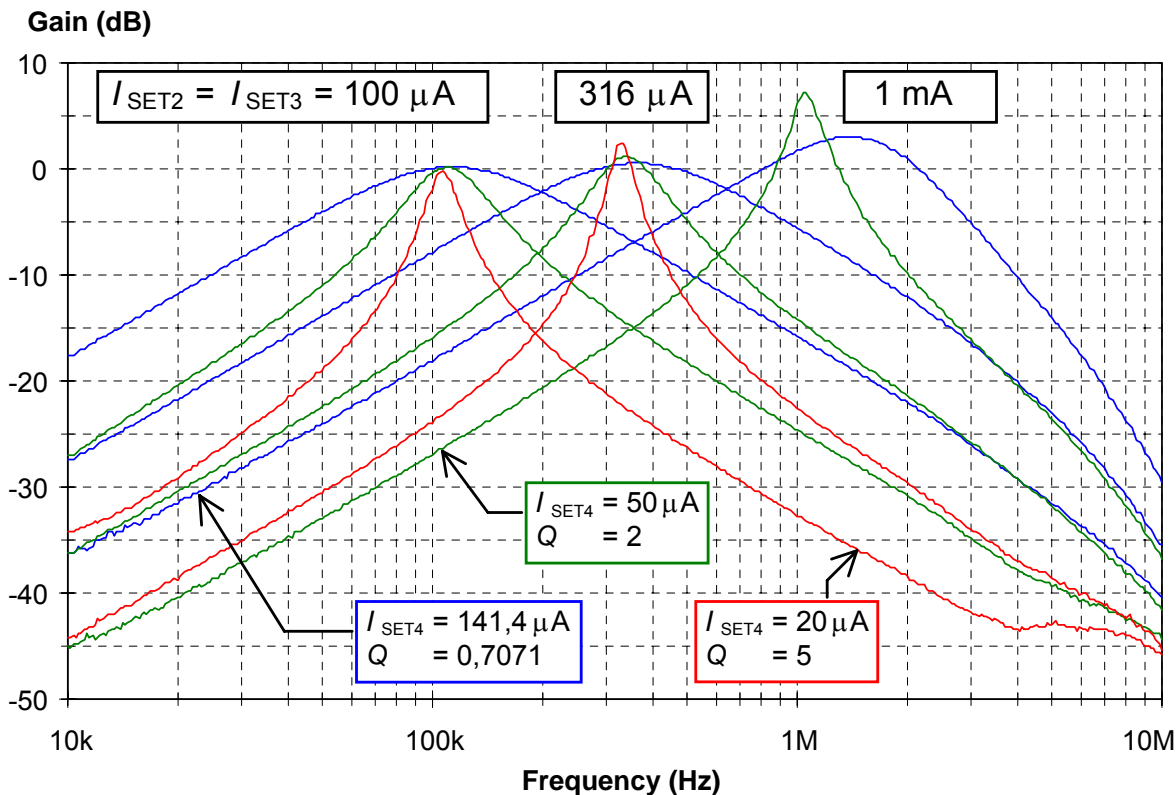
Na obr. 4.5 a 4.6 jsou pak ukázány modulové kmitočtové charakteristiky přenosu proudu ze vstupu na výstup  $I_{o6}$  (pásmová propust) a výstup, který vznikne spojením výstupů  $I_{o1}$  a  $I_{o4}$  (pásmová zadrž) opět pro tři hodnoty řídicího proudu  $I_{SET2} = I_{SET3} = I_{SET}$  a také pro tři hodnoty řídicího proudu  $I_{SET4}$ . Pro orientaci jsou do grafů zaneseny i předpokládané hodnoty  $Q$ . Zobrazeny jsou pouze oba mezní průběhy a také střední průběh pásma přeladění středního kmitočtu a činitele jakosti.



**Obr. 4.3:** Změřené modulové kmitočtové charakteristiky bikvadu z obr. 4.2 pro výstup  $I_{o1}$  – horní propust, při konstantním řídicím proudu  $I_{SET4} = 141,4$   $\mu$ A a plynule řízeným kmitočtem pólu přenosu  $f_0$

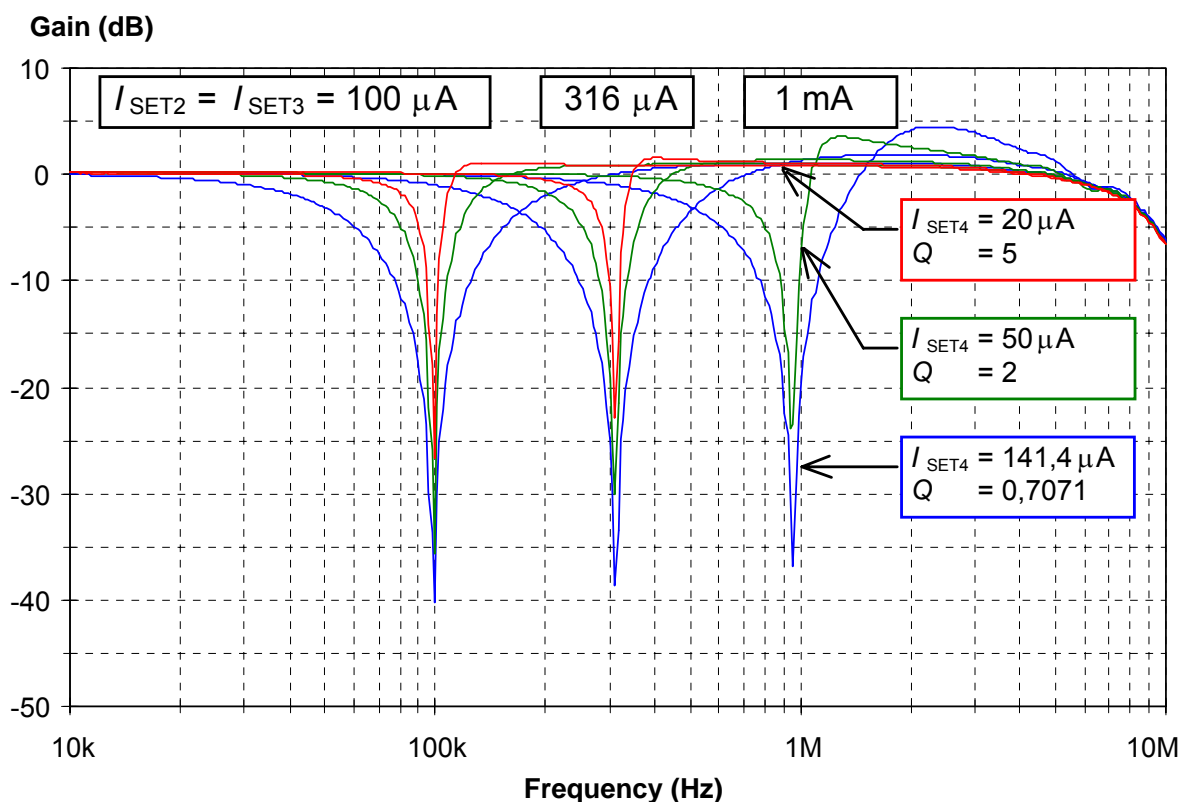


**Obr. 4.4:** Změřené modulové kmitočtové charakteristiky bikvadu z obr. 4.2 pro výstup  $I_{o4}$  – dolní propust, při konstantním řídicím proudu  $I_{SET4} = 141,4 \mu A$  a plynule řízeným kmitočtem pólu přenosu  $f_0$



**Obr. 4.5:** Změřené modulové kmitočtové charakteristiky bikvadu z obr. 4.2 pro výstup  $I_{o6}$  – pásmová propust





**Obr. 4.6:** Změřené modulové kmitočtové charakteristiky bikvadu z obr. 4.2 pro výstup  $I_{o1}+I_{o4}$  – pásmová zádrž

Vlivem reálných vlastností OTA LT1228 se poněkud snižuje hodnota modulu přenosu na vyšších kmitočtech (přibližně od 6 MHz). Největší vliv mají parazitní vstupní a výstupní kapacity MOTA. Při realizaci MOTA pomocí tří paralelně spojených OTA dosahuje navíc vstupní kapacita MOTA trojnásobné hodnoty vstupní kapacity OTA. Pokud by byly použity MOTA s minimalizovanými vstupními a výstupními kapacitami (viz např. [10]), mohl by bikvad zpracovávat signály řádu desítek i stovek MHz. Vliv reálných vlastností také vede ke zvyšování hodnoty  $Q$  pro vyšší kmitočty a pro  $I_{SET4} < 40 \mu A$  se bikvad při naladěném středním kmitočtu na hodnotu 1 MHz dokonce stává nestabilním. Tento vliv lze do určité míry kompenzovat tlumením obvodu ztrátovými odpory v sérii s kapacitami, avšak za cenu menšího potlačení pásmové zádrže v nepropustném pásmu. Kompenzace proto nebyla provedena. Charakteristiky při nastavení bikvadu na předpokládané hodnoty  $f_0 = 1$  MHz a  $Q = 5$  nemohly být z důvodu nestability obvodu změřeny.

Výhodou v případě monolitické integrace jsou uzemněné pasivní prvky (tuto výhodu nemá např. univerzální bikvad v [16]).

## 4.2 FILTRY VYŠŠÍHO ŘÁDU NA BÁZI KASKÁDNÍHO ŘAZENÍ ELEKTRONICKY ŘÍZENÝCH BIKVADŮ

Jednou z realizačních možností řízeného filtru vyššího řádu než druhého je kaskádní řazení bikvadů. Dolní nebo horní propust vyššího řádu s elektronicky řízeným mezním kmitočtem lze realizovat poměrně snadno. Stačí mít k dispozici bikvady s možností elektronického řízení kmitočtu pólu přenosu. Činitel jakosti nemusí být řízený, ale nesmí se měnit v závislosti na změně kmitočtu pólu. Při syntéze lze postupovat stejně jako u běžných neřízených kaskádních filtrů. Z požadovaného rozsahu řízení mezního kmitočtu navrhovaného filtru je třeba stanovit krajní hodnoty řízení kmitočtu pólu jednotlivých bikvadů v kaskádě a tomu odpovídající rozsah řízení parametrů jednotlivých elektronicky říditelných aktivních prvků. Mezní kmitočet filtru lze pak přeladovat současnou změnou kmitočtu pólu všech bikvadů v kaskádě prostřednictvím řídicího proudu či napětí. Řídicí obvody jsou v takovém případě velmi jednoduché. Jinak je tomu v případě obecného řízení většího počtu parametrů u obvodů s přenosovou funkcí vyššího řádu, např. nezávislé řízení středního kmitočtu a šířky pásma u pásmových propustí. Otázkou je: „Podle jakého zákona je třeba řídit parametry bloků 2. řádu kaskádního filtru, aby bylo dosaženo požadovaného řízení kmitočtové charakteristiky?“ Odpověď lze nalézt v tab. 4.1, kde jsou uvedeny vztahy pro transformaci normované dolní propusti  $DP_n$  2. řádu na dvě pásmové propusti 2. řádu zapojené kaskádně. Výsledkem je pásmová propust 4. řádu bez nul přenosu. V tab. 4.1 značí  $f_0$  střední kmitočet a  $B$  šířku pásma pásmové propusti 4. řádu,  $Q_{PP1}$ ,  $Q_{PP2}$  jsou činitele jakosti pásmových propustí 2. řádu a  $K_0$  je přenos pásmové propusti PP1 resp. PP2 na kmitočtu  $f_{OPP1}$  resp.  $f_{OPP2}$ . Při dodržení hodnoty  $K_0$  bude přenos výsledné pásmové propusti v propustném pásmu jednotkový.  $F_{0n}$ ,  $Q_n$  jsou parametry normované dolní propusti  $DP_n$  2. řádu odečtené z tabulek. Podobné vztahy lze v [11] nalézt i pro pásmové zadržky a eliptické filtry vyššího řádu.

**Tab. 4.1:** Vztahy pro transformaci  $DP_n$  2. řádu na dvě PP 2. řádu

$X = \frac{2f_0}{F_{0n}B}$	$Q_{PP1} = Q_{PP2} = \frac{Q_n \sqrt{1 + X^2 + \sqrt{(1 + X^2)^2 - \left(\frac{X}{Q_n}\right)^2}}}{\sqrt{2}}$		
$k_F = \frac{Q_{PP1}}{XQ_n} + \sqrt{\left(\frac{Q_{PP1}}{XQ_n}\right)^2 - 1}$	$K_0 = \sqrt{Q_{PP1}^2 \left(k_F - \frac{1}{k_F}\right)^2 + 1}$	$f_{OPP1} = f_0 k_F$	$f_{OPP2} = \frac{f_0}{k_F}$

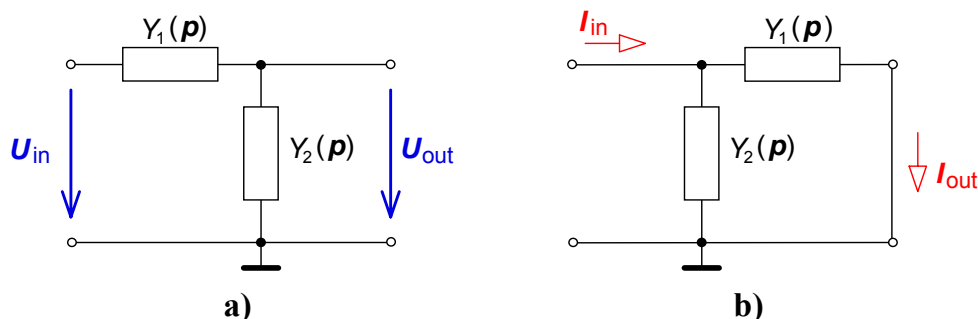
Obecně lze říci, že požadavek nezávislého elektronického řízení  $f_0$  a  $B$  vede na značně komplikované řídicí obvody. K okamžitému výpočtu potřebných řídicích napětí či proudů je vhodné využít některý typ procesoru či osobní počítač, což znamená použití D/A převodníků v řídicích obvodech. Uvedená metodika řízení bloků 2. řádu kaskádního filtru byla spolu s příklady publikována v [20, 21].

### 4.3 NEKASKÁDNÍ OBVODOVÉ STRUKTURY SE SYNTETICKÝMI PRVKY S IMITANCÍ VYŠŠÍHO ŘÁDU

Je známo, že dva dvojpóly zapojené podle obr. 4.7 pracují buď jako kmitočtově závislý dělič napětí (obr. 4.7a) anebo dělič proudu (obr. 4.7b). V obou případech platí stejný výraz pro přenos napětí naprázdno i pro přenos proudu nakrátko ve tvaru

$$K(\mathbf{p}) = \frac{U_{\text{out}}}{U_{\text{in}}} = \frac{I_{\text{out}}}{I_{\text{in}}} = \frac{Y_1(\mathbf{p})}{Y_1(\mathbf{p}) + Y_2(\mathbf{p})} = \frac{Z_2(\mathbf{p})}{Z_1(\mathbf{p}) + Z_2(\mathbf{p})}, \quad (4.17)$$

kde  $Y_1(\mathbf{p})$  a  $Y_2(\mathbf{p})$  jsou admitance a  $Z_1(\mathbf{p}) = 1/Y_1(\mathbf{p})$ ,  $Z_2(\mathbf{p}) = 1/Y_2(\mathbf{p})$  jsou impedance dvojpólů na obr. 4.7a,b. Dvojbran na obr. 4.7a je totiž *přidružený* (adjoint) k dvojbranu na obr. 4.7b. Budou-li v děliči použity dvojpóly s vhodnou imitanční funkcí vyššího řádu, lze získat filtr s přenosovou funkcí vyššího řádu, který pracuje v napěťovém či proudovém režimu.



Obr. 4.7: Kmitočtově závislý dělič a) napětí, b) proudu

Pokud má být filtr vyššího řádu dle principu z obr. 4.7 stabilní, musí syntetický dvojpól (prvek) charakterizovaný imitancí  $N$ -tého řádu vždy obsahovat paralelní nebo sériové spojení patřičně dimenzovaných dvojpólů s admitancemi nebo impedancemi 1. až  $N$ -tého řádu. Zajištění elektronického řízení všech členů imitanční funkce dvojpólu pak vede na filtr vyššího řádu s možností elektronického řízení mezního kmitočtu.

Existuje několik možných variant volby tvaru admitancí či impedancí v kmitočtově závislém děliči napětí na obr. 4.7 tak, aby se choval jako dolní nebo horní propust  $n$ -tého řádu. Níže bude ukázáno jedno principiální řešení pro dolní a horní propust jak v napěťovém tak i v proudovém režimu.

#### *Elektronicky řízená dolní propust $n$ -tého řádu*

$$Y_1(\mathbf{p}) = G_0 \text{ a } Y_2(\mathbf{p}) = Y^{(N)}(\mathbf{p}) = \mathbf{p}D_1 + \mathbf{p}^2D_2 + \dots + \mathbf{p}^N D_N. \quad (4.18)$$

Po dosazení (4.18) do (4.17) lze pro přenos dolní propusti psát

$$K(\mathbf{p}) = \frac{1}{1 + \mathbf{p} \frac{D_1}{G_0} + \mathbf{p}^2 \frac{D_2}{G_0} + \mathbf{p}^3 \frac{D_3}{G_0} + \dots + \mathbf{p}^N \frac{D_N}{G_0}}. \quad (4.19)$$

Řád admitanční funkce  $N$  se shoduje s řádem filtru  $n$ .

Principiální schéma zapojení elektronicky řízené dolní propusti  $n$ -tého řádu pracující v napěťovém i proudovém režimu je pro uvedenou volbu admitancí nakresleno na obr. 4.8a,b.

### Elektronicky řízená horní propust $n$ -tého řádu

$$Y_1(p) = pC_0 \text{ a } Y_2(p) = \frac{1}{E_0} + \frac{1}{pE_1} + \frac{1}{p^2E_2} + \dots + \frac{1}{p^NE_N}. \quad (4.20)$$

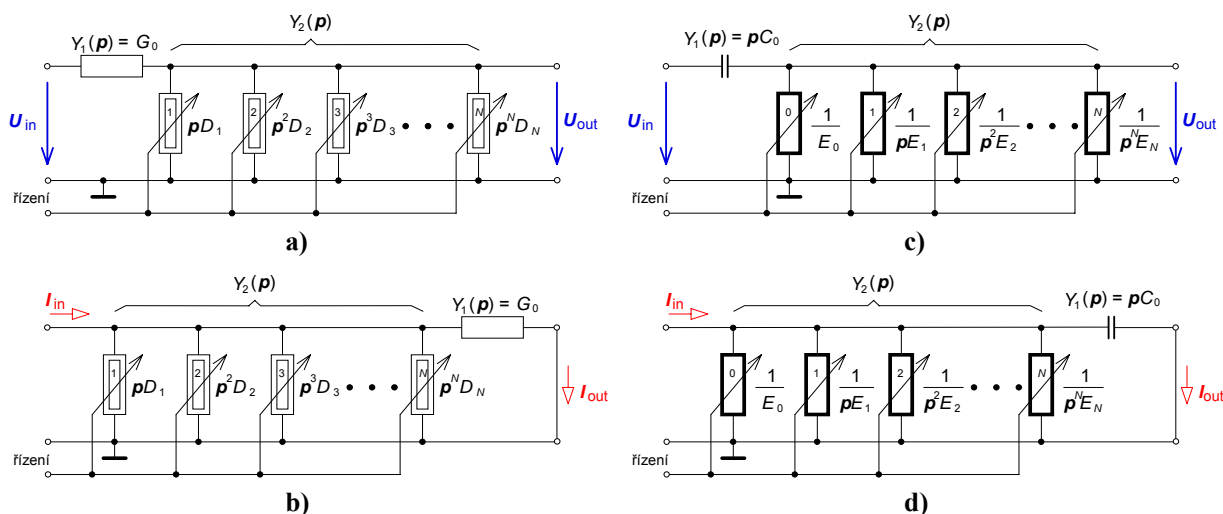
Po dosazení (4.20) do (4.17) lze pro přenos horní propusti psát

$$K(p) = \frac{1}{1 + \frac{1}{pE_0C_0} + \frac{1}{p^2E_1C_0} + \frac{1}{p^3E_2C_0} + \dots + \frac{1}{p^{N+1}E_NC_0}}. \quad (4.21)$$

Mezi řádem admitanční funkce  $N$  a řádem filtru  $n$  platí

$$N = n - 1. \quad (4.22)$$

Pro uvedený případ volby admitancí je principiální schéma zapojení elektronicky řízené horní propusti  $n$ -tého řádu pracující v napěťovém i proudovém režimu zobrazeno na obr. 4.8c,d.



**Obr. 4.8:** Principiální schéma zapojení elektronicky řízené dolní propusti  $n$ -tého řádu a) v napěťovém, b) v proudovém režimu a elektronicky řízené horní propusti  $n$ -tého řádu c) v napěťovém, d) v proudovém režimu

Nyní je hlavním problémem syntéza vhodné admitanční funkce vyššího řádu s možností elektronického řízení.

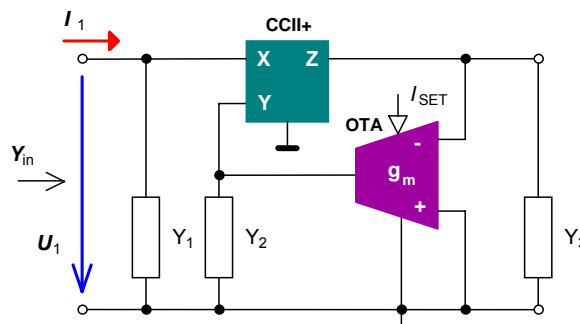
Syntetické prvky s imitancí vyššího řádu lze získat několikanásobnou transformací pomocí transformačních článků užívaných pro vytvoření tzv. bezztrátového dvojného kapacitoru (viz [3]). Počet nutných aktivních prvků by však byl v případě vytváření samostatných prvků s imitancí vyššího řádu zcela neúnosný a zapojení filtru by bylo neúměrně rozsáhlé. Proto byly vyvinuty jiné typy

transformačních článků, kterými je možno realizovat admitanční či impedanční funkci vyššího řádu s relativně malým počtem aktivních prvků [24].

Níže bude ukázáno využití elektronicky říditelných prvků OTA v nových zapojeních elektronicky řízených syntetických prvků s imitancí vyššího řádu a po-  
tažmo i elektronicky řízených kmitočtových filtrů.

### 4.3.1 Struktury se syntetickými prvky na bázi transformačních článků

Pro syntézu elektronicky řízené imitanční funkce vyššího řádu jsou vhodné speciální typy transformačních článků. Příklad možné realizace elektronicky řízeného transformačního článku, který je vhodný pro realizaci admitanční funkce, je ukázán na obr. 4.9.



**Obr. 4.9:** Transformační článek s CCII+ a OTA pro realizaci admitanční funkce

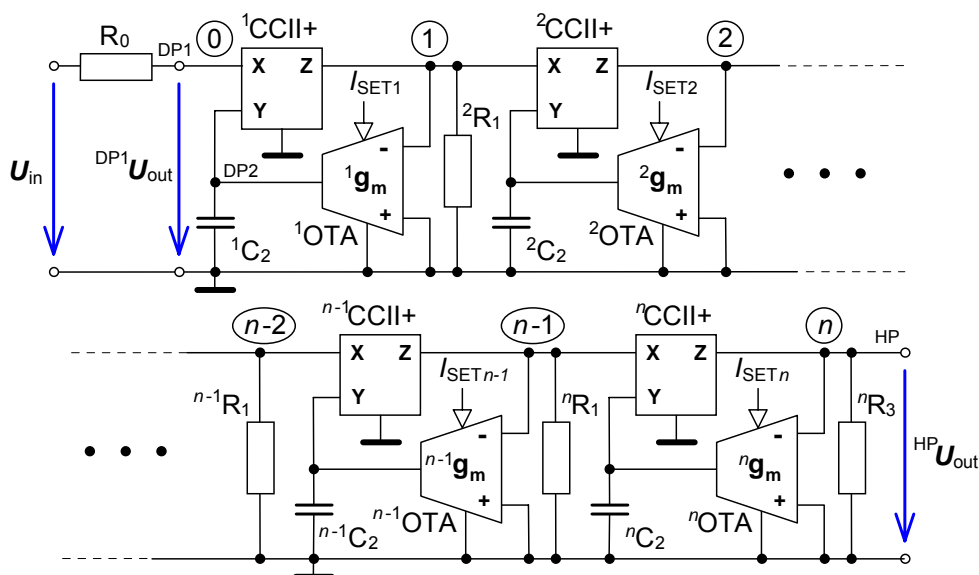
Pro jeho vstupní admitanci platí

$$Y_{in} = Y_1 + \frac{Y_2 Y_3}{g_m}. \quad (4.23)$$

Požadovanou admitanční funkci vyššího řádu lze získat kaskádním řazením stejných transformačních článků se vstupní admitancí (4.23), tj. první článek v kaskádě je namísto admitance  $Y_3$  zatížen druhým článkem v kaskádě, atd.. Pro ilustraci popsané metodiky syntézy je na obr. 4.10 ukázána struktura dolní propusti  $n$ -tého řádu v napěťovém režimu podle principiálního schématu na obr. 4.8a. Syntetická admitance  $Y^{(N)}(p)$  bez členu  $D_0$  (viz rovnice (4.18)) je realizována kaskádou transformačních článků z obr. 4.9. U všech článků je na místě admitance  $Y_2$  kapacitor a na místě  $Y_1$  rezistor, kromě prvního článku, kde je  $Y_1$  vynechána. Poslední článek v kaskádě je zatížen rezistorem.

Napěťový přenos dolní propusti  $n$ -tého řádu na obr. 4.10 je dán vztahem

$$K(p) = \frac{U_{out}^{DP}}{U_{in}} = \frac{1}{1 + p \frac{{}^1C_2 R_0}{g_m {}^2R_1} + p^2 \frac{{}^1C_2 {}^2C_2 R_0}{g_m {}^2g_m {}^3R_1} + p^3 \frac{{}^1C_2 {}^2C_2 {}^3C_2 R_0}{g_m {}^2g_m {}^3g_m {}^4R_1} + \dots + p^{n-1} \frac{{}^1C_2 {}^2C_2 \dots {}^{n-2}C_2 {}^{n-1}C_2 R_0}{g_m {}^2g_m \dots {}^{n-2}g_m {}^{n-1}g_m {}^nR_1} + p^n \frac{{}^1C_2 {}^2C_2 \dots {}^{n-1}C_2 {}^nC_2 R_0}{g_m {}^2g_m \dots {}^{n-1}g_m {}^ng_m {}^nR_3}}. \quad (4.24)$$



**Obr. 4.10:** Elektronicky přeladitelný filtr  $n$ -tého řádu na bázi transformačních článků z obr. 4.9

Struktura filtru má velmi zajímavé vlastnosti. Pro napěťový přenos ze vstupu filtru do uzlu  $n$  platí

$$K(p) = \frac{HP U_{out}}{U_{in}} = \frac{(-1)^n p^n \frac{{}^n R_3}{R_0}}{p^n + p^{n-1} \frac{{}^n g_m {}^n R_3}{{}^n C_2 {}^n R_1} + p^{n-2} \frac{{}^{n-1} g_m {}^n g_m {}^n R_3}{{}^{n-1} C_2 {}^n C_2 {}^{n-1} R_1} + p^{n-3} \frac{{}^{n-2} g_m {}^{n-1} g_m {}^n g_m {}^n R_3}{{}^{n-2} C_2 {}^{n-1} C_2 {}^n C_2 {}^{n-2} R_1} + \dots + p \frac{{}^2 g_m {}^3 g_m \dots {}^{n-1} g_m {}^n g_m {}^n R_3}{{}^2 C_2 {}^3 C_2 \dots {}^{n-1} C_2 {}^n C_2 {}^2 R_1} + \frac{{}^1 g_m {}^2 g_m \dots {}^{n-1} g_m {}^n g_m {}^n R_3}{{}^1 C_2 {}^2 C_2 \dots {}^{n-1} C_2 {}^n C_2 R_0}}. \quad (4.25)$$

Je zřejmé, že uzel  $n$  je výstupem typu horní propust  $n$ -tého řádu. To je zajímavá skutečnost, s níž se při návrhu struktury dolní propusti nepočítalo. Nabízí se otázka, zda je možné využívat obvod současně jako horní i dolní propust  $n$ -tého řádu pro jednu sadu hodnot součástek.

Normovaná přenosová funkce dolní (DP), resp. horní propusti (HP)  $n$ -tého řádu bez nul přenosu má v obecném případě tvar

$${}^n K^{DP}(s) = \frac{{}^{DP} K_0}{1 + s c_{n1} + s^2 c_{n2} + \dots + s^i c_{ni} + s^n c_{nn}}, \text{ resp.} \quad (4.26)$$

$${}^n K^{HP}(s) = \frac{{}^{HP} K_0 s^n}{s^n + s^{n-1} c_{n1} + s^{n-2} c_{n2} + s^{n-3} c_{n3} + \dots + s^{n-i} c_{ni} + s c_{n,n-1} + c_{nn}}. \quad (4.27)$$

Z porovnání (4.24) a (4.26) plynou vztahy pro koeficienty přenosové funkce DP

$$c_{n1} = \omega_{3\text{dB}} \frac{{}^1C_2 R_0}{{}^1g_m {}^2R_1}, c_{n2} = c_{n1} \omega_{3\text{dB}} \frac{{}^2C_2 {}^2R_1}{{}^2g_m {}^3R_1}, c_{n3} = c_{n2} \omega_{3\text{dB}} \frac{{}^3C_2 {}^3R_1}{{}^3g_m {}^4R_1}, \dots,$$

$$c_{n,n-1} = c_{n,n-2} \omega_{3\text{dB}} \frac{{}^{n-1}C_2 {}^{n-1}R_1}{{}^{n-1}g_m {}^nR_1}, c_{nm} = c_{n,n-1} \omega_{3\text{dB}} \frac{{}^nC_2 {}^nR_1}{{}^ng_m {}^nR_3}. \quad (4.28)$$

Zrovna tak z porovnání (4.25) a (4.27) lze získat vztahy pro koeficienty přenosové funkce horní propusti

$$c_{n1} = \frac{1}{\omega_{3\text{dB}}} \frac{{}^ng_m {}^nR_3}{{}^nC_2 {}^nR_1}, c_{n2} = c_{n1} \frac{1}{\omega_{3\text{dB}}} \frac{{}^{n-1}g_m {}^nR_1}{{}^{n-1}C_2 {}^{n-1}R_1}, c_{n3} = c_{n2} \frac{1}{\omega_{3\text{dB}}} \frac{{}^{n-2}g_m {}^{n-1}R_1}{{}^{n-2}C_2 {}^{n-2}R_1}, \dots,$$

$$c_{n,n-1} = c_{n,n-2} \frac{1}{\omega_{3\text{dB}}} \frac{{}^2g_m {}^3R_1}{{}^2C_2 {}^2R_1}, c_{nm} = c_{n,n-1} \frac{1}{\omega_{3\text{dB}}} \frac{{}^1g_m {}^2R_1}{{}^1C_2 R_0}. \quad (4.29)$$

Z porovnání (4.28) a (4.29) vyplývá, že pro jednu sadu hodnot součástek je možné využívat strukturu současně jako horní i jako dolní propust  $n$ -tého řádu pouze za podmínky

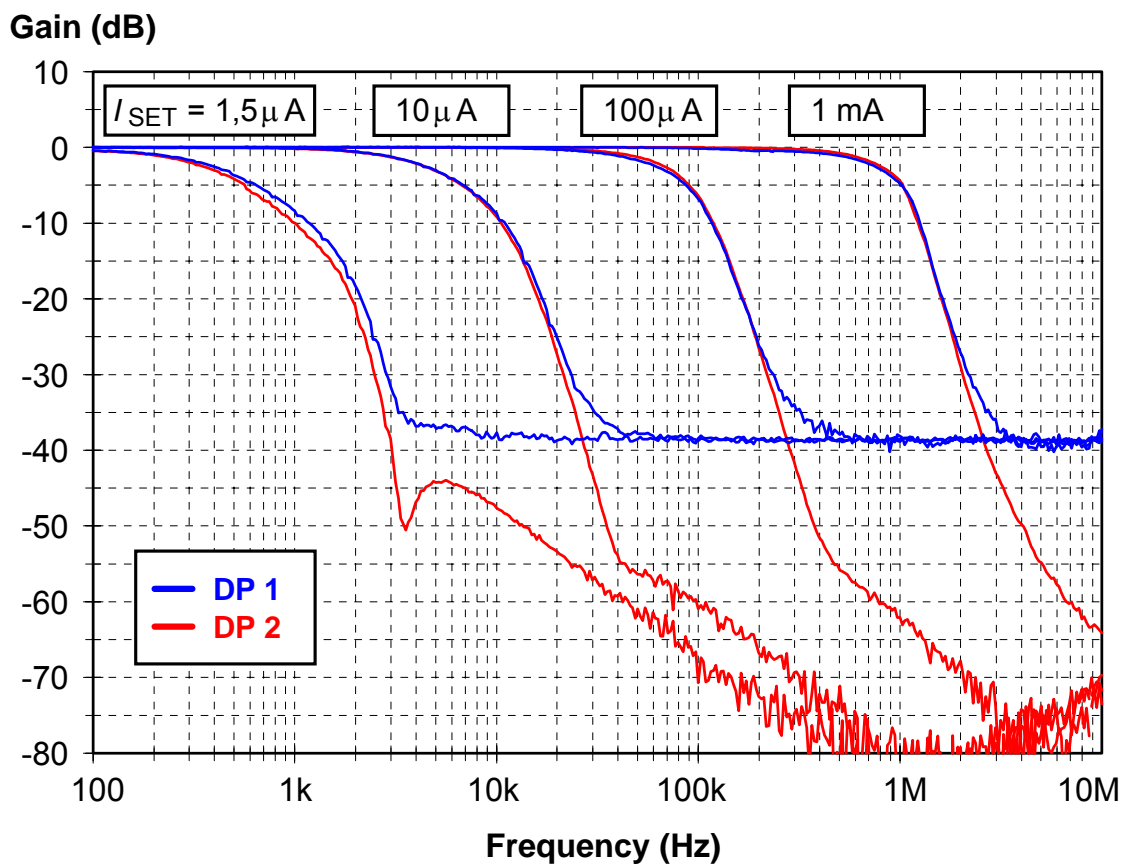
$$\frac{c_{n,n-1}}{c_{nm}} = c_{n1} \quad \text{a} \quad \frac{c_{ni}}{c_{n,i+1}} = \frac{c_{n,n-i}}{c_{n,n-i-1}} \quad \text{pro } i = 1, 2, 3, \dots, n-2. \quad (4.30)$$

Uvedená podmínka je splněna pouze pro koeficienty přenosové funkce aproximované dle Butterwortha. U navržené struktury lze tedy v jednom zapojení využívat současně oba výstupy (dolní i horní propust) pouze při Butterworthově aproximaci přenosové funkce, nebo samostatně jako dolní či horní propust pro ostatní aproximace bez nul přenosu, pro které podmínka (4.30) není splněna.

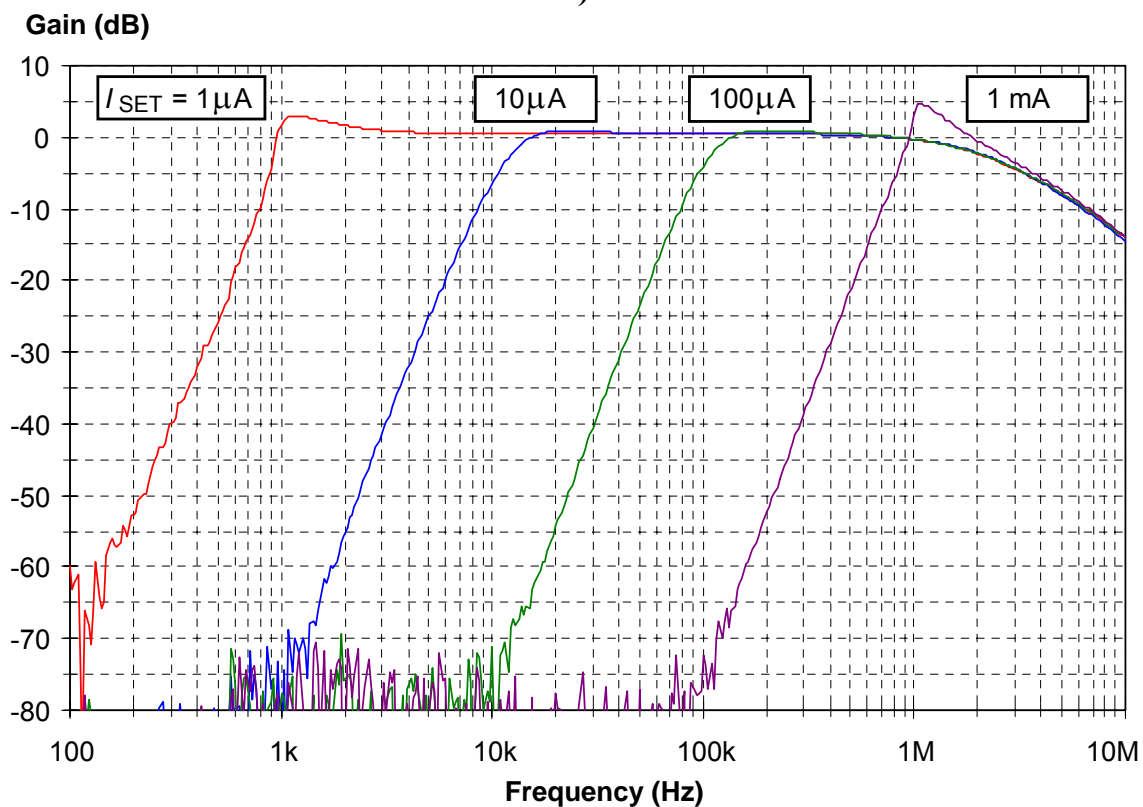
Pro účely experimentálního ověření vlastností popsané struktury filtru byl podle obr. 4.10 postaven filtr 4. řádu s aproximací přenosové funkce dle Butterwortha a rozsahem přeladění kmitočtu pólu  $f_0 = 1$  kHz až 1 MHz řídicím proudem  $I_{\text{SET1}} = I_{\text{SET2}} = I_{\text{SET3}} = I_{\text{SET4}} = I_{\text{SET}}$ .

Na místě prvků OTA byly použity obvody LT1228 [18] a na místě CCII+ transimpedanční zesilovače s vyvedenou kompenzační svorkou AD844 [17].

Na obr. 4.11 jsou ukázány změřené modulové kmitočtové charakteristiky napěťových přenosů na výstupy DP1, DP2 a HP pro čtyři hodnoty řídicího proudu  $I_{\text{SET}}$ . Kmitočtové charakteristiky při řídicím proudu nastaveném na hodnotu  $I_{\text{SET}} = 1 \mu\text{A}$  byly značně deformované. Je to zřejmě proto, že se jedná o nejmenší možnou hodnotu udávanou výrobcem obvodu LT1228 a v některých aplikacích může tak nízká hodnota řídicího proudu působit potíže. Proto jsou ukázány kmitočtové charakteristiky od  $I_{\text{SET}} = 1,5 \mu\text{A}$ . Útlum přenosu na výstup DP1 v nepropustném pásmu je pouhých 40 dB. Je to způsobeno nenulovou hodnotou parazitního vstupního odporu  $R_x$  svorky  $x$  proudových konvektorů CCII+, která je v případě obvodu AD844 asi  $50 \Omega$ . Přitom největší vliv na útlum v nepropustném pásmu má odpor  ${}^1R_x$  prvku  ${}^1\text{CCII+}$ . Vliv odporu  ${}^1R_x$  na útlum dolní propusti v nepropustném pásmu lze zmenšit uvažováním výstupu z uzlu DP2.



a)



b)

**Obr. 4.11:** Změřené modulové kmitočtové charakteristiky a) dolní a b) horní propusti 4. řádu z obr. 4.10

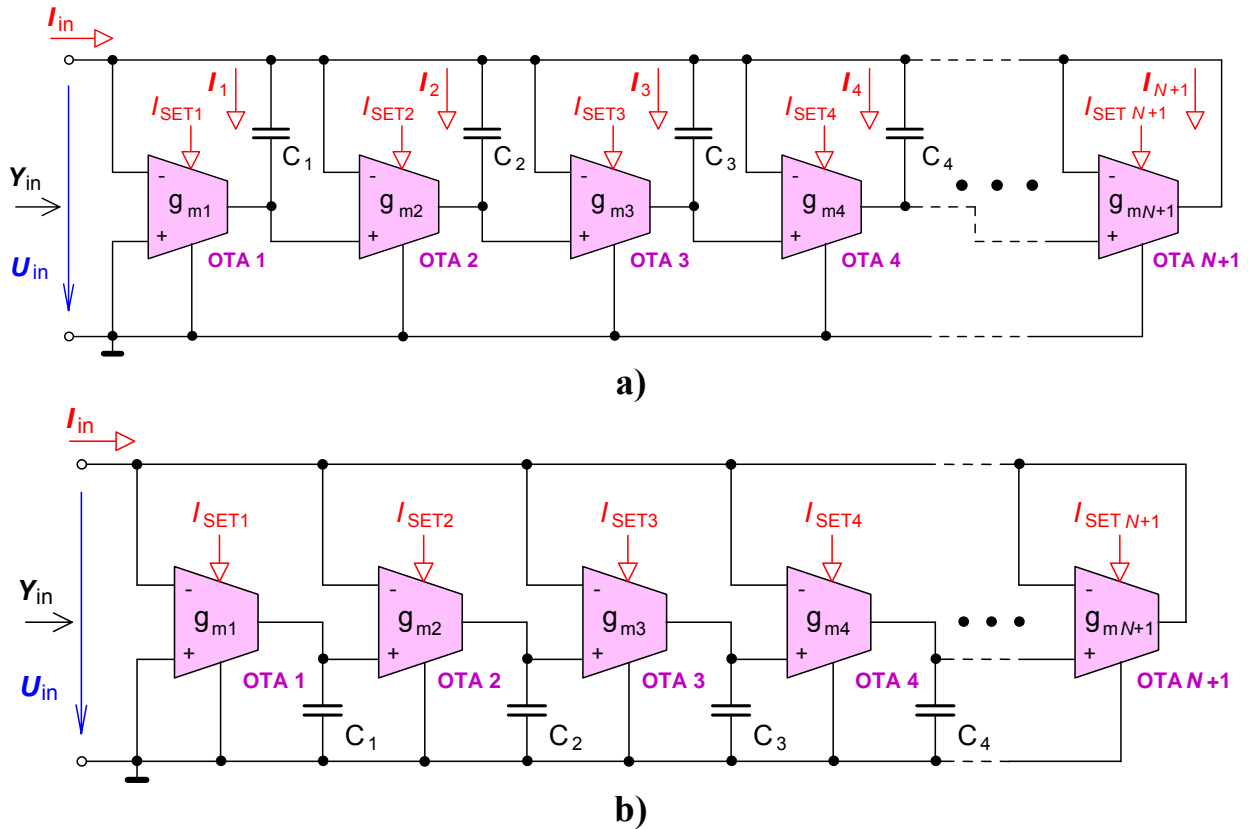


### 4.3.2 Struktury se syntetickými prvky na bázi OTA

K syntéze obvodových struktur elektronicky řízených syntetických prvků s imitancí vyššího řádu lze přistupovat i jinak než metodou kaskádního řazení speciálních typů transformačních článků, jak bylo ukázáno v předchozí kapitole.

Na obr. 4.12 je ukázán nový jednoduchý dvojpól [23], pro jehož vstupní admittance lze psát

$$Y^{(N)}(p) = \frac{I_{in}}{U_{in}} = \sum_{i=1}^{N+1} \frac{I_i}{U_{in}} = g_{m1} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{pC_1} + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}}{p^2C_1C_2} + \dots + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3} \dots g_{mN+1}}{p^N C_1 C_2 \dots C_N}. \quad (4.31)$$



Obr. 4.12: Dvě varianty dvojpólu s admittance  $N$ -tého řádu s prvky OTA

Jistou nevýhodou obvodu na obr. 4.12a je v případě realizace integrovanou formou nutnost použití neuzemněných kapacitorů. Uvedenou nevýhodu nemá obvod na obr. 4.12b, který je tedy daleko vhodnější pro monolitickou integraci. Pro jeho vstupní admittance platí vztah

$$Y^{(N)}(p) = \frac{I_{in}}{U_{in}} = g_{mN+1} + \frac{g_{mN}g_{mN+1}}{pC_N} + \frac{g_{mN-1}g_{mN}g_{mN+1}}{p^2C_{N-1}C_N} + \dots + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3} \dots g_{mN}g_{mN+1}}{p^N C_1 C_2 \dots C_N}. \quad (4.32)$$

Navržené dvojpóly lze využít při syntéze elektronicky řízené horní propusti  $n$ -tého řádu podle principiálního schématu na obr. 4.8c,d.

Mezi řádem admittance  $N$  a řádem horní propusti  $n$  platí vztah (4.22).

Napěťový přenos horní propusti  $n$ -tého řádu, která obsahuje dvojpól s neuzemněnými kapacitory a prvky OTA z obr. 4.12a je dán vztahem

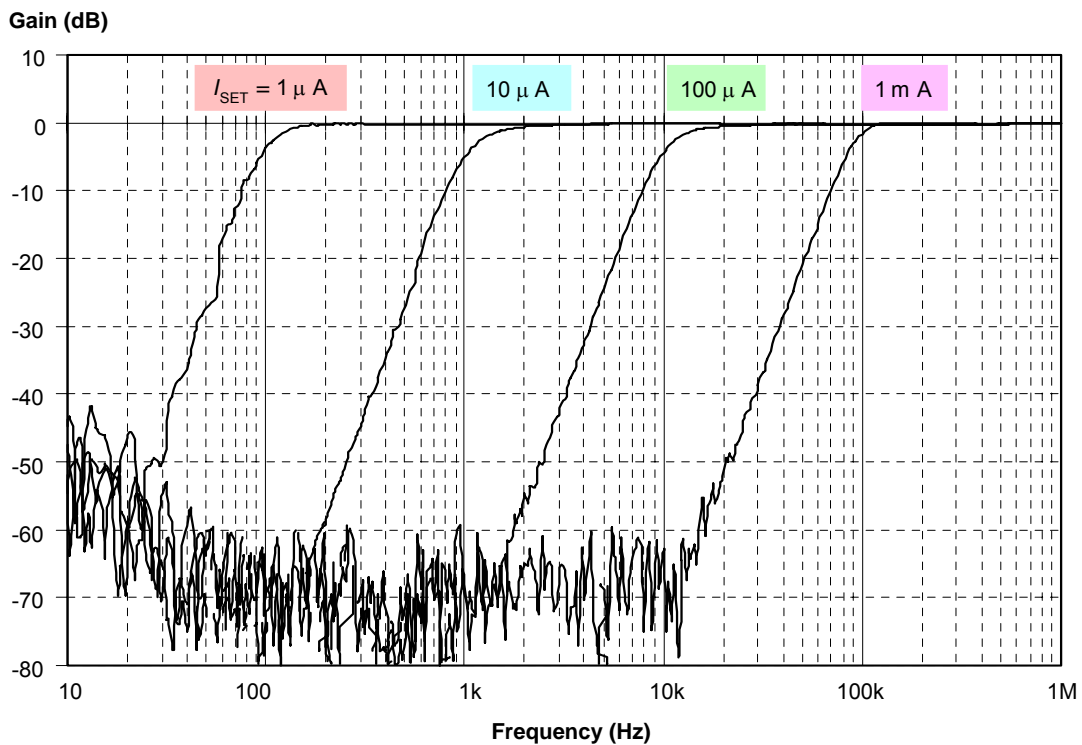
$$K(p) = \frac{p^{N+1} C_0 C_1 C_2 \cdots C_N}{p^{N+1} C_0 C_1 C_2 \cdots C_N + p^N C_1 C_2 \cdots C_N g_{m1} + p^{N-1} C_2 C_3 \cdots C_N g_{m1} g_{m2} + p^{N-2} C_3 C_4 \cdots C_N g_{m1} g_{m2} g_{m3} + \cdots + g_{m1} g_{m2} g_{m3} \cdots g_{mN+1}}, \quad (4.33)$$

zatímco pro napěťový přenos horní propusti  $n$ -tého řádu na bázi dvojbranu s uzemněnými kapacitami z obr. 4.12b platí vztah

$$K(p) = \frac{p^{N+1} C_0 C_1 C_2 \cdots C_N}{p^{N+1} C_0 C_1 C_2 \cdots C_N + p^N C_1 C_2 \cdots C_N g_{mN+1} + p^{N-1} C_1 C_2 \cdots C_{N-1} g_{mN} g_{mN+1} + p^{N-2} C_1 C_2 \cdots C_{N-2} g_{mN-1} g_{mN} g_{mN+1} + \cdots + g_{m1} g_{m2} g_{m3} \cdots g_{mN+1}}. \quad (4.34)$$

Porovnáním (4.33) resp. (4.34) s (4.27) lze za předpokladu  $s = p/\omega_{3dB}$  získat vztahy pro koeficienty přenosové funkce obou horních propustí. Tyto vztahy pak slouží pro návrh konkrétního filtru.

V [25] jsem ukázal návrh a výsledky simulací i měření dvou horních propustí 4. řádu podle principiálního schématu z obr. 4.8c s využitím syntetických dvojpólů z obr. 4.12. Filtry byly navrženy s aproximací přenosové funkce dle Butterwortha a rozsahem přeladění mezního kmitočtu  $f_{3dB} = 100$  Hz až 100 kHz pomocí řídicího proudu  $I_{SET}$  stejného pro všechny čtyři OTA. Při experimentálním ověření byly na místě prvků OTA použity obvody LT1228 [18]. Změřené modulové kmitočtové charakteristiky obou horních propustí se téměř nelišily a pro horní propust se syntetickým dvojpólem z obr. 4.12b jsou pro čtyři hodnoty řídicího proudu  $I_{SET}$  ukázány na obr. 4.13.



**Obr. 4.13:** Změřené modulové kmitočtové charakteristiky horní propusti podle principiálního schématu z obr. 4.8c s využitím syntetického dvojpólu z obr. 4.12b

## 5 ZÁVĚR

Hlavním cílem disertační práce byl návrh a následná analýza nových obvodových struktur elektronicky řízených kmitočtových filtrů s moderními aktivními prvky. Pokud jsou takové filtry integrovány na jednom čipu, umožňují zpracovávat elektrické signály v kmitočtových pásmech řádu desítek MHz.

V disertační práci je prezentováno několik původních struktur aktivních filtrů 2. řádu (bikvadů) s možností nezávislého elektronického řízení kmitočtu pólu  $f_0$  a činitele jakosti  $Q$ . Na místě aktivních prvků byly uvažovány MOTA a CC-CDBA (Current-Controlled Current Differencing Buffered Amplifier). Prvek CC-CDBA byl v práci nově zaveden. Jeho aplikační využití bylo ukázáno v bikvadech pracujících v napěťovém, proudovém a smíšeném režimu.

V rámci řešení disertační práce byly shrnuty poznatky o elektronickém řízení kmitočtových charakteristik filtrů vyššího řádu na bázi kaskádního řazení selektivních funkčních bloků 1. a 2. řádu. Formulovány byly zákony, podle kterých je třeba řídit parametry jednotlivých bloků v kaskádě tak, aby bylo dosaženo požadovaného řízení kmitočtových charakteristik kaskádního filtru.

Byla navržena řada nových nekaskádních struktur aktivních kmitočtových filtrů na bázi kmitočtově závislého děliče napětí či proudu, které ke své konstrukci využívají elektronicky řízené syntetické dvojpóly s imitací vyššího řádu. Podařilo se navrhnout několik zapojení speciálních transformačních článků s elektronicky říditelným prvkem OTA či CCCII- a proudovým konvejorem CCII+, jejichž kaskádní řazení vede na dvojpól, který umožňuje realizovat syntetickou imitaci vyššího řádu s relativně malým počtem součástek. Využití tohoto syntetického dvojpólu, bylo ukázáno při návrhu nekaskádní struktury filtru  $n$ -tého řádu, který disponuje dvěma výstupy, přičemž na jednom se chová jako horní a na druhém jako dolní propust. Bylo zjištěno, že filtr má reciprocitní vlastnosti a lze ho provozovat současně jako dolní i horní propust pouze pro Butterworthovu aproximaci přenosové funkce. Snaha o zmenšení počtu aktivních prvků na počet odpovídající řádu filtru vedla k návrhu nových zapojení, která realizují elektronicky řízené syntetické dvojpóly s admitancí vyššího řádu přímo. Byly ukázány původní struktury syntetických dvojpólů s prvky OTA, BOTA, CC-CDBA a CCCII. Během přeladování mezního kmitočtu navržených filtrů řídicím proudem či napětím zůstávají maxima napěťových přenosů ze vstupu na jednotlivé nezávislé uzly konstantní. Tento fakt považuji za nejcennější vlastnost navržených obvodů.

U všech nově navržených filtrů byla provedena střídavá i toleranční analýza a také detailní analýza s cílem maximalizace dynamického rozsahu vstupního signálu.

Závěrem lze konstatovat, že vytýčené cíle disertační práce, tj. formulace pravidel řízení parametrů jednotlivých sekcí kaskádního filtru, návrh nových obvodových struktur elektronicky řízených analogových kmitočtových filtrů s moderními aktivními prvky, formulace pravidel pro systematickou dynamickou optimalizaci navržených struktur, simulace jejich vlastností na počítači i jejich ověření praktickými experimenty, byly splněny.

## LITERATURA

- [1] BARTHÉLEMY, H., FABRE, A. A second generation current-controlled conveyor with negative intrinsic resistance. *IEEE Trans. Circuits Syst. – I: Fundamental Theory and Applications*, 2002, vol. 49, no. 1, p. 63–65, ISSN 1057-7122.
- [2] BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V. Utilization of Bootstrap Technique to Control Frequency Filter Parameters. In *Proceedings of the 10<sup>th</sup> International Czech–Slovak Scientific Conference RADIOELEKTRONIKA 2000*, Bratislava (Slovak Republic), 2000, p. I-11–I-14.
- [3] BRUTON, L. T. *RC-Active Circuits Theory and Design*. Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1980.
- [4] DELIYANNIS, T., SUN, Y., FIDLER, J. K. *Continuous-time active filter design*. CRC Press, Boca Raton, 1999, 443 pages, ISBN 0-8493-2573-0.
- [5] DE VEIRMAN, G. A. et al. A 3.0 V 40 Mb/s Hard Disk Drive Read Channel IC. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 1995, vol. 30, no. 7, p. 788–799.
- [6] FABRE, A., SAAID, O., WIEST, F., BOUCHERON, C. High frequency applications based on a new current controlled conveyor. *IEEE Trans. Circuits Syst. – I: Fundamental Theory and Applications*, 1996, vol. 43, no. 2, p. 82–91, ISSN 1057-7122.
- [7] FERRI, G., GUERRINI, N. C. *Low-Voltage Low-Power CMOS Current Conveyors*. Kluwer academic publishers, Boston, 2003, 219 pages, ISBN 1-4020-7486-7.
- [8] GEIGER, R. L., SÁNCHEZ, S. E. Active Filter Design using Operational Transconductance Amplifiers: A Tutorial. *IEEE Circuits and Devices Magazine*, 1985, vol. 1, no. 2, p. 20–32, ISSN 8755-3996.
- [9] GHAUSI, M.S., LAKER, K. R. *Modern Filter Design – Active RC and Switched Capacitor*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1981.
- [10] GLINIANOWICZ, J., JAKUSZ, J., SZCZEPANSKI, S., SUN, Y. High-frequency two-input CMOS OTA for continuous-time filter application. In *Special issue on high-frequency integrated analogue filters, IEE Proceedings Circuits, Devices and Systems*, 2000, vol. 147, no. 1, p. 13–18.
- [11] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. *Kmitočtové filtry*. Nakladatelství BEN – technická literatura, Praha, 2002, 529 stran, ISBN 80-7300-023-7.
- [12] KUBÁNEK, D., VRBA, K. Použití digitálních potenciometrů k řízení parametrů kmitočtových filtrů. Internetový časopis *ELEKTROREVUE* [online], 2002, č. 50, s. 1–8, dokument dostupný na URL <http://www.elektrorevue.cz>, ISSN 1213-1539.
- [13] NAUTA, B. *Analog CMOS filters for very high frequencies*. Kluwer Academic Publishers, Boston, 2001, 230 pages, ISBN 0-7923-9272-8.
- [14] SUN, Y. (Editor). *Design of high frequency integrated analogue filters*. IEE Circuits, Devices and Systems Series 14, London, 2002, 243 pages, ISBN 0-85296-976-7.

- [15] WILLINGHAM, S. D., MARTIN, K. *Integrated video-frequency continuous-time filters: High-performance realizations in BiCMOS*. Kluwer academic publishers, Boston, 1995, 249 pages, ISBN 0-7923-9595-6.
- [16] WU, J., EL-MASRY, E. I. Universal voltage- and current-mode OTAs based biquads. *Int. J. Electronics*, 1998, vol. 85, no. 5, p. 553–560, ISSN 0020-7217.
- [17] AD844 – 60 MHz, 2000V/ $\mu$ s Monolithic Current-Feedback Op Amp. Datasheets, Analog Devices, 2001.
- [18] LT1228 – 100 MHz Current Feedback Amplifier with DC Gain Control. Datasheets, Linear Technology, 2001.
- [19] OLŠÁK, M., BIOLEK, D. Controlled Filters with LT1228 OTA Amplifiers. In *Proceedings of the 23rd International Conference Telecommunications and Signal Processing TSP 2000*, Brno, 2000, p. 191–194, ISBN 80-7204-161-4.
- [20] OLŠÁK, M., VRBA, K., GUBEK, T. Current-Controlled High-Order Bandpass and Notch Filters. In *Proceedings of the International Conference Research in Telecommunication Technology RTT'2002*, Zilina (Slovak Republic), 2002, p. 21–24, ISBN 80-7100-991-1.
- [21] OLŠÁK, M., VRBA, K., GUBEK, T. *Elektronicky řízené filtry s moderními aktivními prvky*. Oponovaná výzkumná zpráva k projektu FRVŠ reg. č. 1803/2002/G1, 2002, 92 stran.
- [22] OLŠÁK, M., GUBEK, T. Electronically controlled bandpass filter design. In *Proceedings of the 8th Conference and Competition Student EEICT 2002*, Brno, 2002, p. 383–387, ISBN 80-214-2116-9.
- [23] OLŠÁK, M., VRBA, K., ČAJKA, J. Higher-order admittance function synthesis suitable for highpass filter design. In *Proceedings of the 12th International Scientific Conference RADIOELEKTRONIKA 2002*, Bratislava (Slovak Republic), 2002, p. 63–66, ISBN 80-227-1700-2.
- [24] OLŠÁK, M., VRBA, K. Transformation Cells for Adjustable Nth-Order Immittances. In *Proceedings of the 25th International Conference Telecommunications and Signal Processing TSP 2002*, Brno, 2002, p. 212–215, ISBN 80-214-2172-X.
- [25] OLŠÁK, M., MATĚJÍČEK, L., VRBA, K., SMÉKAL, Z. Realization of Nth-order electronically tunable highpass filter employing only N OTAs, In *Proceedings of the 10th International Conference on Telecommunications ICT'2003*, Tahiti, Papeete – French Polynesia, February 23–March 1, 2003, p. 671–676, ISBN 0-7803-7662-5.
- [26] OLŠÁK, M., VRBA, K., MATĚJÍČEK, L. Electronically Tunable Elliptic Leapfrog Ladder Filter Using MOTAs. In *Proceedings of the 10th International Workshop on Systems, Signals and Image Processing IWSSIP'03 – Recent Trends in Multimedia Information Processing*, September 10–11, 2003, Prague, Czech Republic, p. 61–64, ISBN 80-86645-05-3.

# CURRICULUM VITAE

## Osobní údaje

Jméno: Michal Olšák  
Datum a místo narození: 26. 1. 1978 v Prostějově  
Email: [olsak@feec.vutbr.cz](mailto:olsak@feec.vutbr.cz)

## Vzdělání

- 1992–96: Střední odborná škola při COPT v Kroměříži. Studijní obor 26-65-6 Slaboproudá elektrotechnika. Vzdělání ukončeno maturitou s vyznamenáním.
- 1996–01: Vysoké učení technické v Brně, denní studium na Fakultě elektrotechniky a informatiky. Studijní obor Elektronika a sdělovací technika. Ukončeno v červenci 2001 s vyznamenáním.
- 2001–: Studium presenční formy postgraduálního doktorského studijního programu Elektrotechnika, elektronika, komunikační a řídicí technika – studijní obor Teleinformatika na Fakultě elektrotechniky a komunikačních technologií Vysokého učení technického v Brně.
- 2002–03: Doplnující pedagogické studium na Ústavu společenských věd Fakulty stavební Vysokého učení technického v Brně. Získáno oprávnění o pedagogické způsobilosti pro výuku odborných předmětů elektrotechnického zaměření na středních odborných školách, gymnáziích, učilištích a ostatních školách.

## Ocenění a vyznamenání

- Červenec 2001: Cena děkana za vynikající teoretické i praktické znalosti prokázané při vypracování diplomové práce a její obhajobě.
- Září 2002: Ocenění nadace Preciosa za vynikající odborné znalosti, prezentaci výsledků a aktivní přístup k práci.

## Ostatní

- Člen organizace IEEE (The Institute of Electrical and Electronics Engineers) od prosince 2003.
- Aktivní účast na projektech Grantové agentury České republiky GAČR. Získání a vedení dvou projektů Fondu rozvoje vysokých škol FRVŠ:  
„Elektronicky řízené aktivní kmitočtové filtry“. reg. č. 1803/2002/G1.  
„Elektronicky řízené syntetické prvky s imitací vyššího řádu“. reg. č. 2202/2003/G1.
- Autor, resp. spoluautor 26 publikací vztahujících se k řešené problematice.

## ABSTRACT

The thesis is focused on the design of new electronically-controlled analogue filters with modern active elements (OTA, BOTA, MOTA, CCCII ...). These filters are applied especially as analogue adaptive filters, disc-drive read-channel filters, video-filters, adaptive equalizers for digital communications, etc. The possibility of electronic fine tuning of, for example, filter cutoff frequency by means of control voltage or current, is very advantageous for monolithic integrated filters. First, second-order active filter structures are solved with independent electronic control of natural frequency  $f_0$  and quality factor  $Q$ . Biquads that can work in the voltage-, current-, and mixed-mode have been proposed. A detailed analysis has been performed with the aim of minimizing the effects of non-ideal properties of active elements. The findings related to electronic control of high-order cascade-filter frequency characteristics are summarized farther in the thesis. Considerable attention also is dedicated to high-order electronically controlled noncascade filter structures. The design of several original electronically-controlled circuit structures based on synthetic elements with high-order immittance is shown and several circuit structures that result from the functional simulation of the RLC prototype are investigated. Electronically controlled  $n$ -th order lowpass and highpass filters, which maintain unique internal dynamic performances during tuning, are presented. These filters are based on the recently defined CC-CDBA active element. The dynamic optimization problem is discussed for all the newly designed circuit structures. The characteristics of selected filters have been verified experimentally and compared with computer simulation results.