

VĚDECKÉ SPISY VYSOKÉHO UČENÍ TECHNICKÉHO V BRNĚ

*Edice PhD Thesis, sv. 648*

*ISSN 1213-4198*

*thesis*  
**?**  
**IS**

*Ing. Roman Šotner*

**Studium elektronického řízení  
a reálného chování variabilních  
filtračních a oscilačních aplikací  
moderních aktivních prvků**

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

**Ing. Roman Šotner**

**STUDIUM ELEKTRONICKÉHO ŘÍZENÍ A REÁLNÉHO  
CHOVÁNÍ VARIABILNÍCH FILTRAČNÍCH A OSCILAČNÍCH  
APLIKACÍ MODERNÍCH AKTIVNÍCH PRVKŮ**

STUDY OF ELECTRONIC CONTROL AND REAL BEHAVIOR IN  
VARIABLE FILTERING AND OSCILLATING APPLICATIONS OF  
MODERN ACTIVE ELEMENTS

ZKRÁCENÁ VERZE PH.D. THESIS

Obor: Elektronika a sdělovací technika  
Školitel: prof. Ing. Tomáš Dostál, DrSc.  
doc. Ing. Jiří Petržela, Ph.D.  
Oponenti: doc. Ing. Oldřich Ondráček, Ph.D.  
doc. Ing. Pravoslav Martinek, CSc.  
Datum obhajoby: 7. 2. 2012

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Proudový, napěťový a smíšený mód, kmitočtové filtry, multifunkční struktury, elektronické řízení a rekonfigurace, variabilita, oscilátor, kvadrurní oscilátor, OTA, MO-CCCII, ECCII-, CCTA, CGCCCTA, říditelný proudový zeslabovač, říditelný proudový zesilovač, reálné chování, experimentální ověřování.

## **KEYWORDS**

Current, voltage and mixed mode, frequency filters, multifunctional structures, electronic control and reconfiguration, variability, oscillator, quadrature oscillator, OTA, MO-CCCII, ECCII-, CCTA, CGCCCTA, controllable current attenuator, controllable current amplifier, real behavior, experimental verification.

Disertační práce je k dispozici na Vědeckém oddělení děkanátu FEKT VUT v Brně, Technická 10, Brno, 616 00

# OBSAH

1 ÚVOD.....	5
2 VYBRANÁ ŘEŠENÍ Z OBLASTI VÍCE-FUNKČNÍCH ELEKTRONICKY ŘIDITELNÝCH FILTRŮ .....	9
2.1 VERZE S VÝSTUPNÍ DISTRIBUCÍ VYUŽÍVAJÍCÍ MO-CCCII.....	9
2.2 DVOUÚČELOVÝ FILTR S ELEKTRONICKOU ZMĚNOU PŘENOSU MEZI PZ A FČ .....	12
3 VYBRANÁ ŘEŠENÍ Z OBLASTI ELEKTRONICKY ŘIDITELNÝCH OSCILÁTORŮ .....	15
3.1 MINIMÁLNÍ REALIZACE OSCILÁTORU SE DVĚMA ECCII-.....	15
3.2 OSCILÁTOR S CGCCCTA .....	17
3.3 OSCILÁTORY S PROUDOVÝMI ZESILOVAČI A NAPĚŤOVÝMI SLEDOVAČI ...	19
3.3.1 <i>Oscilátor s negativním rezistorem</i> .....	20
3.3.2 <i>Modifikace rozšiřující obvod o další proudový zesilovač</i> .....	22
4 ZÁVĚR.....	26
VYBRANÁ LITERATURA .....	28
VYBRANÉ PUBLIKACE .....	29
ŽIVOTOPIS.....	30
ABSTRAKT .....	31
ABSTRACT .....	32



# 1 ÚVOD

I přesto, že v dnešní době je digitální zpracování signálu postaveno do popředí, najdou se stále situace, kde lze s výhodami analogové zpracování upřednostnit, protože se buďto ušetří na složitosti systému, rozměrech, či rozhoduje ekonomický pohled (cena). Proto může být pro zpracování signálů ve vyšších kmitočtových pásmech (video) a výše výhodnější analogová cesta. Především však nachází uplatnění vývoj komplexnějších analogově-digitálních systémů na čipu, kde lze uváděné analogové systémy a aktivní bloky použít díky výhodnější a snadnější realizaci. V současné době je trend a zaměření mnoha odborných publikací navrhnout elektronické obvody založené na principu činnosti v tzv. proudovém módu [1] (CM - current mode), kde aplikace díky menšímu uplatnění parazitních problémů reálného obvodu dokáže pracovat do značně vyšších kmitočtových pásem, než klasické obvody s napětovými operačními zesilovači (OZ). V proudovém módu by všechny uzly obvodu měly být nízko-impedanční, avšak většinou to není dodrženo (především v případě filtrů a oscilátorů). V praxi je možná lepší hovořit spíše o smíšeném módu, protože navenek je drtivá většina takto nazývaných obvodů sice buzena proudem a poskytuje jako výstupní signál proud, ale ve většině případů obsahuje i vysoko-impedanční uzly, kde se pracuje s napětím. Ihned vyvstane otázka ohledně převodu napětí na proud a naopak, protože běžněji se v řetězci zpracování pracuje se signály v podobě napětí. Nicméně i toto lze obejít, pokud se použije vhodně smíšený mód, kde vstupní i výstupní signál systému může být napětí, i když jsou v systému obsaženy aktivní bloky a prvky pracující především s proudy. Dnes sice existují i rychlé napětové operační zesilovače s tranzitními kmitočty jednotek GHz, ale naráží se na problémy hlavně se stabilitou při jednotkovém zesílení. Zejména je zde požadavek, který použití klasických přístupů s operačními zesilovači neřeší, a to je elektronické nastavování a řízení parametrů aplikace. Nutné je provádět to mnohdy i složitější změnou pasivních prvků (rezistorů či kondenzátorů), kde je předpokládáno i souběžné řízení několika hodnot. Oproti tomu některé běžné i novější modifikace nestandardních aktivních prvků (AP) a bloků mají možnost přímého elektronického řízení parametru (zisku, strmosti, vstupního odporu proudových vstupů), což je pro elektronicky říditelné aplikace výhodné přímo či nepřímo. Nepřímé řízení zprostředkuje např. náhrada rezistoru elektronicky říditelným ekvivalentem. Někdy se zdá, že je spoléháno na technologicky nepřesnou vlastnost (např. vstupní odpor proudového vstupu je zatížen docela vysokou výrobní tolerancí), ale možnost elektronického dostavení může tuto nevýhodu kompenzovat. Aplikační sféra moderních aktivních prvků a z nich tvořených funkčních bloků je velmi rozsáhlý obor, který se neustále vyvíjí, zejména směrem k nižším napájecím napětím z důvodu spotřeby (zejména moderní CMOS implementace), a tím samozřejmě klesá i dynamika a klesá odstup signálu od šumu. Nejčastější aplikace jsou aktivní kmitočtové filtry, harmonické oscilátory, směšovače, modulátory, atd. Využití lze nalézt např. v komunikačních systémech (antialiasingové filtry, napětím řízené oscilátory, atd.), při zpracování signálů ze senzorů, v regulačních a měřicích systémech a v komplexních systémech pro např. automobilový průmysl.

Poslední dobou začíná být kladen také důraz na možnost elektronického řízení, což je dnes žádanou a důležitou součástí aplikace. Vždy spočívá v externím zásahu do parametrů obvodu. Samozřejmě je velice rozšířeno a dlouhodobě oblíbeno navrhovat aplikace, které disponují zemněnými, či plovoucími rezistory, jimiž lze taktéž separátně řídit parametry aplikace, avšak problematika náhrady elektronicky nastavitelným ekvivalentem může komplikovat situaci. U klasického přístupu s operačními zesilovači je nutná změna většinou plovoucího pasivního prvku, což je pro implementaci elektronického řízení velmi nešťastné. Existují sice i různé typy rychlých D/A převodníků, které lze použít k vytvoření říditelných integrátorů či konstrukci přímo nastavitelného rezistoru [2], ale budou nespojitě nastavitelné a to, podobně jako při použití digitálních potenciometrů, může někde vadit. Otázkou je, zda je to z ekonomického hlediska a ohledu na nárůst spotřeby vůbec výhodné. Jednoduché zařízení s nízkou spotřebou může ztratit význam s takovým rozšířením. Podobně lze odpovědět na otázku realizace filtru či oscilátoru digitálním signálovým procesorem nebo přímou číslicovou syntézou, kde budou mít aplikace v některých směrech lepší vlastnosti, než při analogové realizaci. Většina stávajících koncepcí elektronicky říditelných aplikací ve filtrech a oscilátorech využívá právě pouze změny strmosti ( $g_m$ ), vstupního (intrinzického) odporu ( $R_x$ ) proudových vstupů (portů) AP prostřednictvím řídicích (biasovacích) proudů. Velmi vzácně se začíná objevovat řízení pomocí proudového zesílení (přenosu, zde označovaného  $B_G$ ), či kombinace více uvedených metod. Vyhledávanou vlastností aplikace je také rekonfigurovatelnost a variabilnost obvodu. Týká se především aplikační oblasti kmitočtových filtrů a míní se tím možností docílení několika typů přenosových funkcí a nezávislého nastavení charakteristického kmitočtu (kmitočtu pólu  $f_C$ ), činitele jakosti ( $Q$ ), základního přenosu v propustném pásmu ( $K_0$ ), šířky pásma ( $BW$ ) pásmové propusti, kmitočtu nul přenosu ( $f_Z$ ), atd. Většinou je pro tyto požadavky vhodné zvolit méně standardní přístupy návrhu, než metody užívané pro klasické ARC filtry s operačními zesilovači. Výhodně se zde využívá integrátorového přístupu založeného na smyčkových strukturách specifických dopředných a zpětných vazeb. Tyto struktury umožňují realizovat přenosy typu horní propust (HP), pásmová propust (PP), dolní propust (DP), pásmová zádrž (PZ), fázovací článek (FČ) či další méně typické přenosy, jako je např. dolní propust s nulou přenosu apod. Existují přístupy k návrhu struktur, které dokážou zajistit dostupnost diskutovaných přenosů současně či postupně dle překonfigurování zapojení (změny připojovacího uzlu). Více-smyčkové integrátorové struktury a jejich možnosti jsou avšak pro některé typy přenosových funkcí (např. PZ a FČ) velice složité, protože v některých případech a s požadavkem elektronického řízení vyžadují mnoho AP. Mnoho autorů navrhlo nesčetné množství obvodů, které ihned z výsledků vykazují problémy např. s parazitními nulovými body v nepropustných pásmech na nízkých kmitočtech, což je zásadní problém filtrů více-smyčkových struktur v CM. Kolegové se až na výjimky ani nesnaží původce identifikovat, natož pak stanovit hodnotu problémového parametru, která bude pro vyhovující potlačení dostatečná.

V oblasti oscilátorů je trendem navrhovat obvodové realizace s možností elektronické změny oscilačního kmitočtu ( $f_0$ ). K tomu je velmi vhodné studovat i možnosti elektronického nastavování oscilační podmínky (CO). Mnoho zapojení oscilátorů je navrhováno s možnostmi nezávislého nastavení oscilační podmínky a oscilačního

kmítočtu, ale je to realizováno pouze změnou zemněných či plovoucích rezistorů. Velmi rozšířena a dlouho známá je aplikace transkonduktorů, kde je elektronické řízení možno dosáhnout změnou strmosti či proudových prvků s možností řízení vstupního odporu v obvodech oscilátorů. Nicméně oscilátory s nezávislou možností elektronického řízení obou diskutovaných parametrů jsou stále aktuálním a vyhledávaným tématem, protože existuje škála nových či modifikovaných AP, které přináší zjednodušení realizací, lepší možnosti elektronického přeladění, aj. V této oblasti je podobně jako v oblasti filtrů několik méně řešených otázek. Jedná se opět o opomíjené zohlednění reálných vlastností AP z pohledu jejich vstupně-výstupních vlastností, málo diskutované vztahy mezi generovanými amplitudami u oscilátorů kvadratických typů, vliv změny parametru nastavujícího  $f_0$  na plnění oscilačních podmínek a amplitudu generovaných signálů a absenci obvodů automatického řízení amplitudy při širokopásmovém přeladění (drtivá většina současných publikací tyto problémy neřeší).

Závěrem lze říci, že vývoj aplikací se v současnosti rozchází do několika směrů. První směr spočívá v použití minima AP (na některé aplikace postačuje pouze jediný) a co nejmenšího počtu externích součástek. Požadavky na AP jsou však někdy vysoké, protože sdružuje třeba i několik základních celků. Druhá možná cesta se ubírá směrem využívání libovolného počtu AP, kdy může být sice složitost vysoká, ale získají se možnosti variabilnosti a rekonfigurovatelnosti aplikace. Lze např. nastavovat mnoho samostatných parametrů a získat rozmanité možnosti řízení. Další variantou je použít ve strukturách co nejjednodušší AP, např. pouze napěťové a proudové sledovače doplněné pasivními prvky, kterých však může být i značný počet. Většinou je tento přístup závislý na elektronickém řízení pouze nepřímou cestou (náhradě rezistorů elektronicky nastavitelným ekvivalentem), ale v poslední době se taktéž objevuje snaha implementovat do proudových sledovačů možnost řízení vstupního odporu proudové svorky ( $R_X$ ), což pro elektronické řízení přináší jisté výhody.

Cíle disertace jsem si stanovil ve dvou oblastech. Jedna oblast je kratší a zabývá se rekonfigurovatelnými aktivními filtračními obvody. Protože je známo několik metod řízení a syntézy, které jsou potenciálně vhodné k návrhu multifunkčních struktur, chtěl jsem zde tyto metody vyzkoušet a vzájemně porovnat. Hlavní motivací však byl zájem o reálné chování obvodu v praxi, stanovení a zdokumentování konkrétních příčin problémů a odhadnutí hodnot parametrů AP, které zajistí pro konkrétní specifika ještě uspokojivou funkci. Zde to bude jeden z hlavních cílů, který je zaměřen na zjištění dopadu reálných parametrů AP na funkci obvodu. Některé typy přenosových funkcí (např. PZ a FČ) jsou při realizaci multifunkčními strukturami velice složité, protože v některých případech a s požadavkem elektronického řízení vyžadují mnoho AP. Zásadní je ale nutnost zaměnit vstup či výstup obvodu-filtru (i více-funkčního) pro změnu typu přenosu. Proto je jeden z cílů této části práce zaměřen na nalezení takové realizace s minimálním počtem AP, která by splňovala typy přenosů FČ a PZ, a zároveň by bylo možno mezi nimi plynule přecházet bez fyzické rekonfigurace obvodu (přepojení vstupu nebo výstupu či přidání dalších AP), jak je to např. možné u více-smyčkových integrátorových struktur s distribucí, pokud se změní znaménko prostředního koeficientu čitatele bikvadratické přenosové funkce. Druhá a větší část práce je věnována elektronicky říditelným oscilátorům. Mým cílem v této



oblasti je návrh několika typů oscilátorů s možnostmi elektronického řízení minimálně oscilačního kmitočtu, avšak především s možností řízení i oscilační podmínky. Cílem je pokud možno využívat AP a přístupy k řízení, které nejsou pro tuto oblast tolik zažité, což je především možnost ovládní proudového zesílení napětím, která je možná u některých typů proudových násobiček. Tato vlastnost je užitečná, protože lze díky tomu velmi usnadnit možnou implementaci automatického řízení a stabilizace amplitudy. Jedním z cílů je také zaměřit pozornost na hledání nových aplikací v oblasti oscilátorů pro aktuálně vyvíjený prvek DACA [3], [4] na Ústavu telekomunikací. Návrh všech obvodů bude situován do pásma stovek kHz až jednotek či desítek MHz, aby byla využita jedna z výhod přístupů proudového a smíšeného módu a nestandardních AP, přičemž většinu obvodů testuji i experimentálně (měření). Obvody lze samozřejmě navrhovat na kmitočty pásma audia podobně, jak to řeší většina kolegů, ale tam pak aplikace rychlých AP postrádá smysl a vystačí standardní přístupy založené na použití operačních zesilovačů a případně digitálních potenciometrů. Globálně si kladu požadavky na co nejjednodušší možnou obvodovou realizaci při dosažení všech žádaných specifických vlastností. Ne vždy je to splnitelné a mnohdy se jedná o kompromis mezi složitostí, všestranností a možnostmi řízení. Cíle lze sjednotit do několika následujících bodů:

### **I. Oblast více-funkčních elektronicky říditelných rekonfigurovatelných filtrů**

- 1) Zjednodušit popis navrhovaných systémů za pomoci konverzních konstant mezi napětími a proudy pomocí úpravy vhodně sestrojených grafů signálových toků Masonova typu [5], [6], [7], [8] (bez vlastních smyček) a jejich následné postupné obvodové realizace,
- 2) Použít tuto metodu pro návrh a analýzu uvedených struktur a zhodnocení parametrů vhodných pro elektronické řízení,
- 3) Vyzkoušet a porovnat běžné i méně užívané metody přímého elektronického řízení a jejich kombinace na několika standardních strukturách filtrů,
- 4) Prozkoumat a stanovit nejpodstatnější dopady reálných parametrů AP na funkci obvodu,
- 5) Pokusit se najít zcela unikátní jednoduchou realizaci, která by umožnila docílit možnosti elektronické změny přenosové funkce z typu PZ na FČ bez nutnosti přepojení budící či výstupní brány a bez nutnosti užít známý a obvodově složitější více-smyčkový integrátorový přístup,
- 6) Navržené obvody ověřit experimentálně simulacemi na počítači a vybrané z nich i laboratorně.

### **II. Oblast elektronicky říditelných oscilátorů**

- 1) Navrhnout co nejjednodušší realizace s možností elektronického řízení oscilačního kmitočtu,
- 2) Pokusit se docílit nezávislého elektronického řízení obou parametrů,

- 3) Využívat méně rozšířených metod elektronického řízení, především prostřednictvím proudového zesílení nastavovaného napětím,
- 4) Začlenit do návrhu napěťové sledovače z principu funkce obvodu, ne pouze jako přídavné nutné impedanční oddělení,
- 5) Prozkoumat a stanovit nejpodstatnější dopady reálných parametrů AP na funkci obvodu,
- 6) Stanovit přesné návrhové vztahy zohledňující reálné vlastnosti AP,
- 7) Objasnit relace mezi generovanými amplitudami u kvadratických variant,
- 8) Zkoumat vliv parametru nastavujícího oscilační kmitočet na plnění oscilačních podmínek a amplitudu generovaných signálů,
- 9) Navrhnout jednoduchou koncepci automatického řízení amplitudy kmitů pro širokopásmové přeladění a ověřit její činnost na vybraných variantách oscilátorů,
- 10) Navržené obvody ověřit experimentálně simulacemi a vybrané i měřením.

## 2 VYBRANÁ ŘEŠENÍ Z OBLASTI VÍCE-FUNKČNÍCH ELEKTRONICKY ŘIDITELNÝCH FILTRŮ

V této části jsou uvedena některá navržená a studovaná řešení elektronicky říditelných variabilních více-funkčních filtrů, ale bez detailního popisu a studia vlivu reálných AP na činnost, protože je to celkem rozsáhlá problematika a není zde na to prostor.

### 2.1 VERZE S VÝSTUPNÍ DISTRIBUCÍ VYUŽÍVAJÍCÍ MO-CCCII

Aktivní filtr na **obr. 2.1a** je více-smyčková integrátorová struktura [8], [9], [10], jejíž zásadní výhodou oproti jiným je, že zde prakticky neexistuje třetí vysoko-impedanční uzel, který by způsoboval vznik parazitního pólu. Struktura je typ s distribucí, kde distribuční prvek je realizován jako více-výstupový proudový konvektor (CC) a integrátory postačují velmi jednoduché a základní (s jediným výstupem Z). Prvek nese označení CCCII (current controlled current conveyer II) [10], [11] a umožňuje změnou nastavovacího proudu  $I_b$  měnit odpor proudového vstupu CC ( $R_x$ ). Na pozici distributorů (jeden je potřeba i na vstupu) jsou pak MO-CCCII (multiple output - CCCII). Pro získání všech přenosových funkcí je nutný konfigurační přepínač. V zapojení jsou MO-CCCII vlastně pouze dva, a proto všechny prvky nesou v **obr. 2.1** označení CCCII. Z principu není prvek CCCII<sub>4</sub> nutný, ale s ním lze realizovat všechny přenosové funkce druhého řádu, DP, PP, HP, PZ a FČ namísto pouze prvních třech. Rekonfigurace typu přenosu je možná pouhou změnou přepojení výstupu vstupního distributoru tvořeného pomocí CCCII<sub>4</sub>. Postupné sepínání SW<sub>1</sub> - SW<sub>3</sub> umožní docílit příslušné výstupní odezvy typu DP, PP (invertující) a HP. Pro konfiguraci PZ je třeba sepnout SW<sub>1</sub> a SW<sub>2</sub> a pro FČ jsou sepnuty všechny tři současně. Ideální přenosové funkce obvodu na **obr. 2.1a** jsou velmi jednoduchého tvaru

$$K_{DP}(s) = \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2 D(s)}, \quad K_{PP}(s) = \frac{-1}{R_2^* C_2 D(s)} s, \quad K_{HP}(s) = \frac{s^2}{D(s)}, \quad (2.1), (2.2), (2.3)$$

$$K_{PZ}(s) = \frac{s^2 + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}{D(s)}, \quad K_{FČ}(s) = \frac{s^2 - \frac{1}{R_2^* C_2} s + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}{D(s)}. \quad (2.4), (2.5), (2.6)$$

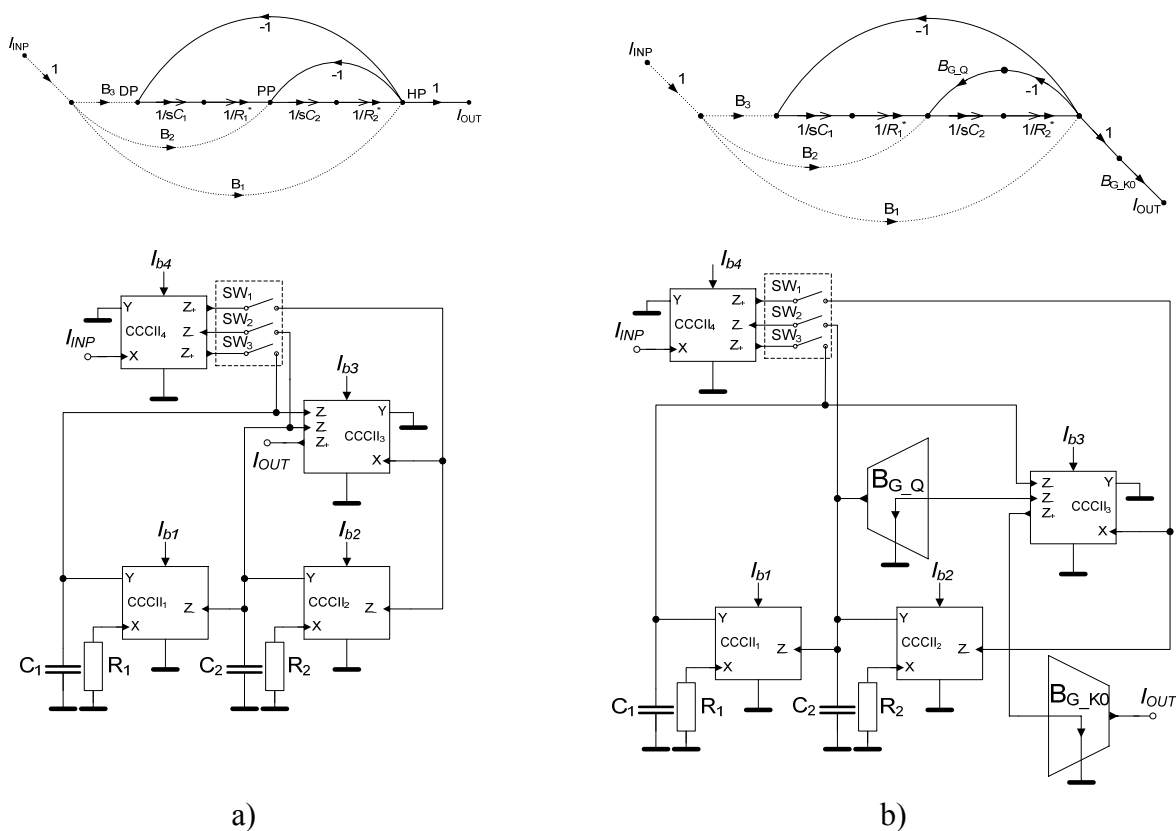
kde

$$D(s) = s^2 + \frac{1}{R_2^* C_2} s + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}. \quad (2.7)$$

Charakteristický kmitočet a činitel jakosti jsou

$$\omega_C = \sqrt{\frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}, \quad Q = R_2^* C_2 \sqrt{\frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}, \quad (2.8), (2.9)$$

kde  $R_1^* = R_1 + R_{X1}$  a  $R_{X1} = f(I_{b1})$ , stejně pro  $R_2^*$  ( $R_X \sim U_t/2I_b$ ,  $U_t$  - teplotní napětí [11], [12]). Filtr byl navržen na  $f_C = 2$  MHz s  $Q = 1$ . Hodnoty jsou  $C_1 = C_2 = C = 220$  pF a  $R_1^* = R_2^* = R^* = 362 \Omega$  ( $R_{X1,2} = 312 \Omega$  pro  $I_{b1,2} = 55 \mu A$ ), kde  $R_1 = R_2 = R = 50 \Omega$ . CC sloužících k distribuci mají nastaven  $I_{b3,4} = 100 \mu A$ . Výsledky analýz v kmitočtové oblasti obvodu na **obr. 2.1a** jsou na **obr. 2.2**. Podrobnosti o použitém modelu CCCII lze najít plné verzi disertační práce (kap. 5.2.1 a příloha P-2).



Obr. 2.1 Filtr 2. řádu založený na struktuře s distribucí a prvky MO-CCCII: a) obvodová realizace, b) obvodová realizace s modifikací pro další možnosti řízení

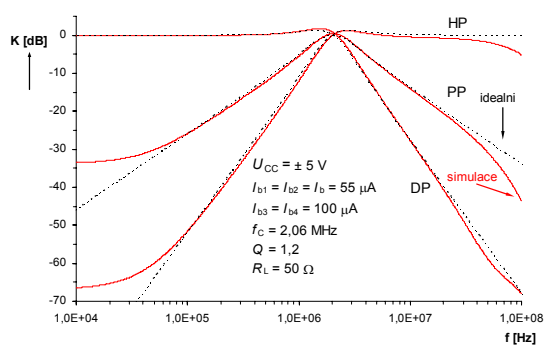
Na **obr. 2.1b** je modifikace diskutovaného obvodu, která díky vložení proudových zesilovačů dokáže měnit i další parametry filtru ( $Q$ ,  $K_0$ ,  $BW$  u PP). Nové symbolické přenosové funkce a návrhové vztahy mají nyní tvary

$$K_{DP}(s) = \frac{B_{G\_K0} \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}{s^2 + \frac{B_{G\_Q}}{R_2^* C_2} s + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}, \quad K_{PP}(s) = \frac{-B_{G\_K0} \frac{1}{R_2^* C_2} s}{s^2 + \frac{B_{G\_Q}}{R_2^* C_2} s + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}, \quad (2.10), (2.11)$$

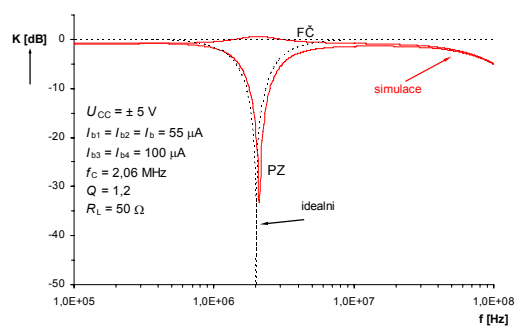
$$K_{HP}(s) = \frac{B_{G\_K0} s^2}{s^2 + \frac{B_{G\_Q}}{R_2^* C_2} s + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}, \quad K_{PZ}(s) = \frac{B_{G\_K0} \left( s^2 + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2} \right)}{s^2 + \frac{B_{G\_Q}}{R_2^* C_2} s + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}, \quad (2.12), (2.13)$$

$$K_{F\check{C}}(s) = \frac{B_{G\_K0} \left( s^2 - \frac{1}{R_2^* C_2} s + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2} \right)}{s^2 + \frac{B_{G\_Q}}{R_2^* C_2} s + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{R_2^* C_2}{B_{G\_Q}} \sqrt{\frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}, \quad K_0 = B_{G\_K0}. \quad (2.14), (2.15), (2.16)$$

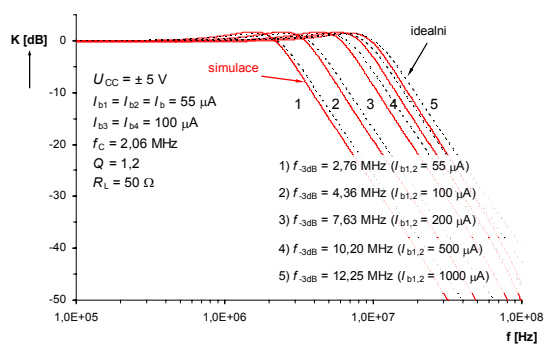
Výsledky simulací této modifikace (**obr. 2.1b**) s proudovými zesilovači reprezentovanými pomocí proudové násobičky EL2082 [13] jsou na **obr. 2.3**. Parametry návrhu ( $R$ ,  $C$ ,  $f_C$ , ...) jsou ponechány stejné, jako v předcházející situaci. Lze dosáhnout změny  $K_0$  od  $-22$  do  $5$  dB a  $BW$  od  $120$  kHz do  $4$  MHz a současně  $Q$  od  $16$  do  $0,74$  pomocí změny zisku  $B_{G\_K0}$  a  $B_{G\_Q}$  od  $0,1$  do  $2$ . Je vidět, že kombinace ovládní odporu proudového vstupu ( $R_X$ ) CCCII a proudového přenosu ( $B_G$ ) v příslušných větví dokáže zajistit požadovanou variabilitu parametrů filtru, avšak za cenu zkomplikování.



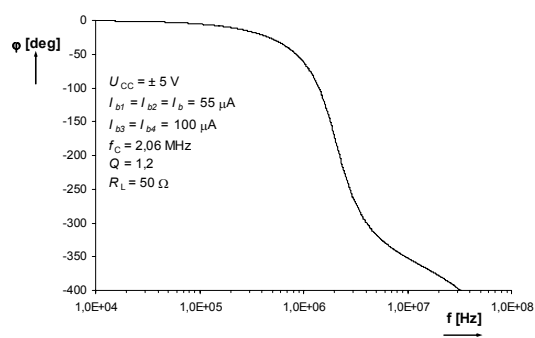
a)



b)

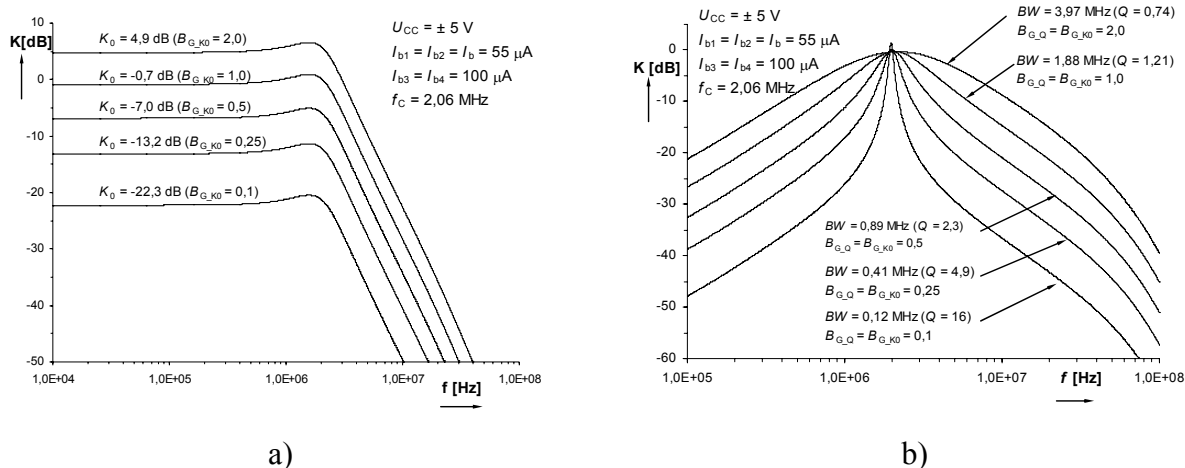


c)



d)

Obr. 2.2 Dostupné modulové frekvenční charakteristiky: a) DP, PP, HP, b) PZ a FČ, c) ladění změnou  $I_b$  sledované na DP, d) fázová charakteristika FČ



Obr. 2.3 Další dostupné možnosti elektronického řízení získané přidáním říditelných proudových zesilovačů: a) řízení základního přenosu  $K_0$ , b) změna šířky pásma PP

## Shrnutí

Základní koncepce filtru vyniká jednoduchostí, ale díky co nejjednodušším zpětným vazbám je zde možno řídit pouze  $f_c$  změnou intrinzičké hodnoty vnitřních odporů ( $R_X$ ) proudových vstupů AP (CCCII). Výhoda je zejména ve skutečnosti, že více výstupů MO-CCCII je třeba pouze ve dvou blocích (distribuční proudové sledovače rozvádějící proudy do konkrétních uzlů) a v uspořené počtu pasivních součástek. Modifikace o proudové zesilovače přináší získání výhod řízení všech parametrů filtru, ale již to nezanedbatelně komplikuje výslednou strukturu. Dosažení největší variability je docíleno kombinací řízení prostřednictvím  $R_X$  ( $I_b$ ) za pomoci nastavitelného proudového zesílení  $B_G$ . Detailní průzkum parazitních vlastností AP prokázal, že možnost využití  $R_X$  pro změnu parametru obvodu aplikace je sice vítaná, ale skýtá různá úskalí ve smyslu ovlivnění dalších malosignálových parametrů AP (kromě  $R_X$ ), které následně způsobují problémy někdy jinde. Podrobná analýza použitých modelů CCCII s bipolárními tranzistory prokázala, že je výstupní odpor prvku celkem malý (několik desítek až stovek  $k\Omega$  dle  $I_b$ ), což má při působení ve vysoko-impedančních uzlech za následek vznik parazitních nul a konečného útlumu v nepropustných pásmech (PP, HP) neuspokojivé hodnoty (záleží na aplikaci). Obvod a jeho vlastnosti byly publikovány v [x1], [x2].

## 2.2 DVOUÚČELOVÝ FILTR S ELEKTRONICKOU ZMĚNOU PŘENOSU MEZI PZ A FČ

Existují struktury a přístupy, jak bylo vidět v předchozí kapitole i příslušné literatuře [8], [9], [10], [14], [15], které umožňují získat všechny či většinu přenosových funkcí, avšak většinou v praxi postačují jen některé. Cílem bylo získat co nejjednodušší laditelný filtr dvou typů přenosů (PZ, FČ), které se návrhovými způsoby, jenž byly použity ve všech předcházejících kapitolách, získávají za cenu podstatného nárůstu složitosti struktury. Pro vytvoření PZ a FČ s možností elektronického řízení  $f_c$  či dalších parametrů je nutné velmi mnoho AP, pokud se použije již diskutovaný více-smyčkový integrátorový návrhový přístup. Za účelem změny typu přenosu je vždy zásadní nutnost přepojit vstup či výstup

obvodu nebo provést nějaký jiný zásah v zapojení (distribuce proudů). V zapojení na **obr. 2.4** toho není zapotřebí.

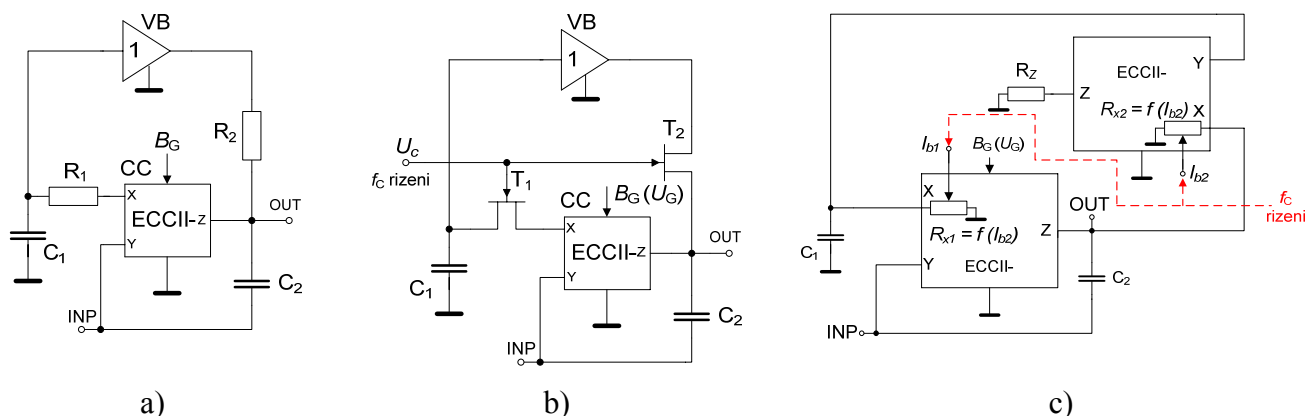
Obvod na **obr. 2.4a** byl původně navržen bez možnosti řízení, ale bližší analýza ukázala jeho netypické možnosti v elektronickém řízení. Obvod obsahuje prvek ECCII- (electronically controllable CCII), který disponuje možností měnit proudový přenos mezi branami X a Y. Zavedením obecného nastavitelného proudového přenosu  $B_G$  (původně u použitého CCII- s  $B_G = 1$ ) přešla přenosová funkce obvodu do tvaru

$$K(s) = \frac{U_{OUT}}{U_{INP}} = \frac{s^2 + \frac{-R_2 C_1 B_G + R_2 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + \frac{R_1 C_1 + R_2 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad (2.17)$$

kde je zajímavý především koeficient prostředního členu čitatele. Pro další diskuzi lze uvažovat  $R_1 = R_2 = R$  a  $C_1 = C_2 = C$ . Filtr se chová jako PZ, pokud je tento koeficient roven 0 a maximální dosažitelný útlum v nepropustném pásmu je prakticky určen pouze reálnými vlastnostmi AP. To je splněno pro  $B_G = 1$  (platí  $R_2 C_1 = R_2 C_2$ ). V případě, že je zajištěno  $0 < B_G \leq 1$ , filtr pracuje jako pásmová zadrž s proměnným útlumem v nepropustném pásmu (na  $f_C$ ) bez ovlivnění čehokoliv dalšího. Pokud je  $B_G > 1$ , fázová charakteristika obvodu odpovídá charakteristice FČ, ale modulová charakteristika není úplně rovná (obvod s neminimálním argumentem). To nastává až pro  $B_G = 3$ , kdy je koeficient prostředního členu čitatele (2.17) roven koeficientu prostředního členu jmenovatele (se záporným znaménkem). Pro charakteristický kmitočet a činitel jakosti obvodu na **obr. 2.4** platí

$$\omega_C = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_1 C_1 + R_2 C_2}. \quad (2.18), (2.19)$$

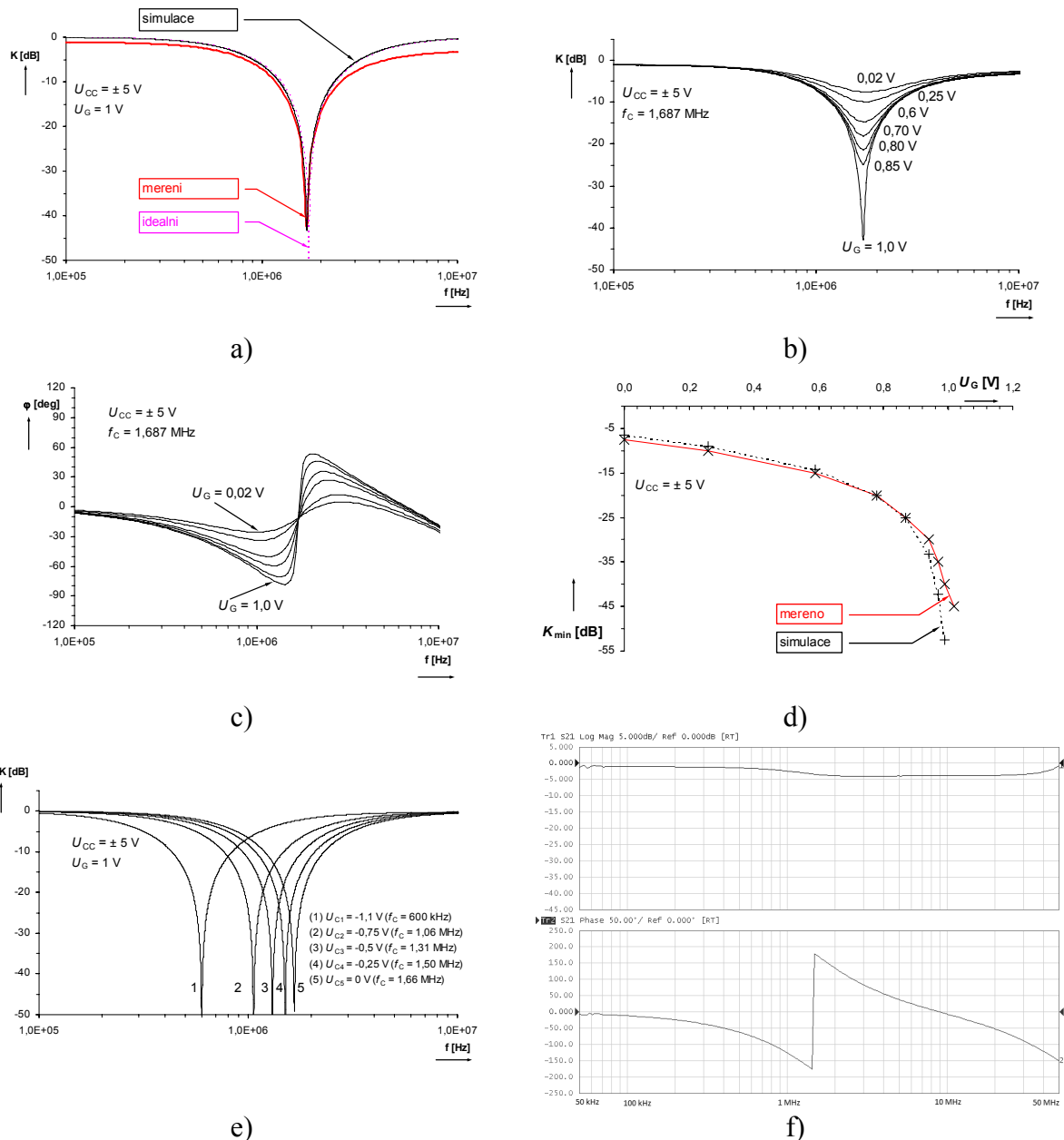
Ze vztahů (2.18) a (2.19) je ihned patrná nevýhoda. Zde nelze zajistit nezávislou změnu  $Q$  a ladění filtru je nutné řešit souběhem obou hodnot plovoucích rezistorů. To je cena za jednoduchost a další poskytované možnosti. Dalším problémem je existence plovoucího kondenzátoru.



Obr. 2.4 Dvouúčelový filtr s možností elektronické změny typu přenosové funkce: a) realizace s dvěma ECCII-, b) naznačená teoretická možnost řízení  $f_C$  FETy, c) rozšíření AP o možnost ovládat  $R_X(I_b)$

Obvod na **obr. 2.4a** byl podroben analýze v PSpice i měřením na vektorovém analyzátoru E5071C. Pasivní prvky obvodu jsem vybral a navrhl následovně:

$R_1 = R_2 = R = 100 \Omega + 95 \Omega (R_X)$ , kondenzátory  $C_1 = C_2 = C = 470 \text{ pF}$ . Pro ověření zde byl opět použit EL2082 [13] (dva kusy). Druhý CC je připojen pouze jako napěťový sledovač (jen Y a X brány). Možné je použít i jakýkoliv napěťový sledovač. Na **obr. 2.5** jsou výsledky počítačových simulací a měření.



Obr. 2.5 Výsledky počítačové a experimentální analýzy: a) srovnání simulace a měření v detailu, b) měřená změna  $B_G$  způsobující proměnný maximální útlum v nepropustném pásmu, c) měřená změna na fázové charakteristice, d) měřená závislost minima přenosu na řídicím napětím  $U_G$ , e) simulací ověřené ladění  $f_c$  změnou odporu FET tranzistorů, e) měřená charakteristika blízko režimu FČ ( $U_G = 2,65 \text{ V}$ )

Proudový přenos  $B_G$  je úměrný  $U_G$ . Lze vypočítat, že změna maxima útlumu PZ probíhá od asi 7 do 45 dB ( $0 < U_G \leq 1$ ). Ladění  $f_c$  změnou odporů FET namísto  $R_{1,2}$  (např. BF245 [16]) je umožněno v rozsahu asi 600 kHz až 1,7 MHz. Zde je to uvedeno pouze jako

ilustrativní příklad, kdy požadavek na řízení  $f_C$  bude nuceně směřovat na změnu obou pracovních rezistorů v souběhu. V praxi by byla výhodnější možnost řídit také vstupní odpor  $R_X$  ( $I_b$ ) u použitého ECCII. Změřená charakteristika při činnosti blízké FČ je záměrně pro  $U_G = 2,65$  V, aby bylo patrné, že do hodnoty  $B_G = 3$  stále nebude modul přenosu úplně rovný.

V předchozím textu byla uvedena opravdu jedna z nejjednodušších realizací filtru, který dokáže měnit typ přenosu bez nutnosti přepojení vstupní či výstupní brány. Existují zde však nevýhody, jako je nemožnost řízení  $Q$ , problematické ladění souběhem plovoucích rezistorů a existence plovoucího kondenzátoru. V kap. 5.2.3 kompletní práce jsou vedeny další podrobnosti o tomto typu filtru a nastíněno řešení (podstatně složitější), které uvedené problémy odstraňuje.

## Shrnutí

Diskutovaný obvod je velmi zajímavý. Umožňuje bez fyzického přepojení vstupu či výstupu změnit typ přenosu filtru z PZ na FČ jednoduchou změnou proudového zisku konvejeoru. Možné je to i u filtrů smyčkových struktur (KHN apod. [8], [9], [17]) v plné univerzální konfiguraci, ale je potřeba mnohem více AP. Cena za tuto vlastnost je komplikovanější ladění, které je záležitostí plovoucích rezistorů nebo  $R_X$  ( $I_b$ ), pokud to AP umožní (to by byla nejlepší cesta). Nejhůře je na tom činitel jakosti, který je velmi nízký a jeho změna velmi problematická. Díky tomu je i šířka pásma zádrže značně velká. Jako příklad jiného řešení byla v rámci kap. 5.2.3 navržena struktura, která dokáže uvedené nevýhody odstranit, ale v některých ohledech (působení reálných projevů AP, změna PZ na FČ pouze změnou  $B_G$  obou polarit, podstatně složitější, apod.) je původní varianta na **obr. 2.4** lepší. Tento obvod jsem publikoval v [x3] pouze jako PZ s nastavitelným útlumem a verze rozšířená o aplikaci i jako FČ a studium vlivu reálných AP je přijata k publikaci v [x4].

## 3 VYBRANÁ ŘEŠENÍ Z OBLASTI ELEKTRONICKY ŘIDITELNÝCH OSCILÁTORŮ

V této části jsou uvedena některá navržená a studovaná řešení elektronicky říditelných oscilátorů, opět pouze zběžně a s upozorněním na hlavní vlastnosti obvodů.

### 3.1 MINIMÁLNÍ REALIZACE OSCILÁTORU SE DVĚMA ECCII-

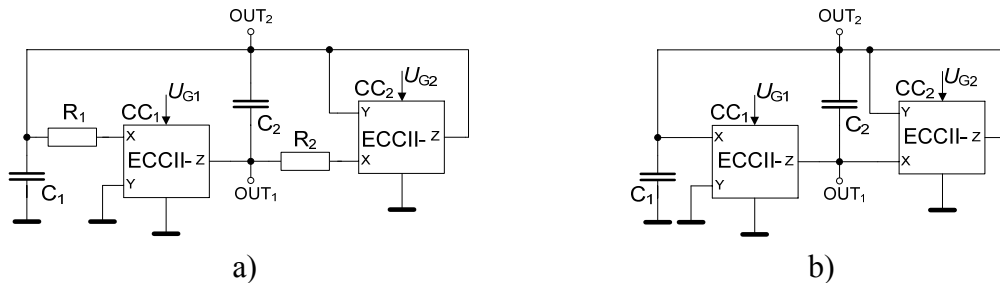
Oscilátor na **obr. 3.1** disponuje dvěma prvky ECCII-, které v obvodu umožňují elektronické řízení oscilačního kmitočtu ( $f_0$ ) i oscilační podmínky (CO). Pro návrh bylo použito syntézy založené na autonomním obvodu dvou AP a konečného počtu obecných admitancí [6], [10], [18] pomocí programu SNAP [19], [20]. Obvod obsahuje pouze dva vysoko-impedanční uzly a je počítáno s tím, že oba ideální proudové vstupy prvků ECCII-budou mít předřazenu externí vodivost, která může být v reálném případě přičtena k jejich intrinzické hodnotě (nebo jí nahrazena). To vše znamená jistou konkretizaci výsledného obvodu. Charakteristická rovnice má tvar



$$s^2 + \frac{C_1 R_1 + C_2 R_2 (1 - B_{G1})}{R_1 R_2 C_1 C_2} s + \frac{1 - B_{G1} B_{G2}}{R_1 R_2 C_1 C_2} = 0, \quad (3.1)$$

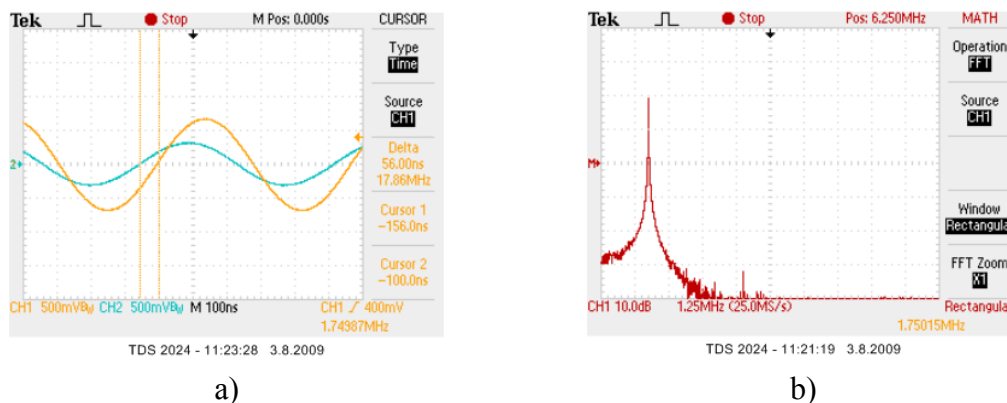
ze které plyne, že oscilační podmínka a kmitočet jsou

$$\frac{C_1 R_1 + C_2 R_2}{C_2 R_2} \leq B_{G1}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1 - B_{G1} B_{G2}}{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (3.2), (3.3)$$

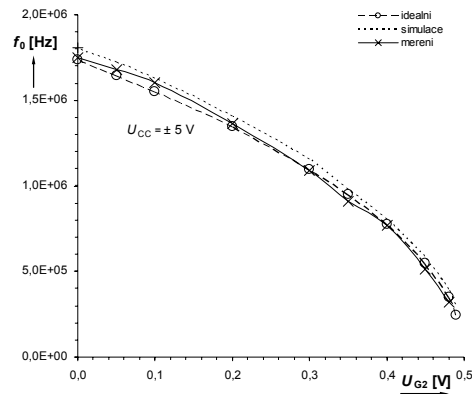


Obr. 3.1 Oscilátor využívající dva ECCII- a minimum pasivních prvků: a) všechny pasivní prvky jsou externí, b) využití interních  $R_X$

Z jistého pohledu může být obvod na **obr. 3.1a** nevýhodný. Na první pohled je vidět, že obsahuje plovoucí kondenzátor. Další patrná nevýhoda plyne přímo ze vztahu (3.3) pro  $f_0(\omega_0)$ , kde je jasné, že rozsah řízení je omezen z principu do intervalu  $0 \leq B_{G1} B_{G2} < 1$  a tím je stanovena horní mez  $f_0$ . Z (3.2) a (3.3) je zřejmé, že pomocí  $U_{G1}$  ( $B_{G1}$ ) je možné řízení oscilační podmínky, bohužel opět se zásahem do oscilačního kmitočtu. To je cena za jednoduchost. Kmitočet oscilací je možné řídit napětím  $U_{G2}$  ( $B_{G2}$ ), ale řízení je u této koncepce principiálně omezeno. Předpokládá-li se  $R_1 = R_2 = R$  a  $C_1 = C_2 = C$ , je potřebný  $B_{G1} \geq 2$  (3.2), odkud je vidět, že  $B_{G2}$  se může pohybovat v rozsahu 0 až 0,5 což znamená pouze 0 až 0,5 V řídicího napětí  $U_{G2}$ . V kap. 6.2.1 (kompletní verze práce) je nastíněno řešení, které tuto nevýhodu odstraňuje. Parametry obvodu byly navrženy následovně:  $C_1 = C_2 = C = 470$  pF,  $R_1 = R_2 = R_2 = 195 \Omega$  (přičemž  $95 \Omega$  je reálná hodnota vstupního odporu [13]). Na **obr. 3.2** jsou získané experimentální výsledky (pro  $U_{G1} \sim 2$  V a  $U_{G2} = 0$ ). U skutečného obvodu byla měření ( $U_{CC} = \pm 5$  V) ověřena změna oscilačního kmitočtu od 318 kHz do 1,75 MHz. Počítačové simulace uvádí rozsah 308 kHz až 1,81 MHz, neideální symbolická analýza pak 266 kHz až 1,81 MHz a výpočet dle ideálního vztahu (3.3) rozsah od 246 kHz do 1,737 MHz. Výsledky jsou srovnány na **obr. 3.3**.



Obr. 3.2 Výsledky měření: a) v časové, b) v kmitočtové-spektrální oblasti



Obr. 3.3 Srovnání získaných ladících charakteristik

Měřené zkreslení (THD) dosahovalo při řízení  $f_0$  v rozsahu 0,9 až 1,75 MHz ( $U_{G2}$  od 0,35 do 0 V) hodnot od 0,3 do 1,3 %. V krajní hodnotě  $U_{G2}$  (od 0,48 V) pak i téměř 10 %. Podobnosti lze najít v kap. 6.2.1 kompletní verze práce.

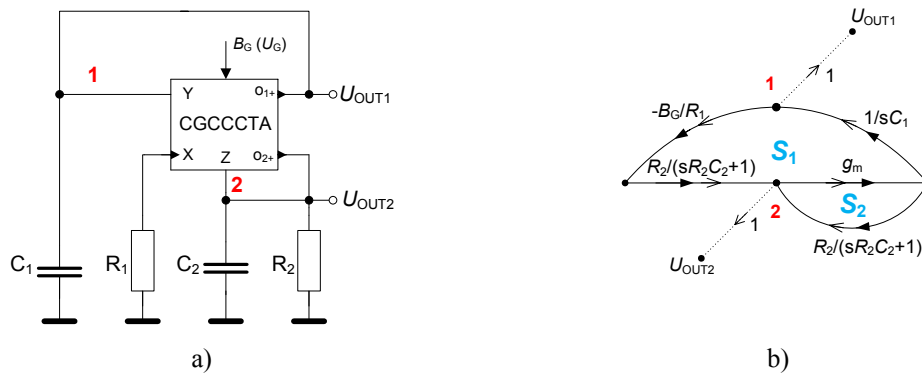
## Shrnutí

Uvedený oscilátor vyniká jednoduchostí a zároveň možností řídit elektronicky kmitočet i podmínku oscilací. To je však vykoupeno problematickým vztahem pro  $f_0$  a principiálním omezením, které oklešťuje rozsah přeladění. Navíc u tohoto obvodu závisí vždy  $f_0$  i na parametru řídicím plnění CO (zde  $B_{G1}$ ). I když nepatrné zásahy do  $U_{G1}$  (CO) v desítkách mV (vlivem případného AGC při ladění) nezpůsobí moc podstatné změny  $f_0$ , mohou napomáhat ke zhoršování kmitočtové stability, apod. Díky napětím řízeným AP je možné implementovat i AGC jen s použitím správně upraveného výstupního signálu (usměrnění, vyhlazení, úprava úrovně,...) k řízení CO při širokopásmovém ladění. Toto celkem exotické zapojení a jeho podrobná analýza bylo publikováno v [x5] a i přes uvedené nevýhody našlo odezvu mezi zahraničními odborníky (dvě citace).

## 3.2 OSCILÁTOR S CGCCCTA

V současné době je velkým trendem slučovat AP do větších celků, viz např. [21], kde je ukázáno mnoho rozmanitých typů moderních AP. Konkrétně lze jmenovat např. CDTA (current differencing transconductance amplifier) [22], CFTA (current follower transconductance amplifier) [23] a CCTA (current conveyor transconductance amplifier) [24]. Poslední z nich (CCTA) slučuje proudový konvektor a transkonduktanční sekci (OTA zesilovač). Existuje několik jeho modifikací (řízení  $R_x$  nebo transkonduktance  $g_m$  či obojí současně) a zde je uvedena jedna z posledních. Rozdíl od standardních CCTA spočívá v zavedení nastavitelného proudového přenosu (zesílení) v CCII (ECCII-) části CCTA. Díky tomu byla tato modifikace pojmenována unikátním názvem "current gain controlled CCTA", odtud zkratka CGCCCTA.

Tento AP umožňuje konstrukci velmi jednoduchého oscilátoru na **obr. 3.4a**, jehož princip je založen na použití ztrátového a bezztrátového integrátoru ve smyčce. Detailnější princip je patrný z GST na **obr. 3.4b**.



Obr. 3.4 Jednoduchý oscilátor založený na CGCCCTA: a) obvodové zapojení, b) GST

Charakteristická rovnice vychází z analýzy grafu na **obr. 3.4b**

$$\Delta = 1 - (S_1 + S_2) = 1 - \left[ \left( \frac{1}{sC_1} \left( -\frac{B_G}{R_1} \right) \frac{R_2}{sC_2R_2 + 1} g_m \right) + \left( g_m \frac{R_2}{sC_2R_2 + 1} \right) \right] = 0, \quad (3.4)$$

a po úpravě má tvar

$$a_2 s^2 + a_1 s + a_0 = s^2 + \frac{1 - g_m R_2}{R_2 C_2} s + \frac{g_m B_G}{R_1 C_1 C_2} = 0, \quad (3.5)$$

odkud oscilační kmitočet ( $\omega_0$ ) a oscilační podmínka (CO) jsou

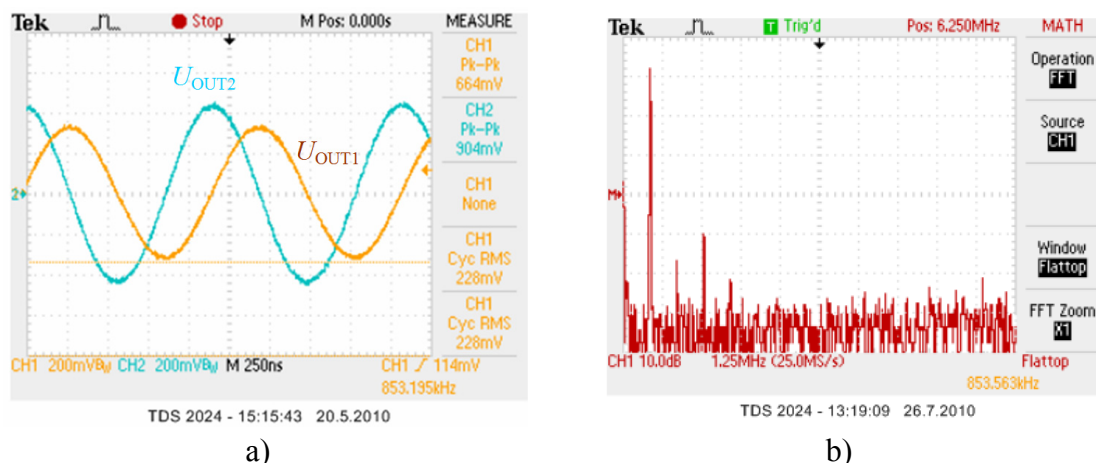
$$g_m \geq \frac{1}{R_2}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{g_m B_G}{R_1 C_1 C_2}}. \quad (3.6), (3.7)$$

Oscilátor disponuje navzájem nezávislou CO a  $f_0$ . Všechny pasivní prvky jsou zemněné a oscilátor dovoluje elektronické řízení  $f_0$  pomocí  $B_G$ . CO je nastavitelná pouze změnou  $R_2$ , což je ještě mírná nevýhoda, kterou ale řeší zapojení v kap. 6.2.2 úplné verze práce, kde je k tomu použito dalšího proudového zisku. Protože je v koncepci přítomen bezetrátový integrátor, jedná se o kvadraturní variantu oscilátoru, což prozradilo studium vztahů obou generovaných amplitud

$$U_{OUT1} = \frac{-j}{\sqrt{B_G}} U_{OUT2}. \quad (3.8)$$

Je vidět, že fázový posuv mezi výstupy je opravdu  $90^\circ$ , ale taky je patrná nevýhoda. Ta spočívá v závislosti amplitudy  $U_{OUT1}$  na parametru  $B_G$  řídicím (ladícím)  $f_0$ . Hodnoty pasivních součástek byly vybrány následovně:  $R_1 = R_2 = R = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = C_2 = C = 220 \text{ pF}$ . Parametry CGCCCTA jsou: fixní  $g_m = 1 \text{ mS}$  a při experimentech bylo  $B_G = f(U_G)$  měněno pomocí  $U_G$  v rozsahu 0,1 až 4 V. To vše při napájecím napětí  $\pm 5 \text{ V}$ . Pro rozběh oscilací je samozřejmě nutné mírně zvětšit hodnotu  $R_2$  a při ladění oscilátoru bez AGC mírně dostavovat (změny v desítkách  $\Omega$ ) takto amplitudu či snižovat nárůst THD. V praxi by prostřednictvím  $R_2$  byl implementován obvod stabilizace amplitudy, zde by postačil např. řízený FET z výstupního usměrněného (a vyfiltrovaného - vyhlazeného) napětí. CCII (ECCII) část CGCCCTA je modelována pomocí EL2082 [13] a OTA sekce pomocí dvou diamantových tranzistorů (DT) OPA860 [25]. To umožní využívat i napěťové výstupy, protože každý DT obsahuje navíc napěťový sledovač, který oddělí vysoko-impedanční uzly pro případný odběr signálu. Na **obr. 3.5** jsou výsledky

měření obvodu pro  $U_G = 2 \text{ V}$  ( $B_G \sim 1,9$ ). Podle výsledků měření činí oscilační kmitočet asi 853 kHz (THD  $\sim 0,6 \%$ ).



Obr. 3.5 Výsledky experimentálního měření oscilátoru: a) časová oblast, b) spektrum  $U_{OUT2}$

Měřený rozsah změny  $f_0$  je mezi 0,2 až 1,13 MHz ( $0,1 < B_G < 3,4$ ). Další podrobnosti včetně ladících charakteristik, závislosti THD na  $f_0$ , studium reálného chování, atd. lze nalézt v kompletní verzi práce (kap. 6.3.2)

## Shrnutí

Výhodou přístupu návrhu oscilátoru za pomoci CGCCCTA je především značně jednoduchá realizace, která vyžaduje pouze "jeden" AP a zemněné pasivní prvky (všechny). Z tohoto pohledu je to nejjednodušší zapojení oscilátoru (s výhodou nezávislé CO a  $f_0$  a s přímou možností elektronického řízení  $f_0$ ) uvedené v této práci. Typickým problémem je závislost výstupní amplitudy jednoho signálu na řídicím parametru a nemožnost elektronického řízení CO. Zapojení, jeho analýza, vlastnosti a možnosti byly publikovány v [x6].

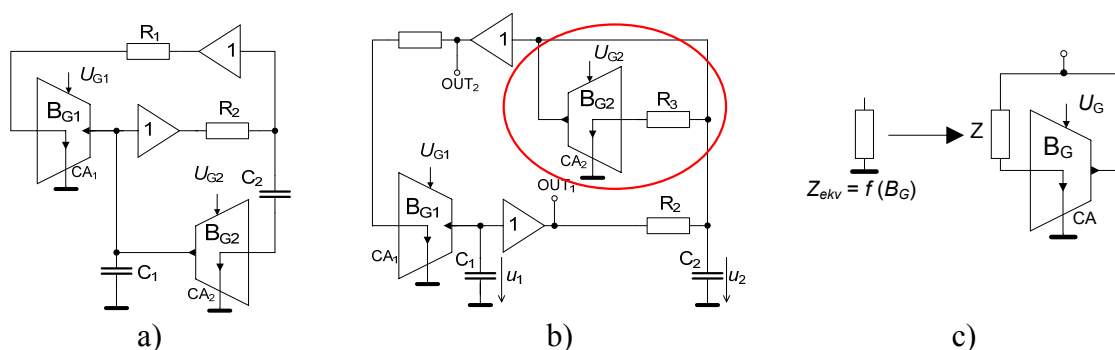
## 3.3 OSCILÁTORY S PROUDOVÝMI ZESILOVAČI A NAPĚŤOVÝMI SLEDOVAČI

Hlavním tématem této kapitoly je několik typů oscilátorů, které odstraňují jednu z nevýhod předchozích koncepcí. Jak je patrné u většiny oscilátorů pracujících ve smíšeném módu, je většinou nutné výstupní napětí odebírat z vysoko-impedančních uzlů obvodů. Vždy jsou nutné přídavné napěťové sledovače na oddělení zátěže s nižší impedancí, která by samozřejmě ovlivnila impedanci uzlu a tím pádem i činnost (nejen) oscilátoru. Cílem kapitoly tedy je najít a navrhnout taková zapojení, kde je napěťový sledovač přímo funkční součástí obvodu (nefiguruje pouze jako oddělovací stupeň) a tím poskytuje možnost odebírat napětí na nízko-impedančním výstupu bez nutnosti další separace. Formulace požadavků na obvody zde spočívá navíc ve využívání pouze jednoduchých prvků, které mají jediný vstup a pouze jediný výstup. Výhodné vlastnosti nabízí využívání kombinace napěťových sledovačů a proudových zesilovačů

s nastavitelným zesílením. Jeden z hlavních cílů kapitoly je taktéž soustředěn na hledání aplikací v oblasti oscilátorů pro nově vznikající AP, jako je např. DACA [3], [4] vyvíjený Ústavem telekomunikací ve spolupráci s ONsemiconductor. V některých aplikacích, i když zde jsou ověřovány funkčně a kvalitativně s jiným prvkem pracujícím jako obecný říditelný proudový zesilovač, mohou DACA prvky najít výhodné uplatnění. Většina aplikací tohoto nového prvku byla prozatím rapidně zaměřena na oblast aktivních elektronicky říditelných filtrů, viz např. [3], [26], a proto je oblast oscilátorů konstrukcemi s těmito prvky relativně nezasazena.

### 3.3.1 Oscilátor s negativním rezistorem

Původní koncepce oscilátoru s proudovými zesilovači (**obr. 3.6a**) v kap. 6.4.1 pracuje na principu dvou napěťových integrátorů (invertující ztrátový a neinvertující bezztrátový) s proudovými AP, vzájemně oddělenými pomocí napěťových sledovačů, díky nimž lze získat nízko-impedanční výstupy. Ze ztrátového integrátoru, který je tvořen prvky  $R_2C_2$ , je pomocí dalšího proudového zesilovače (CA) zavedena nastavitelná proudová vazba. Obvod (v kompletní verzi disertace) disponuje ideálně nezávislou CO a  $f_0$ , ale vyžaduje připojení kondenzátoru do proudového vstupu, což přináší problémy způsobované reálnými AP a nezávislost je ztracena. Proto byla nalezena jednoduchá modifikace. Pro nalezení lze použít heuristického přístupu či jednoduché metody na základně popisu stavovými rovnicemi [27], [28]. Výsledek je na **obr. 3.6b** a princip negativního rezistoru [13] konstruovaného s proudovým zesilovačem (CA) na **obr. 3.6c**. Ve výsledku se opět jedná o invertující bezztrátový a neinvertující ztrátový integrátor ve smyčce, který je doplněn negativním rezistorem (v **obr. 3.6b** vyznačená část).



Obr. 3.6 Oscilátor s proudovými zesilovači a napěťovými sledovači: a) původní varianta, b) modifikace s negativním rezistorem, c) dílčí část představující negativní rezistor

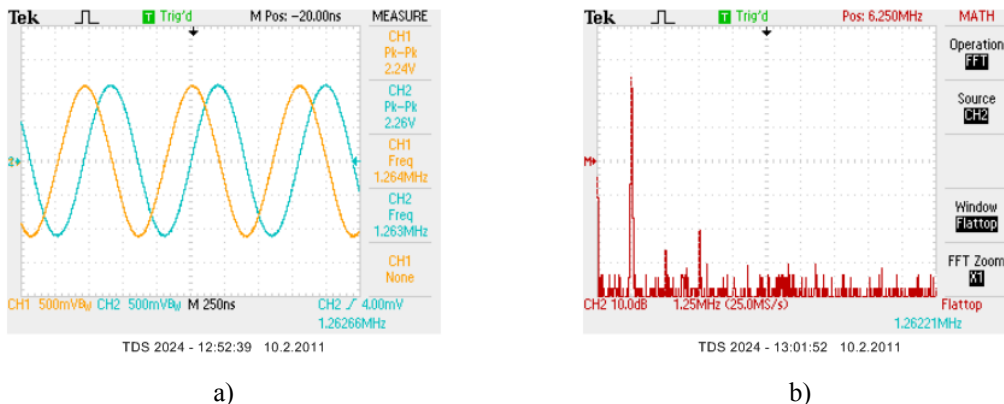
Charakteristická rovnice, oscilační podmínka a oscilační kmitočet obvodu na **obr. 3.6b** jsou tvarů

$$s^2 + \frac{-G_2 - G_3 + G_3 B_{G2}}{C_2} s + \frac{B_{G1} G_1 G_2}{C_1 C_2} = 0, \quad B_{G2} \geq 1 + \frac{G_2}{G_3}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{B_{G1} G_1 G_2}{C_1 C_2}}. \quad (3.9), (3.10), (3.11)$$

Je patrné, že  $f_0$  je říditelný pomocí  $B_{G1}$  a CO nastavitelná prostřednictvím  $B_{G2}$ . Opět se jedná o kvadraturní typ oscilátoru, kde relace mezi produkovanými amplitudami je dána vztahem

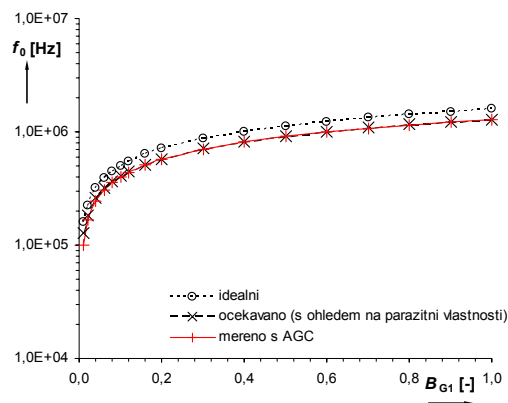
$$\frac{U_{OUT1}}{U_{OUT2}} = j\sqrt{B_{G1}}. \quad (3.12)$$

Opět je zde problém závislosti  $U_{OUT1}$  na  $B_{G1}$ . Obvod na **obr. 3.6b** byl navržen za použití prvku EL4083 [29] na pozici invertujícího  $CA_1$ , EL2082 [13] na pozici  $CA_2$ . Napěťový sledovač byl konstruován z velmi dobrého operačního zesilovače LT1364 [30]. Hodnoty pasivních součástek byly vybrány s ohledem na předpokládané pracovní pásmo, tedy  $R_1 = R_2 = R_3 = R = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = C_2 = C = 100 \text{ pF}$ . Je patrné, že v ideálním případě musí být zajištěno zesílení  $B_{G2} \geq 2$  a pro nejvyšší nastavitelný kmitočet  $B_{G1} = 1$  (maximální dosažitelná hodnota pro CA sestavený na základě EL4083 [29]). Napájecí napětí je vzhledem k doporučením kladeným na aktivní prvky  $U_{CC} = \pm 5 \text{ V}$ . Ideální oscilační kmitočet by měl nabývat hodnoty 1,59 MHz. U tohoto typu oscilátoru byla prakticky vyzkoušena jednoduchá verze AGC, která využívá nelineární oblast převodní charakteristiky zesilovače s bipolárním tranzistorem. Pro nastavené parametry byl změřen  $f_0 = 1,263 \text{ MHz}$ , což je značně nižší hodnota. Dosazením do odvozeného vztahu, který respektuje vlivy reálných AP (viz. kap. 6.4.2), je očekávaná hodnota 1,293 MHz. Takto razantní pokles skutečné hodnoty  $f_0$  mají na svědomí především vstupní odpory proudových vstupů použitých CA (jeden je dokonce přes  $300 \Omega$ ) v kombinaci s přidavnými parazitními kapacitami v obou uzlech. Výsledky jsou na **obr. 3.7**.

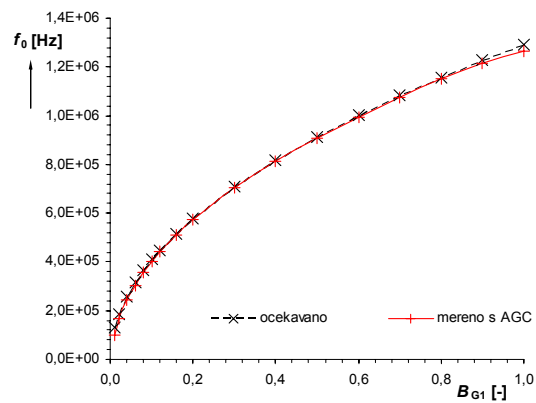


Obr. 3.7 Výsledky měření: a) časová oblast, b) spektrum  $U_{OUT2}$

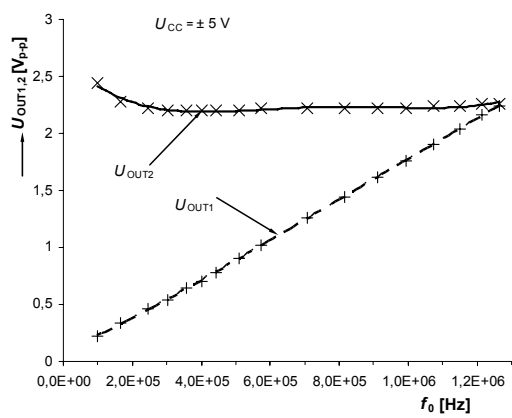
Závislosti  $f_0$ , THD a výstupních úrovní na ladícím parametru ( $B_{G1}$ ) jsou dokumentovány na **obr. 3.8**. Přeladění je umožněno zhruba od 0,1 do 1,3 MHz, změnou  $B_{G1}$  od 0,01 do 1.



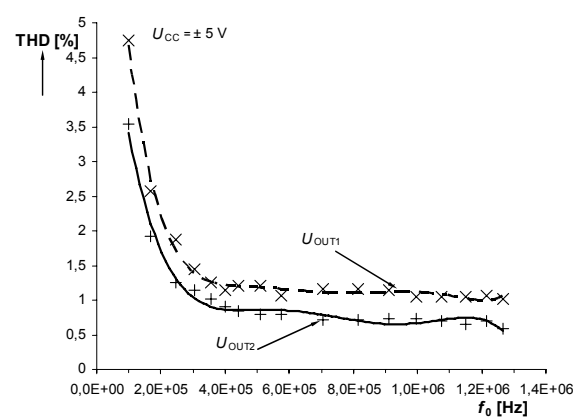
a)



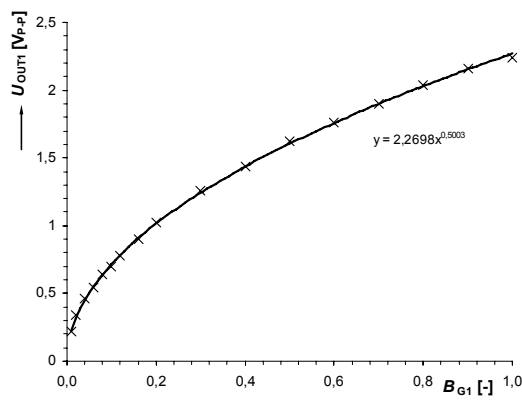
b)



c)



d)



e)

Obr. 3.8 Získané výsledky: a) srovnání ideální, očekávané a měřené ladící závislosti  $f_0$  na  $B_{G1}$ , b) detail ladící charakteristiky na změřené a očekávané výsledky, c) závislost výstupních úrovní na  $f_0$ , d) závislost THD na  $f_0$ , e) závislost  $U_{OUT1}$  na  $B_{G1}$

### 3.3.2 Modifikace rozšiřující obvod o další proudový zesilovač

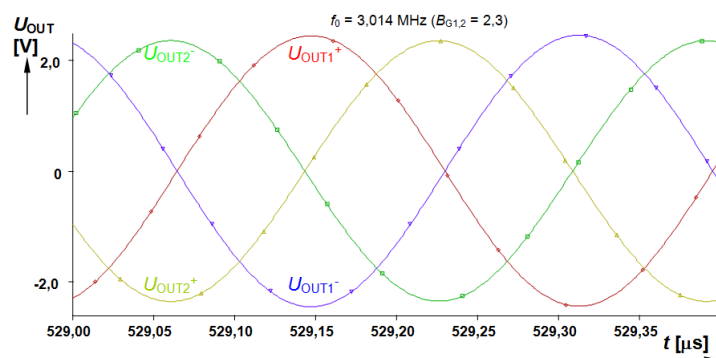
Předchozí verze oscilátoru je výhodná a ještě relativně jednoduchá, ale stále se potýká s problémem závislosti jedné z produkovaných amplitud na řídicím parametru (a tím pádem na  $f_0$ ). Problém vyřeší vložení dalšího proudového zesilovače do ztrátového integrátoru ( $R_2C_2$ ), čímž se z něj stane bezztrátový a k dispozici je nyní další nastavitelná





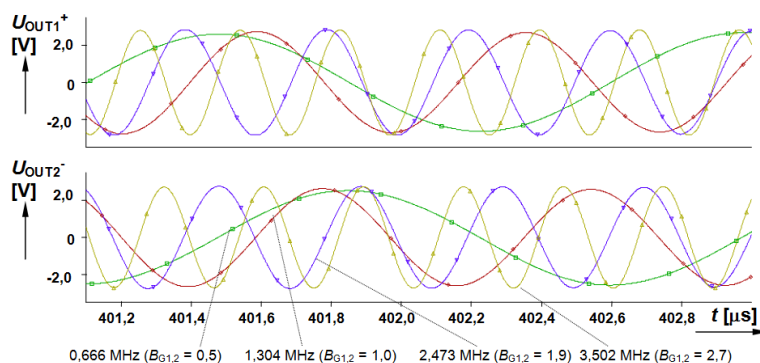


odebírat signály čtyř fází, pokud se využijí jinak neuplatnitelné výstupy napěťových sledovačů/invertorů. Na **obr. 3.10** je časový průběh všech dostupných výstupních signálů oscilátoru.



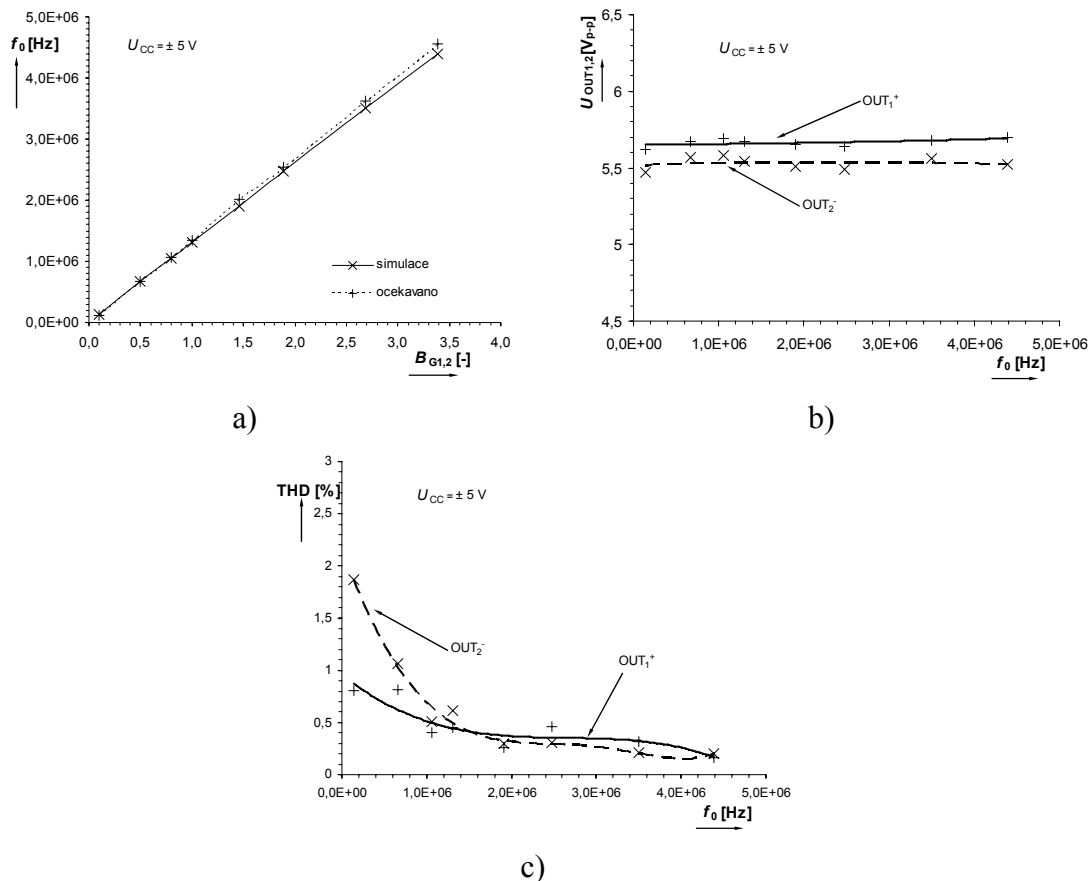
Obr. 3.10 Časový průběh dostupných výstupních napětí

Na **obr. 3.11** je zaznamenáno několik period pro více diskretních kmitočtů (hodnot  $B_{G1,2}$ ) na důkaz neměnnosti amplitudy při širokopásmovém přeladění.



Obr. 3.11 Přeladění zaznamenané v časové oblasti

Detailnější výsledky chování oscilátoru při ladění uvádí **obr. 3.12**, kde je zachycen rozsah dosaženého kmitočtové přeladění, změny výstupní úrovně a zkreslení. Rozsah přeladění je umožněn a vyzkoušen v rozsahu 0,14 MHz až 4,39 MHz při  $B_{G1,2}$  od 0,1 do 3,4. Během ladění se výstupní amplitudy všech generovaných průběhů výstupních signálů téměř nemění a nabývají hodnoty kolem 5,5  $V_{P-P}$ . Harmonické zkreslení dosahuje velmi zajímavých hodnot, ve většině pásma je kolem 0,5 % a méně.



Obr. 3.12 Výsledky simulací ladícího procesu: a) srovnání očekávané ladící charakteristiky a výsledků získaných simulací, b) závislost výstupní úrovně na oscilačním kmitočtu, c) závislost THD na oscilačním kmitočtu

## Shrnutí

Prezentovaný návrh a typ oscilátorů, které jsou založeny na proudových zesilovačích a napěťových sledovačích, přináší výhody v možnostech nezávislého přímého elektronického řízení CO i  $f_0$ . Následná modifikace umožňuje odstranit zásadní nevýhodu většiny koncepcí, která spočívá v závislosti amplitudy jednoho z kvadraturních signálů na oscilačním kmitočtu (respektive řídicím parametru). Zde byla vyzkoušena velice jednoduchá varianta systému AGC, která využívá nelineární oblasti převodní charakteristiky zesilovače s bipolárním tranzistorem. Tato metoda je teoreticky aplikovatelná ve všech předchozích typech oscilátorů, které spoléhají na řízení oscilační podmínky pomocí řídicího napětí. Názory na oscilátory založené na říditelných proudových zesilovačích (zde napětím) se mohou lišit, někdo může považovat plovoucí rezistory za nevýhodu stejně tak, jako nutnost většího počtu AP. Především je třeba myslet na to, že vyšší hodnoty vstupních odporů proudových zesilovačů způsobí podstatné rozdíly mezi ideální a skutečnou hodnotou  $f_0$ . Je potřeba je v těchto kmitočtových pásmech uvažovat (spolu s parazitními kapacitami uzlů) pro přesné určení  $f_0$ . Lze říci, že typ oscilátoru na **obr. 3.9** je v práci jednoznačně nejlepší z hlediska širokopásmového přeladění, nízkého THD a rovnosti generovaných úrovní při přeladování. Praktické

experimenty naposledy uvedeného obvodu budou teprve následovat a měly by potvrdit vlastnosti tohoto řešení. Malá část tohoto tématu byla publikována v [x7].

## 4 ZÁVĚR

Disertační práce se zabývá studiem elektronicky říditelných aplikací reálných aktivních prvků v multifunkčních filtrech a oscilátorech. Prvních několik stran je věnováno současnému stavu, kde jsou rozebrány vhodné aktivní prvky a jejich vlastnosti. Dále jsou celkem podrobně diskutovány současné trendy v přístupech k návrhu a syntéze a požadavkům na aktivní prvky a navrhované aplikace. Na úvod kapitoly o studiu elektronického řízení a reálného chování v oblasti multifunkčních filtračních aplikací je několik stránek věnováno metodě syntézy a návrhu za pomoci grafů signálových toků a upřesněn mírně modifikovaný přístup (dvojitě šipky ve větvích s konverzí mezi  $U$  a  $I$ ), který je používán v téměř celé práci. Jiné použité metody návrhu jsou detailně vysvětleny v konkrétních kapitolách.

V kapitole zabývající se problematikou v oblasti filtrů je pozornost věnována detailnímu studiu variability parametrů u vhodných obvodových struktur, které jsou navrhovány a analyzovány za pomoci grafů signálových toků. Způsobem, kterým jsou použity v práci, je obvod uvažován jako systém se vzájemnými konverzemi mezi napětími a proudy, což je spíše blíže blokovému přístupu i pro pasivní části a prvky, které se klasickou metodou popisují vlastními smyčkami (Coates), nebo se zahrnují do dílčích bloků (integrátorů, distributorů, zesilovačů, ...). Velká snaha je věnována především studiu dopadu reálných aktivních prvků na činnost aplikace. Díky tomuto studiu jsou odvozeny vztahy, které umožňují na základě znalostí parametrů aktivních prvků určit předpokládané chování. Např. v problematice více-smyčkových integrátorových filtračních struktur lze určit hodnotu konečného útlumu v nepropustných pásmech.

V další části je pozornost věnována elektronicky laditelným oscilátorům, k jejichž návrhu byla použita řada metod. To byly např. již zmiňované grafy signálových toků (hojně používané u aktivních filtrů), autonomní obvody s obecnými admitancemi, řazení integrátorů do smyček a metoda stavových rovnic. Je zde vyzkoušeno (i prakticky) několik užitečných možností, jak docílit elektronického řízení aplikace. V mnoha případech je použito řízení pomocí obecného proudového přenosu  $B_G$ . Některé typy získaných oscilátorů jsou velmi jednoduché s minimem aktivních i pasivních prvků, ale většinou se ukazuje, že je to vykoupeno nějakou horší vlastností, nejčastěji závislostí  $f_0$  také na parametru nastavujícím CO. Složitější varianty jsou z pohledu elektronického řízení vesměs výhodnější, protože řízení CO a  $f_0$  bývá oddělené a bez vzájemného ovlivnění, i když detailní studium dopadu parametrů reálných AP někdy prokáže opak. Ve většině případů je však vliv nastavovaného parametru, který se v důsledku parazitních parametrů AP nechtěně objeví např. ve vztahu pro  $f_0$ , mnohem méně podstatný než v případě, že je parametr přítomen i v ideálních vztazích (přítomnost parametru nastavujícího CO ve vztahu pro  $f_0$ ). V problematice oscilátorů lze získanými vztahy, ve kterých jsou zahrnuty podstatné vlivy reálných AP, určit předpokládanou hodnotu oscilačního kmitočtu (lišící se od ideálního), která byla ve většině případů potvrzena i experimentálně. Dalším

diskutovaným projevem je závislost amplitudy jednoho z generovaných signálů (u kvadraturních typů) na ladícím parametru a tedy i na  $f_0$ . Jedno z prezentovaných řešení bylo navrženo tak, aby bylo jasně vidět, jak tento problém odstranit. Znamená to navýšení počtu AP a nutnost souběžného řízení dvou parametrů, ale rozsah přeladění se značně rozšíří. Několik variant oscilátorů využívá napěťové sledovače jako funkční součást obvodu (z hlediska syntézy), ne pouze jako případné impedanční oddělení. Velmi jednoduchá koncepce AGC se ukázala jako dostačující při širším přeladění  $f_0$  nejméně ve dvou případech řízení plnění CO pomocí nastavovacího napětí, což bylo ověřeno i experimentálně.

Navržené obvody jsou posuzovány dle výsledků symbolické analýzy (nápomocen je SNAP a Matlab), která zahrnuje podstatné parametry aktivních prvků, následuje simulace v OrCAD s modelováním na 3. úrovni (ABM řízené zdroje - lineární, kmitočtově závislé)

a poté simulace s vhodnými modely vyšší úrovně (známé či upravené tranzistorové struktury) či makromodely výrobců, pokud takový aktivní prvek může vhodně zastoupit obecný funkční blok v aplikaci. Pak u vybraných typů následuje ověření měřením.

Disertační práce prezentuje několik modifikovaných (ve smyslu řízení) i nových obvodových struktur v oblasti aktivních elektronicky říditelných variabilních více-funkčních filtrů. Zejména je zajímavá varianta s MO-CCCII v kap. 5.2.1, která využívá kombinaci dvou druhů řízení (vstupní odpor  $R_X$  a proudový přenos  $B_G$ ) ve struktuře s distribucí. Díky tomu je docíleno téměř všestranných možností variability aplikace. Struktura neobsahuje, na rozdíl od některých dalších, v distribučním bodě vysoko-impedanční uzel, protože výstup integrátoru je přímo vázán na nízko-impedanční vstup distributoru. Další zajímavou původní strukturou (kap. 5.2.3) je např. diskutovaný dvouúčelový filtr (PZ/FČ) s ECCII-, který nevyžaduje pro změnu typu přenosu přepojení vstupní nebo výstupní brány (postačuje na to pouhá elektronická změna parametru). Získaný obvod je velmi jednoduchý a má několik nevýhod, které odstraňuje mnohem složitější realizace. V oblasti oscilátorů bylo nalezeno několik řešení splňujících podmínku elektronického řízení CO i  $f_0$ . Některá jsou svým způsobem zcela exotická a jedinečná svou jednoduchostí (kap. 6.1, kap. 6.2.1, kap. 6.3.2). V rámci této části práce byla představena nová modifikace prvku CCTA. Některá jsou komplikovanější (kap. 6.4.2, kap. 6.4.3), ale vynikají specifickými vlastnostmi a schopnostmi, jako je nezávislé řízení CO a  $f_0$ , získání signálu s vzájemným fázovým posuvem  $90^\circ$  a vícefázový výstup.

## VYBRANÁ LITERATURA

- [1] TOUMAZOU, C., LIDGEY, F. J., HAIGH, D. G. *Analogue IC design: The current mode approach*, London: Peter Peregrinus Ltd., 1993, 646 stran.
- [2] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. *Kmitočtové filtry*, BEN-technická literatura, Praha, 2002, 536 stran.
- [3] JEŘÁBEK, J. VRBA, K. Current-mode tunable and adjustable filter with digitally adjustable current amplifier and transconductance amplifiers. In *Proceedings of the European Conference of Circuits Technology and Devices (ECCTD'10)*. Naun 2010, s. 101-104.
- [4] DACA: Dvojítný digitálně říditelný proudový zesilovač - prototyp obvodu, Ústav telekomunikací, ONsemiconductor Design Centre Brno [online]. 2010. [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.utko.feec.vutbr.cz/~jerabekj/daca.pdf>>
- [5] MASON, S. J. Feedback Theory: Further properties of Signal Flow Graphs. *Proceedings of IRE*, 1956, roč. 44, č. 7, s. 920-926.
- [6] KVASIL, J. ČAJKA, J. Úvod do syntézy lineárních obvodů, Praha: SNTL, 1981, 311 stran.
- [7] DOSTÁL, T., ŠOTNER, R., FRYDRYCH, J. Syntéza moderních analogových obvodů pomocí grafů signálových toků. *Logos Polytechnikos*, 2011, roč. 1, č. 4, s. 51-65.
- [8] DOSTÁL, T. Filters with Multi-Loop Feedback Structure in Current Mode. *Radioengineering*, 2003, roč. 12, č. 3, s. 6-11.
- [9] SUN, Y., FIDLER, J. K. Some design methods of OTA-C and CCII-RC filters. In *IEE Colloquium on Digital and Analogue Filters and Filtering*, 1993, s. 1-8.
- [10] RAUT, R., SWAMY, M. N. S. *Modern Analog Filter Analysis and Design: A practical approach*, Germany, Weinheim: Wiley-VCH Verlag GmbH and Co. KGaA, 2010, 355 stran.
- [11] FABRE, A., SAAID, O., WIEST, F., BOUCHERON, C. High frequency applications based on a new current controlled conveyor. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 1996, roč. 43, č. 2, s. 82-91.
- [12] BAKER, J. *CMOS Circuit Design, Layout and Simulation*, Wiley-IEEE Press Series on Microelectronic Systems, 2005, 902 stran.
- [13] EL2082: Current-Mode Multiplier, Intersil (Elantec) [online]. 1996, poslední aktualizace 2003 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.intersil.com/data/fn/fn7152.pdf>>
- [14] SUN, Y., FIDLER, J. K. Current-mode OTA-C realization of arbitrary filter characteristics, *Electronics Letters*, 1996, roč. 32, č. 13, s. 1181-1182.
- [15] SANCHEZ, S. E., GEIGER, R. L., NEVAREZ, L. H. Generation of continuous-time two integrator loop OTA filter structures. *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, 1988, roč. 35, č. 8, s. 936-946.
- [16] BF245: Transistor JFET, Fairchild Semiconductor [online]. poslední aktualizace 6/2003 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.fairchildsemi.com/ds/BF/BF245A.pdf>>
- [17] KERWIN, W. J., HUELSMAN, L. P., NEWCOMB, W. R. State variable synthesis for insensitive integrated circuit transfer functions. *IEEE Journal of Solid State Circuits*, 1967, roč. 2, č. 3, s. 87-92.
- [18] CHEN, W.K. *The circuits and filters handbook*. Florida: CRC Press, Boca Raton, 1995, 2896 stran
- [19] BIOLEK, D., KOLKA, Z. SNAP: A Tool for the Analysis and Optimization of Analogue Filters. In *Proceedings of the International Conference on Telecommunications and Signal Processing TSP'99*. Brno: VUT 1999, s. 60-63.
- [20] KOLKA, Z. SNAP - Program for Symbolic Analysis. *Radioengineering*, 1999, roč. 8, č. 1, s. 23-24
- [21] BIOLEK, D., SENANI, R., BIOLKOVA, V., KOLKA, Z. Active elements for analog signal processing: Classification, Review, and New Proposals. *Radioengineering*, 2008, roč. 17, č. 4, s. 15-32.
- [22] BIOLEK, D. CDTA - Building Block for Current-Mode Analog Signal Processing. In *Proceedings of the 16th European Conference on Circuit Theory and Design ECCTD' 03*. Poland: Krakow 2003, s. 397-400.
- [23] HERENC SAR, N., KOTON, J., VRBA, K., MIŠUREC, J. A novel Current-Mode SIMO Type Universal Filter Using CFTAs. *Contemporary Engineering Sciences*, 2009, roč. 2, č. 2, s. 59-66.

- [24] PROKOP, R., MUSIL, V. New modern circuit block CCTA and some its applications. In *the Fourteenth International Scientific and Applied Science Conference Electronics ET'2005*. Sofia: TU-Sofia 2005, s. 93-98.
- [25] OPA860: Wide Bandwidth Operational Transconductance Amplifier and Buffer, Texas Instruments [online]. 2005, poslední aktualizace 8/2008 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa860.pdf>>
- [26] JEŘÁBEK, J.; ŠOTNER, R.; VRBA, K. Fully- differential current amplifier and its application to universal and adjustable filter. In *2010 International Conference on Applied Electronics*. Plzeň: University of West Bohemia 2010, s. 141-144.
- [27] PETRŽELA, J., VYSKOCIL, P., PROKOPEC, J. Fundamental oscillators based on diamond transistors. In *Proceedings of 20th International Conference Radioelektronika 2010*. Brno 2010, s. 217-220.
- [28] GUPTA, S. S., SHARMA, R. K., BHASKAR, D. R., SENANI, R. Sinusoidal oscillators with explicit current output employing current-feedback op-amps. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2010, roč. 38, č. 2, s. 131-147.
- [29] EL4083: Current-mode four-quadrant multiplier, Intersil (Elantec) [online]. 1995, poslední aktualizace 2003 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.intersil.com/data/fn/fn7157.pdf>>
- [30] LT1364: Dual and Quad 70 MHz, 1000 V/ $\mu$ s, Op Amps, Linear Technology [online]. 1994 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://cds.linear.com/docs/Datasheet/13645fa.pdf>>
- [31] AD8138: Low Distortion Differential ADC Driver, Analog Devices [online]. poslední aktualizace 1/2006 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <[http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD8138.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8138.pdf)>

## VYBRANÉ PUBLIKACE

- [x1] ŠOTNER, R., SLEZÁK, J., DOSTÁL, T., PETRŽELA, J. Universal tunable current-mode biquad employing distributed feedback structure with MO-CCCII. *Journal of Electrical Engineering* (IF(2010) = 0,27), 2010, roč. 61, č. 1, s. 52-56. ISSN: 1335-3632.
- [x2] ŠOTNER, R., PETRŽELA, J., KOVÁŘ, J. Univerzální elektronicky přeladitelný bikvad s distribuovanou strukturou v proudovém módu využívající MO-CCCII. *Elektrorevue - Internetový časopis* (<http://www.elektrorevue.cz>), 2009, roč. 2009, č. 2009/ 47, s. 1-5. ISSN: 1213- 1539.
- [x3] ŠOTNER, R.; JEŘÁBEK, J.; ŠEVČÍK, B. Pásmová zadrž s nastavitelným útlumem v nepropustném pásmu využívající elektronicky říditelné tříbranové proudové konvejory. *Elektrorevue - Internetový časopis* (<http://www.elektrorevue.cz>), 2010, roč. 2010, č. 26, s. 1-4. ISSN: 1213- 1539.
- [x4] ŠOTNER, R., JEŘÁBEK, J., ŠEVČÍK, B., DOSTÁL, T., VRBA, K. Novel Solution of Notch/All-pass Filter with Special Electronic Adjusting of Attenuation in the Stop Band. *Elektronika Ir Elektrotechnika* (IF(2010) = 0,659), 2011, roč. 16, č. 7, s. 37-42. ISSN 1392-1215.
- [x5] ŠOTNER, R., HRUBOŠ, Z., SLEZÁK, J., DOSTÁL, T. Simply Adjustable Sinusoidal Oscillator Based on Negative Three-Port Current Conveyors. *Radioengineering* (IF(2010) = 0,503), 2010, roč. 19, č. 3, s. 446-453. ISSN: 1210-2512.
- [x6] ŠOTNER, R., JEŘÁBEK, J., PROKOP, R., VRBA, K. Current gain controlled CCTA and its application in quadrature oscillator and direct frequency modulator. *Radioengineering* (IF(2010) = 0,503), 2011, roč. 20, č. 1, s. 317-326. ISSN: 1210-2512.
- [x7] ŠOTNER, R., SLEZÁK, J., ŠEVČÍK, B., KINCL, Z., DOSTÁL, T., BAŠTA, M. Voltage Controllable Oscillator Based on Current Amplifiers and Voltage Buffer, In *Proceedings of the 18th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems MIXDES 2011*. Technical University of Lodz, Poland: 2011. s. 384-389. ISBN: 978-83-932075-1-0.

# ŽIVOTOPIS

## Osobní údaje:

Jméno: Roman Šotner  
Datum narození: 22. 9. 1983  
Adresa: Vémyslice 282, 671 42 Vémyslice  
E-mail: sotner@feec.vutbr.cz

## Vzdělání:

- 2008 – 2011 Doktorský studijní program Elektronika a sdělovací technika, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně, disertační práce – Studium elektronického řízení a reálného chování variabilních filtračních a oscilačních aplikací moderních aktivních prvků.
- 2006 – 2008 Magisterský studijní program Elektronika a sdělovací technika, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně, diplomová práce – Více-funkční přeladitelný aktivní filtr.
- 2003 – 2006 Bakalářský studijní program Elektronika a sdělovací technika, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysoké učení technické v Brně, bakalářská práce – Oscilátory s moderními funkčními bloky.

## Odborná praxe:

2008 – 2011 Ústav radioelektroniky – technicko-hospodářský pracovník

## Pedagogická praxe:

2008 – 2011 Výuka laboratorních a počítačových cvičení předmětu „Teorie elektronických obvodů“ na Ústavu radioelektroniky.

## Jazykové znalosti:

Anglický jazyk – mírně pokročilý  
Německý jazyk – základní znalost

## ABSTRAKT

Práce pojednává o elektronicky nastavitelných a konfigurovatelných aplikacích moderních aktivních prvků. Velmi často jsou prezentovány rozmanité aktivní prvky v aplikacích filtrů a oscilátorů, které víceméně vychází ze základních a vesměs podobných principů syntézy a návrhu, avšak není provedena detailní studie reálného chování a možností elektronického řízení parametrů. Při precizním návrhu aplikace je však důležité identifikovat problémové vlastnosti a stanovit, jak moc ovlivní funkci zařízení. Je zde srovnáváno několik filtračních struktur založených na běžných i modifikovaných principech integrátorové syntézy z pohledu konfigurovatelnosti, variabilnosti a druhu použitého elektronického řízení. K řízení jsou využívány standardní metody, jako je změna transkonduktance, změna vstupního (intrinzického) odporu proudových svorek a již méně typická možnost řízení pomocí proměnného proudového zesílení. Ta poslední metoda řízení umožnila objevit zcela unikátní filtr s elektronickou změnou přenosu z PZ na FČ, který jednoduchostí překonává běžnější integrátorové struktury, kde je zapotřebí fyzické přepojení v obvodu. Větší část práce je věnována elektronicky říditelným oscilátorům, a to hlavně kvadrurním. Je prezentováno několik velice jednoduchých typů, které vyžadují nejmenší množství aktivních i pasivních prvků, i složitějších koncepcí, které již vyžadují více aktivních prvků, ale odstraňují některé nevýhody jednoduchých variant. Především je i zde kladen důraz na studium reálného chování, které objasňuje různé problémy se vzájemnou závislostí oscilační podmínky a oscilačního kmitočtu, závislostí amplitudy kvadrurních oscilátorů na ladícím parametru, vlivu změny ladícího parametru na plnění oscilačních podmínek, atd. V rámci této části byl definován nový typ či modifikace aktivního prvku tzv. current-gain-controlled current conveyor transconductance amplifier (CGCCCTA). Požadavek na nové aplikace zejména v oblasti oscilátorů pro Ústavem telekomunikací nově vyvíjený proudový zesilovač a digitálně řízený proudový zesilovač nechal vzniknout několika kapitolám práce, kde může být tento prvek výhodně použit. Podstatný přínos, který je důležitý především pro praxi, spočívá v testování většiny navržených obvodů experimentálně a stanovení přesných návrhových vztahů, které zohledňují reálné chování obvodu a potvrzují experimenty získané výsledky.



## ABSTRACT

The thesis deals with electronically adjustable and configurable applications of the modern active elements. In the field there were presented various active elements in applications of the analog filters and oscillators which stem from basic and more or less similar principles of circuit synthesis and design. However, there is not provided study of real behavior in detail and in most cases electronic control of the various parameters in application is not verified. In the precise design of application is very important to identify problematic features and determine how much it influences functionality of the device. In this work several filtering structures based on common and modified synthesis principles (integrator loops) are compared in the view of multifunctionality, configurability, variability, kind of used electronic control and impact of influences of real elements on behavior. There are used standard methods like adjusting of variable transconductance, intrinsic value of current input resistance and not so common method based on variable current gain in design of modified and improved multifunctional filtering circuits. The last method of mentioned control enabled to find quite unique filter which allows continuous electronic change of transfer from band-reject to all-pass filter of the 2<sup>nd</sup> order without reconnection. It is much simpler than previous and more common integrator loops. Larger part of this work is focused on electronically controllable oscillators mainly on quadrature types. There is presented several very simply and elementary realizations which require minimal number of active and passive elements. There are also slightly or more complicated solutions which remove some drawbacks of mentioned simpler variants. First of all there is given attention on study of real behavior which make obvious different problems with mutual dependence of oscillation condition and oscillation frequency, dependence of produced amplitudes (quadrature types) on parameter which is controlling oscillation frequency, influence of this parameter on oscillation condition, etc. In the framework of this part of the thesis there was introduced a novel modification of current conveyor transconductance amplifier (CCTA) so called current-gain-controlled current conveyor transconductance amplifier (CGCCCTA). Requirements for novel applications in the field of oscillators for newly developed controllable current amplifier and digitally controllable current amplifier (DACA) at the Department of Telecommunication FEEC BUT lead to creation of several chapters of this work where mentioned active elements can be used. The important contribution of this work (for practical approach) is also experimental testing of most of designed circuits and determination of exact design equations and rules which take into account real behavior of circuits and confirm results obtained from experiments.