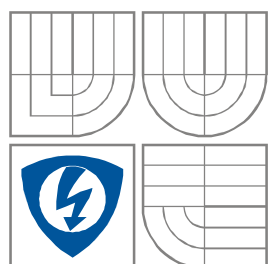


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V
BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A
KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

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

DISERTAČNÍ PRÁCE
DISSERTATION THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Ing. ROMAN ŠOTNER

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

prof. Ing. TOMÁŠ DOSTÁL, DrSc.
Ing. JIŘÍ PETRŽELA, Ph.D.

BRNO, 2011

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 kvadraturním. 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 kvadraturních 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.

Klíčová slova

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

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 2nd 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.

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

Prohlášení

Prohlašuji, že svou disertační práci na téma Studium elektronického řízení a reálného chování variabilních filtračních a oscilačních aplikací moderních aktivních prvků jsem vypracoval samostatně pod vedením školitele a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne

Roman Šotner

Bibliografická citace

ŠOTNER, R. *Studium elektronického řízení a reálného chování variabilních filtračních a oscilačních aplikací moderních aktivních prvků*, Disertační práce. Brno: FEKT VUT v Brně, 2011. 185 stran, 18 stran příloh. Vedoucí disertační práce prof. Ing. Tomáš Dostál, Dr.Sc.; Ing. Jiří Petržela, Ph.D.

Poděkování

Rád bych touto formou poděkoval mému školiteli prof. Ing. Tomáši Dostálovi, DrSc. za vedení a účinnou odbornou pomoc a podporu, především však za užitečné diskuze a připomínky k tématům této práce.

Dále bych rád poděkoval Ing. Jiřímu Petrželovi, Ph.D. za cennou kritiku a ochotu, se kterou se podílel na zdokonalení a vylepšení některých částí práce.

Speciální dík patří kolegům Ing. Janu Jeřábkovi a Ing. Josefu Slezákovi, kteří se nemalou měrou podíleli na vzniku většiny společných publikací.

Rád bych také poděkoval prof. Dr. Ing. Zbyňku Raidovi, který mi umožnil účast na projektu MŠMT OC09016 "Komponenty pokročilých radiokomunikačních systémů", dále prof. Ing. Kamilu Vrbovi, CSc., který mi umožnil účast na projektu GAČR č. GA102/09/1681 "Počítačové automatizování metod syntézy lineárních funkčních bloků a výzkum nových aktivních prvků" a také doc. Ing. Aleši Prokešovi, Ph.D. za možnost účastnit se doktorského projektu GAČR č. GD102/08/H027 "Pokročilé metody, struktury a komponenty elektronické bezdrátové komunikace".

Zvláštní poděkování patří i mým studentům Ing. Pavlu Kopečkovi, Bc. Janu Mikslovi, Miloši Baštovi a studentu Bc. Janu Zbořilovi za pomoc s experimentálním testováním některých aktivních prvků a aplikací.

Velké poděkování patří také mojí rodině a to především za porozumění, trpělivost a podporu, kterou mi během těch několika let poskytovali.

Seznam zkratek

AP	aktivní prvek,
ARC	aktivní RC obvody,
ABM	"analog behavioral modelling" (pomocí řízených zdrojů),
BOTA	"balanced output OTA" (transkonduktor s diferenčním výstupem),
CA	"current amplifier" (proudový zesilovač, zde většinou říditelný),
CC	"current conveyor" (proudový konvektor obecný),
CCI	proudový konvektor první generace,
CCII	proudový konvektor druhé generace,
CCIII	proudový konvektor třetí generace,
CDTA	"current differencing transconductance amplifier",
CCTA	"current conveyor transconductance amplifier",
CF	"current follower" (proudový sledovač),
CFA	"current feedback amplifier" (transimpedační zesilovač),
CFTA	"current follower transconductance amplifier",
CG-CCII	"controlled gain - CCII",
CGCCCTA	"current-gain-controlled CCTA",
CIBA	"current inverter buffered amplifier",
CMI	"current mirror inverter",
CMOS	"complementary metal-oxide semiconductor",
CO	"condition of oscillation" (oscilační podmínka),
D/A	digitálně analogový převodník,
DACA	"digitally adjustable current amplifier",
DT	diamantový tranzistor,
DO-CCCII	"dual-output controlled CCII",
DP	dolní propust,
DPn	dolní propust s nulou přenosu,
ESD	"electro-static discharge",
ECCII	"electronically controllable CCII",
FET	"field effect transistor",
FČ	fázovací článek,
FSK	"frequency shift keying" (kmitočtové klíčování),
GST	graf signálových toků,
HF	"high frequency" (označení vysokých kmitočtů v indexech),

HP	horní propust,
HPn	horní propust s nulou přenosu,
KHN	"Kerwin-Huelsman-Newcomb" (specifický typ aktivního filtru),
LF	"low frequency" (označení nízkých kmitočtů v indexech symbolů),
MO-CF	"multi-output current follower" (proudový sledovač s více výstupy),
MO-CCII	"multi-output CCII",
MISO	"multiple-input and single output" (typ filtru dle buzení),
Monte Carlo	analýza hromadné výroby,
MO-OTA	"multi-output OTA",
OrCAD	simulační balík Cadence (PSpice, PSpice Advanced Analysis),
OTA	"operational transconductance amplifier" (transkonduktor),
OTA-DISO	transkonduktor s diferenčním vstupem a jedním výstupem,
OTA-SISO	transkonduktor s jednoduchým vstupem a jedním výstupem,
OTA-DIDO	transkonduktor s diferenčním vstupem a dvěma výstupy,
OTA-SIDO	transkonduktor s jednoduchým vstupem a dvěma výstupy,
OZ	operační zesilovač,
PP	pásmová propust,
PZ	pásmová zadrž,
RBW	"radio bandwidth" (BW filtru obvodového analyzátoru),
RF	"radio frequency" označení vysokých kmitočtů (od stovek MHz),
SIMO	"single-input and multiple-output" (typ filtru dle buzení),
SRCO	"single rezistance controlled oscillator" (oscil. řízený rezistor),
SNAP	program pro symbolickou analýzu obvodů,
THD	"total harmonic distortion" (celkové harmonické zkreslení),
UCC	"universal current conveyor",
VA/VCA	"voltage amplifier/ voltage controlled amplifier",
VB	"voltage buffer" (napět'ový sledovač)
VG-CCII	"variable gain CCII",
Worst Case	analýza nejhorsího případu.

Seznam symbolů

A_G	napěťový zisk/zesílení (nastavitelný),
B	proudový zisk (pevný: 1, 0, -1),
B_G	proudový zisk (plynule proměnný),
BW	šířka pásma,
C_{B_DT}	vstupní kapacita napěťového vstupu DT,
C_Y	vstupní kapacita napěťového vstupu konvejeoru,
C_p	parazitní kapacita vysoko-impedančního uzlu,
C_Z	výstupní kapacita proudového vstupu konvejeoru,
$C' \ R'$	označení pasivních prvků včetně započítané parazitní hodnoty,
C_c	kapacity kompenzačního děliče napěťové násobičky AD834,
C_{C_DT}	výstupní kapacita proudového vstupu DT,
C_{inp_OTA}	vstupní kapacita transkonduktoru,
C_{inp_VA}	vstupní kapacita napěťového zesilovače s proměnným zesílením,
C_{inp_VB}	vstupní kapacita napěťového sledovače,
C_o	výstupní kapacita CGCCCTA (OTA sekce),
C_{out_CA}	výstupní kapacita proudového zesilovače (řiditelného),
C_{out_MO-CF}	výstupní kapacita více-výstupového sledovače/invertoru MO-CF/I,
C_{out_OTA}	výstupní kapacita transkonduktoru,
C_{out_VB}	výstupní kapacita napěťového sledovače,
C_{zo}	zatěžovací kapacita vstupu OTA CMOS modelu (bondování),
dB	decibel,
dBm	decibel nad miliwatem,
dBV _{ef}	decibel vztažený k jednomu voltu efektivnímu,
f_0	oscilační kmitočet,
$f_{carrier}$	kmitočet nosné,
f_C, ω_C	charakteristický kmitočet (kmitočet pólu filtru),
f_T, ω_T	tranzitní kmitočet,
f_m	kmitočet modulačního signálu,
f_{zp}	kmitočet parazitního nulového bodu,
g	konverzní konstanta převodu napětí na proud,

g_m	strmost, transkonduktance (aktivního prvku),
h_{21E}	proudový zesilovací činitel bipolárního tranzistoru,
I_b	řídící (biasovací) proud interních struktur (CC),
I_B	proud báze bipolárního tranzistoru,
I_{QADJ}	řídící (biasovací) proud DT,
I_{SET}	řídící (biasovací) proud OTA,
I_z	řídící (biasovací) proud násobičky EL4083,
I_W	výstupní proud násobičky AD834,
I_X, I_Y, I_Z	proudy bran CC (CCII) či proudové násobičky,
k	konstanta integrátoru,
K	konstanta proudového zesílení MAX435,
K_0	základní zesílení v propustném pásmu filtru,
$K_{PZ}(s)$	symbolický přenos s uvažováním reálných vlivů aktivních prvků (PZ),
$ K_{HP_LF} $	modul přenosu na nízkých kmitočtech včetně parazit (pro HP),
$ K_{PZ_ωC} $	modul přenosu na $ω_C$ včetně uvažování reálných vlastností (pro PZ),
Q	činitel jakosti,
r	konverzní konstanta převodu proudu na napětí,
R_1^*	odpor zahrnující i říditelnou hodnotu vstupního odporu CC,
R_E	degradační emitorový rezistor DT,
R_{e_int}	intrinzický odpor emitoru DT,
R_L	zátěž, na kterou je připojena aplikace,
R_o	výstupní odpor CGCCCTA (OTA sekce),
R_p	parazitní odpor ve vysoko-impedačním uzlu,
R_X, R_Y, R_Z	branové rezistivní složky impedancí CC (CCII),
R_{zo}	zatěžovací odpor výstupu OTA CMOS modelu pro simulace,
R_b	nastavovací (biasovací) rezistor násobičky AD834,
R_B	rezistor báze tranzistoru AGC,
R_{B_DT}	odpor báze (napětíového vstupu) diamantového tranzistoru,
R_c	rezistory kompenzačního děliče u AD834,
R_{C_DT}	odpor kolektoru (proudového výstupu) DT,
R_h	kolektorový pracovní rezistor AGC,
R_{inp_CA}	vstupní odpor proudového zesilovače (řiditelného),
R_{inp_OTA}	vstupní odpor OTA,
R_{inp_VA}	vstupní odpor napětíového zesilovače s proměnným zesílením,
R_{inp_VB}	vstupní odpor napětíového sledovače,

R_{out_CA}	výstupní odpor proudového zesilovače (řiditelného),
R_{out_MO-CF}	výstupní odpor více-výstupového sledovače/invertoru MO-CF/I,
R_{out_OTA}	výstupní odpor OTA,
R_{out_VB}	výstupní odpor napěťového sledovače,
U_{BEt}	prahové napětí bipolárního tranzistoru v AGC,
$U_{carrier}$	amplituda nosné,
U_{CE}	napětí kolektor-emitor,
$U_G, U_{GA,B}$	napětí řídicí proudové či napěťové zesílení,
U_{GS}	napětí gate-source unipolárního tranzistoru,
U_h	stejnoseměrné napětí přiložené na jeden vývod R_h v AGC,
U_{SET}	obecné řídicí napětí,
U_t	teplotní napětí,
U_X, U_Y, U_Z	napětí bran CC (CCII) či analogové násobičky,
$u_m(t)$	okamžitá hodnota modulačního napětí,
U_m	amplituda modulačního napětí,
X, Y, o_+, \dots	označení portů aktivních prvků,
$Z_X, Z_Y, Z_Z,$	vstupní, výstupní impedance konvejeoru,
Z_{inp_OTA}	vstupní, výstupní impedance OTA,
Z_{out_OTA}	výstupní impedance OTA,
Z_T	nastavující impedance u MAX435,
z_p	parazitní nulový bod,
\parallel	paralelní kombinace rezistorů, vstupních/výstupních odporů v uzlu.

Obsah

1 Úvod.....	2
2 Dosavadní stav problematiky z pohledu vhodných aktivních prvků.....	3
2.1 PROUDOVÉ KONVEJORY	3
2.2 TRANSADMITANČNÍ ZESILOVAČE	5
2.3 ANALOGOVÉ NÁSOBIČKY	7
2.4 PROUDOVÉ SLEDOVAČE A ZESILOVAČE.....	8
2.5 NAPĚŤOVÉ ZESILOVAČE S ŘÍZENÍM ZESÍLENÍ	9
2.6 DIAMANTOVÝ TRANZISTOR	10
2.7 MODERNÍ MODIFIKACE AKTIVNÍCH PRVKŮ	11
2.8 ELEKTRONICKY ŘIDITELNÉ REZISTORY A DIGITÁLNÍ POTENCIOMETRY.....	12
3 Stav problematiky z pohledu návrhu	13
4 Cíle disertace.....	15
5 Oblast více-funkčních elektronicky říditelných kmitočtových filtrů	17
5.1 ELEKTRONICKY ŘIDITELNÉ STRUKTURY VYUŽÍVAJÍCÍ TRANSADMITANČNÍ ZESILOVAČE	24
5.1.1 <i>Koncepce multifunkčního filtru s výstupní distribucí a její vlastnosti</i>	<i>24</i>
5.1.2 <i>Multifunkční struktura s řízením šířky pásma PP jediným parametrem.....</i>	<i>40</i>
5.2 ELEKTRONICKY ŘIDITELNÉ STRUKTURY VYUŽÍVAJÍCÍ PROUDOVÉ KONVEJORY.....	49
5.2.1 <i>Verze s distribucí využívající MO-CCCII.....</i>	<i>49</i>
5.2.2 <i>Klasická verze a verze s distribucí filtru s ECCII- využívající nastavitelné proudové zesílení</i>	<i>59</i>
5.2.3 <i>Dvouúčelový filtr s elektronickou změnou přenosu mezi PZ a FČ s ECCII- a sledovačem</i>	<i>69</i>
6 Oblast elektronicky říditelných oscilátorů	80
6.1 ŘIDITELNÝ OSCILÁTOR S TRANSKONDUKTORY	81
6.2 OSCILÁTORY VYUŽÍVAJÍCÍ MODERNÍ TYPY PROUDOVÝCH KONVEJORŮ S ŘÍZENÍM PŘENOSU MEZI BRANAMI X A Z.....	88
6.2.1 <i>Minimální realizace oscilátoru se dvěma ECCII-</i>	<i>88</i>
6.2.2 <i>Nezávislé řízení oscilační podmínky a kmitočtu v oscilátoru se dvěma ECCII- a CCII+</i>	<i>94</i>
6.3 ŘIDITELNÉ OSCILÁTORY S KOMBINACÍ VÍCE TYPŮ AKTIVNÍCH PRVKŮ.....	103
6.3.1 <i>Oscilátor s proudovým zesilovačem a diamantovými tranzistory</i>	<i>104</i>
6.3.2 <i>Oscilátor s CGCCCTA</i>	<i>108</i>
6.4 OSCILÁTORY S PROUDOVÝMI ZESILOVAČI A NAPĚŤOVÝMI SLEDOVAČI.....	117
6.4.1 <i>Oscilátor s řízením oscilační podmínky pomocí proudové zpětnovazební smyčky.....</i>	<i>118</i>
6.4.2 <i>Říditelný oscilátor s negativním rezistorem</i>	<i>126</i>
6.4.3 <i>Modifikace rozšiřující obvod o další proudový zesilovač</i>	<i>138</i>
6.5 KOMBINACE NASTAVITELNÝCH NAPĚŤOVÝCH A PROUDOVÝCH ZESILOVAČŮ V OSCILÁTORU	145
6.6 VLIV ZMĚN ZESÍLENÍ AKTIVNÍCH PRVKŮ PRO ÚČELY LADĚNÍ NA PLNĚNÍ OSCILAČNÍCH PODMÍNEK Z ENERGETICKÉHO HLEDISKA.....	152
7 Shrnutí.....	156

8 Závěr.....	163
9 Literatura.....	165
10 Přílohy	186
10.1 P-1	186
10.2 P-2	187
10.3 P-3	188
10.4 P-4	190
10.5 P-5	193
10.6 P-6 - KONSTRUKČNÍ PODKLADY	194
10.6.1 Multifunkční filtr z kap. 5.1.1	194
10.6.2 Oscilátor s transkonduktory z kap. 6.1	196
10.6.3 Oscilátor s dvěma ECCII- a CCII+ z kap. 6.2.2	197
10.6.4 Oscilátor s proudovým zesilovačem a diamantovými tranzistory z kap. 6.3.1	198
10.6.5 Oscilátor s CGCCCTA z kap. 6.3.2	199
10.6.6 Oscilátor s proudovými zesilovači z kap. 6.4.1	200
10.6.7 Oscilátor s proudovými zesilovači z kap. 6.4.2	201
10.7 P-7 - MĚŘÍCÍ ŘETĚZCE	202
10.7.1 Měření dvojbranů.....	202
10.7.2 Měření autonomních obvodů.....	203

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 napěťovými 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 napěťové 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 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.

2 Dosavadní stav problematiky z pohledu vhodných aktivních prvků

Pro syntézu a návrh nastavitelných obvodů se z hlediska elektronického řízení jeví výhodně některé typy proudových konvektorů (CC), transadmitanční zesilovače (OTA), proudové a napěťové analogové násobičky a říditelné napěťové zesilovače či proudové zesilovače. Uplatnění nachází více-výstupové proudové sledovače MO-CF (multi-output current follower). Proto zaměřuji pozornost především na výše uvedené, i když existuje samozřejmě celá škála prvků popsaných především v [3], kde jsou uvedeny základní definice a mnoho dalších modifikací a rozšíření stávajících koncepcí. Lze vyzdvihnout zejména některé z naposledy představených prvků, jako je např. CDTA [3], [4] (current differencing transconductance amplifier), CCTA (current conveyor transconductance amplifier) [5] a CFTA (current follower transconductance amplifier [6]. Nejpoužívanější aplikační oblastí, kde je žádáno elektronické řízení, je bezesporu oblast aktivních kmitočtových filtrů a oscilátorů. Zajímavou oblastí jsou také aktivní symetrické filtrační struktury [7], [8], [9], které se vyznačují nižšími projevy některých druhů rušení (souhlasné rušení). Jako AP jsou zde právě používány modifikované typy proudových konvektorů, transkonduktorů a proudových sledovačů a zesilovačů [10], [11], [12], [13]. Níže je uveden podrobnější přehled a popis vhodných aktivních prvků, které mohou být výhodné z hlediska aplikace v elektronicky říditelných systémech.

2.1 Proudové konvektory

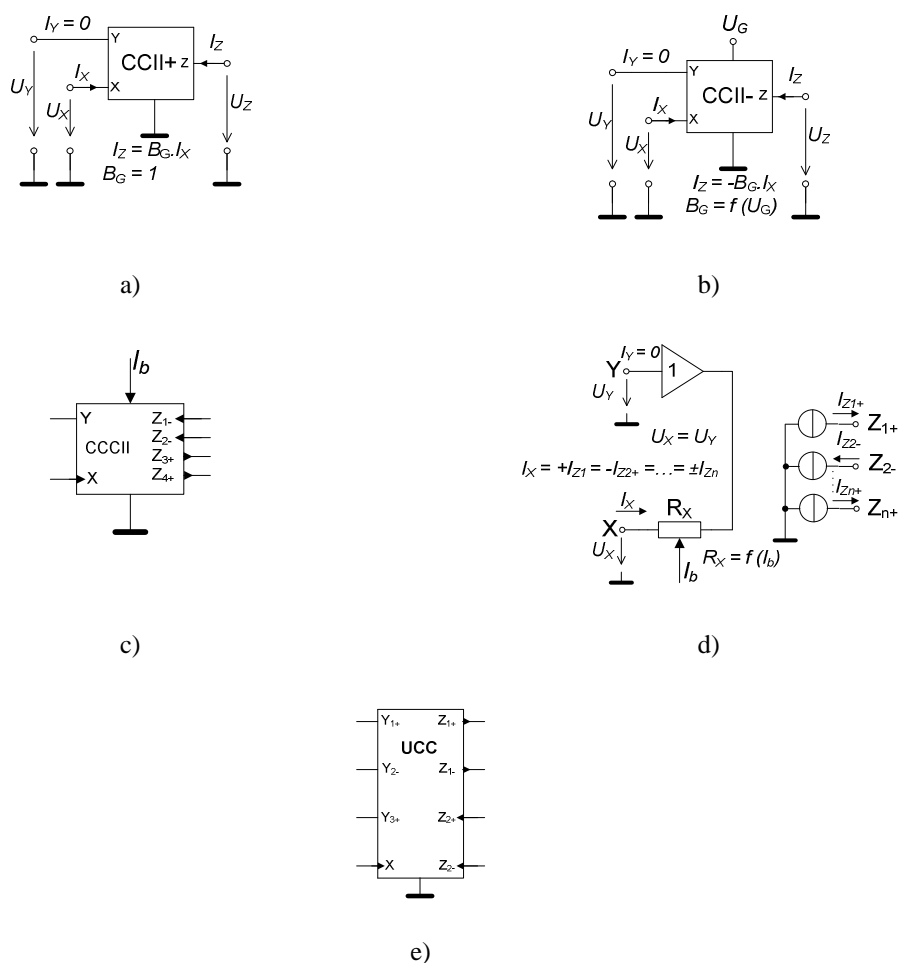
Zavedení tohoto aktivního prvku (dále ve zkratce AP) do povědomí je datováno ke konci šedesátých let [14]. Dělení dle generací nemusí být nejvhodnější, přesto je respektuji. Proudový konvektor (CC) první generace je označován CCI (Current Conveyor I), druhé generace CCII (Current Conveyor II) a třetí generace CCIII (Current Conveyor III). Tyto základní typy se liší definicí funkce a orientací proudů na vstupních branách. Dá si říci, že i proudový konvektor, přes svůj název, může pracovat ve smíšeném módu, protože jedna jeho svorka bývá u některých typů (CCII) napěťová. Dle základního popisu CCII většinou obsahuje tři brány, kde dvě jsou proudové (jeden vstup a výstup) a jedna napěťová [15], [16], [17], [18], [19], [20]. Existují i více-branové typy [21]. Detailnější značení či jiné dělení typů lze najít např. v [16], [17]. V [16] a [17] je z jistého pohledu lepší a systematictější dělení založené na počtu a charakteru bran, ale pro složitost se neujalo. Existují i napěťové konvektory [22], [23], [24], ale nejsou do takové míry používány ve srovnání s proudovými. Dnes je výzkum zaměřen zejména na modifikace proudových konvektorů druhé generace. Některé proudové konvektory druhé generace lze nalézt jako součást komerčně dostupných integrovaných obvodů, např. známý AD844 [25]. To také bylo a je velmi často využíváno k experimentálním účelům [26]. Snahou je docílit elektronického řízení a rozšíření počtu proudových výstupů, což se zejména v proudovém módu ukázalo jako velmi výhodné. Tyto AP nesou např. označení DO-CCCII (dual output controlled current conveyor) [27] či MO-CCCII

(multi-output controlled current conveyor) [28], [29]. Podstatou řízení je ve většině případů možnost ovlivnění odporu proudové vstupní svorky (většinou označovaného jako R_X) pomocí stejnosměrného řídicího proudu (I_b - biasing current) vnitřní struktury AP [29]. Reálné proudové vstupy nemají nikdy nulový odpor a jeho hodnota se pohybuje v jednotkách až desítkách i stovkách Ω (i více) dle použité technologie (bipolární či CMOS) a velikosti I_b . Tato vlastnost se může jevit jako nevýhodná pro pevně nastavené aplikace, protože je závislá na výrobních nepřesnostech a nelze zaručit nikdy jeho přesnou hodnotu (tolerance může být i několik desítek procent). Nicméně se mnoho prací (např. přímo [27], [30]) tímto druhem řízení zabývá a možnost elektronického dostavení může uvedenou nevýhodu dostatečně kompenzovat. Bohužel zatím nejsou AP tohoto typu až na malé výjimky komerčně k dispozici. Hlavním problémem z hlediska reálného parazitního chování a projevu je především nenulový vstupní odpor proudových vstupů, či nízký výstupní odpor, ke všemu jsou ještě samozřejmě oba kmitočtově závislé. Toto způsobuje někdy takové problémy, že se např. v nepropustných pásmech aktivních filtrů útlum ustálí (parazitní nulové body) místo, aby narůstal dle směrnice dané řádem obvodu. Jak moc se toto projeví je samozřejmě záležitostí druhu použité obvodové struktury a konkrétní situace. Na **obr. 2.1** je několik nejvíce používaných typů CC. Zejména je zde uveden pozitivní a negativní konvektor CCII (**obr. 2.1a**, **obr. 2.1b**). Pokud se jedná o typ s říditelným parametrem (kromě vstupního odporu lze řídit taktéž i napěťový či proudový přenos mezi příslušnými branami), prvek bývá také označován jako ECCII (electronically controllable conveyor II). Toto označení bylo zavedeno nedávno [31]. Příslibem do budoucna a tématem mnoha prací je v současné době konvektor CCCII (MO-CCCII) na **obr. 2.1c** a **obr. 2.1d** (behaviorální model). Zde je využíváno právě změny R_X proudové svorky a AP bývá různě modifikován (počet a polarita výstupů). Na **obr. 2.1e** je univerzální konvektor (UCC) hojně používaný pro návrhy a ověření na Ústavu telekomunikací FEKT VUT. Univerzální je proto, že lze na základě něho vytvořit [21] několik druhů CC. Jeho kmitočtové vlastnosti nejsou ve srovnání s komerčně dostupnými prvky, kde je principiálně taktéž přítomen CC, závratné (šířka pásma nízké desítky MHz). Elektronické řízení (např. změna R_X apod.) zde není řešeno. Pro tento prvek jsou uvedeny popisující rovnice

$$U_X = U_{Y1} - U_{Y2} + U_{Y3}, \quad (2.1)$$

$$I_{Y1+} = I_{Y2-} = I_{Y3} = 0, \quad (2.2)$$

$$I_{Z1+} = -I_{Z1-} = I_{Z2+} = -I_{Z2-} = I_X. \quad (2.3)$$



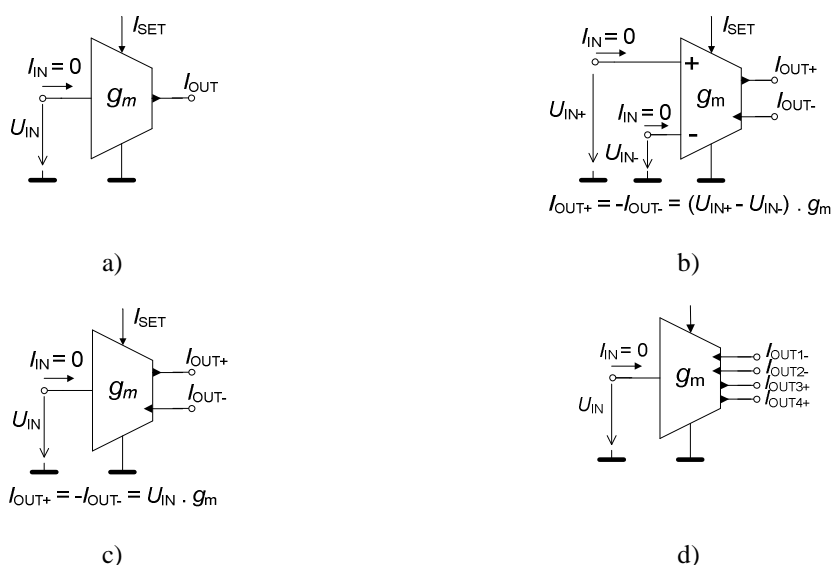
Obr. 2.1 Vybrané typy proudových prvků: a) symbol a popis CCII+, b) symbol a popis CCII- s řízením proudového zisku B , c) symbol CCCII (MO-CCCII) se čtyřmi výstupy obou polarit, d) behaviorální model MO-CCCII, e) značka UCC.

2.2 Transadmitanční zesilovače

Transadmitanční zesilovače (transkonduktory) [32], [33], [34] jsou velmi perspektivní AP, které našly oblibu v téměř všech zmíněných aplikacích. Výraznější rozmach v aplikační sféře nastal od poloviny 80. let a trvá prakticky dodnes. Prvek (**obr. 2.2**) nese označení OTA (operational transconductance amplifier) a má obvykle diferenční napěťový vstup a proudový výstup, tzv. OTA-DISO (differential-input and single-output). Lze se samozřejmě setkat s typy, které disponují pouze jediným (nediferenčním) vstupem. Takový prvek nese označení OTA-SISO (single-input and single-output), **obr. 2.2a**. Typy s více než jedním výstupem jsou známy taktéž a mají velmi výhodné postavení v aplikacích především v proudovém a smíšeném módu. Označují se například BOTA (Balanced-Output OTA) či OTA-DIDO (differential-input and differential-output) na **obr. 2.2b** v případě dvou-výstupové varianty. Podobně se můžeme setkat s OTA-SIDO (**obr. 2.2c**). V případě obecné více-výstupové varianty je nazýván MO-OTA (multiple-output OTA), či OTA-SIMO (single-input and multiple-output), **obr. 2.2d**. Současný trend, který lze sledovat v mnoha publikacích, je

především využití poslední zmíněné skupiny transkonduktorů. Vesměs se využívá elektronického řízení strmosti (transkonduktance g_m) pomocí řídicího proudu (I_{SET}). Základní koncepce OTA je velmi jednoduchá. Jedná se o diferenční tranzistorový stupeň a soustavu proudových zrcadel, která je rozšiřitelná dle počtu požadovaných výstupů. Ve své podstatě je transkonduktor vlastně základem vstupní části většiny napěťových operačních zesilovačů. Dostupnost OTA je díky tomu i větší než např. proudových konvektorů. Komerčně je dostupných několik typů OTA-DISO. Bohužel OTA s více výstupy nejsou dostupné téměř vůbec. Drtivá většina nedávno publikovaných prací je založena na ověření pomocí simulací s modely AP na tranzistorové úrovni. Problém zde bývá vstupní a výstupní odpor (pokud je nízký) a omezený dynamický rozsah pro vysoké strmosti, kde může vstupní napětí běžně dosahovat pouze několika desítek mV. Dosažitelné hodnoty strmostí se pohybují od desítek μS do několika desítek mS.

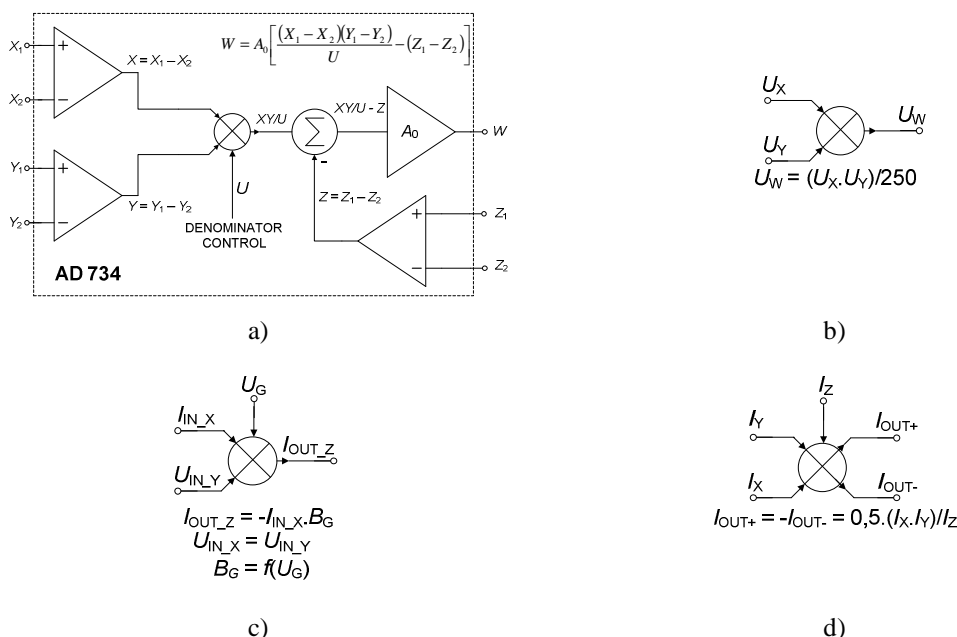
Komerčně vyrábí tyto prvky např. National Semiconductor pod označením NE5517 či LM13700 [35]. Jedná se o typ OTA-DISO a kmitočtová použitelnost je omezena do několika jednotek MHz, taktéž vstupní odpor není nikterak příznivý. U Linear Technology je tento blok reprezentován obvodem LT1228 [36], který lze použít do vyšších kmitočtů. Šířka pásma (BW) je asi 90 MHz a má mnohem lepší vstupní i výstupní parametry než předešlé. Zmíněné typy umožňují řídit g_m pomocí I_{SET} , což lze zprostředkovat i stejnosměrným řídicím napětím. Nevýhodná je skutečnost, že pro zpracování signálů běžných rozkmitů vyžadují na vstupu zeslabovače (tvořené dle doporučení výrobce rezistorovými děliči), což může velmi komplikovat použití v aplikaci. Dalším velmi ceněným typem OTA byl MAX435 a MAX436 [37] (první BOTA, druhý DISO) s výbornými kmitočtovými vlastnostmi (šířka pásma přes 200 MHz). Nevýhodné je, že g_m lze ovlivnit pouze externě připojenou (plovoucí) impedancí. OTA má nízký výstupní odpor (jednotky $k\Omega$), ale zase není nutná úprava úrovně (zeslabení) na vstupu. Jeho výroba byla bohužel zastavena a současná náhrada není v principu již OTA. Jako OTA lze použít i prvek komerčně nazývaný diamantový tranzistor (DT).



Obr. 2.2 Nejběžnější typy transkonduktorů: a) OTA-SISO, b) OTA-DIDO (BOTA), c) OTA-SIDO, d) MO-OTA

2.3 Analogové násobičky

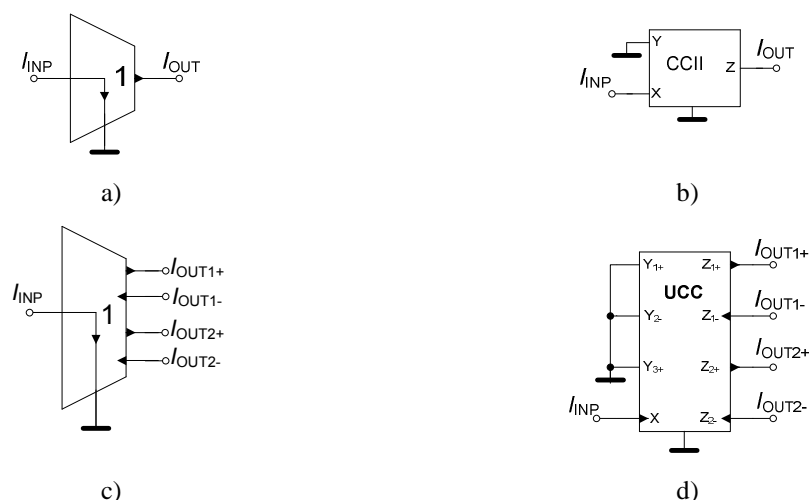
Před několika lety bylo navrženo a uvedeno na trh několik typů analogových integrovaných násobiček. Vybrané typy jsou na obr. 2.3. Problematika násobiček je teoreticky známa dlouho, ale do povědomí a praxe se dostala až komerčním zpřístupněním těchto bloků (asi od poloviny 90. let do dnes). Nicméně stále nejsou moc v povědomí běžné technické veřejnosti jako výhodně využitelné AP. Existují napěťové i proudové typy. Mezi výrobci napěťových násobiček se prosadil nejvíce zejména Analog Devices se známou násobičkou AD633 [38]. Lze s ní postavit základní stavební bloky pro operace násobení, umocnění, odmocnění atd., ale především říditelný integrátor (bohužel pouze ztrátový). Kmitočtově je tato násobička zcela nedostatečná, použitelnost je omezena na pásmo do 1 MHz. Lepší typ je MLT04 [39], či jeho současná náhrada AD734 [40]. Kmitočtově je vhodná do asi 10 MHz, což je podstatně lepší než u předchozího typu. Obvod je velmi variabilní a obsahuje řadu příslušenství ve formě součtově-rozdílových členů a oddělovacích zesilovačů (**obr. 2.3a**). Nejlepší typ analogové násobičky z pohledu kmitočtové použitelnosti je AD834 [41] (**obr. 2.3b**), která (dle údajů výrobce) má mít šířku pásma až 500 MHz. Existují také proudové násobičky. V této oblasti dominuje výrobce Intersil (Elantec), který je známý především dvěma typy, které jsou sice u některých zahraničních distributorů stále dostupné, ale výrobce je již v menším množství nedodává a prvky jsou bez náhrady klasifikovány jako zastaralé. Nicméně pro experimentální účely se jedná o velice užitečné prvky. První je EL2082 [42] na **obr. 2.3c**. Je sice označován jako proudová násobička, ale principiálně na něj lze pohlížet i jako na negativní proudový konvektor druhé generace (ECCII-) s možností řízení proudového zisku externím stejnosměrným napětím. Šířka pásma dosahuje při jednotkovém proudovém zesílení asi 150 MHz. Problém je zde samozřejmě odpor proudové vstupní svorky, který činí typicky asi 95 Ω . Dalším velmi užitečným typem proudové násobičky je EL4083 [43] na **obr. 2.3d**. V tomto případě se jedná opravdu o blok realizující násobení dvou vstupních proudů. Obvod dokonce disponuje přímým i inverzním výstupem, což je zejména pro aplikace v proudovém a smíšeném módu výhodné. Šířka pásma je asi 200 MHz. V této práci bude díky nabízeným vlastnostem tomuto prvku ještě věnována pozornost. Celkově se analogové násobičky jeví jako velmi perspektivní pro elektronické řízení. Lze s nimi snadno realizovat zemněný rezistor či jednoduše řídit velikost zisku v nějaké zpětnovazební nebo přímé signálové cestě.



Obr. 2.3 Příklady dostupných analogových násobiček: a) napěťová násobička AD734, b) napěťová násobička AD834, c) proudová násobička EL2082, d) proudová násobička EL4083

2.4 Proudové sledovače a zesilovače

Tato problematika je velmi aktuální. Ústav telekomunikací spolupracuje s vývojovým centrem ONsemiconductor na výrobě prototypů proudových sledovačů a digitálně řízených proudových zesilovačů. Možné příklady jsou na **obr. 2.4**. Jednoduchý sledovač (CF - current follower) na **obr. 2.4a** (někdy nazýván proudové zrcadlo) vytváří na svém výstupu kopii vstupního proudu či kopii invertuje (tzv. CMI - current mirror inverter). Velmi jednoduše lze v praxi na toto využít např. proudový konvektor CCII (**obr. 2.4b**). Více-výstupový proudový sledovač (někdy také označován distributor proudu, **obr. 2.4c**) je pro aplikace v proudovém módu velmi cennou komponentou [44], [45], [46], [47]. Na základě samotných sledovačů lze sestavit velmi jednoduše multifunkční filtry více-smyčkových struktur [48], [49], [50]. Pro ujasnění lze říci, že proudový konvektor (UCC) s více výstupy a zemněnou napěťovou svorkou je vlastně také sledovač s více výstupy (**obr. 2.4d**). V [51], [52] byla publikována velmi jednoduchá vnitřní struktura proudového zrcadla, kde je využito pouze minimum tranzistorů. I zde je možnost řízení vstupního odporu R_X pomocí řídicího proudu, což v určitém typu aplikace může umožňovat elektronické řízení. Tyto bloky mohou pracovat při zisku blízkém jedné (sledovač) do několika stovek MHz. Aplikace jednoho z nejnovějších říditelných (binárním slovem) proudových zesilovačů (CA - current amplifier), který je v současné době ve vývoji na Ústavu telekomunikací, byla publikována např. v [53], kde se pro prvek používá název DACA (digitally adjustable current amplifier).



Obr. 2.4 Vybrané možnosti realizace proudových sledovačů: a) prostý proudový sledovač, b) možná realizace s CCII, c) proudový sledovač se čtyřmi výstupy obou polarit, d) realizace s UCC

2.5 Napět'ové zesilovače s řízením zesílení

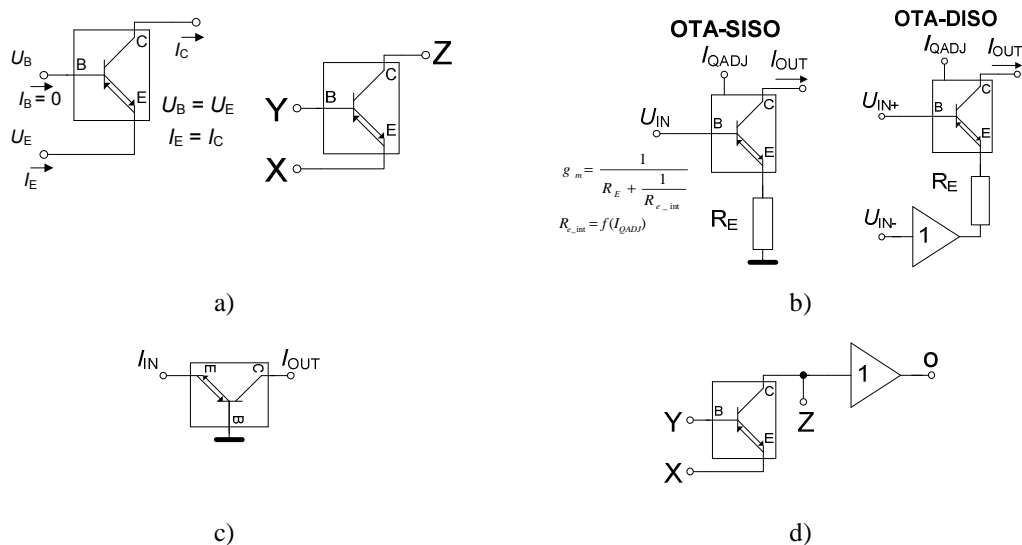
Napětím řízené zesilovače se úspěšně uchytily v běžné praxi. Tyto AP umožní změnu zisku v rozmezí několika desítek dB pomocí stejnosměrného řídicího napětí. Vybrané příklady jsou na **obr. 2.5**. Také se lze setkat s možností digitálního řízení napět'ového zisku (A). Nejznámější výrobce je Texas Instruments s typem VCA810 [54] ($BW = 35$ MHz, $A = \pm 40$ dB, **obr. 2.5a**), či VCA824 [55] ($BW = 500$ MHz). Dalším výrobcem je např. National Semiconductor, kde reprezentuje tyto prvky např. LMH 6505 [56] (řiditelný DC napětím v rozsahu až 80 dB zisku, s $BW = 100$ MHz). Zástupce digitálně říditelného typu je např. LMH6518 [57] (změna zisku 40 dB, $BW = 900$ MHz). Samozřejmě, že i Linear Technology disponuje říditelnými video zesilovači, např. LT1256 [58] ($BW = 40$ MHz). V sortimentu Analog Devices je zastoupen např. AD603 [59] ($BW = 90$ MHz, **obr. 2.5b**), atd. Rozšíření do běžné aplikační oblasti je masové.



Obr. 2.5 Vybrané příklady říditelných napět'ových zesilovačů: a) VCA810, b) AD603

2.6 Diamantový tranzistor

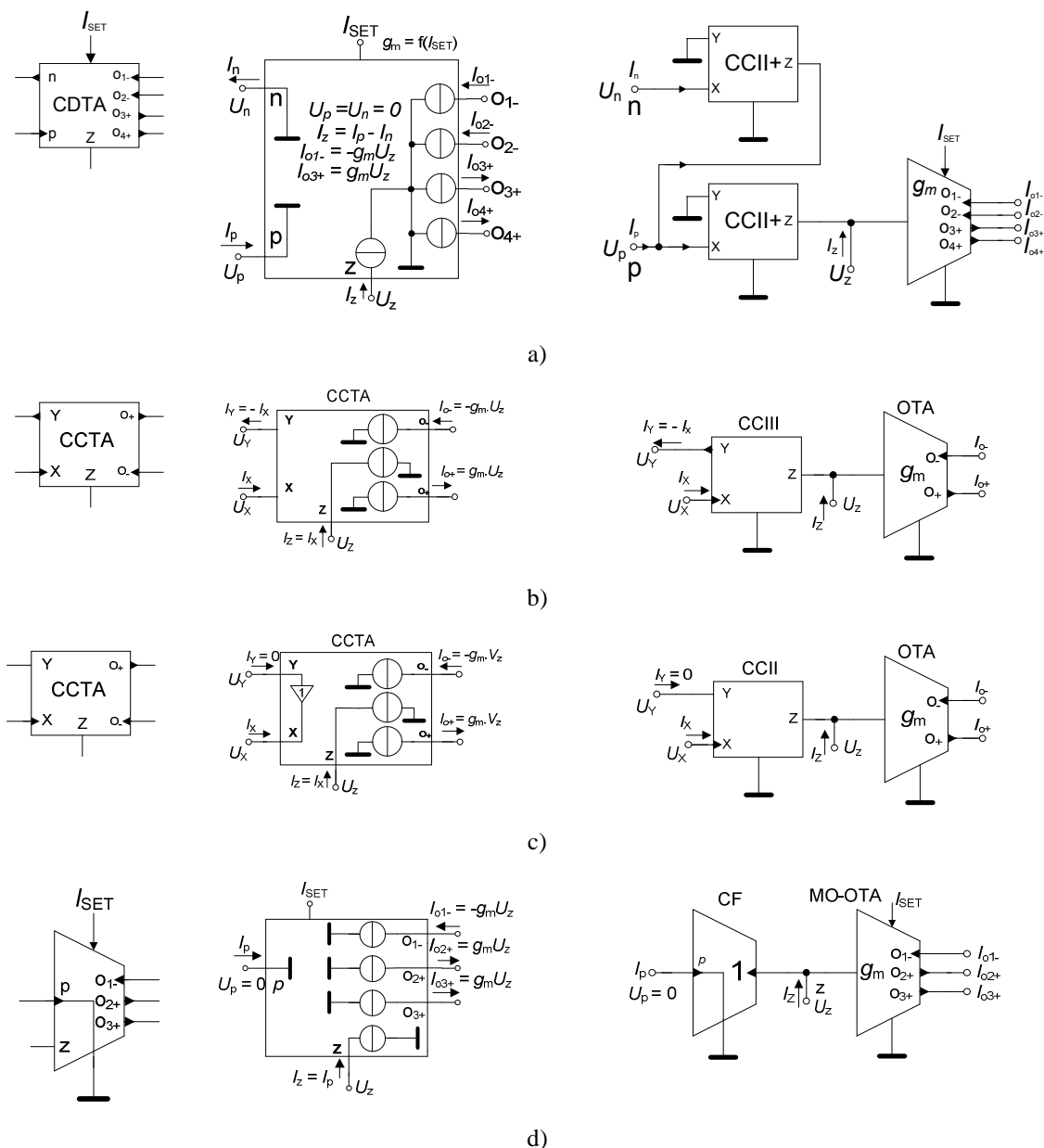
Diamantový tranzistor (DT) na **obr. 2.6** byl poprvé představen firmou Burr Brown (nyní Texas Instruments) asi v roce 1990 pod označením OPA660. Dodnes tento obvod dostal mnoha změn a je k dispozici především jako OPA860 [60] (s doplňkovým napěťovým širokopásmovým sledovačem), OPA861 [61] (bez napěťového sledovače), jako součást OPA615 [62], aj. Byly zde i pokusy umístit několik DT v jednom pouzdře (OPA2662 [63]). Diamantový tranzistor je velmi variabilní prvek. Na základě jeho kombinace se sledovačem lze vytvořit mnoho různých typů AP. Obsahuje vysoko-impedanční napěťový vstup (B), nízko-impedanční proudový vstup (E) a proudový výstup (C). Základní nabízející se prvky jsou tří-branový proudový konvektor (CCII, **obr. 2.6a**), transkonduktor (OTA-SISO/DISO, **obr. 2.6b**), proudový sledovač (CF, **obr. 2.6c**) a transimpedační zesilovač neboli CFA (current feedback amplifier), **obr. 2.6d**. Název diamantový tranzistor (nebo supertranzistor) je odvozen od jeho vlastností. Především se jedná o vysoký vstupní odpor napěťového vstupu a velmi nízký odpor proudového vstupu, asi nejnižší ze všech komerčně dostupných AP. Kmitočtové vlastnosti jsou taktéž příznivé. Sekce DT (někdy nazývaná transkonduktanční) má šířku pásma asi 80 MHz a sekce sledovače přes 700 MHz. O užitečnosti AP vypovídá publikace [64], kde lze s několika DT docílit téměř libovolného AP. Nevýhodná je zejména skutečnost, že bez tzv. degradačního rezistoru do emitorového vstupu je vstupně-výstupní charakteristika prvku velmi nelineární a dynamika značně omezená. Možnost měnit g_m OTA sekce je sice dovolena pomocí řídicího DC proudu (tzv. I_{QADJ}), ale degradační rezistor zároveň omezuje vliv I_{QADJ} na změny interního parazitního odporu R_E (ekvivalent R_X u CC) proudového vstupu ($R_{e_int} \sim 11 \Omega$) tak, že se řízení tímto proudem na změně g_m téměř neprojeví a g_m je dominantně dáno ($R_E > R_{e_int}$) právě hodnotou degradačního rezistoru. Na DT lze tedy, podle několika výše zmíněných poznámek, nahlížet jako na transkonduktor, proudový konvektor, proudový sledovač apod., a proto je obecně lepší diskutovat ho odděleně.



Obr. 2.6 Princip a aplikace DT: a) proudový konvektor CCII, b) transkonduktor, c) proudový sledovač, d) transimpedační zesilovač

2.7 Moderní modifikace aktivních prvků

V současné době jeden směr vývoje razí cestu vytvářením hypotetických AP, které slučují dva a více základních funkčních celků a umožňují tím zajímavé návrhové přístupy a jednodušší výsledné aplikace [3]. Některé z nich jsou dokonce vyrobeny jako experimentální vzorky. Osobně se přikláním k cestě, kterou preferuje řada odborníků. Mezi nimi existuje názor, že pokud obvod sestavený z komerčně dostupných součástek pracuje velmi dobře, bude jeho ekvivalentní realizace na čipu navržená s vhodnou technologií a zkušeným návrhářem pracovat dokonce mnohem lépe. Nový AP se navrhne teoreticky (chování a základní popis), poté se provede jeho sestavení s komerčně dostupných součástek a analyzuje se jak samostatně tak v nějaké aplikaci. Pokud AP i obvod aplikace pracují správně, je vysoká šance, že při precizním návrhu na čip bude pracovat AP (nebo celá aplikace) s podstatně lepšími parametry. Je to zjevně logická a v dnešní době asi nejlepší cesta pokroku a vývoje analogových AP a funkčních bloků, protože vývoj čipu je velmi drahý. Perspektivním stavebním kamenem pro ověřování funkčnosti takových AP se jeví právě např. diamantový tranzistor [64]. V [3] se lze setkat s mnoha (více méně všemi) principy AP vhodných pro zpracování signálů v analogové technice, kde jsou popsány základní bloky, jejich různé modifikace a nové prvky především pro proudový mód. Na **obr. 2.7** je několik vybraných a zajímavých typů uvedeno. Z poslední doby lze především uvést např. CDTA (current differencing transconductance amplifier, **obr. 2.7a**), protože se tímto prvkem [3], [4] a jeho aplikacemi dosud zabývá řada publikací. AP disponuje dvěma proudovými vstupy (pozitivní a negativní), jejichž zrcadlený rozdíl je vyveden na pomocný terminál, na kterém je přes externí impedanci transformován na napětí a pomocí transkonduktanční sekce převeden na výstupní proud. Uplatnění ve filtrech a oscilátorech lze nalézt např. v [64], [66], [67], [68], [69], [70], [71]. Strmost transkonduktančního bloku lze měnit řídicím proudem podobně jak u OTA. Princip je postaven na dvou CCII+ a více výstupovém OTA [4]. Dalším prvkem, na který je zaměřena pozornost, je CCTA (current conveyor transconductance amplifier, **obr. 2.7b**). Principiálně je sestaven z proudového konveju a transkonduktoru [5], [72], [73], [74]. Na Ústavu mikroelektroniky FEKT VUT byl tento prvek spolu s výše uvedeným CDTA navržen a v rámci projektu EURO PRACTICE vyroben. Modifikace, kdy je namísto CCIII použit CCII, je na **obr. 2.7c**. Teoreticky byl teprve nedávno zaveden a zkoumán prvek pod označením CFTA (current follower transconductance amplifier, **obr. 2.7d**) [6], [75]. Na rozdíl od CCTA má před OTA sekci pouze proudový sledovač či invertor. Zatím byly provedeny pouze testy s modely na tranzistorové úrovni (spojení dílčích funkčních celků a AP), či komerčně dostupnými součástkami. Podobných modifikací a různých AP lze vytvořit celou škálu. Žádný konkrétní prvek z výše uvedených zatím není komerčně dostupný.



Obr. 2.7 Vybrané typy nových AP (zleva: symbol, behaviorální model, princip): a) CDTA, b) CCTA na základě CCIII, d) CCTA na základě CCII, d) CFTA

2.8 Elektronicky říditelné rezistory a digitální potenciometry

Pro získání elektronického řízení lze samozřejmě taktéž využít možnosti nahradit rezistor elektronicky nastavitelným ekvivalentem. Jedná se však o nepřímé zprostředkované řízení a v této práci bude snaha se mu vyhnout. Existuje mnoho obvodových struktur, kde se změnou odporu rezistoru mění nějaká vlastnost obvodu (např. šířka pásma, kmitočet oscilací, apod.). Zpravidla nastávají dvě možnosti. Rezistor je plovoucí (mezi dvěma nezávislými uzly), což je ta horší situace, a nebo jedním pólem zemněný (na společném potenciálu), kde jsou vyhlídky mnohem lepší. Velmi známá možnost je aplikace řízeného FET tranzistoru [76]. Možnost řízení je dána rozsahem

(daným lineárním-odporovým režimem činnosti) napětí U_{GS} a dynamiky. Nicméně lze použít v zemněné i v plovoucí variantě. Další možností je použití digitálního potenciometru. Zde ani není uveden žádný příklad, protože jich v současné době existuje velmi mnoho od mnoha výrobců (nejznámější jsou Maxim a Analog Devices). V obvodové implementaci obou možností (plovoucí nebo zemněný) nejsou problémy, ale je zde omezení použitelnosti pro vyšší kmitočty díky velmi vysokým parazitním kapacitám (desítky pF), které pak degradují kmitočtové vlastnosti celého zařízení. Běžná kmitočtová použitelnost končí na několika stovkách kHz, lepší varianty pracují s nižšími hodnotami odporu do maximálně jednotek MHz (vzácně 10 MHz). V některých případech může vadit nespojitá změna odporu (přepínaná odporová síť) související s přesností a počtem kroků (běžně 64 až 1024) a také nenulová hodnota odporu jezdece. Digitální potenciometr vyžaduje samozřejmě napájení, a to nemusí být nutně symetrické a stejných hodnot, jako napájecí napětí pro současně použité operační zesilovače. Výhoda digitálního řízení přímo tlačítky, či v drtivé většině případů po sběrnici I2C je jasnou výzvou pro návrháře. Sestavení řízeného rezistoru je možné i na základě použití některých uvedených AP, i když to znamená někdy i podstatné navýšení komplikovanosti výsledné aplikace (lze použít např. OTA [32], některé typy násobiček, atd. [76]). Zemněný rezistor se dá nahradit celkem snadno a to i typem, který např. vykazuje zápornou hodnotu odporu. Větším problémem je plovoucí varianta.

3 Stav problematiky z pohledu návrhu

Vzhledem k tomu, že aplikační možnosti moderních aktivních prvků (AP) a funkčních bloků ještě nejsou zcela vyčerpány, lze stále nacházet oblasti, kde lze soustředit pozornost. I přesto, že velké množství prací na téma aktivních filtrů a oscilátorů bylo publikováno, stále se vyskytují různé modifikace a struktury s lepšími vlastnostmi přinášející zajímavé možnosti pro konstruktéry těchto obvodů. Ve světě je téma velmi populární, o čemž svědčí množství publikací, které přináší stále nové a nové možnosti koncepcí AP, zapojení a návrhů, i když z hlediska syntézy je princip většiny víceméně obdobný. Každá realizace obvodu vycházející z teoreticky daných přístupů s konkrétními AP a návrhem je svým způsobem originál. Mnoho prací starých 20, 30 let položilo teoretické základy syntézy či přístupu, ale kvalitativně již nehodnotí vlastnosti struktur z hlediska možností konfigurovatelnosti, řízení parametrů (elektronického) a vlivů reálných AP na činnost. Jsou běžné práce, kde je známou metodou syntézy navrženo množství obvodů, avšak jako jediná informace je uvedena např. charakteristická rovnice (v případě oscilátorů), případně oscilační podmínka, ale z celého množství je simulací popřípadě měření, tj. bližší analýze reálných vlastností, podrobena pouze jediné vybrané zapojení. Zbytek je tím pádem nejasný z pohledu projevů parazitních vlastností AP, možného rozsahu změny oscilačního kmitočtu, vlivu změny parametrů na další vlastnosti obvodu apod., což může být pro běžného návrháře, který hledá specifický dílčí subsystém pro svou rozsáhlejší aplikaci, docela problém.

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 [76], 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 změny strmosti (g_m), vstupního (intrinzičního) odporu (R_X) proudových vstupů (portů) AP prostřednictvím řídicích (biasovacích) proudů. Velmi vzácně se začíná objevovat řízení pomocí proudového zesílení (přenosu), 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 možnosti 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 (nulových bodů) 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. Pokud je provedena analýza neideálních vlastností, soustředí se hlavně na chyby sledování či zesílení AP, které nemusí být až tak zásadní problém, a již méně na reálné chování a dopad vstupně-výstupních parametrů AP na přenosové funkce.

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 kmitočtu, 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 kvadraturních 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. Jedná se například o již zmiňované CDTA, CCTA apod. 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.

4 Cíle disertace

Na základě předchozího rozboru jsem si stanovil cíle mé disertační práce 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 v této části pokusit se najít takovou realizaci 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 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 amplitudy. Jedním z cílů je také zaměřit pozornost na hledání nových aplikací v oblasti oscilátorů pro Ústavem telekomunikací aktuálně vyvíjený prvek DACA [53], [193]. 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 (měřením). 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 (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 a vlastních modifikovaných strukturách,
- 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 oscilační podmínky i kmitočtu,
- 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 přídatné 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 kvadrurních 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.

5 Oblast více-funkčních elektronicky říditelných kmitočtových filtrů

V této oblasti bylo již před lety položeno několik základů syntézy a koncepcí více-smyčkových integrátorových struktur aktivních více-funkčních filtrů založených na OTA a CCII prvcích. Nejvýznamněji se o metodiku zasadili Sun a Fidler [77], [91], kteří poskytli několik obecných přístupů k návrhu více-smyčkových integrátorových struktur a ukázali možnosti duality mezi návrhem v napěťovém a proudovém módu. Jejich přístupy jsou s různými modifikacemi použity i v této části práce, protože těmito strukturami lze docílit žádaných vlastností navrhovaných filtračních obvodů z pohledu elektronického řízení, variabilnosti a multifunkčnosti, na což autoři již tolik nepoukazují. Jejich práce jsou zaměřeny především na metody syntézy. Na rozdíl od jejich přístupu v [91] založeném na matematickém popisu a maticovém přístupu (přímé a zpětnovazební matice, atd.) však více používám syntézy za pomoci grafových metod podobně jako v [77]. Doposud jsou tyto práce základním kamenem návrhu aktivních filtrů více-smyčkových struktur s modernějšími prvky či jejich různými modifikacemi, i když už si málokdo vzpomene na skutečné zakladatele tohoto návrhového přístupu. Bohužel, většina těchto prvních prací je pouze teoretická, spíše se zabývá možnostmi jak vytvořit žádanou přenosovou funkci (či funkce) a provázaností matematického aparátu, ne už tolik konkrétními vlastnostmi struktur, studiem možností elektronického řízení a především dopadu reálných AP na činnost (myšleno především v pracovním pásmu).

Pro přehledný návrh a jasný princip navrhovaných obvodů je vhodné používat přístupu za pomoci grafových metod, což se mi velmi osvědčilo především i při návrhu oscilátorů. Většinou lze na více-smyčkové struktury pohlížet jako na soustavu bloků sestávající z integrátorů a systémů dopředných a zpětných vazeb. Základy popisu obvodů za pomoci grafů signálových toků (GST) položili Mason [78] a Coates [79], [80]. Do dnešní doby se pak objevilo mnoho dalších modifikací, rozšíření [34], [76],

[82], [83], [84], [85] a využití [86]. Lze s nimi např. samozřejmě popsat jedny z prvních více-funkčních struktur, dnes známé jako tzv. KHN filtry [87].

Podstata metody spočívá ve vyjádření rovnic popisujících obvod nebo systém pomocí orientovaného grafu. Pro popis obvodů metodou uzlových napětí [2] se hodí grafy Coatesovy [79], [80]. Graf obsahuje vlastní smyčky a je vyhodnocován obecnými Masonovými pravidly [2], [78]. Metoda přímo koresponduje s popisem admitanční maticí. Pro moje účely jsou vhodnější jednodušší Masonovy grafy, bez vlastních smyček [78], které přímo ukazují tok zpracovávaných signálů, proto se nazývají grafy signálových toků (GST). Metoda je vhodná k blokovému popisu, návrhu a analýze rozsáhlejších obvodů a systémů, obsahujících i zpětné vazby, popřípadě k modelování filtrů nebo jiných obvodů vyšších řádů. Přenos se vyhodnocuje Masonovým pravidlem (obecně pro napětí i proudy)

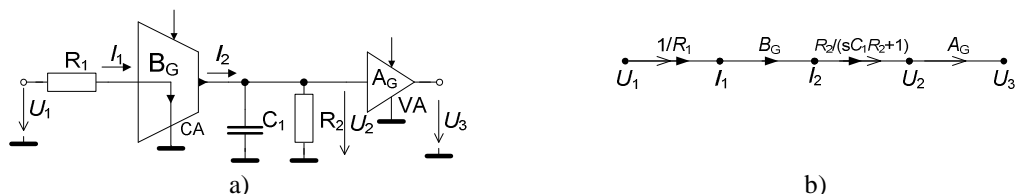
$$K(s) = \frac{U_{OUT}}{U_{INP}} = \frac{I_{OUT}}{I_{INP}} = \frac{\sum_i^n P_i \cdot \Delta_i}{\Delta(U_{INP})}, \quad (5.1)$$

kde n je počet cest z uzlu vstupního (U_{INP}) do výstupního (U_{OUT}), $P_i = P(U_{INP} \rightarrow U_{OUT})$ je přenos i -té cesty z U_{INP} do U_{OUT} , Δ je determinant celého grafu, $\Delta(U_{INP})$ je determinant části grafu (subgrafu), která se nedotýká vstupu (respektive vstupního uzlu), $\Delta_i = \Delta(U_{INP} \rightarrow U_{OUT})$ je determinant části grafu (subgrafu), která se nedotýká uvažované i -té cesty přenosu. Determinant grafu (subgrafu) je obecně dán Masonovým vztahem

$$\Delta = 1 - \sum_k S_k + \sum_l S_a^{(l)} S_b^{(l)} - \sum_m S_a^{(m)} S_b^{(m)} S_c^{(m)} + \dots, \quad (5.2)$$

kde S_k je přenos k -té smyčky, $S_a^{(l)} S_b^{(l)}$ je součin přenosů l -té kombinace dvou smyček, které se nedotýkají, $S_a^{(m)} S_b^{(m)} S_c^{(m)}$ je součin přenosů m -té kombinace tří smyček, které se nedotýkají atd.

Na rozdíl od běžných způsobů zde zachycují význam dílčích větví ve smyslu přenosu (převodu) mezi napětím a proudem v systému a naopak. Zavedená šipková značení pak přímo určují směr konverze mezi veličinami. Tuto metodu objasním na elementárním příkladu na **obr. 5.1**, kde je zachycen jednoduchý obvod proudového a napěťového zesilovače a tří pasivních součástí. Šipka ven značí kladný směr (kladný přenos), proto zde téměř vždy uvažuji proud tekoucí z AP jako kladný (na rozdíl od dvojbranové definice).



Obr. 5.1 Příklad vyhodnocení jednoduchého obvodu bez smyčky: a) zapojení, b) GST

Vstupní napětí U_1 způsobí průtok proudu (I_1) rezistorem R_1 , který je proudovým zesilovačem měněn v úrovni na proud I_2 . Tento proud se přes kombinaci R_2 , C_1 (impedance) transformuje na napětí U_2 , které je po úpravě úrovně dostupné na výstupu (U_3). Příslušný graf je na **obr. 5.1b**, který tuto jednoduchou funkci popisuje. Šipky ve

větvích reprezentují přenos napětí (otevřená šipka) a proudu (uzavřená šipka) nebo jejich kombinace signalizuje konverzi mezi obvodovými veličinami $U \leftrightarrow I$. V řadě běžných případů v literatuře GST obsahuje pouze uzly stejného charakteru (buď U , nebo jen I). Z odvozeného konkrétního grafu na **obr. 5.1b** lze výše popsány postupy získat přenos (zde napětí) ve tvaru

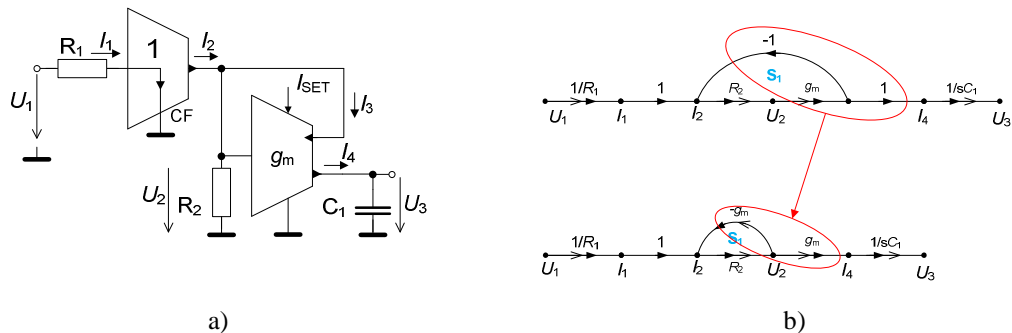
$$K(s) = \frac{U_3}{U_1} = \frac{P_1 \cdot \Delta_1}{\Delta(U_1)} = \frac{P(U_1 \rightarrow U_3) \Delta(U_1 \rightarrow U_3)}{\Delta(U_1)} = \frac{\frac{1}{R_1} B_G \left(\frac{R_2}{sC_1 R_2 + 1} \right) A_G}{1 - 0} = \frac{R_2 B_G A_G}{R_1 (sC_1 R_2 + 1)}. \quad (5.3)$$

V grafu obvodu na **obr. 5.1b** není žádná smyčka a neexistuje další možná cesta ze vstupu na výstup. Ani zde není část grafu, která se cesty netýká (nedotýká). Proto je řešení velice snadné.

Na **obr. 5.2a** je obvod, který je mírně složitější. Příklad je uveden hlavně proto, že podobné dílčí komponenty a postupy používám dále v práci, zejména v oblasti oscilátorů. Obvod obsahuje proudový sledovač, transkonduktor a tři pasivní prvky. Graf je na **obr. 5.2b** dvakrát, protože distribuci proudu (provádí ji přímo OTA) lze chápat a zapsat do grafu více způsoby. Ty základní, které používám, jsou naznačeny a je to hlavně dáno chápáním dílčího subgrafu transkonduktoru. Podobné triky lze provádět i s jinými AP. Z grafů lze odvodit, že přenos má tvar

$$K(s) = \frac{U_3}{U_1} = \frac{P_1 \cdot \Delta_1}{\Delta(U_1)} = \frac{P(U_1 \rightarrow U_3) \Delta(U_1 \rightarrow U_3)}{\Delta(U_1)} = \frac{\frac{1}{R_1} \cdot 1 \cdot R_2 g_m \cdot 1 \cdot \frac{1}{sC_1}}{1 - (S_1 + 0)} = \frac{\frac{g_m R_2}{sC_1 R_1}}{1 - (-R_2 g_m)} = \frac{g_m R_2}{sC_1 R_1 (g_m R_2 + 1)}, \quad (5.4)$$

V grafech obvodu neexistuje další možná cesta ze vstupu na výstup ani část grafu, která se cesty netýká (nedotýká). Je tu však jedna smyčka, a proto musí být zohledněna ve vyhodnocení.



Obr. 5.2 Příklad složitějšího obvodu se smyčkou: a) zapojení, b) GST

V předchozích příkladech byl postup dán spíše intuitivně bez provázanosti s matematickým aparátém. To je vhodnější pro návrháře. Nápravu zjednává poslední příklad na vyhodnocení grafu obvodu, který je na **obr. 5.3**. Jedná se o pasivní část složenou s rezistorů a kondenzátoru [81]. Lze popsat rovnicemi

$$I_1 = \frac{1}{R_1} (U_1 - U_2), \quad U_2 = \frac{1}{sC_2} (I_1 - I_3), \quad I_3 = \frac{1}{R_3} (U_2 - U_4), \quad U_4 = R_4 I_3. \quad (5.5), (5.6), (5.7), (5.8)$$

Graf obvodu na **obr. 5.3b** je sestaven přímo z popisujících rovnic. Pro přenos platí

$$K(s) = \frac{U_4}{U_1} = \frac{P_1 \cdot \Delta_1}{\Delta(U_1)} = \frac{P(U_1 \rightarrow U_4) \Delta(U_1 \rightarrow U_4)}{\Delta(U_1)} = \frac{R_4}{R_1 (sC_2 R_3 + sC_2 R_4 + 1) + R_3 + R_4}, \quad (5.9)$$

kde

$$P(U_1 \rightarrow U_4) = \frac{1}{R_1} \frac{1}{sC_2} \frac{1}{R_3} R_4, \quad \Delta(U_1 \rightarrow U_4) = 1, \quad \Delta(U_1) = 1 - (S_1 + S_2 + S_3) + S_1 S_3, \quad (5.10), (5.11), (5.12)$$

$$S_1 = \frac{1}{sC_2} \left(-\frac{1}{R_1} \right), \quad S_2 = \frac{1}{R_3} \left(-\frac{1}{sC_2} \right), \quad S_3 = R_4 \left(-\frac{1}{R_3} \right). \quad (5.13), (5.14), (5.15)$$

Opět zde neexistuje část, která by se cesty ze vstupu na výstup nedotýkala. Jsou zde však tři smyčky, z nichž dvě se vzájemně nedotýkají, a proto je determinant grafu složitější.

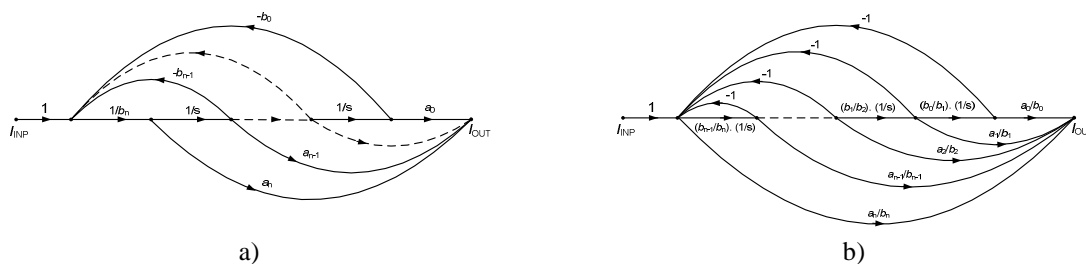


Obr. 5.3 Příklad na analýzu pasivního obvodu: a) RC sekce, b) GST

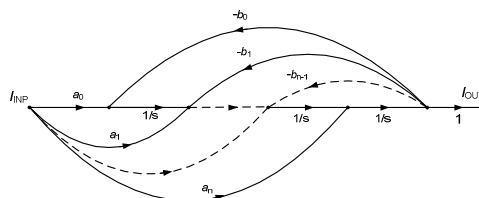
Podobným způsobem lze pro syntézu využívat obecné grafy (**obr. 5.4** a **obr. 5.5**) rozsáhlejších tzv. více-smyčkových struktur (MLFS - multi-loop feedback systems) [81], [86], které umožňují přímou realizaci zadané přenosové funkce (zde konkretizováno pro proudový přenos) libovolného (n -tého) řádu pracující s napětím či proudy. Obecný přenos má tvar

$$K(s) = \frac{I_{OUT}}{I_{INP}} = \frac{U_{OUT}}{U_{INP}} = \frac{a_n s^n + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0}. \quad (5.16)$$

Tento obecný vztah bývá často normován tak, že $b_n = 1$. Čitatel má podle typu přenosu jednodušší konkrétní tvar, jako např. u dolní propusti je nenulový pouze koeficient a_0 . V klasickém VM jsou známy čtyři kanonické realizace s integrátory (state-variable structures), jejichž bloková schémata jsou uvedena v [34]. Pro proudový mód se nejvíce hodí struktura se sumací zpětných vazeb i dopředných cest, známá pod názvem „follow the leader feedback with input and output summation” (FLF), protože v ni není zapotřebí distribuce proudů a dvě sumace několika proudů se realizují jednoduše prostým uzlem v obvodu, kde platí 1. Kirchhoffův zákon (**obr. 5.4**). Tento přístup zavádí požadavek na více proudových výstupů u použitých AP v integrátorech. Verze s distribucí (IFLF - inverse follow the leader feedback with input and output distribution) vyžaduje (na rozdíl od FLF) pouze jednoduché integrátory s jediným výstupem proudu a požadavky mnoha výstupů jsou kladeny až na distributory (**obr. 5.5**). Vyhodnocením grafu na **obr. 5.4a** lze odvodit obecný přenos (5.16). K obvodové realizaci je kromě integrátorů (větve s přenosem $1/s$) zapotřebí celé řady proudových proporciónálních členů (zesilovačů) ve větvích s přenosem a_k , b_k . SFG na **obr. 5.4a** lze modifikovat tak, aby zpětnovazební větve měly přenos ± 1 a koeficienty celkového přenosu určovaly hlavně integrátory.



Obr. 5.4 Obecné grafy FLF struktur v CM: a) základní, b) modifikace

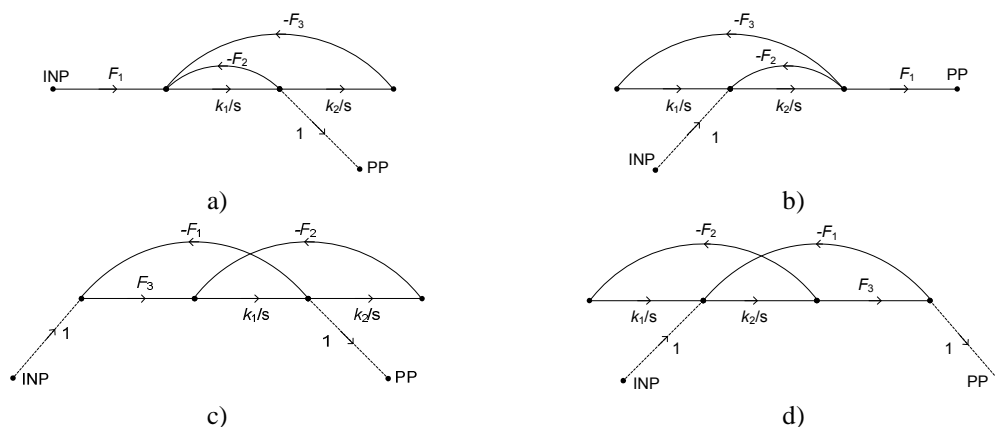


Obr. 5.5 Verze s distribucí na vstupu i výstupu

Přenos lze upravit do tvaru

$$K(s) = \frac{\frac{a_n}{b_n} + \frac{a_{n-1}}{sb_n} + \frac{a_{n-2}}{s^2b_n} + \dots + \frac{a_1}{s^{n-1}b_n} + \frac{a_0}{s^n b_n}}{1 + \frac{b_{n-1}}{sb_n} + \frac{b_{n-2}}{s^2b_n} + \dots + \frac{b_1}{s^{n-1}b_n} + \frac{b_0}{s^n b_n}}, \quad (5.17)$$

jemuž odpovídá SFG na **obr. 5.4b**. Diskutované grafy vícesmyčkových struktur jsou pouze obecné (obecného řádu) a větve mají charakter proudového přenosu. Na **obr. 5.6** jsou základní struktury bikvadratických multifunkčních filtrů, které využívám s různými modifikacemi v další práci pro vytváření filtrů se specifickými možnostmi řízení i pro syntézu oscilátorů. Záměrně je poukázáno na výstup typu PP. Struktury na **obr. 5.6a,b** jsou často používány a našly velkou oblibu, např. [93], [96]. Na základně grafu na **obr. 5.6a** lze přímo sestavit známý KHN filtr [87]. Struktury odvozené of filtru KHN bývají v současné literatuře takto označovány, i přesto, že nejsou pro realizaci použity původní operační zesilovače. S vývojem nových AP a modifikací stávajících vznikají stále i nové typy KHN, např. [65], [111], [112], [115], [118]. Struktury na **obr. 5.6c,d** jsou oproti tomu časté méně, ale disponují zajímavou schopností, která bude vysvětlena dále.



Obr. 5.6 Struktury používané pro syntézu multifunkčních bikvadů: a) verze se vstupní sumací FLF, b) verze s výstupní distribucí IFLF, c) kombinovaná verze s přeskokováním, d) kombinovaná verze s přeskokováním se záměnou pořadí bloků

Determinant grafu na **obr. 5.6a** je tvaru

$$\Delta = 1 + F_2 \frac{k_1}{s} + F_3 \frac{k_1 k_2}{s^2}, \quad (5.18)$$

kdy přenos PP je dán vztahem

$$K_{PP}(s) = \frac{F_1 k_1 s}{s^2 + F_2 k_1 s + F_3 k_1 k_2}. \quad (5.19)$$

Determinant grafu na **obr. 5.6b** je tvaru

$$\Delta = 1 + F_2 \frac{k_2}{s} + F_3 \frac{k_1 k_2}{s^2}, \quad (5.20)$$

kdy přenos PP je

$$K_{PP}(s) = \frac{F_1 k_2 s}{s^2 + F_2 k_2 s + F_3 k_1 k_2}. \quad (5.21)$$

Vztah obecného bikvadratického přenosu PP je tvaru

$$K_{PP}(s) = \frac{\frac{\omega_C}{Q} s}{s^2 + \frac{\omega_C}{Q} s + \omega_C^2}. \quad (5.22)$$

Provnáním předchozích vztahů (5.19) a (5.21) s (5.22) je patrné, že u těchto dvou struktur je možné měnit ω_C (f_C), Q a K_0 nezávisle na sobě pomocí některých větrových a zpětnovazebních přenosů. Pro řízení f_C je třeba zajistit souběžné řízení obou konstant integrátorů. Podobně pro řízení BW u PP je třeba zajistit souběh F_1 a F_3 , aby se přenosová charakteristika neposouvala ve svislém směru. Při použití varianty na **obr. 5.6c** je determinant tvaru

$$\Delta = 1 + F_1 F_3 \frac{k_1}{s} + F_2 \frac{k_1 k_2}{s^2}, \quad (5.23)$$

kdy přenos PP je dán

$$K_{PP}(s) = \frac{F_3 k_1 s}{s^2 + F_1 F_3 k_1 s + F_2 k_1 k_2}. \quad (5.24)$$

Podobně (pouze se záměnou pořadí bloků) pro graf na **obr. 5.6d**

$$\Delta = 1 + F_1 F_3 \frac{k_2}{s} + F_2 \frac{k_1 k_2}{s^2}, \quad (5.25)$$

kdy přenos PP je

$$K_{PP}(s) = \frac{F_3 k_2 s}{s^2 + F_1 F_3 k_2 s + F_2 k_1 k_2}. \quad (5.26)$$

Z rovnic grafů na **obr. 5.6c,d** je patrné, že řízení BW u PP bude zajištěno pouze jediným parametrem (F_3), bez nutnosti souběhu, což je sice výhodné, ale zase to neumožní bez dalšího zásahu do struktury měnit Q a K_0 u ostatních typů přenosů.

V konkrétních situacích a při návrhu používám smíšeného popisu, viz **obr. 5.1** až **obr. 5.3**. To již odhaluje, že čistý proudový mód je diskutabilní pojem, protože jak z grafů, tak i z fyzikálního principu obvodu a aktivních prvků je jasné, že vždy musí být přítomno i napětí. Skutečný obvod pak může pracovat pouze blízko proudovému módu, pokud splňuje požadavky na nízké odporové úrovně uzlů, apod. Většina prací však pojem proudový mód používá, pokud je navržený blok buzen proudem a poskytuje proudovou odezvu.

Tab. 5.1 Základní komponenty grafů signálových toků blokového přístupu

Komponenta grafu	Napětový mód	Proudový mód
Sledovač (speciálně i symbol pro přímé propojení)		
Zesilovač (proporcionální větev)		
Integrátor (bezeztrátový)		
Derivátor (bezeztrátový)		
Sčítací bod		
Distribuční bod		
Přenos s převodem napětí na proud (g)		
Přenos s převodem proudu na napětí (r)		
Sčítání s převody a řízením přenosu větví (g, r)		
Distributor s konverzí a řízením přenosu větví (g, r)		
Kombinovaný bod s řízením přenosů (g, r)		

g, r - konstanty převodu (využitelní pro řízení zisku a útlumu cesty), obecně i admittance/impedance

Pro popis a návrh je vhodné použít subgrafy jednotlivých komponentů (**tab. 5.1**) navrhovaných systémů, které jsou pak spojovány do složitějších celků. Je evidentní, že

změnami přenosů jednotlivých větví, respektive převodních konstant v těchto větvích, může být dosaženo žádaného účinku s ohledem na řízení aplikace. Metoda popisu je podobná metodě používané pro návrh pasivních RLC struktur v [76]. Tyto subgrafy používám téměř v celé práci pro návrh a analýzu navržených zapojení. V oblasti multifunkčních filtrů jsou patrné dva hlavní přístupy [77], [86], [91], [96]. Klasický přístup je založen na vstupní sumaci zpětnovazebních přenosů z jednotlivých uzlů (výstupů integrátorů) a druhý naopak na výstupní distribuci (rozvedení, zrcadlení) zpětnovazebních přenosů do příslušných uzlů (vstupů integrátorů). Kromě metody autonomního obvodu a stavových rovnic, např. [34], [80], [88], [185], je metoda GST použita u drtivé většiny zde navržených obvodů.

5.1 Elektronicky říditelné struktury využívající transadmitanční zesilovače

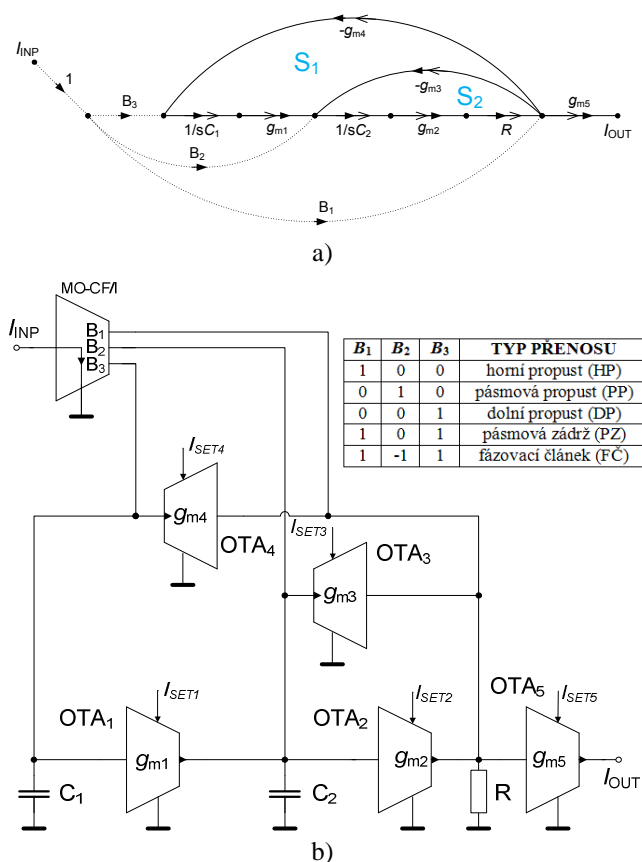
Všeobecně známou a rozšířenou možností jak elektronicky řídit parametry filtru je změna transkonduktance (g_m). Zapojení aktivních filtrů s OTA prvky je v literatuře velmi mnoho a vesměs velmi mnoho je jich i značně podobných (včetně zde uvedených), protože postup syntézy je ve většině případů stejný. Nicméně nelze zde tyto přístupy a možnost elektronického řízení vázaného na změnu transkonduktance opomenout a mají místo i v této práci. Motivace vedoucí k použití OTA vedla skrz jejich jednoduchou aplikovatelnost, minimum nutných pasivních prvků a skutečnost, že většina především starších publikovaných zapojení nebyla ověřována z pohledu elektronického řízení parametrů a studia možných problémů způsobených reálnými vlastnostmi AP. Hlavním cílem je získat co největší variabilitu nastavení parametrů filtru a kompletní univerzálnost. Vše bohužel někdy za cenu větší složitosti [89]. Není zde velký přínos, co se týče syntézy (pouze se jedná o modifikace již známých postupů), avšak kvalitativní pohled na možnosti navržených struktur přináší poznatky důležité pro praxi.

Studiem literatury [90], [91], [92], [93], [94], [95] lze vyzkoušet, že integrátory s OTA lze používat jak bezeztrátové, tak i ztrátové, přičemž se poté různě specifikuje a modifikuje zpětnovazební struktura filtru, která je v některých případech i velmi jednoduchá (pouhá jedna smyčka), či komplikovaná [96], [97], [98]. Výhodně se taktéž osvědčuje možnost kombinovat aktivní prvky CCII a OTA, jak je uvedeno např. v [99]. Z pohledu dynamiky většiny běžných OTA se lze setkat s problémy, protože při použití OTA na principu diferenčního stupně s velkou g_m [74], [100] je vstupní diferenční napětí prakticky velmi malé (jednotky až desítky mV). Je zde problém ve zpracování velkých úrovní signálů, když i sami výrobci některých typů OTA s vysokým g_m doporučují na vstupech snížení úrovně přidavnými odporovými děliči [35], [36].

5.1.1 Koncepce multifunkčního filtru s výstupní distribucí a její vlastnosti

Realizace univerzálních filtrů 2. řádu (bikvadů) jsem zde koncipoval z pohledu co nejjednodušších AP, pouze OTA-SISO (single-input and single-output), nebo OTA-SIDO (single-input and dual-output), které jsou dokonce dostupné i komerčně. Východiskem návrhu je syntéza popsaná teoreticky v [77], [91], [93], [94], [95], [96] a aplikace grafového přístupu návrhu. Na základě poznatků uvedených ve zmíněné

literatuře jsem navrhl graf na **obr. 5.7a** z něj sestavil obvod na **obr. 5.7b**. Obvod obsahuje dva proudové integrátory, výstupní distributor s možností nastavení konverzních konstant ve zpětnovazebních i přímé výstupní větvi a vstupní distributor, který lze (v kontrastu např. s [77], [94], [95], [96]) realizovat pouze jednoduše více-výstupovým proudovým sledovačem/invertorem, či lze přenosy signálů do přívodních uzlů (jednotlivých přenosů) měnit. Uvažuji distributor (multi-output current-follower/inverter - MO-CF/I), kde jeho přenosy (proudu) jsou obecně označeny B a nabývají hodnot -1 , 0 nebo $+1$. Změna typu přenosu je možná jednoduchou změnou konfigurace např. pomocí vřazených spínačů. Tabulka jednotlivých konfigurací přenosů je v **obr. 5.7** taktéž vyznačena. Jako vstupní proudový distributor je možné použít několik koncepcí naznačených v **obr. 5.8**. První disponuje možností měnit zisky dopředných přenosů do jednotlivých vstupních uzlů a používá několik samostatných transkonduktorů, podobně jako v [77], [94], [95], [96]. Další možnost využívá samostatný MO-OTA (či OTA-SIMO) či více-výstupový proudový konvektor MO-CCII. U posledních dvou variant není možné měnit odděleně zesílení do jednotlivých cest (přenosů filtru). Struktura na **obr. 5.7** opravdu není z pohledu syntézy žádná novinka, protože se podobnými typy již před lety zabývaly např. práce [94] a [95], kde byla sice naznačena její užitečnost a multifunkčnost, ale nebyla zkoumána do detailu. Schopnosti obvodu z hlediska elektronického řízení parametrů a především studium reálného chování už nebylo zkoumáno, což je zde předmětem zájmu. Podle mého názoru nelze tuto strukturu při studiu elektronického řízení opomenout, protože je z pohledu variabilnosti asi nejlepším, ale zase nejrozsáhlejším a celkem složitým řešením. Proto je podrobně rozebrána i v této práci.



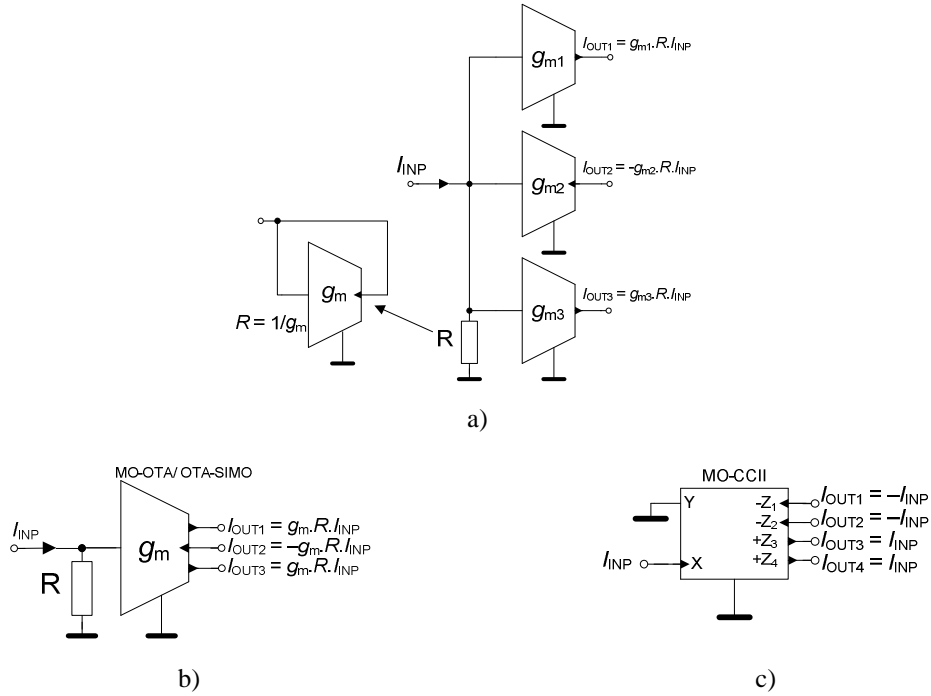
Obr. 5.7 Multifunkční filtr s distribucí: a) GST, b) obvodová realizace

Přenosové funkce filtru lze určit vyhodnocením grafu na **obr. 5.7a** Masonovým pravidlem [78]

$$K_{DP} = \frac{P(I_{INP} \rightarrow I_{OUT}) \Delta(I_{INP} \rightarrow I_{OUT})}{\Delta(I_{INP})} = \frac{1B_3 \frac{1}{sC_1} g_{m1} \frac{1}{sC_2} g_{m2} R g_{m5}}{\Delta(I_{INP})}, \quad (5.27)$$

kde

$$\Delta I_{INP} = 1 - (S_1 + S_2) = 1 - \left[\left(-g_{m4} \frac{1}{sC_1} g_{m1} \frac{1}{sC_2} g_{m2} R \right) + \left(-g_{m3} \frac{1}{sC_2} g_{m2} R \right) \right]. \quad (5.28)$$



Obr. 5.8 Možné realizace distributoru: a) jednotlivými OTA, b) jediným OTA s více výstupy, c) proudovým konvejšorem ve funkci sledovače

Po úpravách jsou dostupné přenosy filtru v následujících tvarech

$$K_{DP}(s) = \frac{\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m5} R}{C_1 C_2}}{s^2 + \frac{g_{m2} g_{m3} R}{C_2} s + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m4} R}{C_1 C_2}}, \quad K_{PP}(s) = \frac{\frac{g_{m2} g_{m5} R}{C_2} s}{s^2 + \frac{g_{m2} g_{m3} R}{C_2} s + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m4} R}{C_1 C_2}}, \quad (5.29), (5.30)$$

$$K_{HP}(s) = \frac{\frac{s^2 g_{m5} R}{C_2}}{s^2 + \frac{g_{m2} g_{m3} R}{C_2} s + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m4} R}{C_1 C_2}}, \quad K_{PZ}(s) = \frac{\frac{s^2 g_{m5} R + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m5} R}{C_1 C_2}}{C_1 C_2}}{s^2 + \frac{g_{m2} g_{m3} R}{C_2} s + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m4} R}{C_1 C_2}}, \quad (5.31), (5.32)$$

$$K_{FC}(s) = \frac{\frac{s^2 g_{m5} R - \frac{g_{m2} g_{m5} R}{C_2} s + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m5} R}{C_1 C_2}}{C_2}}{s^2 + \frac{g_{m2} g_{m3} R}{C_2} s + \frac{g_{m1} g_{m2} g_{m4} R}{C_1 C_2}}. \quad (5.33)$$

Podrobněji je vyhodnocení Masonova grafu rozebráno v úvodu této části práce a na konkrétním příkladu pak v kap. 5.2.2. Porovnáním jmenovatele těchto přenosů se jmenovatelem obecného tvaru (5.22) jsem získal následující návrhové vztahy pro charakteristický kmitočet, činitel jakosti a základní přenos v propustném pásmu, tedy

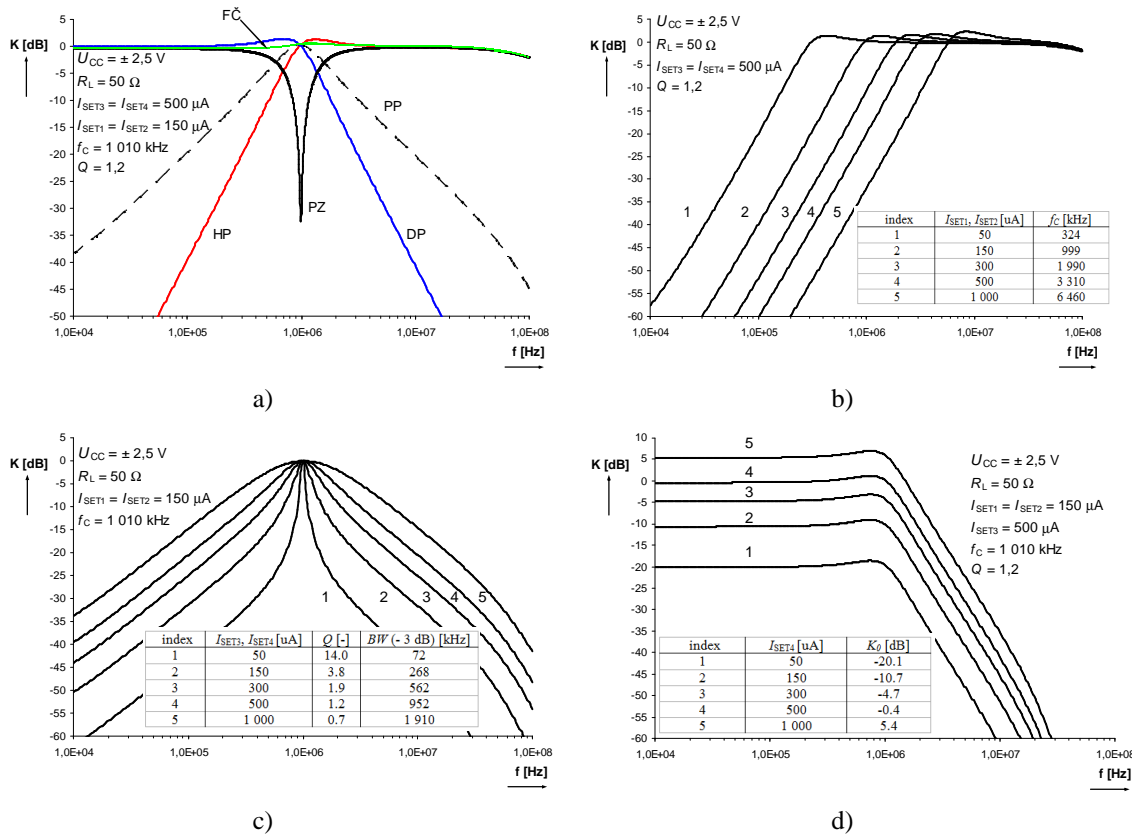
$$\omega_c = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}R}{C_1C_2}}, \quad Q = \frac{C_2}{g_{m2}g_{m3}R} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}R}{C_1C_2}}, \quad K_0 = g_{m5}R. \quad (5.34), (5.35), (5.36)$$

Odvodil jsem citlivosti charakteristického kmitočtu, činitele jakosti a šířky pásma (BW [rad/s] = ω_c/Q) na změny parametrů obvodu

$$S_{g_{m1}}^{\omega_c} = S_{g_{m2}}^{\omega_c} = S_{g_{m4}}^{\omega_c} = S_R^{\omega_c} = -S_{C_1}^{\omega_c} = -S_{C_2}^{\omega_c} = 0.5, \quad S_{g_{m3}}^{\omega_c} = S_{g_{m5}}^{\omega_c} = 0, \quad (5.37), (5.38)$$

$$S_{g_{m1}}^Q = S_{g_{m4}}^Q = S_{C_2}^Q = -S_{C_1}^Q = -S_{g_{m2}}^Q = -S_R^Q = 0.5, \quad S_{g_{m3}}^Q = -1, \quad S_{g_{m5}}^Q = 0, \quad (5.39), (5.40), (5.41)$$

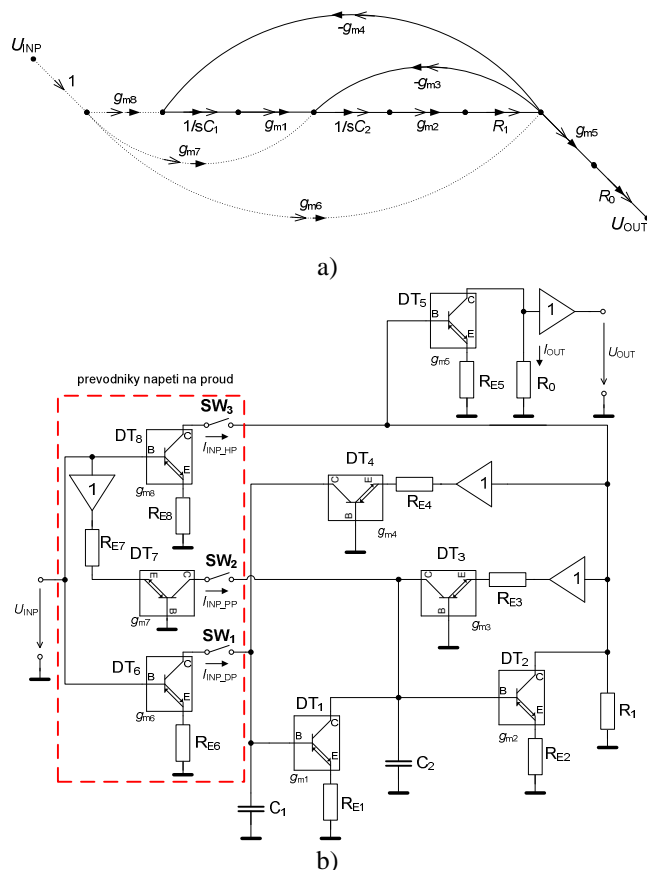
$$S_{g_{m1}}^{BW} = S_{g_{m4}}^{BW} = S_{g_{m5}}^{BW} = 0, \quad S_{g_{m2}}^{BW} = S_{g_{m3}}^{BW} = S_R^{BW} = 1. \quad (5.42)$$



Obr. 5.9 Výsledky počítačové analýzy filtru: a) postupně dostupné přenosové funkce, b) ladící proces HP, c) řízení BW u PP, d) řízení K_0 u DP

Simulace jsou provedeny s modelem běžné struktury OTA (např. [74], [100], [106]), pro jehož konstrukci byly použity simulační modely komerčně dostupných bipolárních tranzistorových polí typu HFA3046/3096/3127/3128 [101], jejichž tranzistory vynikají velice dobrými kmitočtovými vlastnostmi. Model a jeho vlastnosti jsou uvedeny v příloze **P-1**, kde se jedná pouze o verzi, která má navíc proudové výstupy. Taktéž jsem použil pro simulace i modely s OPA860 [60]. Návrh filtru jsem provedl pro parametry $f_c = 1$ MHz a $Q = 1$, při uvažování zjednodušení $g_{m3} \cdot R = 1$,

$g_{m4} \cdot R = 1$, $g_{m5} \cdot R = 1$, $g_{m1} = g_{m2} = g_m$ a zvolil $R = 100 \Omega$, $C_1 = C_2 = C = 470 \text{ pF}$. Je zřejmé, že pro jednotkové přenosy větví musí být $g_{m3} = g_{m4} = g_{m5} = 10 \text{ mS}$ ($I_{SET3} = 500 \mu\text{A}$) a g_m zjištěné výpočtem z (5.34) resp. (5.35) je 3 mS ($I_{SET1} = I_{SET2} = 150 \mu\text{A}$). Modulové kmitočtové charakteristiky zjištěné simulací s modely OTA v příloze **P-1** jsou na **obr. 5.9**. Dle simulace je $f_c = 1010 \text{ kHz}$ a $Q = 1,2$. Změnou řídicího (biasovacího) proudu $I_{SET1} = I_{SET2}$ v rozsahu $50 \mu\text{A}$ až 1 mA ($g_m \in (1 \text{ mS}; 20 \text{ mS})$) lze filtr dle simulace ladit (f_c) v rozsahu $0,32$ až $6,5 \text{ MHz}$. Změnu šířky pásma (BW) jsem vyzkoušel v rozsahu 72 kHz až $1,91 \text{ MHz}$ ($I_{SET3} = I_{SET5}$ od $50 \mu\text{A}$ do 1 mA). Na **obr. 5.9** je dále dokumentována i možnost řízení K_0 .



Obr. 5.10 Modifikace filtru pro práci s napěťovou odezvou a buzením: a) GST, b) obvodová realizace

Pro demonstraci činnosti nastavitelných parametrů jsem filtr vyrobil a testoval také experimentálně. Transkonduktory jsem sestavil z velmi všestranných diamantových tranzistorů OPA860 (DT) [60], které byly použity i na konstrukci vstupního distributoru a ten nyní slouží současně jako převodník napětí na proud. Protože však byly použity jiné AP (s jinými reálnými vlastnostmi) a rozsahy g_m , výsledky se při porovnání se simulací mírně rozcházejí. Důvodem je výběr hodnot degračních rezistorů R_E z výrobních řad (nastavují g_m), které jsem měl k dispozici. Experimentální varianta však potvrdila schopnost pracovat ve vytyčeném pracovním pásmu i schopnosti měnit parametry filtru. Obvod bylo samozřejmě nutné měřit s napěťovým buzením a napěťovým výstupem. Měřený obvod na **obr. 5.10** byl sestaven s hodnotami součástek uvedenými výše, kromě již zmiňovaných g_m . Jednotlivé strmosti prvků distributoru (převodníku napětí na proud) byly nastaveny pevně jako $g_{m6} = g_{m7} = g_{m8} = 2,1 \text{ mS}$ a

$R_0 = 470 \Omega$, rezistor R_1 (na **obr. 5.7** se jedná o R) byl opět 100Ω , hodnoty pracovních kapacit zůstaly stejné. Velice užitečný se nyní ukázal interní sledovač obsažený v pouzdře OPA860. Přenosové funkce (napěťové) jsou nyní

$$K_{DP}(s) = \frac{\pm \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m5}g_{m6}R_0R_1}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{g_{m2}g_{m3}R_1}{C_2}s + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}R_1}{C_1C_2}}, \quad (5.43)$$

$$K_{PP}(s) = \frac{\pm \frac{g_{m2}g_{m5}g_{m7}R_0R_1}{C_2}s}{s^2 + \frac{g_{m2}g_{m3}R_1}{C_2}s + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}R_1}{C_1C_2}}, \quad (5.44)$$

$$K_{HP}(s) = \frac{\pm \frac{g_{m5}g_{m8}R_0R_1s^2}{C_2}}{s^2 + \frac{g_{m2}g_{m3}R_1}{C_2}s + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}R_1}{C_1C_2}}, \quad (5.45)$$

$$K_{PZ}(s) = \frac{g_{m5}R_0R_1 \left(g_{m8}s^2 + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m6}}{C_1C_2} \right)}{s^2 + \frac{g_{m2}g_{m3}R_1}{C_2}s + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}R_1}{C_1C_2}}, \quad (5.46)$$

$$K_{FC}(s) = \frac{g_{m5}R_0R_1 \left(g_{m8}s^2 - \frac{g_{m2}g_{m7}}{C_2}s + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m6}}{C_1C_2} \right)}{s^2 + \frac{g_{m2}g_{m3}R_1}{C_2}s + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}R_1}{C_1C_2}}. \quad (5.47)$$

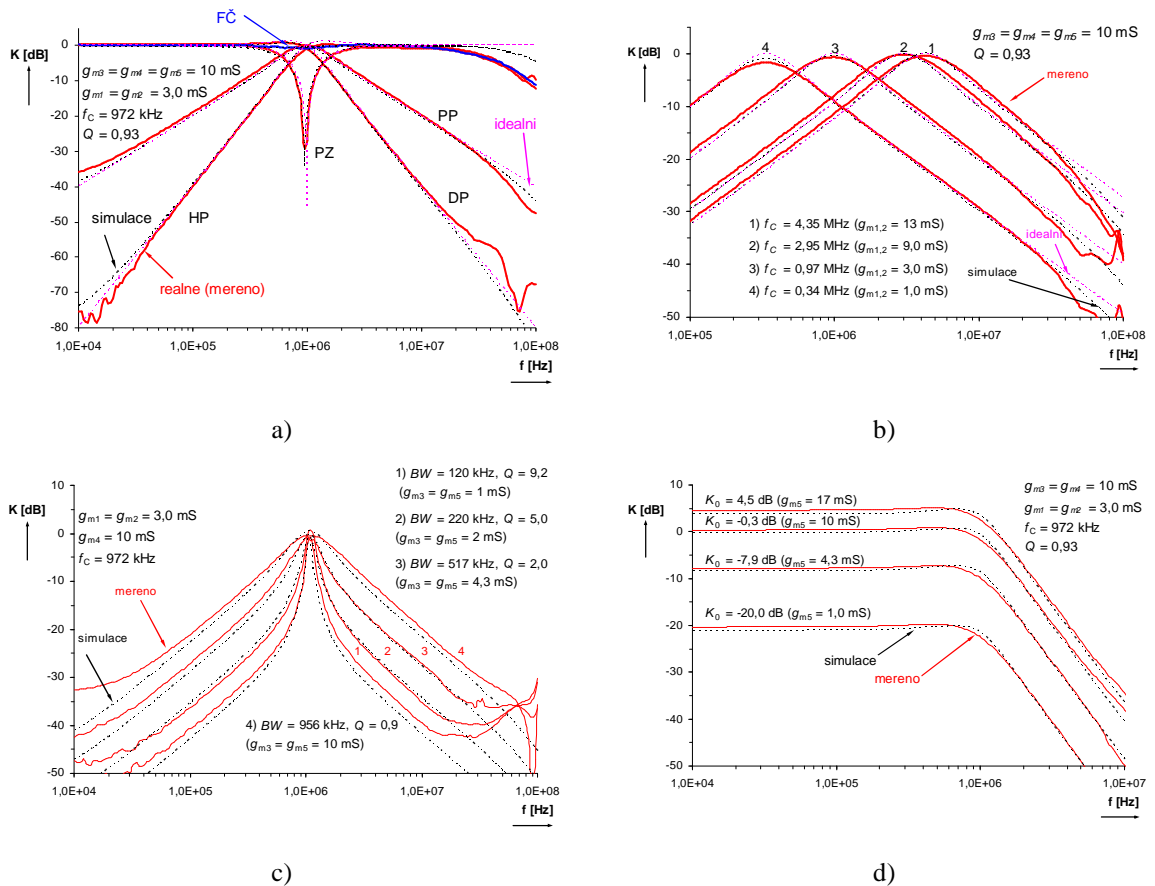
Vztahy pro f_c a Q jsou stejné jako (5.34) a (5.35). Základní přenos je nyní dán vztahem

$$K_0 = g_{m5}R_0R_1. \quad (5.48)$$

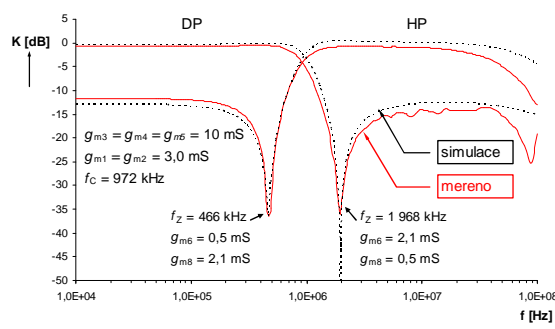
Znaménka přenosů u DP, PP a HP jsou možná obě (může invertovat či ne), protože konstrukce převodníku napětí na proud (převodního distributoru) umožňuje vybrat oba typy polarit (jiné propojení, než je naznačeno spínači v **obr. 5.10**). I teoretické citlivosti f_c a Q jsou samozřejmě stejné, jen navíc přibyly další parametry v čitateli.

Výsledky měření jsem získal pomocí vektorového analyzátoru E5071C pracujícího od 10 kHz. Napájecí napětí bylo ± 2 až 2,5 V, výstupní výkon generátoru analyzátoru -10 dBm/50 Ω . Pro parametry nastavené dle návrhu výše je $f_c = 972$ kHz a $Q = 0,93$. Ladění středního kmitočtu PP jsem vyzkoušel v rozsahu 0,34 až 4,35 MHz ($g_{m1,2}$ zhruba od 1 do 13 mS), nastavování BW testované změnou $g_{m3,5}$ od 10 mS do 1 mS bylo ověřeno od 956 kHz do 120 kHz. Změna g_{m1} umožní ladění f_c u PP při stále stejné šířce pásma (BW), ale to zde již nemám dokumentováno. Rozsah změny f_c je podstatně menší (g_m pod odmocninou) než v souběhu s g_{m2} . Další výsledky jsou na **obr. 5.11** včetně hodnot nastavených parametrů. I když jsou modulové frekvenční charakteristiky na **obr. 5.11a** zobrazeny současně, nelze jich u této varianty současně docílit (je nutná rekonfigurace vstupu). Výše už bylo řečeno, že lze získat zajímavou vlastnost obvodu, pokud je distributor (realizovaný pomocí MO-CF/I) na vstupu nahrazen variantou, která dokáže plynule a nezávisle měnit přenos každé větve do příslušného vstupního bodu (uzlu). Zde to umožňují transkonduktance g_{m6} až g_{m8} a kromě uvedených možností lze koeficientem u prostředního členu čitatele ovládat

útlum v minimu PZ či změnou znaménka přejít na FČ. To vede taktéž k možnosti konstrukce filtrů typů dolní a horní propust s nulou (DPn, HPn). Zapojení postačuje ponechat v konfiguraci PZ a pomocí g_{m6} a g_{m8} lze docílit žádaného efektu. Experimentálně jsem to vyzkoušel pro nastavení zaznamenané v **obr. 5.12**. Na změně hodnoty f_C oproti očekávání (ideální případ) má vliv součin $g_{m4}R_1$ v (5.34). Není-li přesně 1, způsobuje mírný posuv f_C oproti ideálnímu stavu (nahoru nebo dolů), což je problémem této struktury.

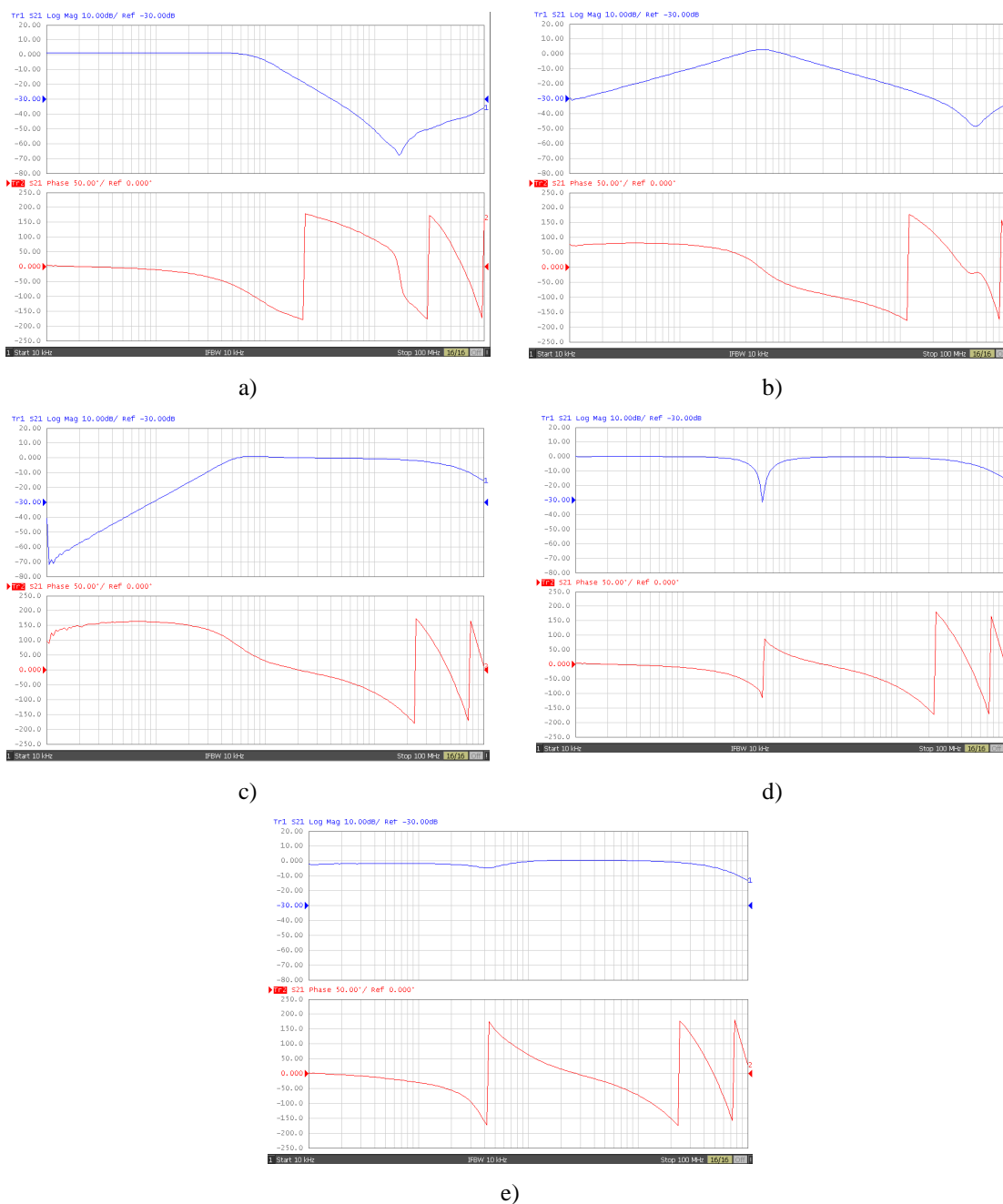


Obr. 5.11 Srovnání měřených, simulovaných a ideálních modulových kmitočtových charakteristik filtru: a) všechny dostupné přenosové funkce, b) ladící proces zachycený na PP v detailu, c) řízení BW u PP, změna K_0 u DP



Obr. 5.12 Výsledky měření a simulace univerzální struktury ve funkci HPn a DPn

Pro naladění filtru na teoretickou hodnotu $f_C = 610$ kHz jsou zobrazeny kompletní průběhy frekvenčních charakteristik na **obr. 5.13**. Skutečná hodnota f_C byla dle měření a simulace (s OPA860) asi 590 kHz. Problémy v pásmu útlumu PP a DP na kmitočtech nad asi 20 MHz jsou dány koncepcí desky plošného spoje, zde se již uplatní přeslechly a konečné kmitočtové vlastnosti AP.

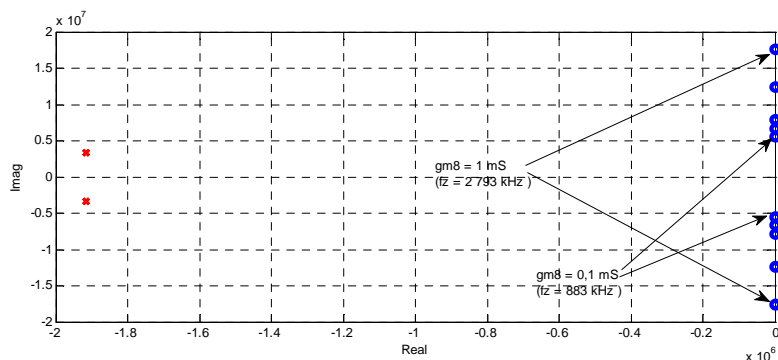


Obr. 5.13 Výsledky detailního měření filtru z obr. 5.4 na $f_C = 590$ kHz: a) DP, b) PP, c) HP, d) PZ, e) FČ

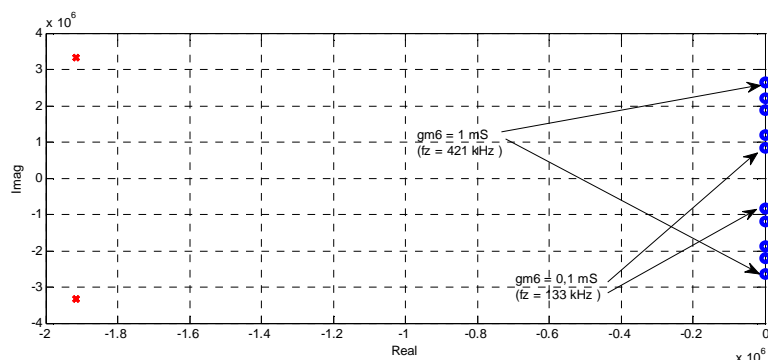
Z hlediska variabilnosti struktury je možné prozkoumat možnost řízení kmitočtu nulových bodů přenosu (f_Z), tedy situaci, která nastane, pokud se bude měnit. Pro kmitočty nul přenosu, což jsou samozřejmě kořeny čitatele PZ (5.46), platí

$$f_{z1,2} = \pm \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{-g_{m1}g_{m2}g_{m6}}{C_1C_2g_{m8}}} \quad (5.49)$$

Při uvažování změny g_{m8} lze docílit změny polohy nulových bodů DPn. Pokud je měněna transkonduktance g_{m6} , je posouván kmitočet minima přenosu u HPn. Příklad migrace nul (komplexně sdružené) je naznačen na **obr. 5.14** spolu s aktuálními hodnotami strmostí.



a)



b)

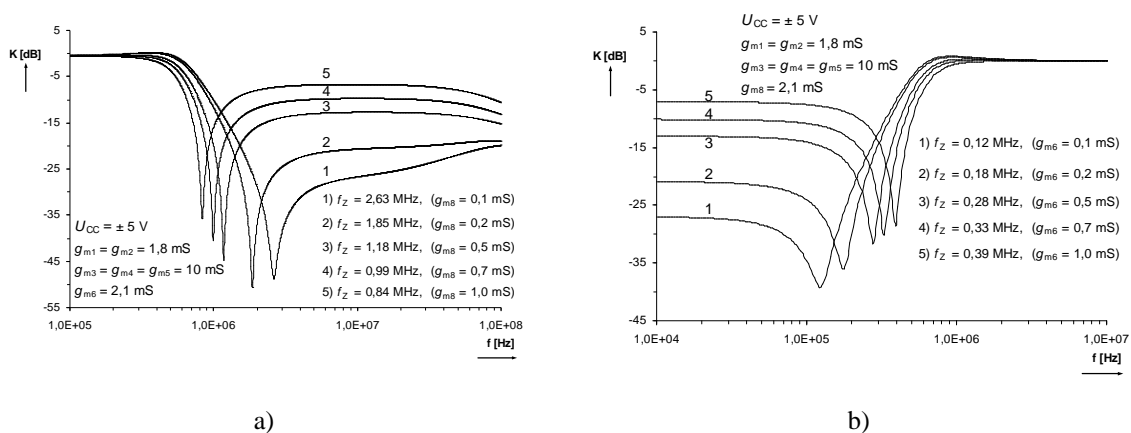
Obr. 5.14 Migrace kořenů čitatele (5.46): a) změna f_z u DPn pomocí g_{m8} , b) změna f_z u HPn pomocí g_{m6}

Změna kmitočtu nulového bodu je však provázána problémem, který je dán strukturou obvodu. Z pečlivé analýzy plyne, že změna příslušné transkonduktance má kromě vlivu na polohu nulových bodů také vliv na přenos v nepropustném pásmu (LF - low frequency, HF - high frequency), protože

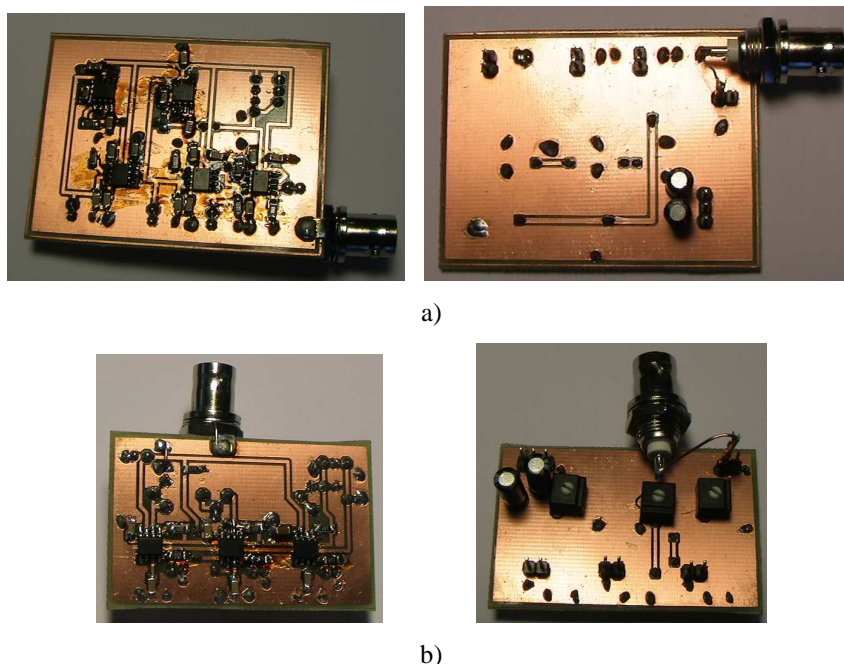
$$\left|K_{PZ_LF(HPn)}\right| = \lim_{\omega \rightarrow 0} K_{PZ}(s) = \frac{g_{m5}g_{m6}R_0}{g_{m4}}, \quad \left|K_{PZ_HF(DPn)}\right| = \lim_{\omega \rightarrow \infty} K_{PZ}(s) = g_{m5}g_{m8}R_0R_1 \quad (5.50), (5.51)$$

Je tedy jasné, že modul přenosu na kmitočtech jdoucích k nule je u HPn ovlivněn a řízen skrz g_{m6} a modul přenosu DPn v nepropustném pásmu ovlivněn díky změnám g_{m8} . Na **obr. 5.15** je situace dokumentována pro parametry obvodu uvedené tamtéž. Nastavení filtru bylo ponecháno pro $f_c = 610$ kHz, a proto nesouhlasí výsledky simulací s experimentálním měřením na **obr. 5.12**, ale víceméně se blíží teoretickým hodnotám na **obr. 5.14**. Pokud je hodnota příslušného g_{m6} či g_{m8} větší než hodnota ostatních transkonduktancí (tedy g_{m7} a g_{m8} , nebo g_{m6} a g_{m7}), je možné takto samozřejmě docílit i

zesílení příslušné části poloviny pásma (zvýšit přenos nad 0 dB). Fotografie vyrobeného prototypu je na **obr. 5.16**.



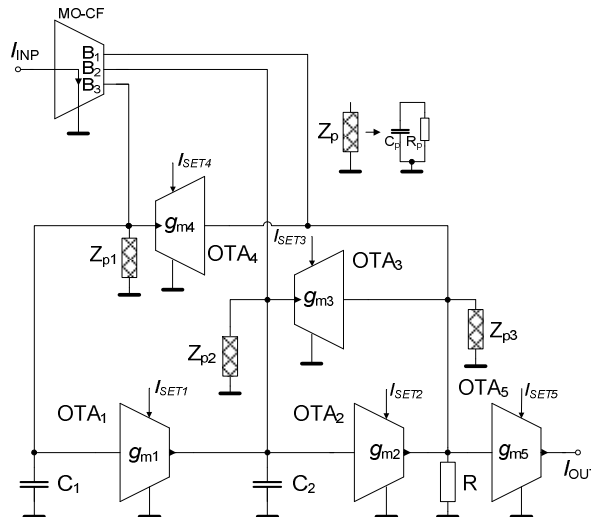
Obr. 5.15 Výsledky analýzy na počítači změny polohy nulových bodů: a) DPn, b) HPn



Obr. 5.16 Fotografie prototypu: a) vlastní filtr, b) převodník napětí na proud - distributor

Důležité informace o univerzální filtrační struktuře podává také průzkum z pohledu ovlivnění činnosti důsledkem nejproblémovějších parametrů reálných AP. Především se jedná o vlivy vstupních a výstupních impedancí. Na **obr. 5.17** je zapojení z **obr. 5.7** doplněné parazitními prvky modelujícími vstupně-výstupní vlastnosti reálných OTA. Samozřejmě, že reálné vlastnosti způsobují změnu hodnot f_c a Q , K_0 oproti návrhu, ale zaměřím se především na analýzu dopadu vlastností v nepropustných pásmech. Jsou zde pouze vysoko-impedanční uzly a je ihned patrné, že Z_{p3} v reálném případě způsobí nevyžádané zvýšení řádu obvodu. Symboly uvažované včetně neidealit (např. hodnota pracovní kapacity zahrnuje i parazitní příspěvek) označuji čárkou v horním indexu. To platí i pro získané tvary přenosových funkcí, které parazitní parametry uvažují. Zavedené formulace jsou opět patrné z **obr. 5.17**, tj.

$R_{p1} = R_{\text{inp_OTA1}} \parallel R_{\text{out_OTA4}}$, $R_{p2} = R_{\text{inp_OTA2}} \parallel R_{\text{out_OTA3}}$, $C_{p1} = C_{\text{inp_OTA1}} + C_{\text{out_OTA4}}$,
 $C_{p2} = C_{\text{inp_OTA2}} + C_{\text{out_OTA3}}$. Situaci značně zjednoduší uvažovat $C_1' = C_1 + C_{p1}$ a
 $C_2' = C_2 + C_{p2}$. Při simulacích a měření byl použit obvod OPA860 [60], kde lze uvažovat
 $R_{\text{inp_OTA}} \sim 455 \text{ k}\Omega$, $C_{\text{inp_OTA}} \sim 2 \text{ pF}$, $R_{\text{out_OTA}} \sim 55 \text{ k}\Omega$, $C_{\text{out_OTA}} \sim 2 \text{ pF}$. Vstupní odpor
 báze DT ($R_{\text{inp_OTA}}$) závisí na připojeném emitorovém degradačním odporu R_E
 (nastavující g_m) [60], ale vždy dosahuje hodnot minimálně několika set $\text{k}\Omega$. Potom
 $R_{p1} = R_{p2} \sim 49 \text{ k}\Omega$ a $C_{p1} = C_{p2} \sim 4$ až 5 pF . Horší je to v případě Z_{p3} . Zde lze očekávat
 $R_{p3} = R_{\text{out_OTA2}} \parallel R_{\text{inp_OTA3}} \parallel R_{\text{inp_OTA4}} \parallel R_{\text{inp_OTA5}} \sim 40 \text{ k}\Omega$ a
 $C_{p3} = C_{\text{out_OTA2}} + C_{\text{inp_OTA3}} + C_{\text{inp_OTA4}} + C_{\text{inp_OTA5}} \sim 8 \text{ pF}$. Do uzlových impedancí je
 samozřejmě nutné započítat i výstupní impedanci distributoru MO-CF. V případě
 použití OPA860 [59] je opět asi $55 \text{ k}\Omega$. Potom je situace ještě horší
 $R_{p1} = R_{\text{inp_OTA1}} \parallel R_{\text{out_OTA4}} \parallel R_{\text{out_MO-CF}} \sim 26 \text{ k}\Omega$ a $R_{p2} = R_{\text{inp_OTA2}} \parallel R_{\text{out_OTA3}} \parallel R_{\text{out_MO-}}$
 $\text{CF} \sim 26 \text{ k}\Omega$. Pro třetí uzel platí $R_{p3} = R_{\text{out_OTA2}} \parallel R_{\text{inp_OTA3}} \parallel R_{\text{inp_OTA4}} \parallel R_{\text{inp_OTA5}} \parallel R_{\text{out_MO-}}$
 $\text{CF} \sim 23 \text{ k}\Omega$. Navyšující kapacita v uzlech je $C_{p1} \sim 6 \text{ pF}$, $C_{p2} \sim 8 \text{ pF}$, $C_{p3} \sim 10 \text{ pF}$.
 Podotýkám, že právě popsaná situace je pro nejhůřší případ, kdy je výstup MO-CF
 připojen do každého vstupního (budícího) uzlu obvodu, tedy typické pro FČ.



Obr. 5.17 Model obvodu pro studium parazitních vlastností

Přenos takto postižené DP lze vyjádřit jako

$$K'_{DP}(s) = \frac{\frac{g_{m1} g_{m2} g_{m5} R Z_{p3}}{C_1' C_2' (R + Z_{p3})}}{s^2 + \frac{R_{p2} C_2' (R + Z_{p3}) + R_{p1} C_1' (Z_{p3} + g_{m2} g_{m3} R R_{p2} Z_{p3} + R)}{R_{p1} R_{p2} C_1' C_2' (R + Z_{p3})} s + \frac{g_{m2} R Z_{p3} (g_{m3} + g_{m1} g_{m4} R_{p1})}{R_{p1} C_1' C_2' (R + Z_{p3})}}, \quad (5.52)$$

Výraz v čitateli způsobuje potíže, protože se jedná o podíl dvou mnohočlenů
 prvního řádu. Podrobné symbolické vypsání celé přenosové funkce v úplném tvaru 3.
 řádu je značně komplikované včetně vyjádření kořenů. Především mne zajímá a pro
 praxi je nejpodstatnější přenos (resp. útlum) v nepropustných pásmech. Je
 komplikované brát v úvahu Z_{p3} , ale pokud uvážím, že tato impedance je hlavním
 důvodem vzniku parazitního pólu na vysokých kmitočtech (dalšího zlomu), lze pro
 nepropustná pásma na nízkých kmitočtech (především HP a dolního pásma PP) v
 symbolickém výrazu přenosové funkce kapacitní složku neuvažovat. Tam, kde je to

nutné brát v úvahu, jsem nucen se uchýlit k Matlabu, podle jehož výsledků je ovlivnění DP v nepropustném pásmu minimální.

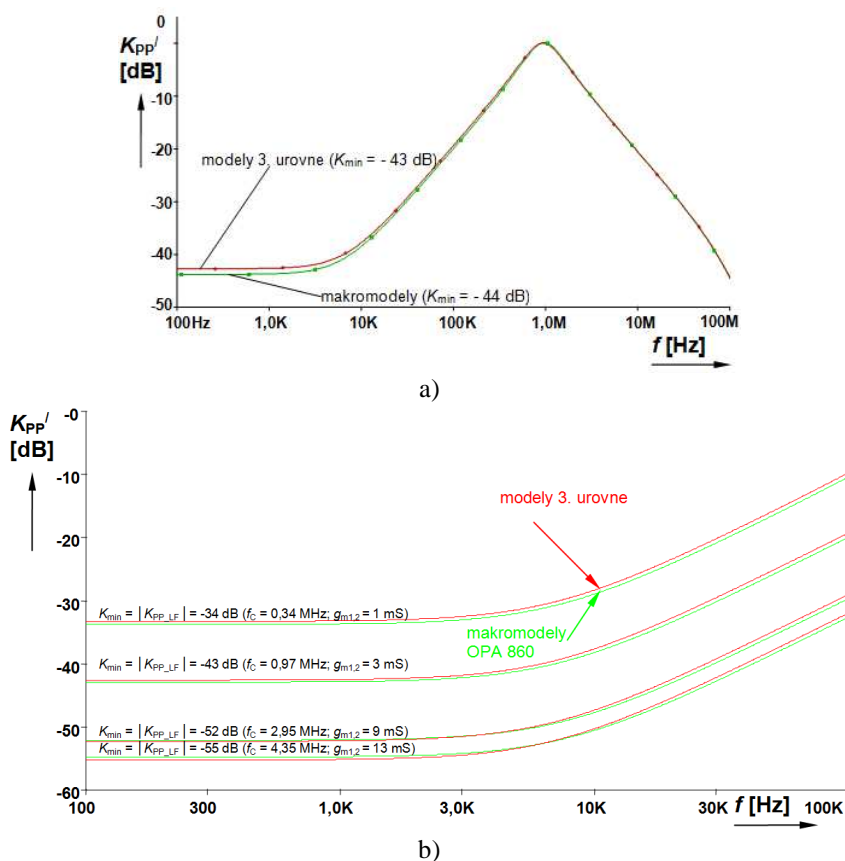
Pásmová propust má přenos následujícího tvaru

$$K'_{PP}(s) = \frac{\frac{g_{m2}g_{m5}RZ_{p3}(R_{p1}C'_1s+1)}{R_{p1}C'_1C'_2(R+Z_{p3})}}{s^2 + \frac{R_{p2}C'_2(R+Z_{p3}) + R_{p1}C'_1(Z_{p3} + g_{m2}g_{m3}RR_{p2}Z_{p3} + R)}{R_{p1}R_{p2}C'_1C'_2(R+Z_{p3})}s + \frac{g_{m2}RZ_{p3}(g_{m3} + g_{m1}g_{m4}R_{p1})}{R_{p1}C'_1C'_2(R+Z_{p3})}}, \quad (5.53)$$

kde je patrná parazitní nulový bod $z_p = -1/(R_{p1}C'_1)$ na kmitočtu asi $f_{zp} = 6,8$ kHz. Modul přenosu v pásmu nízkých kmitočtů lze vyjádřit jako

$$|K_{PP_LF}| = \lim_{\omega \rightarrow 0} K'_{PP}(j\omega) = \frac{g_{m2}g_{m5}RR_{p2}R_{p3}}{g_{m2}RR_{p2}R_{p3}(g_{m1}g_{m4} + g_{m3}) + R + R_{p3}}. \quad (5.54)$$

Numerická hodnota přenosu na nízkých kmitočtech se ustálí na hodnotě asi -43 dB (vše pro hodnoty reálných parametrů popsané výše).



Obr. 5.18 Parazitní nulový bod a konečný útlum reálné přenosové funkce PP: a) modulová kmitočtová charakteristika celé PP, b) detailní situace při ladění f_c

Ze vztahu (5.54) je vidět, že minimální přenos je díky parazitním elementům proměnný i s hodnotami transkonduktancí. Je jasné, že proces změny f_c , K_0 a Q , tedy všech důležitých parametrů, bude mít vliv na útlum v nepropustném pásmu. Například při přeladění f_c od 0,3 do 4,3 MHz se mění $|K_{PP_LF}|$ od -34 do -55 dB. Tyto hodnoty jsem získal dosazením do vztahu (5.54) a simulace filtru s makromodely OPA860 je potvrdily. Podobně působí řízení Q . Změnou Q od 0,9 do 9 (při $g_{m3,5}$ v rozsahu 1 až 10 mS) nabývá $|K_{PP_LF}|$ hodnoty mezi -44 až -63 dB. Další projevy nejsou tak

podstatné, ale díky diskutované změně Q u PP se např. změní K_0 o zhruba 0,7 dB. Vztahy, které zahrnují reálné parametry AP, jsou po dalších úpravách docela užitečné pro určení předpokládaného útlumu v nepropustném pásmu na základě znalosti vstupně-výstupních parametrů AP zamýšlených k použití ve filtru této struktury. Pro jejich získání jsem použil program SNAP [102], [103] a další úpravy, diskuzi a vyhodnocení jsem prováděl Matlabem. Na **obr. 5.18** výsledky simulace s makromodely OPA860 [60] a vlastními modely 3. úrovně (řízené zdroje pro ABM) porovnávám. Ve výsledcích měření to lze pozorovat taktéž, ale není to tolik patrné, protože obvodový analyzátor neumožnil měření v pásmu pod 10 kHz. Původcem tohoto problému je především R_{p1} v uzlu s pracovním kondenzátorem C_1 . Pro útlum větší jak 50 dB je třeba, aby hodnota byla alespoň 130 k Ω , což v tomto případě, kdy je do uzlu připojen i MO-CF/I, rozhodně není, viz předchozí text.

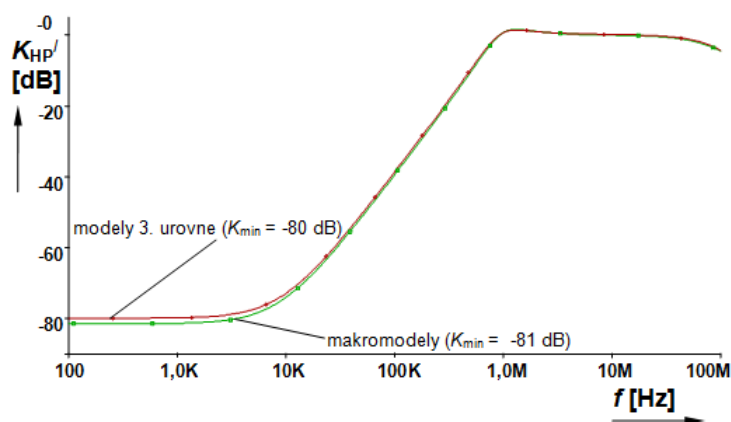
Podobně lze vyjádřit přenos HP

$$K'_{HP}(s) = \frac{\frac{g_{m5} R Z_{p3}}{R + Z_{p3}} \left(s^2 + \frac{(R_{p1} C'_1 + R_{p2} C'_2)}{R_{p1} R_{p2} C'_1 C'_2} s + \frac{1}{R_{p1} R_{p2} C'_1 C'_2} \right)}{s^2 + \frac{R_{p2} C'_2 (R + Z_{p3}) + R_{p1} C'_1 (Z_{p3} + g_{m2} g_{m3} R R_{p2} Z_{p3} + R)}{R_{p1} R_{p2} C'_1 C'_2 (R + Z_{p3})} s + \frac{g_{m2} R Z_{p3} (g_{m3} + g_{m1} g_{m4} R_{p1})}{R_{p1} C'_1 C'_2 (R + Z_{p3})}} \quad (5.55)$$

Zde jsou parazitní nulové body dva $z_{p1} = -1/(R_{p1} C'_1)$, $z_{p2} = -1/(R_{p2} C'_2)$ na kmitočtech $f_{zp1} = 6,8$ kHz a $f_{zp2} = 12,9$ kHz, pokud jsou uvažovány hodnoty parazitních prvků a jejich působení popsané výše. Modul přenosu HP na nízkých kmitočtech lze vyjádřit jako

$$|K_{HP_LF}| = \lim_{\omega \rightarrow 0} K'_{HP}(j\omega) = \frac{g_{m5} R R_{p3}}{g_{m2} R R_{p2} R_{p3} (g_{m1} g_{m4} R_{p1} + g_{m3}) + R + R_{p3}}, \quad (5.56)$$

kde číselně je úroveň přenosu asi -81 dB, což je velmi excelentní hodnota. Zde se v průběhu ladění f_C (v diskutovaných mezích) mění $|K_{PP_LF}|$ mezi -61 až -105 dB. Srovnání výsledků s vlastním modelem a makromodely je na **obr. 5.19**. Z experimentálních výsledků to není moc patrné, opět díky omezení vektorového analyzátoru pro toto nízkofrekvenční pásmo. Vliv R_{p1} a R_{p2} na útlum v nepropustném pásmu HP je zhruba srovnatelný. Pro útlum minimálně 50 dB je třeba hodnot nejméně 10 k Ω .



Obr. 5.19 Problémy reálné HP v nepropustném pásmu

V případě PZ lze reálnými vlastnostmi postižený přenos vyjádřit ve formě

$$K'_{PZ}(s) = \frac{\frac{g_{m5} R Z_{p3} \left(s^2 + \frac{R_{p1} C'_1 + R_{p2} C'_2}{R_{p1} R_{p2} C'_1 C'_2} s + \frac{g_{m1} g_{m2}}{C'_1 C'_2} \right)}{R + Z_{p3}}}{s^2 + \frac{R_{p2} C'_2 (R + Z_{p3}) + R_{p1} C'_1 (Z_{p3} + g_{m2} g_{m3} R R_{p2} Z_{p3} + R)}{R_{p1} R_{p2} C'_1 C'_2 (R + Z_{p3})} s + \frac{g_{m2} R Z_{p3} (g_{m3} + g_{m1} g_{m4} R_{p1})}{R_{p1} C'_1 C'_2 (R + Z_{p3})}}, \quad (5.57)$$

kde minimum přenosu na f_C lze rozumě symbolicky vyjádřit pouze v případě, že si zjednoduší situaci a uvažují $C_{p3} \rightarrow 0$. Protože hlavní dopad C_{p3} je vznik dalšího pólu na vysokých kmitočtech, lze toto zjednodušení na kmitočtech kolem f_C (asi 1 MHz) vzhledem k předpokládané hodnotě C_{p3} (10 pF) v jisté míře tolerovat. Potom (5.57) obsahuje pouze R_{p3} namísto Z_{p3} . Modul přenosu na tomto kmitočtu lze odtud vyjádřit jako

$$\left| K_{PZ-\omega_C} \right| = \lim_{\omega \rightarrow \omega_C} K'_{PZ}(j\omega) = \left| \frac{g_{m5} R R_{p3} \left(1 - \frac{R + R_{p3} + g_{m2} R R_{p2} R_{p3} (g_{m3} + g_{m1} g_{m4} R_{p1})}{R + R_{p3}} + j(R_{p1} C'_1 + R_{p2} C'_2) \omega'_C + g_{m1} g_{m2} R_{p1} R_{p2} \right)}{[(R + R_{p3})(R_{p1} C'_1 + R_{p2} C'_2) + g_{m2} g_{m3} R R_{p1} R_{p2} R_{p3} C'_1] \omega'_C} \right|, \quad (5.58)$$

kde

$$\omega'_C = \sqrt{\frac{g_{m2} R R_{p2} R_{p3} (g_{m3} + g_{m1} g_{m4} R_{p1}) + R + R_{p3}}{R_{p1} R_{p2} C'_1 C'_2 (R + R_{p3})}}. \quad (5.59)$$

Numerická hodnota útlumu v maximu (f_C) je dle výpočtu (5.58) asi $-33,6$ dB s čímž souhlasí i výsledky simulace s makromodely a modely 3. úrovně. V případě měření reálného zapojení je patrný maximální útlum také přes 30 dB (**obr. 5.11, obr. 5.13**). Pro dosažení útlumu alespoň 30 dB musí být R_{p1} a R_{p2} minimálně 20 k Ω , pro větší útlum (např. 50 dB) pak musí být R_{p1} a $R_{p2} > 200$ k Ω , a proto bývá PZ nejproblémovějším přenosem u těchto typů filtrů diskutovaných v různých modifikacích s různými AP v odborné literatuře.

Podrobnější analýza vlivu parazitního pólu při zvětšování pracovního rezistoru R (**obr. 5.7**), respektive R_1 v **obr. 5.10** (samozřejmě následná úprava g_{m5} , aby $Rg_{m5} = 1$ pro $K_0 = 0$ dB), ukazuje, že dochází k přibližování kmitočtu pólu k f_C a tím i dřívějšímu poklesu modulové charakteristiky HP, PZ, FČ nad f_C . Parazitní pól je dán $f_p \sim -1/(2\pi RC_{p3})$, pokud platí $R \ll R_{p3}$. V tomto případě je odhad R_{p3} asi 25 k Ω (dle připojení nebo nepřipojení MO-CF/I do uzlu), takže je rozdíl minimálně dvou řádů ($R = 100 \Omega$). Kmitočet parazitního pólu činí asi 159 MHz. Závěrem lze konstatovat, že u filtrů tohoto typu je vždy nutné volit tento rezistor co nejmenší hodnoty s uvážením dosažitelných transkonduktancí OTA, které jsou na tento uzel připojeny vstupem jako distribuční převodníky. Z výsledků měření je vidět, že parazitní kapacita je ve skutečnosti větší než se předpokládá (lom je patrný už nad kmitočtem asi 50 MHz). Důvodem je pravděpodobně "dlouhý" uzel reálného vodiče na **obr. 5.16**, který by měl být co nejkratší, ale konstrukční možnosti nedovolují v tomto případě položit OPA860 co nejbliže sobě. Řešením může být umístění AP z obou stran desky.

Přenosová funkce FČ s uvážením reálného chování a reálných vstupních a výstupních vlastností AP vychází ze vztahu

$$K'_{f_c}(s) = \frac{\frac{g_{m5} R Z_{p3}}{R + Z_{p3}} \left(s^2 - \frac{R_{p1} C'_1 + R_{p2} C'_2}{R_{p1} R_{p2} C'_1 C'_2} s + \frac{g_{m2} (g_{m1} R_{p1} + 1)}{R_{p1} C'_1 C'_2} \right)}{s^2 + \frac{R_{p2} C'_2 (R + Z_{p3}) + R_{p1} C'_1 (Z_{p3} + g_{m2} g_{m3} R R_{p2} Z_{p3} + R)}{R_{p1} R_{p2} C'_1 C'_2 (R + Z_{p3})} s + \frac{g_{m2} R Z_{p3} (g_{m3} + g_{m1} g_{m4} R_{p1})}{R_{p1} C'_1 C'_2 (R + Z_{p3})}}, \quad (5.60)$$

kde je pouze problém s parazitním polem na vysokých kmitočtech. Úplná analýza by zajisté počítala i s kmitočtovou závislostí g_m , ale získané symbolické vztahy by byly velmi složité a nepřehledné. Význam řešit tento problém je nutný pouze pro kmitočtovou oblast hraničící s kmitočtovou použitelností AP, což zde na kmitočtech jednotek MHz ještě není. Použité modely 3. úrovně s kmitočtovou závislostí prvků počítají. Některé podrobnosti této analýzy včetně vlivu na přenosy v propustných pásmech, které z hlediska největších problémů struktury nejsou vůbec zásadní, je možné nalézt v [x3]. Podrobná analýza ukazuje, že v reálném případě lze v průběhu samotného ladícího procesu či během nastavování dalších parametrů (K_0 , Q) očekávat také změny v kritických oblastech přenosu (nepropustná pásma). Rovnice uvažující působení reálných AP, které vyjadřují tyto minimální přenosy (ať už se jedná o PP, HP, PZ) v nepropustných pásmech, dokládají skutečnost, že parametry AP, kterými se předpokládá měnit vlastnosti bikvadu, budou více či méně ovlivňovat hodnotu dosažitelného útlumu. Detailní zkoumání je velice zajímavou problematikou, lze získat grafické závislosti útlumu na hodnotě řídicího či parazitního parametru [x4], ale svým rozsahem je toto detailní studium vhodné na samostatnou práci.

U filtrů je užitečné znát rozptyl kmitočtu, šířky pásma apod. vznikající tolerancí skutečných součástek (aktivních i pasivních). Technologický výrobní rozptyl aktivních součástek je někdy značně široký (i 20 až 30 %). Na přenosové funkci PP je demonstrován vliv tolerancí pasivních součástek i parametrů vlastních modelů aktivních prvků (3. úrovně, ABM). Prvně uvažují rozptyl pouze parametrů AP (20 %). V návrhu nebylo striktně stanoveno toleranční pásmo, obvody tedy budou srovnány z pohledu rozptylu parametru filtru kolem nominální hodnoty. Analýza nejhoršího případu provedená modulem PSpice Advanced Analysis (PSpice AA) a analýza hromadné výroby (nadstavba AC analýzy - Monte Carlo poskytla výsledky shrnuté v **tab. 5.2**. Vesměs se potvrzují závěry plynoucí ze symbolické citlivostní analýzy, především je nutné dodržet minimální tolerance g_m pro uspokojivé výsledky. Nutno podotknout, že hodnoty obdržené analýzou nejhoršího případu jsou velice pesimistické. V praxi není moc pravděpodobné, že by kmitočet f_c mohl mít vlivem tolerancí odchylku i téměř 0,4 MHz od zhruba původních 1 MHz.

Tab. 5.2 Orientační rozptyl ($\pm\Delta$) parametrů PP pro různé tolerance pasivních prvků a malosignálových parametrů modelů AP

tolerance [%]			Δf_c [kHz]		ΔBW [kHz]		ΔQ [-]	
			nominální					
			$f_c = 0,937$ MHz		$BW = 0,938$ MHz		$Q = 1,11$	
<i>C</i>	<i>R</i>	parametry modelů AP	Worst Case	Monte Carlo	Worst Case	Monte Carlo	Worst Case	Monte Carlo
5	1	20	365	109	320	179	0,55	0,13
5	1	20 (g_m 10 %)	211	49	284	78	0,31	0,07
5	1	20 (g_m 5 %)	141	30	189	46	0,20	0,04
1	1	20 (g_m 10 %)	172	46	244	73	0,27	0,06
1	1	20 (g_m 5 %)	103	24	150	38	0,17	0,03
1	1	20	324	93	455	149	0,51	0,13
1	0,5	20 (g_m 10 %)	172	46	244	73	0,27	0,03

Na **obr. 5.20** je zapojení původní modifikace odvozené od diskutovaného obvodu na **obr. 5.7**. Modifikace zjednodušuje předchozí strukturu z pohledu menšího nutného počtu AP při dosažení stejných základních přenosových funkcí, řízení a univerzálnosti. Přenosové funkce této modifikace mají tvar

$$K_{DP}(s) = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}R}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{g_{m2}g_{m3}R}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad K_{PP}(s) = \frac{\frac{g_{m2}g_{m4}R}{C_2}}{s^2 + \frac{g_{m2}g_{m3}R}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad (5.61), (5.62)$$

$$K_{PZ}(s) = \frac{s^2g_{m4}R + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}R}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{g_{m2}g_{m3}R}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad K_{HP}(s) = \frac{s^2g_{m4}R}{s^2 + \frac{g_{m2}g_{m3}R}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad (5.63), (5.64)$$

$$K_{FC}(s) = \frac{s^2g_{m4}R - \frac{g_{m2}g_{m4}R}{C_2}s + \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m4}R}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{g_{m2}g_{m3}R}{C_2} + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}. \quad (5.65)$$

Charakteristický kmitočet, činitel jakosti a základní zisk této modifikace jsou

$$\omega_c = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad Q = \frac{C_2}{g_{m2}g_{m3}R} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad K_0 = g_{m4}R. \quad (5.66), (5.67), (5.68)$$

Relativní citlivosti f_C , Q a BW obvodu jsou

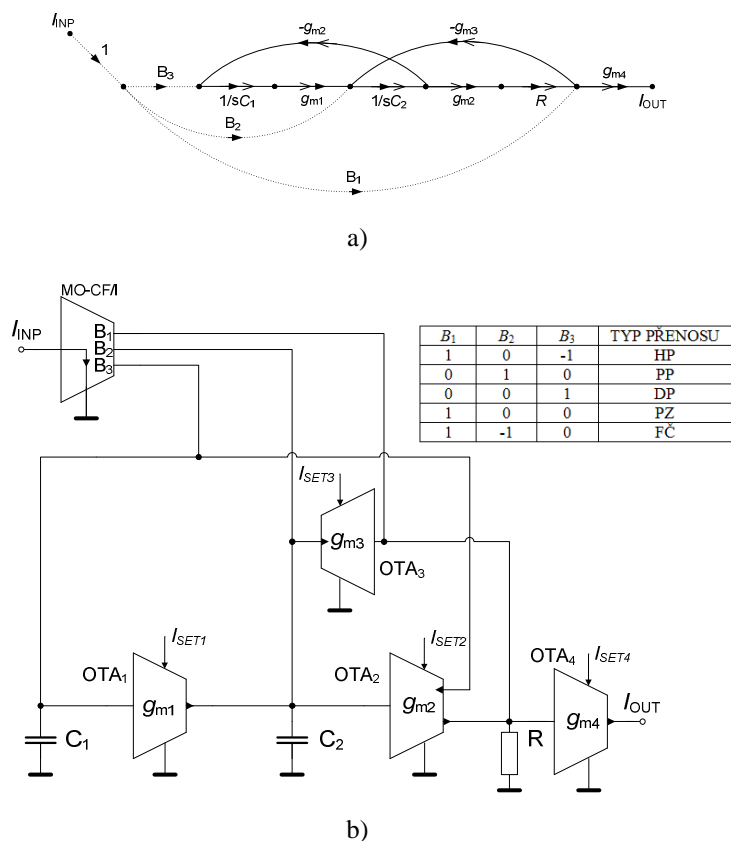
$$S_{g_{m1}}^{\omega_c} = S_{g_{m2}}^{\omega_c} = -S_{C_1}^{\omega_c} = -S_{C_2}^{\omega_c} = 0.5, \quad S_{g_{m3}}^{\omega_c} = S_{g_{m4}}^{\omega_c} = S_R^{\omega_c} = 0, \quad (5.69), (5.70)$$

$$S_{g_{m1}}^Q = S_{C_2}^Q = -S_{C_1}^Q = -S_{g_{m2}}^Q = 0.5, \quad S_{g_{m3}}^Q = S_R^Q = -1, \quad S_{g_{m4}}^Q = 0, \quad (5.71), (5.72), (5.73)$$

$$S_{g_{m1}}^{BW} = S_{g_{m4}}^{BW} = 0, \quad S_{g_{m2}}^{BW} = S_{g_{m3}}^{BW} = S_R^{BW} = 1. \quad (5.74), (5.75)$$

Realizace zvládá totéž co předchozí a je jednodušší, protože se ušetří OTA₄ (g_{m4}) na **obr. 5.7**, ale nedisponuje již jednoduchou možností dosažení např. HPn a DPn apod., protože distributor na vstupu nemá možnost u PZ ovládat obě pásma kolem f_C jednotlivými g_m tak, jako to bylo možné u základní verze. Výhodné je, že ze vztahu (5.66) zmizel součin $g_{m4}R$, který mohl způsobovat potíže s nežádoucím posuvem f_C .

Syntéza obvodových struktur filtrů s OTA založená na popsaném principu je již celkem podrobně prozkoumána. Obvody však nejsou už tolik zkoumány z pohledu elektronického řízení parametrů nebo reálného chování. Návrhový přístup je popsán např. v [77], [91], [96]. Oproti realizacím uvedeným v [90], [91], [92], [93], [94], [95] apod., je zde uvedené zapojení rozebíráno z praktičtějšího pohledu. Předmětem zájmu je zde hlavně zajištění elektronického řízení parametrů, studium chování dalších netypických funkcí (HPn, DPn) a především dopad reálných AP na činnost. Zkoumání možností elektronického řízení, určení dopadu reálných prvků na funkci a odvozená úspornější modifikace na **obr. 5.20** jsou asi největším přínosem této kapitoly. Úspornější verze (**obr. 5.20**) oproti [77], [94], [95] opravdu vyžaduje jen takový počet OTA, který odpovídá počtu potřebných říditelných parametrů (g_m), ale již neumožňuje jednoduše dosáhnout HPn a DPn.



Obr. 5.20 Modifikace předchozí varianty: a) GST, b) realizace

V dosud publikovaných pracích o této problematice jsem dost postrádal analýzu parazitních vlivů, protože při experimentech se díky špatné volbě např. R (R_1) a g_m či nevhodného typu OTA s nízkým výstupním odporem vyskytly problémy, které jsem byl schopen řešit až po detailní analýze možných příčin. Protože je pro nastavování šířky pásma PP nutné vždy použít souběžné řízení Q a K_0 , bude snaha zařídit toto řízení pouze jedním parametrem, což je hlavní cíl následující kapitoly. Výsledky této kapitoly soustředěné na elektronické řízení parametrů filtrů, praktické experimenty, vzájemnou provázanost struktur a studium parazitních jevů byly publikovány v [x1], [x2] a doporučeny pro publikaci a publikovány v [x3]. Kromě zde diskutovaných variant filtrů se vyskytují i takové, kde je nutné výstupní odezvu odebírat skrz zemněný pracovní kondenzátor a reálné vlastnosti nutných proudových sledovačů na oddělení odezvy způsobují ještě větší problémy a dokonce i v pásmu potlačení u DP. Tam se spolu s diskutovanými problémy projeví vstupní impedance proudových sledovačů a vzniklé skryté nežádoucí přenosy ve struktuře [x4].

5.1.2 Multifunkční struktura s řízením šířky pásma PP jediným parametrem

Předcházející varianta byla založena na verzi s distribucí, tj. signál ve formě proudu z výstupu byl přiváděn zpět na vstupy integrátorů. Základní myšlenka však nejprve počítala s přímou tzv. kanonickou formou [77], [80], [86], na které je např. založen KHN typ filtrů [87]. Pro jednoduchost vysvětlení stačí poznamenat, že u diskutované metody je signál z výstupů jednotlivých prvků (integrátorových bloků) nutné přivádět na vstup struktury a sčítat. Na tomto principu je založeno mnoho

současných prací. Lze samozřejmě pracovat i s jednoduchými AP (jeden vstup, jeden až dva výstupy), jako v předchozím případě a filtr bude disponovat i stejnými vlastnosti co se týče řízení parametrů, protože funguje princip duality mezi napětovým a proudovým módem a i mezi strukturami navzájem. Většina multifunkčních filtrů, které dokážou měnit BW pásmové propusti, vyžaduje souběh dvou parametrů (ovládajících K_0 a Q). Při vhodné syntéze a vhodné volbě zpětnovazební a přímé větve lze funkci sjednotit a zajistit řízení pouze jedním parametrem. Zde jsem zvolil směr návrhu, co se týče obvodové realizace, mnohem jednodušší. Používám OTA s více proudovými výstupy, tzv. MO-OTA (multiple-output OTA) či někdy nazývané OTA-SIMO, a přístup využívající strukturu na **obr. 5.6c**. V literatuře se lze někdy setkat se zkratkou SIMO (single-input and multiple output), či MISO (multiple-input and single-output) také ve smyslu názvu typu struktury multifunkčního či univerzálního filtru dle buzení a možnosti získání odezev.

Krátký přehled současného stavu v této konkrétní oblasti je zde namístě. V souladu s úvodem předchozí kapitoly je dnes téma syntézy a multifunkčních struktur s OTA značně probádáno. Mnoho multifunkčních a univerzálních obvodů je zaměřeno na využití jednoduchých OTA-DISO [89], ale obsahují značný počet AP. Lze najít struktury pracující v obou módech (VM, CM) [104], ale opět používají značné množství AP. Problematiku využití více-výstupových transkonduktorů v obdobných multifunkčních filtrech popisuje např. [105], kde jsou použity pěti-výstupové OTA. Podobně využívá jeden OTA-DISO a dvě více-výstupové varianty taktéž [106]. Struktura má složitou síť zpětných a přímých vazeb. Zajímavou variantou je kombinace prvků OTA a proudového konvejeoru s diferenčním vstupem [107], kde bohužel autoři neuvádí žádné výsledky simulací či experimentů. Zajímavý obvod spadající do podobné kategorie je např. i ve [108]. Využívá čtyři OTA s diferenčním vstupem i výstupem. I přesto, že struktura využívá dvou-výstupové AP, podobá se spíše verzi s distribucí, protože vyžaduje pro získání všech přenosových funkcí rozvedení kopie vstupního proudu do několika uzlů (filtr typu MISO). Velmi podobná struktura je ve [109]. Porovnání vlastností je velice obtížné, protože ve [109] opět nejsou žádné výsledky. Přístup návrhu zaměřený na využití více-výstupových OTA je použit např. i ve [110], kde autoři použili pěti-výstupové OTA integrátory. Zajímavé struktury lze získat s použitím tzv. CDTA [65], na který se lze v jistém smyslu dívat jako na OTA vybavený vstupní proudovou diferenční jednotkou [3]. Zajímavé řešení s CDTA je v [66], kde se jedná o filtr typu MISO. Obdoba známé struktury KHN [87] s pouze dvěma více-výstupovými OTA je v [98] a podobně v [111]. Velice ocenitelná je především analýza parazitních vlivů způsobujících problémy v nepropustných pásmech uvedené konkrétní realizace. Složitější modifikace umožňující i řízení Q je v [112], ale zapojení se rozrostlo na pět nutných MO-OTA. Bohužel většina z uvedených řešení není testována na možnosti elektronického řízení, či neumožňuje řízení všech důležitých parametrů a pro docílení žádaného řízení vyžaduje jistou modifikaci, např. [65], [105], [111]. Jak už bylo řečeno, drtivá většina publikovaných prací musí pro změnu BW u PP používat souběžného řízení dvou parametrů Q a K_0 , protože se zvyšujícím se Q roste i zisk, který je nutné snižovat, aby se docílilo změny BW bez posuvu modulové charakteristiky ve svislém směru. Zde zkoumané řešení používá opravdu aktuálně nutný počet využitelných proudových výstupů jednotlivých OTA (tři) a vhodnou modifikací struktury [77], [91], [93], [96] lze zajistit, aby pro řízení BW u PP byl třeba pouze jediný parametr.

Zde navržený filtr na **obr. 5.21** je typu SIMO a používá více-výstupové (tří-výstupové jsou dostatečné) OTA. Přenosové funkce obvodu jsou velmi podobné předchozím situacím, ale vhodně zvolenou pozicí jednoho AP je možné řídit najednou K_0 i Q u PP současně. Filtr poskytuje následující přenosové funkce

$$K_{DP}(s) = \frac{\frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}R}{C_1C_2}}{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad K_{PP}(s) = \frac{\frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1}s}{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad (5.76), (5.77)$$

$$K_{PZ}(s) = -\frac{g_{m3}R \left(s^2 + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)}{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad K_{HP}(s) = \frac{g_{m3}Rs^2}{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}. \quad (5.78), (5.79)$$

Jednoduchým propojením pozitivního výstupu PZ a negativního výstupu PP lze získat samozřejmě také FČ

$$K_{FC}(s) = \frac{g_{m3}R \left(s^2 - \frac{g_{m1}}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2} \right)}{s^2 + \frac{g_{m1}g_{m3}R}{C_1}s + \frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}. \quad (5.80)$$

Pro f_c , Q a K_0 platí vztahy

$$\omega_c = \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad Q = \frac{C_1}{g_{m1}g_{m3}R} \sqrt{\frac{g_{m1}g_{m2}}{C_1C_2}}, \quad K_0 = g_{m3}R. \quad (5.81), (5.82), (5.83)$$

Citlivosti charakteristického kmitočtu, činitele jakosti a šířky pásma PP jsou

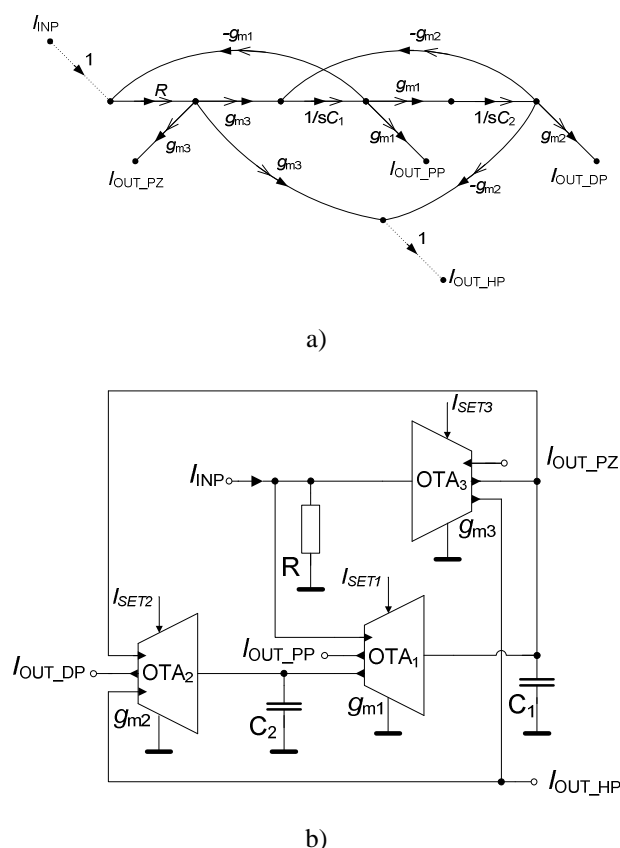
$$S_{g_{m1}}^{\omega_c} = S_{g_{m2}}^{\omega_c} = -S_{C_1}^{\omega_c} = -S_{C_2}^{\omega_c} = 0,5, \quad S_{g_{m3}}^{\omega_c} = S_R^{\omega_c} = 0, \quad (5.84), (5.85)$$

$$S_{g_{m1}}^Q = S_{g_{m2}}^Q = -S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = 0,5, \quad S_{g_{m3}}^Q = S_R^Q = -1, \quad (5.86), (5.87)$$

$$S_{g_{m2}}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = 0, \quad S_{g_{m1}}^{BW} = S_{g_{m3}}^{BW} = S_R^{BW} = -S_{C_1}^{BW} = 1. \quad (5.88), (5.89)$$

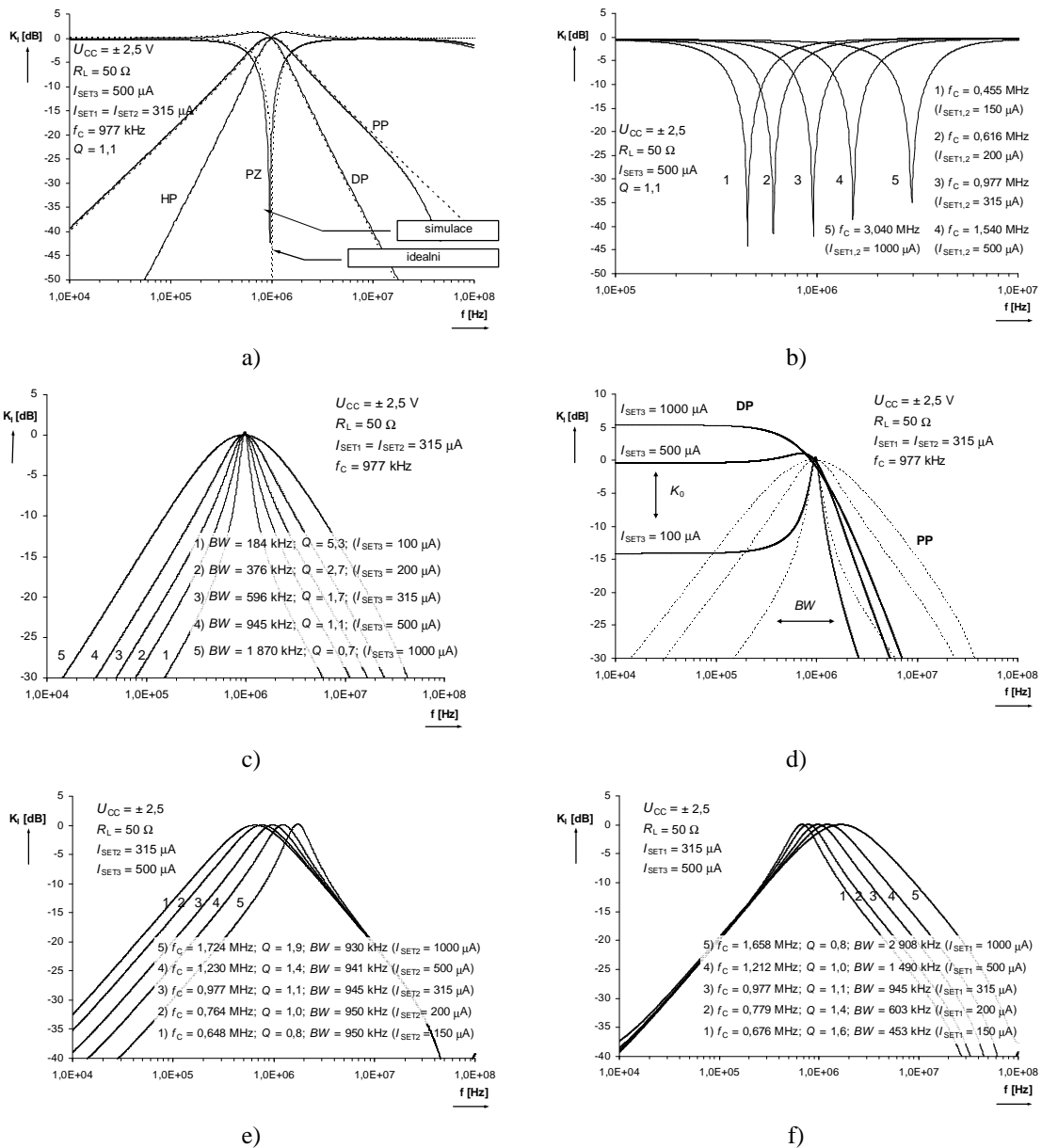
Zde je používán MO-OTA, který má velmi známou a běžnou strukturu [74], [88], [106] (diferenční stupeň, na který jsou navázána další proudová zrcadla, dle počtu potřebných výstupů), viz příloha **P-1**, kde jsou i uvedeny vlastnosti. Modely tranzistorů ve struktuře jsou typu HFA3046/3096/3127/3128 [101] (integrováné tranzistorové pole). Vysoký I_{SET} sice znamená vysoké g_m a vysoký tranzitní kmitočet, ale i snížení vstupní a výstupní impedance, viz příloha **P-1**.

Výsledky počítačové analýzy filtru jsou na **obr. 5.22**. Návrhové parametry volím opět $f_c = 1$ MHz ($Q = 1$) spolu s předpoklady návrhu $g_{m3}R = 1$, $g_{m1} = g_{m2} = g_m$. Pasivní prvky byly vybrány s hodnotami úměrně kmitočtovému pásmu, ve kterém bude filtr provozován, $R = 100 \Omega$ a $C_1 = C_2 = C = 1$ nF. Hodnota g_{m3} se odvíjí od velikosti R a činí 10 mS ($I_{SET3} = 500 \mu A$). Hodnoty $g_{m1,2}$ dané výpočtem z (5.81), (5.82) činí 6,3 mS ($I_{SET1,2} = 315 \mu A$). Simulací získané parametry jsou $f_c = 977$ kHz ($Q = 1,1$). Kmitočet f_c lze ladit změnou $I_{SET1,2}$ (150 až 1000 μA , tj. $g_{m1,2} = (3; 20)$ mS) v rozsahu 455 kHz až 3,04 MHz. Změna BW u PP je ověřena v rozsahu 184 kHz až 1,87 MHz (při změně Q od 5,3 do 0,7) pro I_{SET3} od 100 do 1000 μA (g_{m3} od 2 do 20 mS).

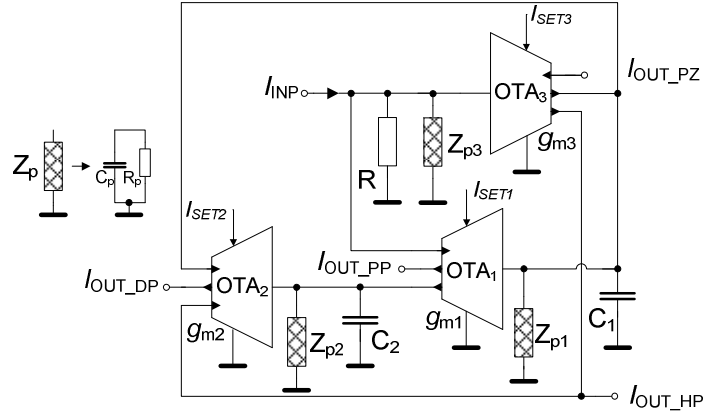

 Obr. 5.21 Filtr s možností řízení BW jediným g_m : a) GST, b) obvodová realizace

Uvedené řešení bez-souběhového řízení BW u PP má ale jednu vlastnost, kterou tedy není hned třeba sledovat nevýhodnou, ale je důležité na ni upozornit. Je patrné z (5.76) až (5.83), že změna g_{m3} nezpůsobí změnu K_0 a Q pouze u pásmové propusti, ale i u ostatních typů přenosů. Tento jev lze pozorovat na **obr. 5.22d**. Podobně jako v kap. 5.1.1 lze ladit kmitočet f_c jediným parametrem g_{m2} (I_{SET2}) při zachování stejné BW (**obr. 5.22e**). Je to tím, že g_{m2} nevystupuje ve vztahu pro K_0 ani BW (prostřední koeficient jmenovatele přenosové funkce). Pokud použijí pro řízení f_c samostatně g_{m1} je BW v průběhu ladění zvětšována (**obr. 5.22f**). V obou případech je ale rozsah změny f_c méně jak poloviční, když ho srovnávám s řízením g_{m1} a g_{m2} v souběhu.

Reálné vlastnosti obvodu lze popsat a vyjádřit modelem na **obr. 5.23**. Impedance ve vysoko-impedančních uzlech jsou opět dány především vstupně-výstupními vlastnostmi reálných AP pro nastavené I_{SET} . Opět je zde parazitní impedance Z_{p3} způsobující stejné potíže jako v předchozím případě. Pro $OTA_{1,2}$ přibližně platí (uvedeno pro nastavené proudy I_{SET} na základě výsledků v příloze **P-1**) $R_{in_OTA1,2} \sim 45 \text{ k}\Omega$, $R_{out_OTA1,2} \sim 115 \text{ k}\Omega$. Očekávané parametry OTA_3 jsou $R_{in_OTA3} \sim 27 \text{ k}\Omega$, $R_{out_OTA3} \sim 70 \text{ k}\Omega$. Snadno lze odvodit, že $R_{p1} = R_{in_OTA1} \parallel R_{out_OTA2} \parallel R_{out_OTA3} \sim 22 \text{ k}\Omega$. Podobně $R_{p2} = R_{out_OTA1} \parallel R_{in_OTA2} \sim 32 \text{ k}\Omega$ a $R_{p3} = R_{out_OTA1} \parallel R_{in_OTA3} \sim 22 \text{ k}\Omega$. Pro parazitní kapacity lze psát $C_{p1} = C_{in_OTA1} + C_{out_OTA2} + C_{out_OTA3} \sim 8 \text{ pF}$, $C_{p2} = C_{out_OTA1} + C_{in_OTA2} \sim 4,5 \text{ pF}$ a $C_{p3} = C_{out_OTA1} + C_{in_OTA3} \sim 4,5 \text{ pF}$, protože z analýzy malosignálových parametrů AP vyplynulo, že C_{in_OTA} je nejvýše 1 pF a C_{out_OTA} nejvýše 3,5 pF.



Obr. 5.22 Modulové přenosové funkce filtru: a) všech současně dostupných přenosů, b) při ladění PZ, c) změně BW u PP, d) demonstrace nežádoucího zásahu změny g_{m3} do činnosti DP, e) zachování šířky pásma PP při ladění, f) opačný jev



Obr. 5.23 Model obvodu respektující důležité parazitní parametry

Pro zjednodušení mohou být parazitní kapacity absorbovány (tento pojem je v literatuře často používán) do pracovních, potom $C_1' = C_1 + C_{p1}$ a $C_2' = C_2 + C_{p2}$. V případě DP je nyní přenosová funkce tvaru

$$K'_{DP}(s) = \frac{g_{m1}g_{m2}g_{m3}RZ_{p3}}{C_1'C_2'(R+Z_{p3})} \cdot \frac{1}{D'(s)}, \quad (5.90)$$

kde jmenovatel (pro všechny typy přenosů samozřejmě stejný) by měl být pro větší přehlednost zapsán zvlášť

$$D'(s) = s^2 + \frac{R_{p2}C_2'(R+g_{m1}g_{m3}RR_{p1}Z_{p3}+Z_{p3})+R_{p1}C_1'(R+Z_{p3})}{R_{p1}R_{p2}C_1'C_2'(R+Z_{p3})}s + \frac{g_{m1}g_{m2}R_{p1}R_{p2}(R+Z_{p3})+g_{m1}g_{m3}RR_{p1}Z_{p3}+Z_{p3}+R}{R_{p1}R_{p2}C_1'C_2'(R+Z_{p3})}. \quad (5.91)$$

Opět je jasné, že vysoko-impedanční uzel způsobuje nárůst řádu obvodu na třetí s parazitním pólem na $f_p \sim 1/(2\pi RC_{p3}) \sim 350$ MHz. Vhodná volba $R \ll R_{p3}$ umožní posunout pól kmitočtově co nejvýše tak, aby se v předpokládaném pracovním pásmu neuplatnil.

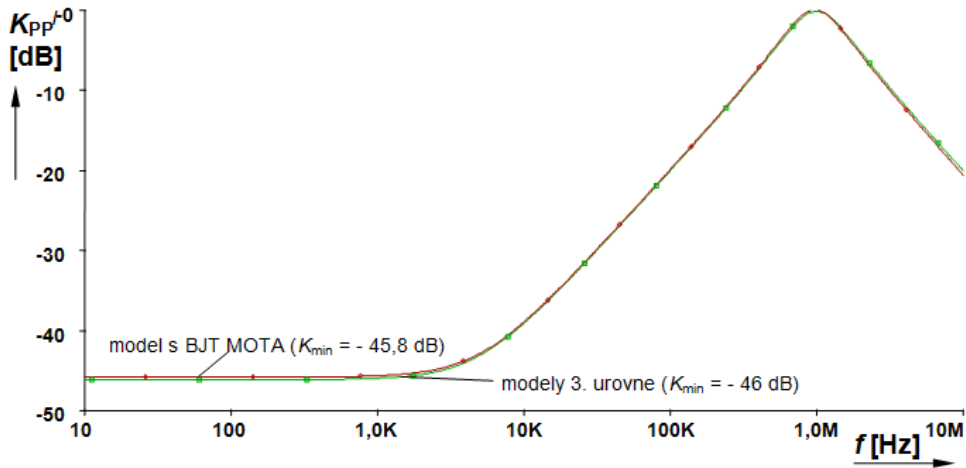
Parazitami postiženou přenosovou funkci PP lze nyní zapsat jako

$$K'_{PP}(s) = \frac{g_{m1}g_{m3}RZ_{p3}(sR_{p2}C_2'+1)}{R_{p2}C_1'C_2'(R+Z_{p3})} \cdot \frac{1}{D'(s)}. \quad (5.92)$$

Přenos PP nyní disponuje jedním parazitním nulovým bodem $z_p = -1/(R_{p2}C_2')$ na kmitočtu $f_{zp} = 4,9$ kHz. Útlum v nepropustném pásmu PP lze vyjádřit jako

$$|K_{PP-LF}| = \lim_{\omega \rightarrow 0} K'_{PP}(j\omega) = \frac{g_{m1}g_{m3}RR_{p1}R_{p3}}{g_{m1}g_{m2}R_{p1}R_{p2}(R+R_{p3})+g_{m1}g_{m3}RR_{p1}R_{p3}+R+R_{p3}}. \quad (5.93)$$

Číselně činí předpokládaná hodnota přenosu asi -46 dB, **obr. 5.24**. Analýza ukazuje, že nejvýznamnější podíl na této hodnotě přenosu v nepropustném pásmu má R_{p1} , který by měl být větší jak 50 k Ω (ostatní parametry dle výše uvedené diskuze), pokud je požadován větší útlum jak 50 dB. Studium vztahu (5.93) odhalilo, že ladící proces f_c (v uvedeném rozsahu $I_{SET1,2}$ od 150 do 1000 μ A) způsobuje změny $|K_{PP-LF}|$ od -40 do -56 dB a řízení g_{m3} (BW) v rámci 100 až 1000 μ A od -40 do -60 dB.



Obr. 5.24 Postižení přenosové funkce PP reálnými vlastnostmi AP

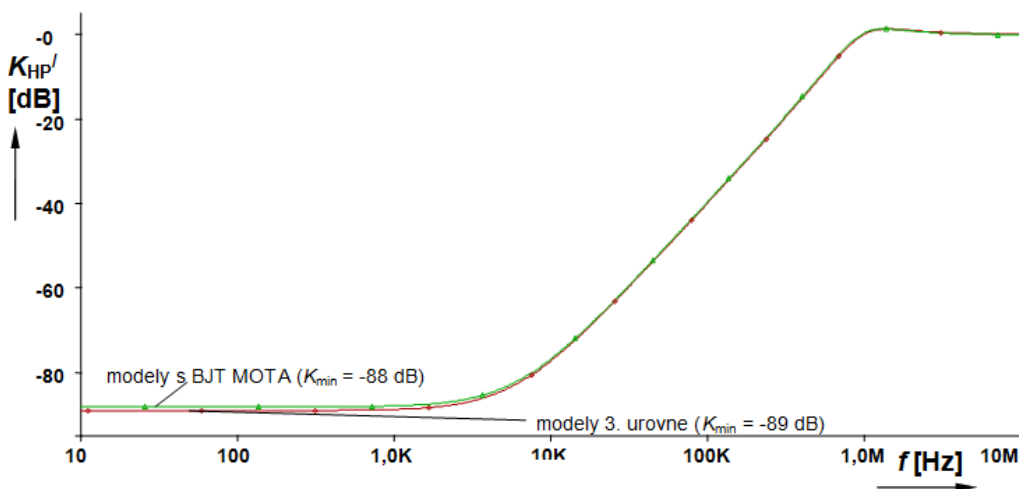
Podobně se opět projeví problém s konečným útlumem na HP, jejíž přenosová funkce má nyní tvar

$$K'_{HP}(s) = \frac{g_{m3} R Z_{p3} \left(s^2 + \frac{(R_{p1} C_1' + R_{p2} C_2')}{R_{p1} R_{p2} C_1' C_2'} s + \frac{1}{R_{p1} R_{p2} C_1' C_2'} \right)}{D'(s)}. \quad (5.94)$$

Filtr má tedy v reálném případě dva parazitní nulové body $z_{p1} = -1/(R_{p1} C_1')$ a $z_{p2} = -1/(R_{p2} C_2')$ na kmitočtech 7,2 a 4,9 kHz. V nepropustném pásmu HP lze minimální přenos vyjádřit jako

$$|K_{HP_LF}| = \lim_{\omega \rightarrow 0} K'_{HP}(j\omega) = \frac{g_{m3} R R_{p3}}{g_{m1} g_{m2} R_{p1} R_{p2} (R + R_{p3}) + g_{m1} g_{m3} R R_{p1} R_{p3} + R + R_{p3}}, \quad (5.95)$$

a útlum dosahuje více než uspokojivé hodnoty 89 dB (**obr. 5.25**). Pro dosažení alespoň 50 dB je třeba zajistit $R_{p1} > 1 \text{ k}\Omega$ a $R_{p2} > 10 \text{ k}\Omega$. Zde je mírně vlivnější R_{p2} . Změna f_C ($I_{SET1,2}$ od 150 do 1000 μA) se projeví klesající tendencí přenosu $|K_{HP_LF}|$ z -76 na asi -100 dB. Změnu Q u HP neuvažují, protože narušuje K_0 podobně, jak DP na **obr. 5.22d**.



Obr. 5.25 Postižení přenosové funkce HP reálnými vlastnostmi AP

Obdobně lze vyhodnotit maximální dosažitelný útlum v minimu reálné PZ, pro kterou platí

$$K'_{PZ}(s) = \frac{g_{m3} R Z_{p3} \left(s^2 + \frac{(R_{p1} C'_1 + R_{p2} C'_2)}{R_{p1} R_{p2} C'_1 C'_2} s + \frac{1 + g_{m1} g_{m2} R_{p1} R_{p2}}{R_{p1} R_{p2} C'_1 C'_2} \right)}{D'(s)}, \quad (5.96)$$

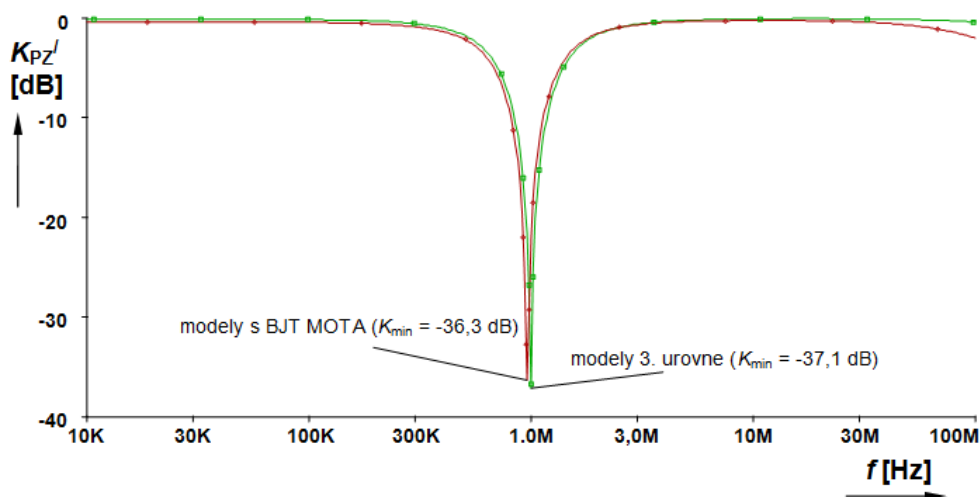
Pokud opět zjednoduším situaci uvažováním $C_{p3} \rightarrow 0$, lze modul přenosu na charakteristickém kmitočtu (středním) vyjádřit pomocí

$$|K_{PZ-\omega_c}| = \lim_{\omega \rightarrow \omega_c} K'_{PZ}(j\omega) = \frac{g_{m3} R R_{p3} \left(1 - \frac{R + R_{p3} + g_{m1} R_{p1} (g_{m2} R R_{p2} + g_{m3} R R_{p3} + g_{m2} R_{p2} R_{p3})}{R + R_{p3}} + j(R_{p1} C'_1 + R_{p2} C'_2) \omega'_c + g_{m1} g_{m2} R_{p1} R_{p2} \right)}{\left[(R + R_{p3}) (R_{p1} C'_1 + R_{p2} C'_2) + g_{m1} g_{m3} R R_{p1} R_{p2} R_{p3} \right] \omega'_c}, \quad (5.97)$$

kde

$$\omega'_c = \sqrt{\frac{g_{m1} g_{m2} R_{p1} R_{p2} (R + R_{p3}) + g_{m1} g_{m3} R R_{p1} R_{p3} + R_{p3} + R}{R_{p1} R_{p2} C'_1 C'_2 (R + R_{p3})}}, \quad (5.98)$$

Dosažením do (5.97) lze zjistit, že hodnota minimálního přenosu v nepropustném pásmu (minimu) je asi $-37,7$ dB. Na **obr. 5.26** je vidět, že v případě modelů 3. úrovně reprezentujících MO-OTA tak i v případě detailního modelu na tranzistorové úrovni jsou výsledky blízké. Pro splnění požadavků na útlum větší jak 50 dB je nutné zajistit $R_{p1,2} > 300$ k Ω , protože se zde obě rezistivní složky impedance ve vysoko-impedančních uzlech projevují zhruba stejně.



Obr. 5.26 Vliv reálných parazitních parametrů AP na PZ

Filtr dokáže realizovat i přenos typu FČ pokud se propojí spolu pozitivní výstup PZ, negativní výstup PP. Podobně lze získat i pro FČ výraz obsahující ovlivňující parazitní parametry

$$K'_{F\check{C}}(s) = \frac{g_{m3}RZ_{p3} \left(s^2 + \frac{(R_{p1}C'_1 + R_{p2}C'_2 + g_{m1}R_{p1}R_{p2}C'_2)}{R_{p1}R_{p2}C'_1C'_2} s + \frac{1 + g_{m1}R_{p1} + g_{m1}g_{m2}R_{p1}R_{p2}}{R_{p1}R_{p2}C'_1C'_2} \right)}{D'(s)}, \quad (5.99)$$

Ovlivnění modulu FČ je ve srovnání s PP a HP nepodstatné, až na vysokých kmitočtech se ovšem projeví kmitočtové omezení dané konečnou kmitočtovou použitelností AP a parazitním pólem.

Toleranční analýza poskytla výsledky shrnuté v **tab. 5.3**. Jako obvykle v této práci i zde testuji PP, protože na ní lze sledovat nejvíce parametrů.

Tab. 5.3 Orientační rozptyl ($\pm\Delta$) parametrů PP pro různé tolerance pasivních prvků a malosignálových parametrů modelů AP

tolerance [%]			Δf_C [kHz]		ΔBW [kHz]		ΔQ [-]	
			nominální					
			$f_C = 0,977$ MHz		$BW = 0,979$ MHz		$Q = 1,11$	
C	R	parametry modelů AP	Worst Case	Monte Carlo	Worst Case	Monte Carlo	Worst Case	Monte Carlo
5	1	20	247	47	456	92	0,44	0,07
5	1	20 (g_m 10 %)	149	25	259	48	0,24	0,04
5	1	20 (g_m 5 %)	100	16	162	28	0,14	0,02
1	1	20 (g_m 10 %)	110	23	219	46	0,2	0,04
1	1	20 (g_m 5 %)	61	12	122	23	0,1	0,02
1	1	20	208	46	414	91	0,4	0,07
1	0,5	20 (g_m 10 %)	109	23	219	46	0,09	0,04

Základním cílem kapitoly bylo zjednodušit řízení šířky pásma PP, respektive odstranit nutnost souběhu dvou parametrů a prozkoumat možnosti struktury z pohledu elektronického řízení a reálných projevů nejpodstatnějších parametrů AP. V kontrastu k předchozí kapitole jsem použil OTA prvky s třemi výstupy (obou polarit), což přineslo řadu výhod, především ve zjednodušení obvodové realizace, ale na druhou stranu to zkomplikovalo interní struktury prvků OTA (MO-OTA). Ve srovnání s publikovanými pracemi na toto téma např. [104], [109] je zde přínos v použití minima OTA dovolujících popsané typy řízení a pouze opravdu nezbytně nutných výstupů (některé běžné realizace obsahují 5 i více výstupů OTA). Řízení BW u PP jedním parametrem je ne zcela běžná výhoda, ale díky záměrnému svázání Q a K_0 pod jediný ovládací parametr je problém měnit Q a K_0 u dalších typů přenosů. Ve srovnání s předchozím typem v kap. 5.1.1 je zde mírně lepší rozptyl parametrů filtru (f_C a Q) s tolerancí součástek a vlastností modelu (g_m), ale např. šířka pásma je citlivá na více parametrů (samozřejmě g_{m3} , kterým se řídí), a proto má BW větší rozpyl při větších tolerancích parametrů modelů OTA. Problematiku popsanou v této kapitole jsem publikoval v [x5], kde jsou k dispozici i měřené výsledky s OTA MAX435 [37], které však byly zatíženy nízkým výstupním odporem tohoto konkrétního typu OTA.

5.2 Elektronicky říditelné struktury využívající proudové konvejory

Podobně jako v předchozích případech lze aplikovat metodiku návrhu a syntézy uvedené např. v [77], [86], [88]. Oproti OTA prvkům jsem zde použil jiné způsoby elektronického řízení, tj. např. řízení vstupního odporu proudového vstupu R_X (I_b) [27], [29], [30] či řízení proudového zisku mezi branami X a Z u specifického CCII typu (ECCII) [31]. Další možnosti řízení naskýtá např. využití napěťového zesílení mezi branami Y a X [31]. Navíc lze s CC získat jiné (ne tak běžné) typy obvodových struktur, protože to nejsou tak jednoduché (funkčně) prvky jako OTA.

5.2.1 Verze s distribucí využívající MO-CCCII

Motivací k navržení a prozkoumání aplikace s prvky MO-CCCII [3], [29], [88], [113] bylo zapojení v [28], kde je koncepce filtru i AP složitá. AP na bázi operačních zesilovačů a proudových zrcadel s diskretními tranzistory nejsou nejvhodnější volbou a reálné chování filtru je charakteristické konečným útlumem v nepropustných pásmech díky nízké výstupní impedanci AP. Jedná se o strukturu typu SIMO. Změna parametrů filtru je možná pouze změnou hodnot rezistorů (i když zemněných). Autory nenapadlo prověřit možnost řízení pomocí změny odporu proudového vstupu prvku, protože jejich realizace AP to přímo neumožňuje. Celkově zapojení uvedené v [28] obsahuje 6 pasivních prvků.

Typ filtru na **obr. 5.27** je opět více-smyčková verze [77], [86], [88], která se spíše podobá jedné realizaci filtru s prvky OTA v [98], avšak zásadní výhodou struktury na **obr. 5.27** oproti jiným je, že zde prakticky neexistuje třetí vysoko-impedanční uzel, který by způsoboval vznik parazitního pólu. Struktura je stejně jako v kap. 5.1.1 typ s distribucí, kde je distribuční prvek realizován jako více-výstupový CC a integrátory postačují velmi jednoduché a základní s jediným výstupem Z. Prvek, který používám, nese označení CCCII (current controlled current conveyor II) [29] a na pozici distributorů (jeden je potřeba i na vstupu) se pak jedná o MO-CCCII. Opět je filtr typu MISO. Oproti [28] a dalším pracím neumožní získání všech typů přenosů 2. řádu najednou, ale je nutný konfigurační přepínač (podobně jako v kap. 5.1.1). V zapojení jsou MO-CCCII vlastně pouze dva, a proto všechny prvky nesou v **obr. 5.27** označení CCCII. Z principu není prvek CCCII₄ nutný, ale s ním lze realizovat všechny přenosové funkce druhého řádu DP, PP, HP, PZ a FČ namísto pouze prvních tří. Rekonfigurace typu přenosu je možná pouhou změnou přepojení výstupu vstupního distributoru tvořeného pomocí CCCII₄. Oproti [28] je zde redukce nutných pasivních prvků na čtyři, což je na jednu stranu vyváжено zvýšeným počtem nutných proudových výstupů CCCII₃ respektive CCCII₄. Postupné sepínání SW₁ - SW₃ umožní docílit příslušné výstupní odezvy typu DP, PP (invertující) a HP. Pro konfiguraci PZ je třeba sepnout SW₁ a SW₂ a pro FČ jsou sepnuty všechny tři současně. Ideální přenosové funkce jsou velmi jednoduchého tvaru

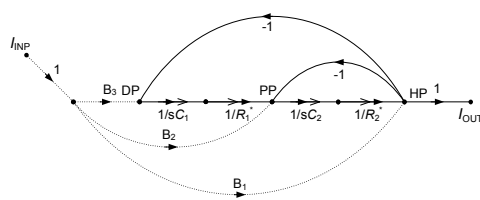
$$K_{DP}(s) = \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2 D(s)}, \quad K_{PP}(s) = \frac{-1}{R_2^* C_2 D(s)} s, \quad (5.100), (5.101)$$

$$K_{HP}(s) = \frac{s^2}{D(s)}, \quad K_{PZ}(s) = \frac{s^2 + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}{D(s)}, \quad (5.102), (5.103)$$

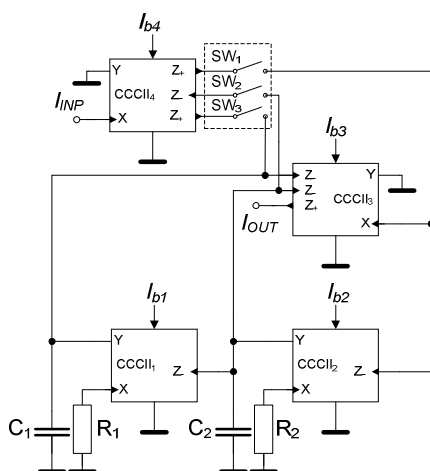
$$K_{FC}(s) = \frac{s^2 - \frac{1}{R_2^* C_2} s + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}{D(s)}, \quad (5.104)$$

kde

$$D(s) = s^2 + \frac{1}{R_2^* C_2} s + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}. \quad (5.105)$$



a)



b)

Obr. 5.27 Filtr 2. řádu založený na struktuře s distribucí a prvky MO-CCCI: a) GST, b) obvodová realizace

Charakteristický kmitočet a činitel jakosti jsou

$$\omega_c = \sqrt{\frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}, \quad Q = R_2^* C_2 \sqrt{\frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}. \quad (5.106), (5.107)$$

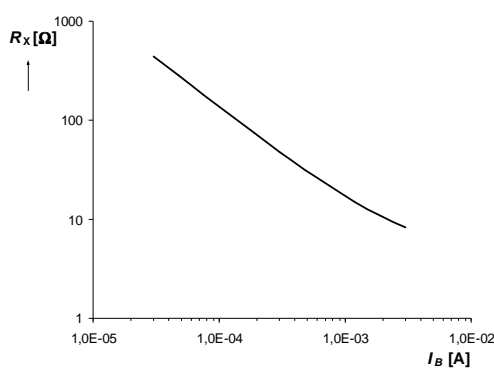
Relativní citlivosti charakteristického kmitočtu, činitele jakosti a šířky pásma PP na změny parametrů (rezistory včetně R_X aktivních prvků) jsou

$$S_{R_1^*}^{\omega_c} = S_{R_2^*}^{\omega_c} = S_{C_1}^{\omega_c} = S_{C_2}^{\omega_c} = -0,5, \quad S_{R_2^*}^{\omega_c} = -S_{R_1^*}^{\omega_c} = S_{C_2}^Q = -S_{C_1}^Q = 0,5, \quad (5.108), (5.109)$$

$$S_{R_2^*}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = -1, \quad S_{R_1^*}^{BW} = S_{C_1}^{BW} = 0. \quad (5.110), (5.111)$$

Hlavní úspora a jednoduchost tkví ve skutečnosti, že co nejvíce větvi zjednodušeného grafu (**obr. 5.27a**) má přenos 1 nebo -1 (postačí přímé propojení

adekvátních výstupů MO-CCCII). Bohužel je díky tomu zase na druhou stranu omezena schopnost struktury elektronicky a nezávisle řídit Q a K_0 . Elektronické řízení f_C je zde zajištěno změnou proudu I_b vnitřní tranzistorové struktury CCCII_{1,2}. Proud I_b nastavuje vstupní impedanci proudového vstupu konvejeoru X (obr. 5.28) a ve výsledku tedy sériově zapojený rezistor s R_1 a R_2 , tj. $R_1^* = R_1 + R_{X1}$ a $R_{X1} = f(I_{b1})$. Jak už bylo řečeno, existence R_X je zatížena celkem vysokou výrobní tolerancí (i desítky procent) a závislostí I_b na teplotě, aj. Pro stabilní a pevně nastavené aplikace je to spíše problém. Zde je však ovladatelná změna R_X vítána, protože slouží k řízení, jak je patrné z mnoha literárních zdrojů např. [27], [29], [30], [114], [115], [116], [117]. Pro nezávislé řízení Q , BW a K_0 je zapotřebí dalších proporcionálních členů v konkrétních větvích, což bude diskutováno v dalším textu.

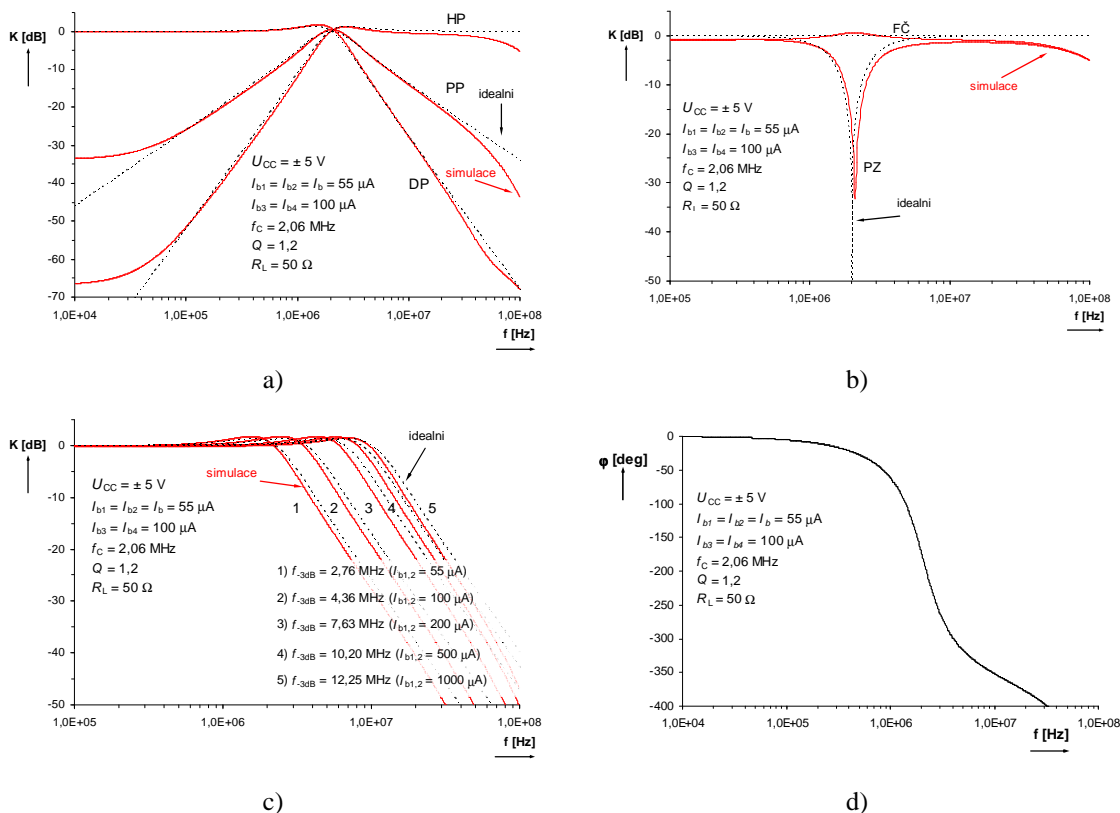


Obr. 5.28 Závislost vstupního odporu proudové vstupní svorky (R_X) na proudu I_b

Pro získání vhodného modelu CCCII (MO-CCCII) jsem známou interní tranzistorovou strukturu proudového konvejeoru (např. [29], [74], [88], [100], [113], [114]) rozšířil o potřebný počet proudových výstupů (zrcadel) a posloužila na ověření činnosti filtru v obvodovém simulátoru OrCAD. Jako elementární tranzistor jsem použil tranzistorový model z makromodelu OPA860 [60], [61], [62]. Zapojení MO-CCCII a jeho parametry jsou patrné z grafických výsledků v příloze P-2. Výsledky analýzy modelu při $U_{CC} = \pm 5$ V poskytují následující parametry. Vstupní odpor proudové svorky R_X se pohybuje v závislosti na $I_b = \{30, 50, 100, 500, 1\ 000\ \mu\text{A}\}$ v rozsahu $R_X = \{455, 269, 137, 30, 17\ \Omega\}$. Hodnota R_X je přibližně dána v vztahem $R_X \sim U_t/2I_b$ [29], [74], [100] (U_t je teplotní napětí), avšak při velkých I_b je závislost již nelineární, takže víceméně výsledek vztahu odpovídá pro $I_b \leq 500\ \mu\text{A}$. V příloze P-2 je kmitočtová závislost proudového přenosu $X \rightarrow Z$ pro různé hodnoty I_b (viz výše) a pro výstupy obou polarit. Bohužel je proudový přenos taktéž ovlivněn proudem I_b a dle jeho hodnoty se mezní kmitočet podle simulace pohybuje od vysokých desítek MHz (malé I_b) do stovek MHz. Změna I_b má mírný vliv i na přesnost přenosu proudu, jenž je asi v rozsahu 0,88 až 0,95. Podobně je dokumentován i přenos mezi branami Y a X. Analýza modelu ukazuje, že lineární oblast vstupně-výstupní charakteristiky přenosu proudu (mezi X a Z) je asi v mezích několika mA (mnohonásobně více než u běžných CMOS implementací v literatuře), což je ale hlavně dáno použitým modelem tranzistoru a vysokým napájecím napětím. Výhody jsou kompenzovány daleko větší spotřebou. Lineární rozsah vstupně-výstupní charakteristiky přenosu napětí (mezi Y a X) je zhruba ± 3 V. Model má dobré dynamické a kmitočtové vlastnosti. Nicméně je to také vykoupeno horšími malosignálovými parametry. Především hodnoty odporu napěťového vstupu (R_Y) a výstupního odporu (R_Z) jsou nízké, závislé na I_b a samozřejmě impedance (včetně kapacitoní složky) je závislá na kmitočtu. Hodnota R_Y je

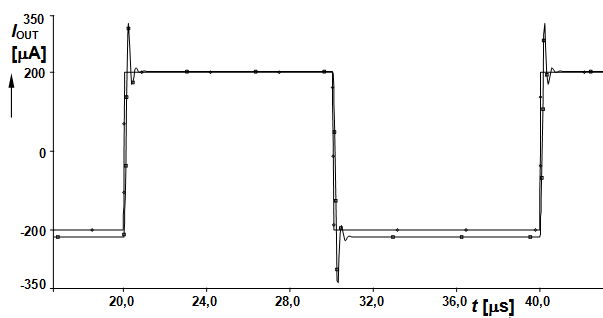
pro uvedenou změnu I_b v rozsahu asi $1,3 \text{ M}\Omega$ ($I_b = 30 \mu\text{A}$) až $35 \text{ k}\Omega$ ($I_b = 1 \text{ mA}$). Výstupní odpor R_Z svorek Z se liší dle typu výstupu (pozitivní/negativní) a pohybuje se dle velikosti I_b od několika set $\text{k}\Omega$ do několika jednotek $\text{k}\Omega$ (vše je dokumentováno v příloze **P-2**). Oproti nízko-příkonovým strukturám AP s unipolárními tranzistory, kde jsou potíže s dynamikou, je zde zase problém s výstupní impedancí a je nutné zvážit, co je pro navrhovanou aplikaci klíčové. Navíc proud I_b , který je drtivou většinou autorů používán právě pro řízení R_X , má vliv i na ostatní parametry a především výstupní odpor a je rozumné uvážit vhodně rozsah jeho změny. Jinak znamená zhoršení jiné vlastnosti, která by mohla způsobit potíže. Některé problémy vyplývající z uvedených vlastností podrobněji rozvedu při analýze navrženého zapojení filtru s ohledem na reálné chování.

Filtr byl navržen na $f_C = 2 \text{ MHz}$ s $Q = 1$. Hodnoty jsou $C_1 = C_2 = C = 220 \text{ pF}$ a $R_1^* = R_2^* = R^* = 362 \Omega$ ($R_{X1,2} = 312 \Omega$ pro $I_{b1,2} = 55 \mu\text{A}$), kde $R_1 = R_2 = R = 50 \Omega$. CC sloužící k distribuci mají nastaven $I_{b3,4} = 100 \mu\text{A}$. Výsledky analýz obvodu na **obr. 5.27** v kmitočtové oblasti jsou na **obr. 5.29**. Simulacemi zjištěné hodnoty parametrů filtru jsou $f_C = 2,06 \text{ MHz}$ s $Q = 1,2$. Elektronické ladění f_C je umožněno v rozsahu 2 až $9,33 \text{ MHz}$ pro $I_{b1,2}$ od 55 do $1000 \mu\text{A}$. Opět lze samostatným řízením R_1^* (I_{b1}) docílit přeladění PP s konstantní BW. Podle analýzy v časové oblasti filtr dokáže pracovat s úrovněmi vstupního signálu o amplitudě do $200 \mu\text{A}$ bez výrazného zkreslení či omezení. Nejvyšší limit úrovně je u filtru typu DP (i několik set μA), nejnižší u PP a FČ na f_C (do $200 \mu\text{A}$ amplitudy). Na **obr. 5.30** lze vidět odezvu DP na obdelníkové buzení, která může sloužit i jako důkaz stability obvodu, protože obvod nebylo možné ověřit experimentálně. Vlastnosti obvodu byly studovány pouze pomocí počítačové simulace.

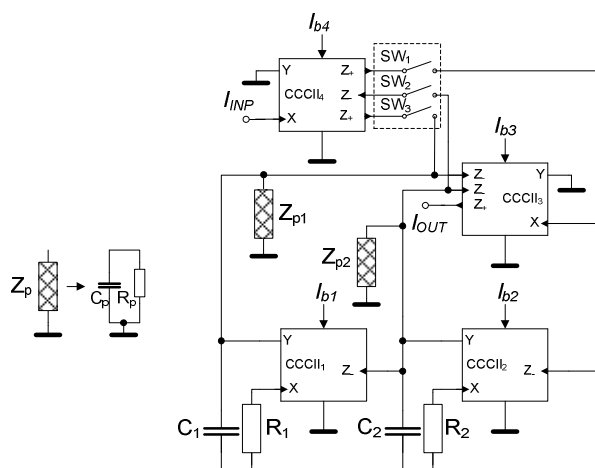


Obr. 5.29 Dostupné modulové frekvenční charakteristiky: a) DP, PP, HP, b) PZ a FČ, c) ladění změnou I_b sledované na DP, d) fázová charakteristika FČ

Předpokládané reálné chování je třeba vždy diskutovat, a proto je provedena symbolická analýza přenosových funkcí s uvažováním parazitních prvků ovlivňujících přenosové vlastnosti. U AP založených na zrcadlení a sledování mnoho kolegů uvažuje třeba také chyby sledování a zesílení. Dle mého názoru (a jak se ukazuje) však ve většině případů hrají mnohem větší roli právě reálné vstupní a výstupní vlastnosti AP. Především souvisí se vznikem parazitních nulových bodů, což má za následek nežádoucí lomy a konečným útlum v nepropustných pásmech některých přenosových charakteristik. Na **obr. 5.31** je obvod doplněn o význačné parazitní prvky, do kterých lze soustředit největší vliv.



Obr. 5.30 Odezva DP na obdelníkové buzení ($f = 50$ kHz)



Obr. 5.31 Nejpodstatnější parazitní vlivy ve filtru

V předchozím návrhu již byly vstupní odpory proudových vstupů CCCII integrátorů zahrnuty do sériové kombinace s pracovními rezistory. Zde sice slouží R_X k elektronickému ladění, ale je nutné na ně vždy pamatovat a v návrhu s nimi počítat i v případě pevné hodnoty. Je vidět (**obr. 5.31**), že dopad parazitních prvků se soustřeďuje na oba vysoko-impedanční uzly (vstupy proudových integrátorů). Nízko-impedanční uzel spojující výstup CCCII₂ se vstupem CCCII₃ a případně i s výstupem CCCII₄ není nutné brát v úvahu v případě, že se zajistí mnohem menší vstupní odpor proudového vstupu CCCII₃, než mají výstupní odpory CCCII₂ a CCCII₃. Toto lze splnit, protože R_X je téměř vždy mnohonásobně menší než R_Z . Zde se dominantní parazitní kapacity "pouze" přičítají k pracovním, tj. $C_1' = C_1 + C_{p1}$ a $C_2' = C_2 + C_{p2}$. Se vstupními odpory R_X (I_b) je počítáno v návrhu (R_1^* a R_2^*). Přenosové funkce filtru postižené parazitním chováním jsou postupně rozebrány. Pro přesné určení je třeba vycházet ze vstupních a výstupních impedancí (příloha **P-2**) pro nastavené I_b (55 a 100 μA), tedy pro CCCII_{1,2} (I_b

= 55 μ A) přibližně platí $R_{Y1,2} \sim 650 \text{ k}\Omega$ ($C_{Y1,2} \sim 2 \text{ pF}$), $R_{Z1,2+} \sim 280 \text{ k}\Omega$ ($C_{Z1,2+} \sim 1 \text{ pF}$) pro používaný pozitivní výstup. Pro negativní výstup je $R_{Z1,2-} \sim 35 \text{ k}\Omega$ ($C_{Z1,2-} \sim 3,5 \text{ pF}$). V případě CCCII_{3,4} ($I_b \sim 100 \mu\text{A}$) lze uvést $R_{Z3,4+} \sim 150 \text{ k}\Omega$ ($C_{Z3,4+} \sim 1 \text{ pF}$) v případě pozitivního výstupu a $R_{Z3,4-} \sim 20 \text{ k}\Omega$ ($C_{Z3,4-} \sim 3,5 \text{ pF}$) v případě negativního. Samozřejmě se jedná o kapacity odvozené z modelu, takže v reálném případě by se muselo počítat samozřejmě ještě s kapacitou bondování a ESD ochran pinů, apod.

Symbolická analýza přenosové funkce DP doplněné o parazitní prvky poskytla tvar

$$K'_{DP}(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{R_1^* R_2^* C_1' C_2'}{R_2^* R_{p1} R_{p2} C_1' C_2'} s + \frac{R_1^* R_2^* + R_1^* R_{p2} + R_{p1} R_{p2}}{R_1^* R_2^* R_{p1} R_{p2} C_1' C_2'}} \cdot \frac{R_1^* R_2^* C_1' C_2'}{(R_{p1} R_{p2} C_1' + R_2^* R_{p2} C_2' + R_2^* R_{p1} C_1')} s + \frac{R_1^* R_2^* + R_1^* R_{p2} + R_{p1} R_{p2}}{R_1^* R_2^* R_{p1} R_{p2} C_1' C_2'}} \quad (5.112)$$

kde $R_{p1} = R_{Y1} \parallel R_{Z3-} \parallel R_{Z4+} \sim 16 \text{ k}\Omega$, $R_{p2} = R_{Z1+} \parallel R_{Y2} \parallel R_{Z3-} \sim 17 \text{ k}\Omega$, $C_{p1} = C_{Y1} + C_{Z3-} + C_{Z4+} \sim 6,5 \text{ pF}$, $C_{p2} = C_{Z1+} + C_{Y2} + C_{Z3-} \sim 6,5 \text{ pF}$. Funkce doplní propusti je v pracovním pásmu (nepropustném i propustném) ovlivněna minimálně.

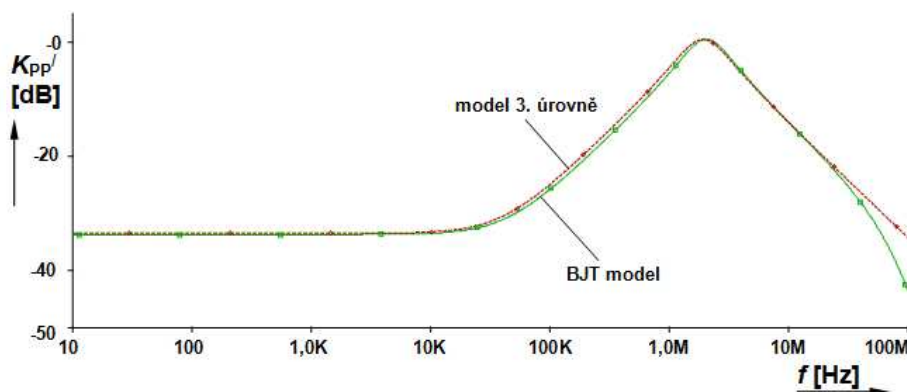
V případě PP je $R_{p1} = R_{Y1} \parallel R_{Z3-} \sim 18 \text{ k}\Omega$, $R_{p2} = R_{Z2+} \parallel R_{Y2} \parallel R_{Z3-} \parallel R_{Z4+} \sim 15 \text{ k}\Omega$, což opravdu není mnoho a bude to způsobovat potíže. Předpokládané parazitní kapacity jsou $C_{p1} = C_{Y1} + C_{Z3-} \sim 5,5 \text{ pF}$, $C_{p2} = C_{Z1+} + C_{Y2} + C_{Z3-} + C_{Z4+} \sim 7,5 \text{ pF}$. Přenosová funkce PP postižená parazitními vlivy má komplikovanější tvar

$$K'_{PP}(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{R_1^* R_2^* C_1' C_2'}{R_2^* R_{p1} R_{p2} C_1' C_2'} s + \frac{R_1^* R_2^* + R_1^* R_{p2} + R_{p1} R_{p2}}{R_1^* R_2^* R_{p1} R_{p2} C_1' C_2'}} \cdot \frac{1}{R_2^* C_2'} s + \frac{1}{R_2^* R_{p1} C_1' C_2'}} \cdot \frac{R_1^* R_2^* C_1' C_2'}{(R_{p1} R_{p2} C_1' + R_2^* R_{p2} C_2' + R_2^* R_{p1} C_1')} s + \frac{R_1^* R_2^* + R_1^* R_{p2} + R_{p1} R_{p2}}{R_1^* R_2^* R_{p1} R_{p2} C_1' C_2'}} \quad (5.113)$$

Oproti ideálnímu tvaru má jeden parazitní nulový bod $z_p = -1/(R_{p1} C_1')$ na kmitočtu $f_{zp} = 44 \text{ kHz}$ a přenos na nízkých kmitočtech tvaru

$$|K_{PP_LF}| = \lim_{\omega \rightarrow 0} K'_{PP}(j\omega) = \frac{R_1^* R_{p2}}{R_1^* R_2^* + R_1^* R_{p2} + R_{p1} R_{p2}} \quad (5.114)$$

který činí numericky asi $|K_{PP_LF}| \sim -33 \text{ dB}$, což je závažný problém, pokud toto potlačení v aplikaci nebude dostačovat. **obr. 5.32** srovnává kmitočtové charakteristiky PP získané simulací obvodu na **obr. 5.27** s modely v **P-2** a zapojení s modely 3. úrovně respektujícími reálné vstupně-výstupní parametry AP. Největší vliv na útlum v nepropustném pásmu směrem k nízkým kmitočtům má především R_{p1} . Např. pro hodnotu R_{p1} (na ní se podílí všechny do uzlu připojené prvky) $10 \text{ k}\Omega$ je útlum pouze 29 dB . Pro dostatečný útlum (považuji takový alespoň nad 50 dB , ale záleží na konkrétní aplikaci) je nutná hodnota větší jak $100 \text{ k}\Omega$. Použité vlastní behaviorální modely AP 3. úrovně (ABM) v této kapitole nerespektují konečnou kmitočtovou použitelnost (kmitočtově závislý přenos), pouze modelují vstupně-výstupní vlastnosti, které mne nejvíce zajímají. Proces řízení f_c za pomoci $I_{b1,2}$ ($R_{x1,2}$) má na hodnotu $|K_{PP_LF}|$ vliv. Očekávaný rozsah změny je mezi -31 až -48 dB při uvažované změně $I_{b1,2}$.



Obr. 5.32 Problémy s konečným útlumem v nepropustném pásmu PP

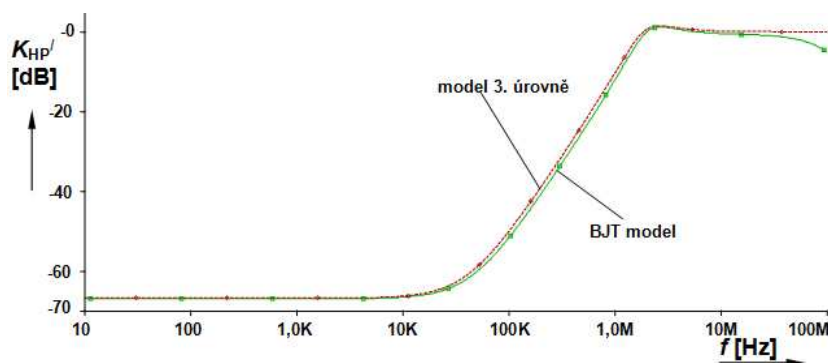
Problém konečného útlumu v nepropustném pásmu na nízkých kmitočtech se vyskytuje také na přenosu HP, který má nyní tvar

$$K'_{HP}(s) = \frac{s^2 + \frac{R_{p1}C'_1 + R_{p2}C'_2}{R_{p1}R_{p2}C'_1C'_2}s + \frac{1}{R_{p1}R_{p2}C'_1C'_2}}{s^2 + \frac{(R_{p1}R_{p2}C'_1 + R_2^*R_{p2}C'_2 + R_2^*R_{p1}C'_1)}{R_2^*R_{p1}R_{p2}C'_1C'_2}s + \frac{R_1^*R_2^* + R_1^*R_{p2} + R_{p1}R_{p2}}{R_1^*R_2^*R_{p1}R_{p2}C'_1C'_2}}, \quad (5.115)$$

kde lze očekávat $R_{p1} = R_{Y1} \parallel R_{Z3-} \sim 18 \text{ k}\Omega$, $R_{p2} = R_{Z1+} \parallel R_{Y2} \parallel R_{Z3-} \sim 17 \text{ k}\Omega$ a $C_{p1} = C_{Y1} + C_{Z3-} + C_{Z4+} \sim 6,5 \text{ pF}$, $C_{p2} = C_{Z1+} + C_{Y2} + C_{Z3-} \sim 6,5 \text{ pF}$. Přenosová funkce má nyní dva nežádoucí nulové body (40 a 43 kHz) $z_{p1} = -1/(R_{p1}C'_1)$ a $z_{p2} = -1/(R_{p2}C'_2)$. Pro modul přenosu na nízkých kmitočtech platí

$$|K_{HP_LF}| = \lim_{\omega \rightarrow 0} K'_{HP}(j\omega) = \frac{R_1^*R_2^*}{R_1^*R_2^* + R_1^*R_{p2} + R_{p1}R_{p2}}. \quad (5.116)$$

Útlum v nepropustném pásmu je dle výsledků analýz maximálně 67 dB , což dokazuje také simulace (**obr. 5.33**). Už se jedná o dost velké potlačení, které pro většinu aplikací dostačuje. Zde působí R_{p1} i R_{p2} asi stejně (žádný nedominuje) a pro potlačení větší jak 60 dB postačují i hodnoty nad $10 \text{ k}\Omega$. Proces řízení f_C za pomoci $I_{b1,2}$ ($R_{x1,2}$) mění $|K_{HP_LF}|$ (v uvažovaném rozsahu změny $I_{b1,2}$) mezi -61 až -96 dB .



Obr. 5.33 Problémy s konečným útlumem v nepropustném pásmu HP

Přenos PZ zatížený reálným chováním lze popsat pomocí

$$K'_{PZ}(s) = \frac{s^2 + \frac{R_{p1}C'_1 + R_{p2}C'_2}{R_{p1}R_{p2}C'_1C'_2}s + \frac{R_1^*R_2^* + R_{p1}R_{p2}}{R_1^*R_2^*R_{p1}R_{p2}C'_1C'_2}}{s^2 + \frac{(R_{p1}R_{p2}C'_1 + R_2^*R_{p2}C'_2 + R_2^*R_{p1}C'_1)}{R_2^*R_{p1}R_{p2}C'_1C'_2}s + \frac{R_1^*R_2^* + R_1^*R_{p2} + R_{p1}R_{p2}}{R_1^*R_2^*R_{p1}R_{p2}C'_1C'_2}}, \quad (5.117)$$

kde lze zhruba určit $R_{p1} = R_{Y1} \parallel R_{Z3-} \parallel R_{Z4+} \sim 16 \text{ k}\Omega$, $R_{p2} = R_{Z1+} \parallel R_{Y2} \parallel R_{Z3-} \sim 17 \text{ k}\Omega$ a $C_{p1} = C_{Y1} + C_{Z3-} + C_{Z4+} \sim 6,5 \text{ pF}$, $C_{p2} = C_{Z1+} + C_{Y2} + C_{Z3-} \sim 6,5 \text{ pF}$. Lze si vyjádřit i přenos v minimu

$$|K'_{PZ-\omega_c}| = \lim_{\omega \rightarrow \omega_c} K'_{PZ}(j\omega) = \left| \frac{j(R_1^*R_{p2} - j(R_1^*R_2^*R_{p1}C'_1 + R_1^*R_2^*R_{p2}C'_2)\omega_c)}{(R_1^*R_2^*R_{p1}C'_1 + R_1^*R_2^*R_{p2}C'_2 + R_1^*R_{p1}R_{p2}C'_1)\omega_c} \right|, \quad (5.118)$$

kde

$$\omega'_c = \sqrt{\frac{R_1^*R_2^* + R_1^*R_{p2} + R_{p1}R_{p2}}{R_1^*R_2^*R_{p1}R_{p2}C'_1C'_2}}. \quad (5.119)$$

Číselná hodnota útlumu v minimu přenosu PZ je kolem 30 dB. Liší se dle použití invertujících nebo neinvertujících výstupů CCCII₄. Vliv R_{p1} a R_{p2} na útlum je zhruba srovnatelný a pro dosažení většího útlumu jak 50 dB je třeba minimálně $R_{p1,2} > 250 \text{ k}\Omega$.

Přenosová funkce FČ postižená reálným chováním AP má tvar

$$K'_{FC}(s) = \frac{s^2 - \frac{R_{p1}R_{p2}C'_1 + R_2^*R_{p1}C'_1 + R_2^*R_{p2}C'_2}{R_1^*R_2^*R_{p1}R_{p2}C'_1C'_2}s + \frac{R_1^*R_2^* + R_{p1}R_{p2} + R_1^*R_{p2}}{R_1^*R_2^*R_{p1}R_{p2}C'_1C'_2}}{s^2 + \frac{(R_{p1}R_{p2}C'_1 + R_2^*R_{p2}C'_2 + R_2^*R_{p1}C'_1)}{R_2^*R_{p1}R_{p2}C'_1C'_2}s + \frac{R_1^*R_2^* + R_1^*R_{p2} + R_{p1}R_{p2}}{R_1^*R_2^*R_{p1}R_{p2}C'_1C'_2}}, \quad (5.120)$$

kde lze zhruba určit $R_{p1} = R_{Y1} \parallel R_{Z3-} \parallel R_{Z4+} \sim 16 \text{ k}\Omega$, $R_{p2} = R_{Z1+} \parallel R_{Y2} \parallel R_{Z3-} \parallel R_{Z4-} \sim 9 \text{ k}\Omega$ a $C_{p1} = C_{Y1} + C_{Z3-} + C_{Z4+} \sim 6,5 \text{ pF}$, $C_{p2} = C_{Z1+} + C_{Y2} + C_{Z3-} + C_{Z4-} \sim 10 \text{ pF}$. Žádný zásadní problém, kromě omezené kmitočtové použitelnosti AP, tento typ přenosu neovlivňuje.

Ve všech uvedených případech je charakteristický kmitočet (pólu) dán vztahem (5.119) a vztah pro činitel jakosti je tvaru

$$Q' = \frac{R_2^*R_{p1}R_{p2}C'_1C'_2}{(R_{p1}R_{p2}C'_1 + R_2^*R_{p2}C'_2 + R_2^*R_{p1}C'_1)} \sqrt{\frac{R_1^*R_2^* + R_1^*R_{p2} + R_{p1}R_{p2}}{R_1^*R_2^*R_{p1}R_{p2}C'_1C'_2}}. \quad (5.121)$$

Změna R_X pro účely ladění může mít i své stinné stránky, o kterých se autoři nezmiňují. Ty právě spočívají ve vlivu i na ostatní malosignálové parametry obvodu (nejen na žádaný vstupní odpor). V případě CMOS technologie je situace lepší, protože u AP v proudovém módu lze dosáhnout větší hodnoty výstupních odporů (i vstupních - to je možná nevýhoda), ale dynamika je někdy i několikanásobně horší (v literatuře lze pozorovat maximálně desítky μA). Samozřejmě by se daly zahrnout do úvah i např. kmitočtové závislosti přenosových vlastností AP, přesnost a chyby sledování apod., ale už tak značně komplikované vztahy by se staly ještě více nepřehlednými a hlavní věc, na kterou se soustředí, tj. analýza nejvýznamnějších problémů aplikace (filtru) v jeho předpokládaném pracovním pásmu, by se tím zastínila. Detailní analýza uvedených záležitostí (nejen problémových pásem útlumu) je svou rozsahovou náplní vhodná pro samostatnou práci.

Podrobně byly provedeny toleranční analýzy pro obvod včetně všech pasivních prvků a výsledky srovnány v **tab. 5.4**.

Tab. 5.4 Orientační rozptyl ($\pm\Delta$) parametrů PP pro různé tolerance pasivních prvků a malosignálových parametrů modelů AP

tolerance [%]			Δf_c [kHz]		ΔBW [kHz]		ΔQ [-]	
			nominální					
			$f_c = 1,924$ MHz		$BW = 1,84$ MHz		$Q = 1,2$	
C	R	parametry modelů AP	Worst Case	Monte Carlo	Worst Case	Monte Carlo	Worst Case	Monte Carlo
5	1	20	462	82	474	114	0,25	0,044
5	1	10	275	45	280	62	0,15	0,02
1	1	20	383	79	396	109	0,21	0,04
1	1	20 ($R_{X1,2}$ 10 %)	206	39	220	54	0,11	0,02
1	1	20 ($R_{X1,2}$ 5 %)	121	20	136	28	0,07	0,01
1	0,5	20	382	79	395	109	0,21	0,04

Je vidět, že se rozptyl zmenšuje se zmenšující se tolerancí $R_{X1,2}$. Toto potvrzuje domněnku, že technologická výrobní nepřesnost může někdy způsobit značné problémy. Vlivu se lze zbavit tím, že volím velké R_1 a R_2 , ale pak je pro dosažení stejného f_c nutné úměrně tomu snížit pracovní kapacity a ty se pak přibližují hodnotami parazitním. Navíc větší hodnoty R_1 a R_2 znamenají menší možnost $R_X(I_b)$ ovlivnit f_c a tím pádem se značně zredukuje rozsah přeladění.

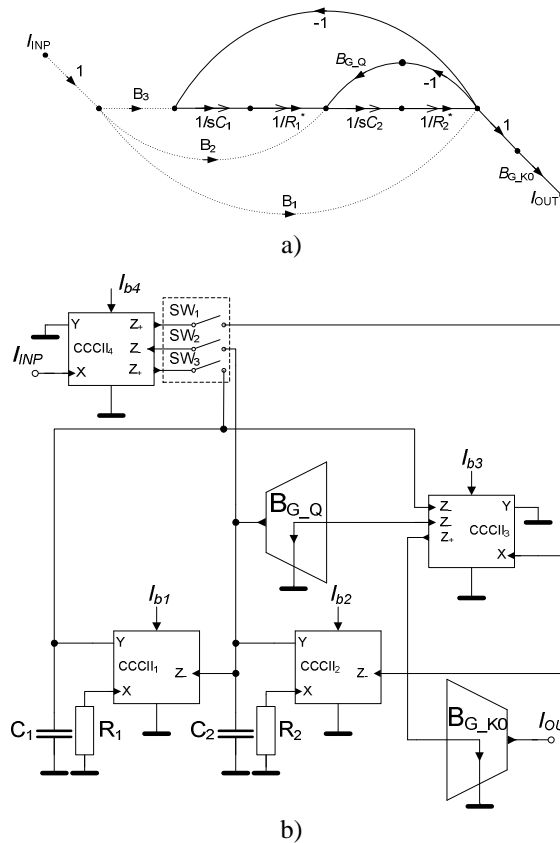
Na **obr. 5.34** je modifikace zde diskutovaného obvodu, která díky vložení proudových zesilovačů dokáže měnit i další parametry filtru (Q , K_0 , BW u PP). Z hlediska reálného chování přináší vložený výstup proudového zesilovače do uzlu kondenzátoru C_2 navýšení parazitní kapacity uzlu a snížení rezistivní složky impedance, což se projeví u PP a HP dalším snížením útlumu v nepropustném pásmu. Oproti tomu vložený zesilovač pro řízení K_0 nezpůsobuje kromě nárůstu složitosti struktury problémy žádné. V případě, že bude distributor s CCCII₄ rozšířen o možnost nezávisle a spojitě měnit proudový přenos do každého budícího uzlu, lze potom uvažovat i o stejné možnosti docílit HPn a DPn jako v kap. 5.1.1. V tom případě ani není zapotřebí výstupní proudový zesilovač za CCCII₃.

Nové symbolické přenosové funkce a návrhové vztahy mají nyní tvary

$$K_{DP}(s) = \frac{B_{G-K0} \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}{s^2 + \frac{B_{G-Q}}{R_2^* C_2} s + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}, \quad K_{PP}(s) = \frac{-B_{G-K0} \frac{1}{R_2^* C_2} s}{s^2 + \frac{B_{G-Q}}{R_2^* C_2} s + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}, \quad (5.122), (5.123)$$

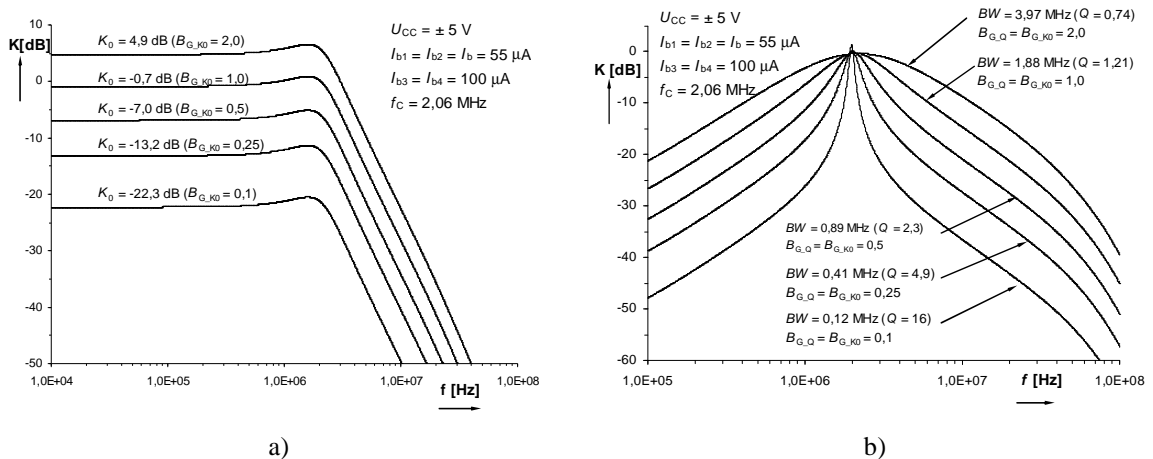
$$K_{HP}(s) = \frac{B_{G-K0} s^2}{s^2 + \frac{B_{G-Q}}{R_2^* C_2} s + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}, \quad K_{PZ}(s) = \frac{B_{G-K0} \left(s^2 + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2} \right)}{s^2 + \frac{B_{G-Q}}{R_2^* C_2} s + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}, \quad (5.124), (5.125)$$

$$K_{FC}(s) = \frac{B_{G-K0} \left(s^2 - \frac{1}{R_2^* C_2} s + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2} \right)}{s^2 + \frac{B_{G-Q}}{R_2^* C_2} s + \frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{R_2^* C_2}{B_{G-Q}} \sqrt{\frac{1}{R_1^* R_2^* C_1 C_2}}, \quad K_0 = B_{G-K0}. \quad (5.126), (5.127), (5.128)$$



Obr. 5.34 Modifikace pro řízení Q a K_0 : a) GST, b) obvodová realizace

Výsledky simulací této modifikace s proudovými zesilovači reprezentovanými pomocí proudové násobičky EL2082 [42] jsou na **obr. 5.35**. 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 vstupního odporu proudového vstupu CCCII a proudového přenosu v příslušných větví dokáže zajistit požadovanou variabilnost parametrů filtru, avšak za cenu zkomplikování. Navíc se zajisté projeví výstupní impedance prvku s přenosem B_{G_Q} v příslušném uzlu. Zde je (kromě kapacitní složky) příspěvek minimální, protože EL2082 má výstupní odpor velmi vysoký.



Obr. 5.35 Další dostupné možnosti elektronického řízení získané přidáním říditelných proudových zesilovačů: a) řízení základního přenosu K_0 , b) změna šířky pásma PP

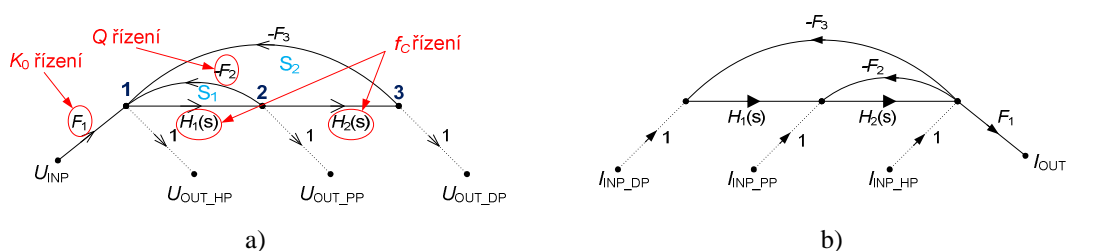
Základní koncepce filtru vyniká jednoduchostí, ale díky co nejjednodušším zpětným vazbám je zde možno řídit pouze f_c a to změnou intrinzické hodnoty vnitřních odporů (R_X) proudových vstupů AP (CCCII). Výhoda je zejména ve skutečnosti, že více výstupů MO-CCCII je třeba pouze ve dvou blocích (distribuční proudové sledovače rozvádějící proudy do konkrétních uzlů) a v uspořené počtu pasivních součástí oproti např. [28]. 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 . Díky eliminaci parazitního pólu je tato struktura jednoznačně výhodnější než verze s OTA, která byla detailně rozebrána v kap. 5.1.1 Až v kap. 5.2.3 bude jasné, jak se u jednoduchých obvodů může tato kombinovaná varianta řízení osvědčit. 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. Zásadní nevýhodou je ovlivnění ostatních impedancí portů (Y , Z), přičemž jejich odhad (pro přesnější analýzu) je třeba vždy udělat pro konkrétní I_b . Popsané řešení řízení aplikací prostřednictvím R_X je velmi rozšířeno, ale problém nebývá diskutován, a proto je takto kapitola dle mého názoru velmi užitečná. Řešením může být zavedení dvou sekcí (např. konvektorů) interní struktury, kde jedna bude pevně nastavená a optimalizovaná pro dosažení nejlepších parametrů a druhá bude ovládaná. Tím mám namysli předřadit před port (bránu) X další proudový sledovač nebo CCCII s trvale uzemněnou napěťovou bránou Y. I_b by se měnil pouze u předřazeného obvodu a tím by se zajistilo, že změna I_b už tolik neovlivní funkci a malosignálové parametry AP jako celku (především výstupní odpor). V současné době se myšlenkou zabývám ve své další práci. 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 nulových bodů a konečného útlumu v nepropustných pásmech (PP, HP) neuspokojivé hodnoty (záleží na aplikaci). Tento problém se vyskytuje téměř vždy, ale málokdo řeší co ho způsobuje a co je třeba minimálně splnit pro dostatečné potlačení. V [28] je zřejmý taktéž a situace je horší než zde. Obvod a jeho vlastnosti byly srovnávány především s [28], protože se jedná o nejpodobnější současné zapojení s více-výstupovými CC a publikovány v [x6] a [x7].

5.2.2 Klasická verze a verze s distribucí filtru s ECCII-využívající nastavitelné proudové zesílení

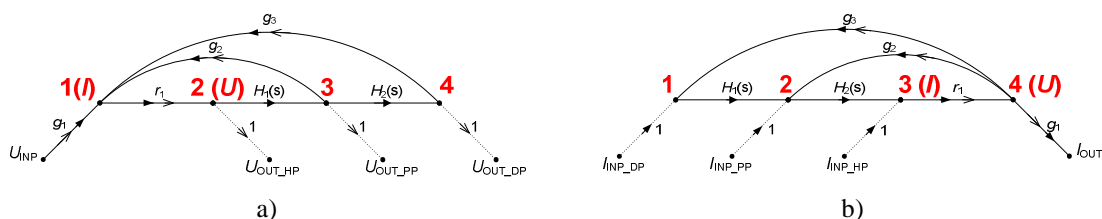
Proudové konvektory jsou velmi známým AP, ale již méně se lze setkat s jeho modifikací, která má k dispozici možnost řízení proudového zesílení [31]. Řízení vstupního odporu R_X (I_b) je mnohem častější např. v současných pracích [114], [115], [116], [117], a to nejen u CC. Koncepcí proudových konvektorů druhé generace (CCII) s možností změny proudového zisku bylo v nedávné době několik publikováno. Někteří autoři je nazývají "electronically tunable current conveyor" (ECCII) [31], [118], "current-gain controlled CCII" (CG-CCII) či "variable-gain controlled CCII" (VGC-CCII) [119]. Některé ECCII prvky umožňují současně měnit přenos mezi branami X a Z i Y a X [119]. Jako nejvhodnější se pro multifunkční variabilní implementaci opět ukázalo použít dvousmyčkovou strukturu [77], [86], [91]. Modifikací grafu signálových toků struktury lze snadno zajistit řízení přenosů (konverzních konstant mezi napětím a proudem a naopak) příslušných větví a tím i elektronické řízení všech parametrů filtru

(f_c , Q , BW , K_0) nezávisle. Výhodné je, že zde postačí využít jednoduchých ECCII (pouze jeden výstup Z).

Na **obr. 5.36a** je graf struktury (typ filtru SIMO) zobrazen spolu s přenosy větví, které jsou podstatné pro řízení zmiňovaných parametrů filtru. Obecně se uvažuje, že zpracovává signál ve formě napětí. Vzhledem k někdy diskutabilnímu rozdílu mezi napětěovým, proudovým a smíšeným módem nelze nutně tvrdit, že musí pracovat pouze v napětěovém módu. Pouze vyžaduje vstupní signál ve formě napětí a na výstupu poskytuje taktéž napětí. Jedná se o standardní kanonickou formu struktury [77], [80], [86], [88]. Na **obr. 5.36b** je přidružená (duální) struktura (typ filtru MISO) založená na transformaci [1], [77] předlohy (**obr. 5.36a**) do proudového módu. Opět platí to, co v předchozích případech, tj. pracovní mód definují dle druhu budící a výstupní veličiny (proud). Na úvod kap. 5 domluvená šipková konvence komponentů grafu samozřejmě značí, že přenosy bloků se jeví v **obr. 5.36** jako napětěové nebo proudové. Metoda syntézy je z matematického pohledu popsána v práci [77] a kromě teoretických základů (bez praktické implementace) syntézy s transkonduktory se zabývá i teorií syntézy více-smyčkových filtrů s běžnými CC, ale bez diskuze možností elektronického řízení. Obecný popis metodiky obsahuje i později psaná práce [86]. Bohužel řízení parametrů obvodů není opět diskutováno a problémem základního přístupu je nutnost obou typů CC (tedy CCII+ i CCII-) [77], což zde není zapotřebí, použije-li se napětěový sledovač, který sice znamená další AP navíc, ale umožní např. získat nízko-impedanční napětěový výstup. V pracích [77], [91], [93], [96] taktéž není detailněji vysvětlen princip součtového či distribučního procesu ve specifických uzlech či vliv projevů reálných AP. Podstatná část kapitoly je proto věnována hlavně tomu. Předmětem studia jsou obě varianty (se sumací i distribucí) grafů z **obr. 5.6a,b**. První verze (**obr. 5.36a**) předpokládá vstupní sumační uzel, který se v praxi řeší např. součtově rozdílovým zesilovačem s OZ [87]. Vzhledem k tomu, že použitím OZ se možnost řídit přenosy jednotlivých větví omezuje pouze na plovoucí rezistory, je vhodnější zvolit méně standardní přístup spočívající v použití konvertorů napětí na proud a vstupní sumaci provést jednodušeji proudově. V případě uvedeném na **obr. 5.37** se navíc získá i možnost řízení převodní konstanty (viz **tab. 5.1**) specifických větví, pokud se použije vhodný AP (ECCII-). Zde byla provedena detailní studie možností těchto struktur a konstrukce z hlediska elektronického řízení pomocí proudového zesílení prvku (mezi branami X a Z).



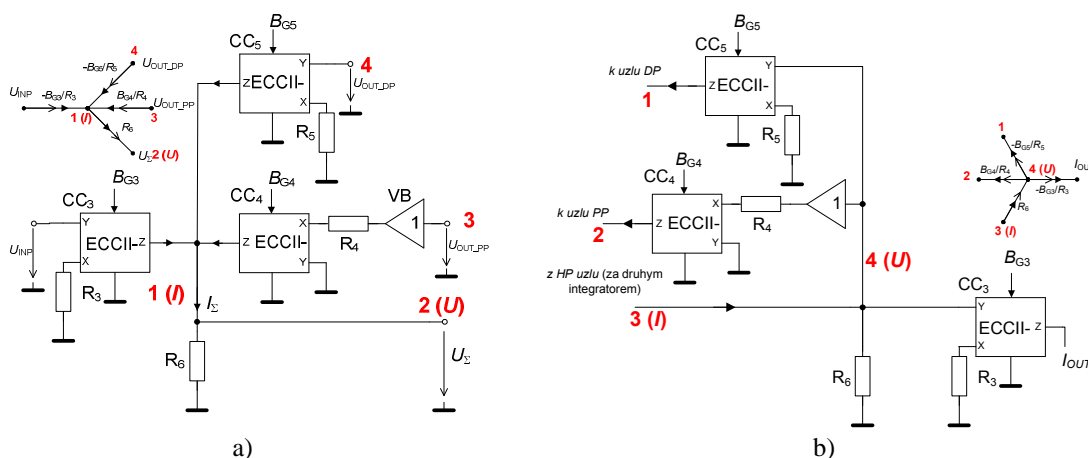
Obr. 5.36 Základní struktura druhého řádu: a) sumační realizace, b) realizace s distribucí



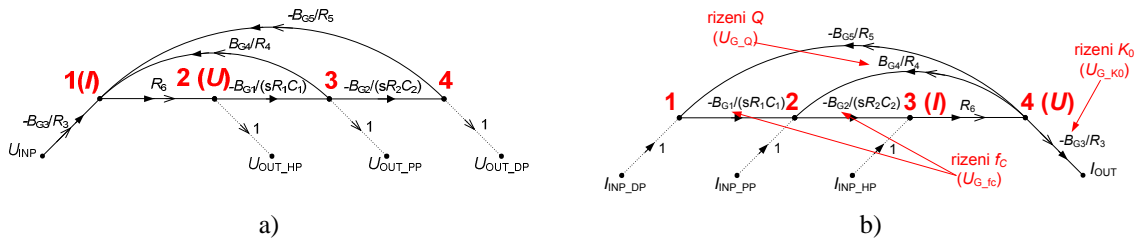
Obr. 5.37 Modifikace grafu se smíšeným sumačně distribučním popisem a transformacemi: a) sumační struktura, b) struktura s distribucí

Na **obr. 5.37** jsou oba grafy modifikované o konverzi mezi napětím a proudy příslušných větví. Verze na **obr. 5.37b** je duální k **obr. 5.37a** obsahuje výstupní distributor proudů realizovaný převodníkem proudů na napětí a separátními konvertory napětí zpět na proud. Změnou konverzních konstant lze měnit žádané parametry filtru. Obě varianty zde, oproti základní koncepci syntézy v [77], mohou používat jeden typ CCII (ECCII-). Z hlediska zpracování signálu je evidentní, že pracují ve smíšeném módu. Velmi vhodným kandidátem na místo ECCII- je analogová dvou-kvadrantová proudová násobička EL2082 [42], která umožňuje změnu proudového přenosu B_G v rozmezí 0 až maximálně 4 pomocí stejnosměrného napětí U_G (dovoleno v rozsahu -1 až 7 V). Závislost zisku B_G na U_G je lineární v menším rozsahu U_G (0 až 2 V). Z jistého pohledu se tedy vlastně jedná o ECCII- (negativní). Podrobné vlastnosti jsou uvedeny v příloze **P-3**. V příloze **P-3** je dokumentována vstupně-výstupní charakteristika EL2082, kmitočtové závislosti napěťového (z brány Y do X) a proudového přenosu (z brány X do Z). Dynamický rozsah přenosu napětí mezi bránami Y a X je několik V (prakticky omezen napájením). Vstupní odpor napěťového vstupu ($R_Y = 2 \text{ M}\Omega$) nemá v modelu kapacitní složku ($C_Y = 2 \text{ pF}$). Vstupní impedance proudového vstupu Z_X a výstupní impedance Z_Z v závislosti na kmitočtu jsou uvedeny taktéž v příloze **P-3**.

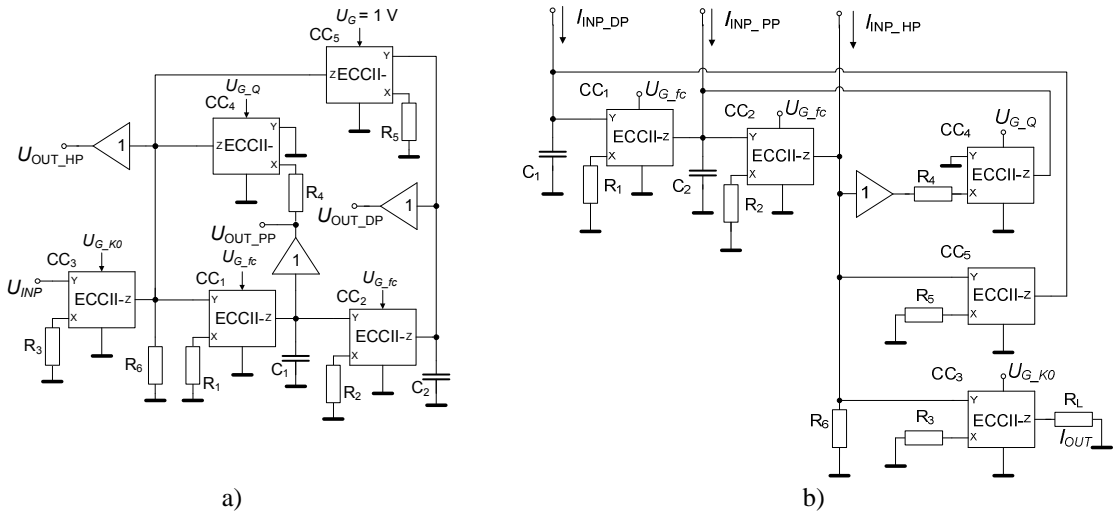
Detailní princip sumačního a distribučního bodu s těmito prvky vysvětluje **obr. 5.38**. Napěťový sledovač je nutný z důvodu inverzního přenosu příslušné větve. Použije-li se běžný bezztrátový proudový či napěťový integrátor s ECCII- s řízením přenosu (zesílení) mezi branami X a Z (v celé práci nazýváno B_G i pro proudové zesilovače), lze získat možnost nastavování časové konstanty. Nyní lze sestavit konkrétní grafy na **obr. 5.39**. Pro obě varianty je vyžadován stejný počet ECCII-, protože struktury jsou principiálně duální. Úplná zapojení obou variant jsou na **obr. 5.40**. První varianta na **obr. 5.40a** používá kromě nutného sledovače napětí i další dva navíc, protože výstupní uzly jsou vysoko-impedanční. Podobně jako v předchozích kapitolách uvažují proud tekoucí z proudového integrátoru ven (z AP) jako kladný. Přenos integrátoru proudového typu s ECCII- je v grafech záporný (dáno násobením $-B_G$). U napěťového integrátoru s ECCII- je lepší uvažovat dvojbranovou definici a přenos je pak také záporný. Ostatní stavební části (převodníky napětí na proud ve větvích zpětných vazeb) uvažují také proud tekoucí ven jako kladný, a proto jsou přenosy těchto větví záporné (kromě převodníku s CC_4).



Obr. 5.38 Detailní princip důležitého uzlu grafu s konverzí: a) sumační bod, b) distribuční bod



Obr. 5.39 Konkrétní GST obvodů na Obr. 5.40: a) se sumací, b) s distribucí



Obr. 5.40 Konkrétní obvodové realizace: a) se sumačním bodem, b) s distribučním bodem

Velice podrobný popis návrhu a principu zde jsem rozebral tak široce, protože je velmi dobře vidět, jak lze využít jednotlivé konverzní konstanty k řízení parametrů filtru, což v [77] není patrné. Jistým omezením může být limitovaný rozsah změny proudového zesílení, který se projeví hlavně na omezení rozsahu elektronického řízení. Přenosové funkce lze určit celkem snadno. Determinant grafu [78] na **obr. 5.36a** je

$$\Delta = 1 - (S_1 + S_2) = 1 + F_2 H_1(s) + F_3 H_1(s) H_2(s), \quad (5.129)$$

a jeho dílčí komponenty a větvové přenosy (**obr. 5.39a**)

$$H_1(s) = k_1 \frac{1}{s}, \quad H_2(s) = k_2 \frac{1}{s}, \quad k_1 = -\frac{B_{G1}}{R_1 C_1}, \quad k_2 = -\frac{B_{G2}}{R_2 C_2}, \quad (5.130)$$

$$g_1 = -\frac{1}{R_3} B_{G3}, \quad g_2 = \frac{1}{R_4} B_{G4}, \quad g_3 = -\frac{1}{R_5} B_{G5}, \quad r_1 = R_6. \quad (5.131)$$

Potom jmenovatel přenosové funkce (B_G jsou dílčí proudové zisky jednotlivých ECCII-)

$$D(s) = \Delta = 1 + r_1 g_2 \frac{k_1}{s} + r_1 g_3 \frac{k_1 k_2}{s^2} = 1 + \frac{R_6 B_{G1} B_{G4}}{s R_1 R_4 C_1} + \frac{R_6 B_{G1} B_{G2} B_{G5}}{s^2 R_1 R_2 C_1 C_2 R_5}. \quad (5.132)$$

Pro HP, PP a DP platí

$$K_{HP}(s) = \frac{U_{OUT_HP}}{U_{INP}} = \frac{P(U_{INP} \rightarrow U_{OUT_HP}) \Delta(U_{INP} \rightarrow U_{OUT_HP})}{\Delta(U_{INP})} = \frac{g_1 r_1}{\Delta} = \frac{-\frac{B_{G3}}{R_3} R_6}{\Delta} = \frac{-\frac{B_{G3}}{R_3} R_6 s^2}{s^2 + \frac{R_6 B_{G1} B_{G4}}{R_1 R_4 C_1} s + \frac{R_6 B_{G1} B_{G2} B_{G5}}{R_1 R_2 C_1 C_2 R_5}} \quad (5.133)$$

$$K_{PP}(s) = \frac{U_{OUT_BP}}{U_{INP}} = \frac{P(U_{INP} \rightarrow U_{OUT_BP})\Delta(U_{INP} \rightarrow U_{OUT_BP})}{\Delta(U_{INP})} = \frac{g_1 r_1 H_1(s)}{\Delta} =$$

$$= \frac{-\frac{B_{G3}}{R_3} R_6 \left(-\frac{B_{G1}}{s R_1 C_1} \right)}{\Delta} = \frac{\frac{B_{G1} B_{G3}}{R_1 R_3 C_1} R_6 s}{s^2 + \frac{R_6 B_{G1} B_{G4}}{R_1 R_4 C_1} s + \frac{R_6 B_{G1} B_{G2} B_{G5}}{R_1 R_2 C_1 C_2 R_5}} , \quad (5.134)$$

$$K_{DP}(s) = \frac{U_{OUT_LP}}{U_{INP}} = \frac{g_1 r_1 H_1(s) H_2(s)}{\Delta} = \frac{-\frac{B_{G1} B_{G2} B_{G3}}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} R_6 s}{s^2 + \frac{R_6 B_{G1} B_{G4}}{R_1 R_4 C_1} s + \frac{R_6 B_{G1} B_{G2} B_{G5}}{R_1 R_2 C_1 C_2 R_5}} . \quad (5.135)$$

Z rovnic je zřejmé, že charakteristický kmitočet (kmitočet pólu) f_C , činitel jakosti Q a základní zisk K_0 obvodu na **obr. 5.40a** jsou

$$f_C = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_6 B_{G1} B_{G2} B_{G5}}{R_1 R_2 R_5 C_1 C_2}} , Q = \frac{R_4}{B_{G4}} \sqrt{\frac{R_1 C_1 B_{G2} B_{G5}}{R_2 R_3 R_6 C_2 B_{G1}}} , K_0 = -\frac{B_{G3}}{R_3} R_6 . \quad (5.136), (5.137), (5.138)$$

Relativní citlivosti kmitočtu f_C na změny pasivních součástek a parametrů AP jsou

$$S_{B_{G1}}^{\omega_C} = S_{B_{G2}}^{\omega_C} = S_{B_{G5}}^{\omega_C} = S_{R_6}^{\omega_C} = 0,5 , \quad S_{R_1}^{\omega_C} = S_{R_2}^{\omega_C} = S_{R_5}^{\omega_C} = S_{C_1}^{\omega_C} = S_{C_2}^{\omega_C} = -0,5 , \quad (5.139), (5.140)$$

$$S_{R_3}^{\omega_C} = S_{R_4}^{\omega_C} = S_{B_3}^{\omega_C} = S_{B_4}^{\omega_C} = 0 . \quad (5.141)$$

Podobně lze určit citlivosti Q a BW

$$S_{R_1}^Q = S_{C_1}^Q = S_{B_{G2}}^Q = S_{B_{G5}}^Q = 0,5 , \quad S_{R_2}^Q = S_{R_5}^Q = S_{R_6}^Q = S_{B_{G1}}^Q = S_{C_2}^Q = -0,5 , \quad (5.142), (5.143)$$

$$S_{R_4}^Q = -S_{B_{G4}}^Q = 1 , \quad S_{R_3}^Q = S_{B_{G3}}^Q = 0 , \quad (5.144), (5.145)$$

$$S_{B_{G1}}^{BW} = S_{B_{G4}}^{BW} = S_{R_6}^{BW} = -S_{R_1}^{BW} = -S_{R_4}^{BW} = -S_{C_1}^{BW} = 1 , \quad (5.146)$$

$$S_{B_{G2}}^{BW} = S_{B_{G3}}^{BW} = S_{B_{G5}}^{BW} = S_{R_2}^{BW} = S_{R_5}^{BW} = S_{R_3}^{BW} = S_{R_5}^{BW} = S_{C_2}^{BW} = 0 . \quad (5.147)$$

Protože jsou obvody duální, jsou i přenosové funkce struktury na **obr. 5.40** téměř totožné, jen se zde liší označením rezistorů a proudových přenosů v integrátorech dané jejich změněným pořadím. Pro obvod na **obr. 5.40b** pak platí

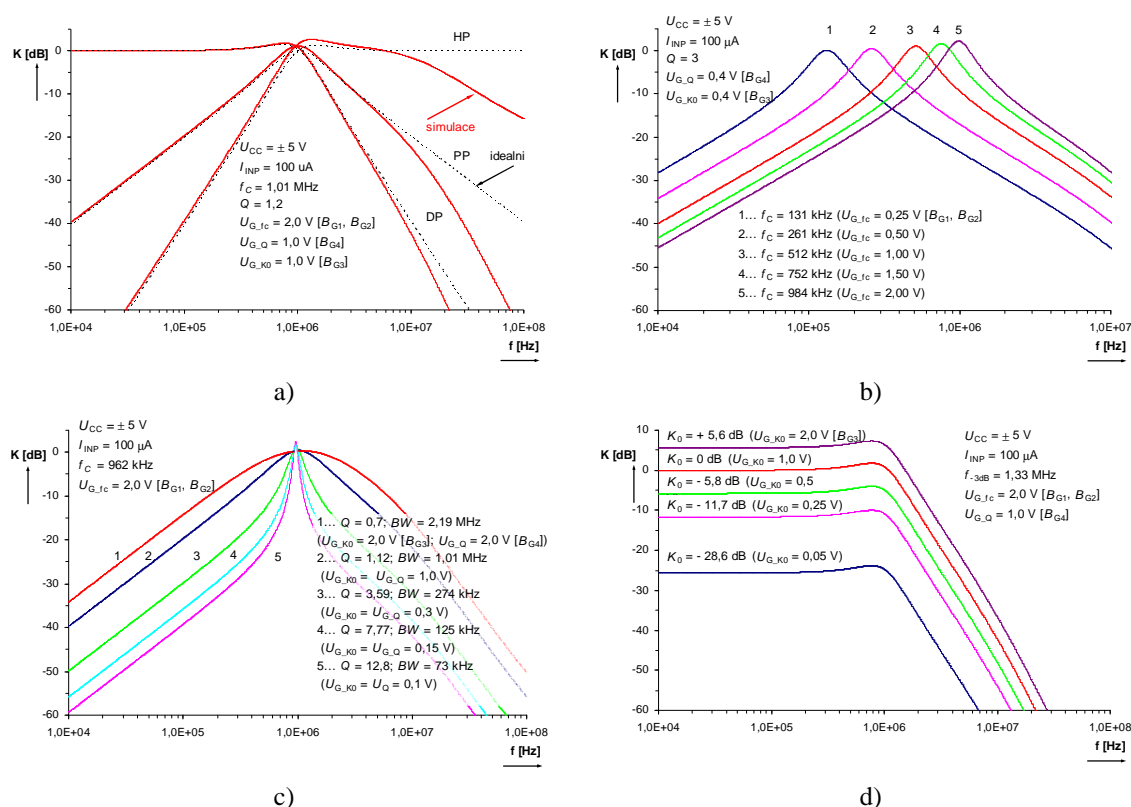
$$K_{HP}(s) = \frac{I_{OUT}}{I_{INP_HP}} = \frac{-\frac{R_6 B_{G3}}{R_3} s^2}{s^2 + \frac{R_6 B_{G2} B_{G4}}{R_2 R_4 C_2} s + \frac{R_6 B_{G1} B_{G2} B_{G5}}{R_1 R_2 C_1 C_2 R_5}} , \quad (5.148)$$

$$K_{PP}(s) = \frac{I_{OUT}}{I_{INP_BP}} = \frac{\frac{R_6 B_2 B_3}{R_2 R_3 C_2} s}{s^2 + \frac{R_6 B_2 B_4}{R_2 R_4 C_2} s + \frac{R_6 B_1 B_2 B_5}{R_1 R_2 C_1 C_2 R_5}} , \quad (5.149)$$

$$K_{DP}(s) = \frac{I_{OUT}}{I_{INP_LP}} = \frac{-\frac{R_6 B_1 B_2 B_3}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}{s^2 + \frac{R_6 B_2 B_4}{R_2 R_4 C_2} s + \frac{R_6 B_1 B_2 B_5}{R_1 R_2 C_1 C_2 R_5}} . \quad (5.150)$$

Obvod na **obr. 5.40b** pracující s proudem jako budícím signálem i odezvou je jednodušší z pohledu počtu nutných napěťových sledovačů. Oproti předchozímu obvodu

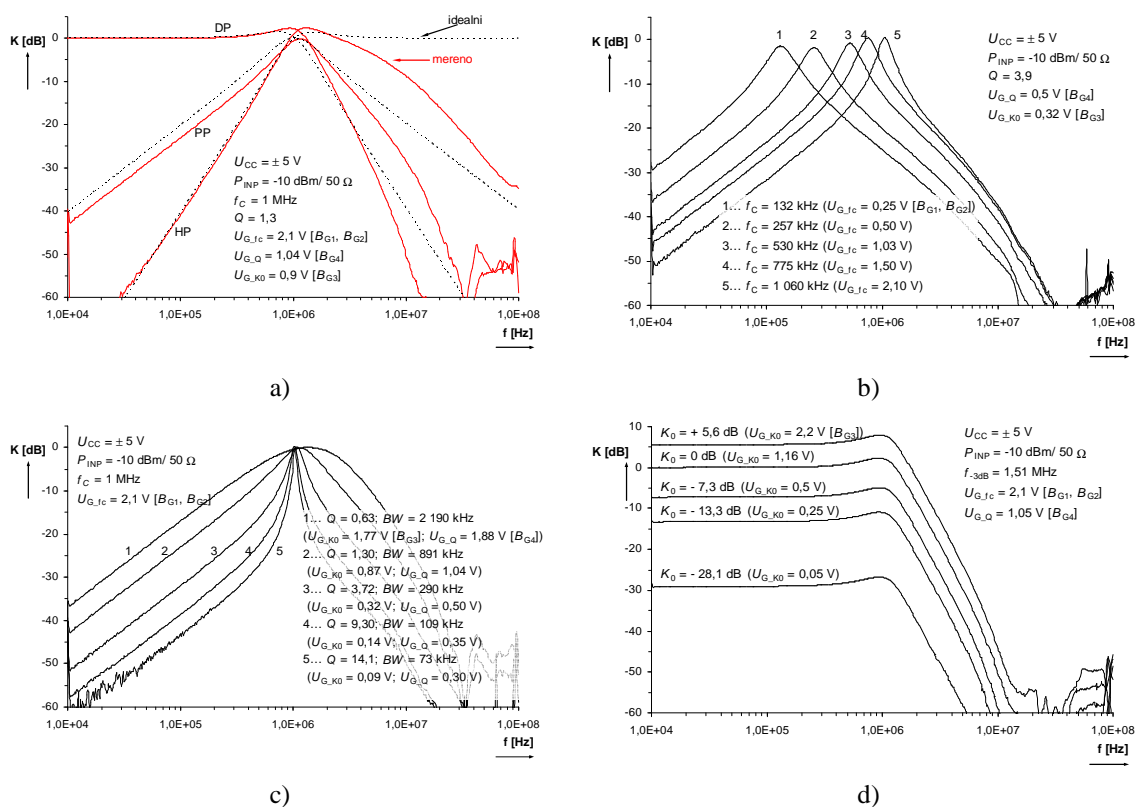
(bez modifikace) v kap. 5.2.1, kde bylo použito minimum nutných komponent pro plnou univerzálnost struktury, je zde větší variabilita. Nicméně do počtu aktivních a pasivních prvků je tato varianta výrazně složitější, protože i bez plné univerzálnosti vyžaduje pět ECCII- a sledovače. Opět lze doplněním vstupního distribučního bodu, který plní účel kopírování budícího proudu do příslušných uzlů, získat i zbývající přenosové funkce (PZ, FČ). Na **obr. 5.41** jsou výsledky simulací filtru verze s distribucí (**obr. 5.40b**). Byly zvoleny a navrženy hodnoty $R_1 = R_2 = R = 650 \Omega$, $R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = 1 \text{ k}\Omega$ (včetně R_X), $C_1 = C_2 = C = 470 \text{ pF}$. Pro $f_C = 1 \text{ MHz}$ a $Q = 1$ jsou $B_{G1} = B_{G2} = 2$, $B_{G3} = B_{G4} = B_{G5} = 1$. Při nezávislém řízení důležitých parametrů (f_C , Q , BW a K_0) je třeba měnit přenosy $B_{G1} = B_{G2}$ (v souběhu), B_{G4} , $B_{G3} = B_{G4}$ (souběh) a B_{G3} . Jako sledovač byl použit typ BUF634 [120] s mezním kmitočtem asi 180 MHz. Dosažené rozsahy změn parametrů filtru jsou dokumentovány v obrázcích.



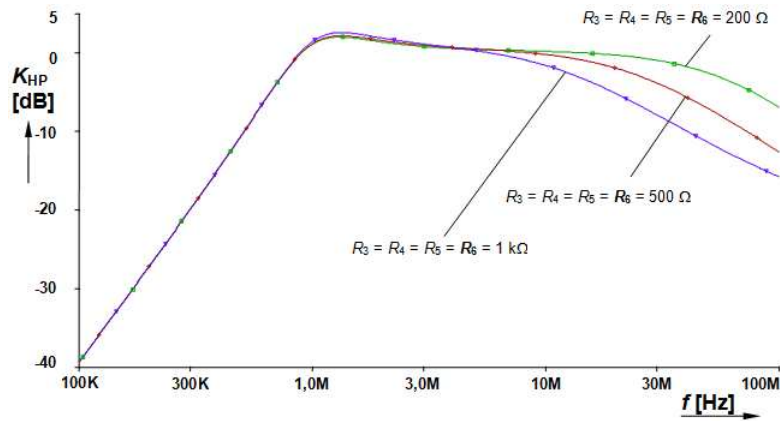
Obr. 5.41 Výsledky analýzy na počítači: a) modulové frekvenční charakteristiky všech dostupných přenosů, b) řízení f_C u PP, c) řízení BW sledované u PP, d) řízení K_0 sledované u DP

Filtr byl také experimentálně změřen. Výrobu filtru zajistil student bakalářského studia ve své práci [122]. Ověřil jsem funkčnost řízení parametrů, ale pro dosažení podobných parametrů byly (díky nesterilitě vlastností použitých AP) místy nutné mírné zásahy do souběhu řízení (zejména při souběhu K_0 a Q pro řízení BW). Výsledky jsou na **obr. 5.42**. Na vstupu je použit převodník napětí na proud s DT OPA860 [60] a na výstupu byla odezva proudu snímána ve formě úbytku napětí na rezistoru hodnoty $1 \text{ k}\Omega$. Tento výstupní signál byl přes sledovač napětí BUF634 [120] či OPA633 [121] přiveden přímo na měřicí port vektorového obvodového analyzátoru Agilent E5071C. Na **obr. 5.42a** si lze povšimnout, že HP je silně ovlivněna a přenos rychle klesá. Díky dobrým kmitočtovým vlastnostem použitých AP (přes 100 MHz) to velmi pravděpodobně ještě není způsobeno jejich kmitočtovým omezením. Reálné chování AP v aplikaci bude podrobněji diskutováno, ale hlavním důvodem je vysoko-impedanční

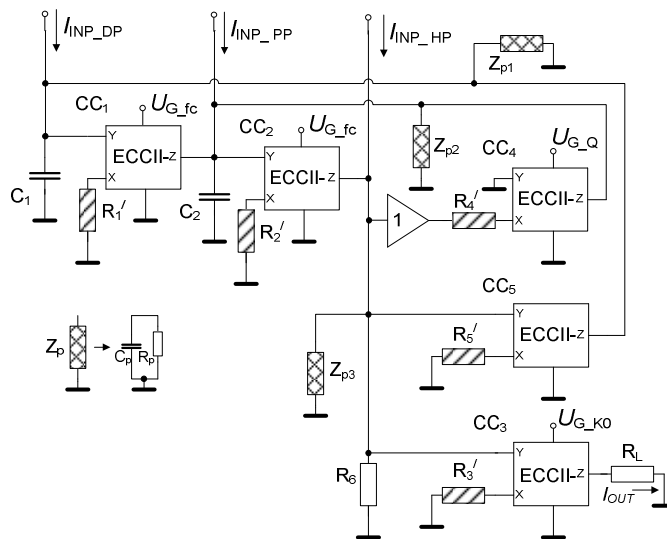
uzel, ve kterém je připojen R_6 hodnoty 1 k Ω . Pokud se impedance uzlu sníží, posune se i kmitočet použitelnosti odezvy HP, viz **obr. 5.43**. Spolu s R_6 je samozřejmě třeba měnit i R_3 až R_5 v souladu s návrhem výše. Simulace i měření potvrdilo, že v případě navržené varianty je elektronické ladění f_C umožněno v rozsahu 130 kHz až 1 MHz při změně U_{G_fc} od 0,25 do 2,1 V (závislost B_G na U_G je v tomto rozsahu ještě lineární [42]). Změna šířky pásma BW je možná v rozsahu zhruba 70 kHz až 2,2 MHz (spolu s tím změna Q od 0,6 do 14) ovládním napětí U_{G_Q} a U_{G_K0} zhruba od 0,1 do 1,9 V v souběhu a změna zesílení K_0 (základního přenosu) je možná v rozsahu -28 dB až 5,6 dB (U_{G_K0} od 0,05 do 2,2 V). V chování na vyšších kmitočtech je mezi simulací a skutečným obvodem nezanedbatelný rozdíl, což je způsobeno tím, že koncepci desky plošného spoje a s tím spojené problémy simulace nebere do úvahy. Zásadní je co nejkratší spojení bran AP, což se u takto rozsáhlé struktury řeší obtížně. Především volba hodnoty R_6 je v tomto ohledu velmi důležitá. Díky tomu se při měření ukazují projevy reálných AP (nejen tohoto uzlu) v mnohem větším významu, než při vyhodnocení níže. Parazitní kapacita v uzlu R_6 bude také díky dlouhým cestám větší než očekává následující analýza vlivů reálných AP.



Obr. 5.42 Změřené výsledky: a) dostupné modulové frekvenční charakteristiky filtru, b) ladění f_C u PP, změna BW u PP, řízení K_0 u DP



Obr. 5.43 Vliv hodnoty R_6 na rozsah kmitočtové použitelnosti HP



Obr. 5.44 Modelování parazitních jevů ve struktuře s distribucí z Obr. 5.40b

Na **obr. 5.44** je obvod s vyznačenými přidavnými uzlovými impedancemi, které se v případě této struktury nejvíce podílí na problémech reálného zapojení. Zde a dále v práci budu všechny symboly (i ve schemech) a koeficienty uvažované včetně neidealit odlišovat čárkou v horním indexu podobně, jako to bylo již použito v předchozích kapitolách při označení přenosových funkcí počítajících s neideálními projevy. Jmenovatel přenosové funkce je nyní tvaru

$$D'(s) = b_2' s^2 + b_1' s + b_0', \quad (5.151)$$

$$b_2' = 1, \quad (5.152)$$

$$b_1' = \frac{R_1' R_2' R_3' R_4' R_5' (R_{p1} C_1' Z_{p3} + R_{p2} C_2' Z_{p3} + R_{p1} C_1' R_6 + R_{p2} C_2' R_6) + R_1' R_3' R_4' R_6 R_{p1} R_{p2} C_1' B_{G2} B_{G4} Z_{p3}}{R_1' R_2' R_3' R_4' R_5' R_{p1} R_{p2} C_1' C_2' (R_6 + Z_{p3})}, \quad (5.153)$$

$$b_0' = \frac{R_3' Z_{p3} (R_3' R_5' R_6 R_{p1} R_{p2} B_{G1} B_{G2} + R_1' R_2' R_3' R_4' R_6 R_{p2} B_{G2} B_{G4} + R_1' R_2' R_4' R_5')}{R_1' R_2' R_3' R_4' R_5' R_{p1} R_{p2} C_1' C_2' (R_6 + Z_{p3})}, \quad (5.154)$$

což je komplikované a má to na svědomí právě vysoko-impedanční uzel (Z_{p3}), který u předchozí varianty v kap. 5.2.1 nebyl. Ze symbolického popisu je ihned patrné, že narostl řád obvodu a filtr je z pohledu parazitních vlastností řádu třetího. Parazitní prvky

jsou vyjádřeny jako: $R_1' = R_1 + R_{X1}$, $R_2' = R_2 + R_{X2}$, $R_3' = R_3 + R_{X3}$, $R_4' = R_4 + R_{X4}$, $R_5' = R_5 + R_{X5}$, $C_1' = C_1 + C_{p1}$, $C_2' = C_2 + C_{p2}$ a $Z_{p3} = 1/Y_{p3}$, kde $Y_{p3} = G_{p3} + sC_{p3}$. R_X lze uvažovat přibližně 95Ω [42]. Pro vysoko-impedanční uzly platí $R_{p1} = R_{Y1} \parallel R_{Z5}$, $R_{p2} = R_{Y2} \parallel R_{Z4}$, $R_{p3} = R_{Z2} \parallel R_{\text{inp_VB}} \parallel R_{Y3} \parallel R_{Y5}$. Parazitní kapacity lze rozepsat jako $C_{p1} = C_{Y1} + C_{Z5}$, $C_{p2} = C_{Y2} + C_{Z4}$, $C_{p3} = C_{Z2} + C_{\text{inp_VB}} + C_{Y3} + C_{Y5}$. V analýze lze uvažovat malosignálové parametry použitých CC asi takto: $R_Y \sim 2 \text{ M}\Omega$ ($C_Y \sim 2 \text{ pF}$), $R_Z \sim 1 \text{ M}\Omega$ ($C_Z \sim 5 \text{ pF}$) [42]. Vstupní impedance napěťového sledovače je $R_{\text{inp_VB}} \sim 8 \text{ M}\Omega$ ($C_{\text{inp_VB}} \sim 8 \text{ pF}$) [120]. Potom lze předpokládat hodnoty parazitních parametrů $R_{p1} = R_{p2} \sim 670 \text{ k}\Omega$ ($C_{p1} \sim 7 \text{ pF}$), $R_{p3} \sim 470 \text{ k}\Omega$, $C_{p1} = C_{p2} \sim 7 \text{ pF}$ a $C_{p3} \sim 17 \text{ pF}$ (což je nezanedbatelné). Podotýkám, že tyto předpoklady nepočítají s připojením převodníku napětí na proud při buzení obvodu. V takovém případě je pro přesnost samozřejmě nutné brát v úvahu i výstupní impedanci použitého prvku (OTA, DT, ...), která je připojena do konkrétního uzlu (viz kap. 5.2.1). Přenosové funkce by samozřejmě šlo přepsat v úplném tvaru (3. řád), ale činilo by je to značně nepřehlednými. Zde se ukázal velmi nápomocným nástrojem Matlab a jeho symbolický toolbox, který dovolil pracovat se symbolickými výsledky. Přenos DP je tvaru

$$K'_{DP}(s) = \frac{R_6 Z_{p3} B_{G1} B_{G2} B_{G3}}{R_1' R_2' R_3' C_1' C_2' (R_6 + Z_{p3})} \cdot D'(s) \quad (5.155)$$

Dle analýzy nejsou dopady parazitních parametrů u DP podstatné, ovlivnění funkce s výjimkou mírného posunu f_C a změny Q především vlivem parazitních kapacit je minimální.

V případě PP je přenos tvaru

$$K'_{PP}(s) = \frac{R_6 Z_{p3} B_{G2} B_{G3} (s R_{p1} C_1' + 1)}{R_2' R_3' R_{p1} C_1' C_2' (R_6 + Z_{p3})} \cdot D'(s) \quad (5.156)$$

kde je jeden parazitní nulový bod $z_p = -1/(R_{p1} C_1')$ na kmitočtu $f_{zp} = 500 \text{ Hz}$. Přenos na nízkých kmitočtech lze vyjádřit jako

$$|K_{PP_LF}| = \lim_{\omega \rightarrow 0} K'_{PP}(j\omega) = \frac{R_1' R_4' R_5' R_6 R_{p2} R_{p3} B_{G2} B_{G3}}{R_1' R_2' R_3' R_4' R_5' (R_6 + R_{p3}) + R_3' R_6 R_{p2} R_{p3} B_{G2} (R_1' R_4' B_{G4} + R_5' R_{p1} B_{G1} B_{G5})} \quad (5.157)$$

kde modul přenosu činí $|K_{PP_LF}| \sim -66 \text{ dB}$. Uspokojivý útlum je zde hlavně díky tomu, že R_{p1} má vysokou hodnotu. Nejvýznamnější činitel je právě především R_{p1} , který musí být větší než $150 \text{ k}\Omega$ pro dosažení útlumu alespoň 50 dB . Změna řídicích parametrů v rámci ladění f_C ($B_{G1,2}$ od 0,1 do 2) způsobuje změnu $|K_{PP_LF}|$ od -40 do -66 dB . Se zvyšující se hodnotou $B_{G1,2}$ útlum roste. Změna Q pomocí B_{G4} se téměř neprojeví (útlum je stále 66 dB). Pokud uvažuji změnu BW souběhem $B_{G3} = B_{G4}$ (0,1 až 2), pohybuje se $|K_{PP_LF}|$ mezi -60 až -86 dB .

V případě HP se ideální přenosová funkce nyní změní na tvar

$$K'_{HP}(s) = \frac{R_6 Z_{p3} B_{G3}}{R_3' (R_6 + Z_{p3})} s^2 + \frac{R_6 Z_{p3} B_{G3} (R_{p1} C_1' + R_{p2} C_2')}{R_3' R_{p1} R_{p2} C_1' C_2' (R_6 + Z_{p3})} s + \frac{R_6 Z_{p3} B_{G3}}{R_3' R_{p1} R_{p2} C_1' C_2' (R_6 + Z_{p3})} \cdot D'(s) \quad (5.158)$$

kde vznikly tentokrát parazitní nulové body dva $z_{p1} = -1/(R_{p1}C_1')$ a $z_{p2} = -1/(R_{p2}C_2')$. Obě jsou na stejném kmitočtu $f_{zp1,2} = 500$ Hz, pokud předpokládám $R_{p1} = R_{p2}$ a $C_{p1} = C_{p2}$ (samozřejmě $C_1 = C_2$). Přenos na nízkých kmitočtech je nyní

$$|K_{HP-LF}| = \lim_{\omega \rightarrow 0} K'_{HP}(j\omega) = \frac{R'_1 R'_2 R'_4 R'_5 R'_6 R_{p3} B_{G3}}{R'_1 R'_2 R'_3 R'_4 R'_5 (R_6 + R_{p3}) + R'_3 R'_6 R_{p2} R_{p3} B_{G2} (R'_1 R'_4 B_{G4} + R'_5 R_{p1} B_{G1} B_{G5})}, \quad (5.159)$$

což je tentokrát značná hodnota, teoreticky přes -130 dB. Míra vlivu R_{p1} a R_{p2} na tento problém je zhruba stejná a musí nabývat větších hodnot jak 5 k Ω , by se docílilo většího útlumu jak 50 dB. Ladění f_C u HP má význam na snižování $|K_{HP-LF}|$ z -77 na -130 dB ($B_{G1,2} = 2$) Omezení obvodu tedy nejsou v nežádoucích problémech v nepropustných pásmech, jak tomu bylo u předchozího typu filtru, ale někde jinde. Především ve vzniku dalšího pólu ($f_p \sim 1/(2\pi R_6 C_{p3})$), který se nachází na kmitočtu asi $9,4$ MHz. Ten způsobuje dřívější pokles modulu HP (**obr. 5.42, obr. 5.43**).

Opět jsem zde provedl toleranční analýzu nejhoršího případu a hromadné výroby na PP (pro srovnání je prováděna u všech multifunkčních filtrů na PP) s parametry $f_C = 1$ MHz, $Q = 1$ a $BW = 1$ MHz. Nominální hodnoty parametrů filtru získané z výsledků analýzy s modely CC 3. úrovně jsou lehce odlišné ($f_C = 0,952$ MHz, $Q = 1,1$, $BW = 0,956$ MHz). V **tab. 5.5** jsou orientační výsledky rozptylů parametrů filtru (PP) dle různých tolerancí pasivních součástek i parametrů modelů. Jak se dalo očekávat, je to velmi závislé především na toleranci proudových zisků B_G jednotlivých CC.

Tab. 5.5 Orientační rozptyl ($\pm\Delta$) parametrů PP pro různé tolerance pasivních prvků a malosignálových parametrů modelů AP

tolerance [%]			Δf_C [kHz]		ΔBW [kHz]		ΔQ [-]	
			nominální					
			$f_C = 0,952$ MHz		$BW = 0,986$ MHz		$Q = 1,09$	
C	R	parametry modelů AP	Worst Case	Monte Carlo	Worst Case	Monte Carlo	Worst Case	Monte Carlo
5	1	20	339	55	504	78	0,50	0,06
5	1	10	229	29	285	41	0,26	0,03
1	1	20	362	54	463	77	0,47	0,06
1	1	20 ($B_{G1,2,3,4,5}$ 10 %)	219	27	278	40	0,26	0,03
1	1	20 ($B_{G1,2,3,4,5}$ 5 %)	147	15	186	22	0,17	0,02
1	0,5	20	349	54	446	77	0,46	0,06

Oproti předchozí základní variantě (bez diszkuse dalšího rozšíření o proudové zesilovače) filtru s MO-CCCII v kap. 5.2.1 se jedná o velmi variabilní realizaci s možností elektronického nastavování parametrů. Problémem může být jiná koncepce proudového distributoru, který je vlastně rozštěpen a realizován několika konvejsory (u filtru druhého řádu třemi), podobně jako v kap. 5.1.1. Toto řešení distributoru sice poskytlo možnosti elektronického řízení, ale prakticky vstupní a výstupní impedance bran použitých AP způsobí parazitní navýšení řádu obvodu a kmitočtovou použitelnost (především HP a případně pak i PZ a FČ) závislou na impedanci tohoto uzlu, pokud se předpokládá, že kmitočtová použitelnost AP funkci ještě neomezí. Situace lze zlepšit použitím nižších hodnot pracovních rezistorů (zde R_6 a ostatní vázané návrhovou podmínkou). K dispozici je i klasická KHN [87] verze filtru (se sumací), která je z hlediska elektronického řízení i reálného chování (parazitních vlivů) zhruba stejně

výhodná a navíc umožňuje dosažení uvedených přenosových funkcí současně. Vzhledem k řízení přenosů proudů je nutné dávat pozor na to, že vysoké zesílení také znamená omezení pro vstupní dynamiku (především při vysokých Q). Jinými slovy, pokud bude vysoké zesílení K_0 (resp. $i Q$), je nutné zajistit menší vstupní úroveň, protože zesilovat nad mez stanovou (v hrubém přiblížení) napájením samozřejmě nelze. V prezentovaných případech to nebylo tak patrné, protože změny proudového zesílení B_G byly v omezeném rozsahu asi 0 až 2. Omezený rozsah B_G má taktéž za následek menší škálu přeladění, asi nejmenší z diskutovaných filtrů v této práci. Díky použití velmi kvalitního AP - násobičky EL2082 (ECCII-) [42] jsou zde problémy v nepropustných pásmech celkem mírné. Především je třeba zohlednit vliv ladícího (řídícího) procesu na vývoj útlumu. AP je zde i v dalších případech, kde bude použit, spíše nazýván proudovým konvejorem ECCII-, protože je pro čtenáře pochopitelnější, známější a zaběhlejší než pojem proudová násobička. Motivací pro zkoumání této varianty filtru byly především práce, kde chyběla diskuze jakékoliv přímé možnosti elektronického řízení těchto filtračních struktur s CC (jedinou možností měnit parametry obvodu nabízejí rezistory) a byla zde absence podrobnějšího studia reálného chování AP a parazitních jevů způsobujících problémy v nepropustných i propustných pásmech (viz HP). To se ukázalo v případě praktického ověřování vlastností jako zcela nezbytnou součástí pečlivého návrhu. Z běžných prací, kde doposud autoři navrhnou obvody na kmitočty jednotek kHz, nejsou vlivy tak patrné, protože parazitní nulové body leží na velmi nízkých kmitočtech (daných zvolenými pracovními kapacitami). Uvedený filtr je vlastně příkladem možné variabilní aplikace celkem nově zavedeného prvku ECCII [31]. Tento nový typ ECCII s možností řízení proudového zisku B_G (v [31] i dalších parametru) má bohužel díky použité technologii omezené dynamické vlastnosti, a proto byla použita násobička EL2082 [42], která ho dokáže zastoupit. Oproti [28] je zde mnohem více AP, ale na rozdíl od zde uvedeného řešení tam není možné přímé elektronické řízení diskutovaných parametrů filtru. Zde bylo cílem, v kontrastu s možnostmi syntézy popsanými např. v [77], [86], [88], použít pouze jediný typ CC (negativní ECCII-) i tedy za cenu nutných dalších napěťových sledovačů, které ale mohou být v napěťové realizaci i výhodné. V kontrastu s vyloženě teoretickými pracemi jsou zde diskutovány další neprojednávané problémy a závěry zaměřené na detailní princip, elektronické řízení a projevy reálných AP. Elektronickému řízení multifunkčních filtrů 2. řádu využívajících nejen ECCII- jsem věnoval prakticky zaměřenou publikaci [x8]. Ukázkou možností variabilnosti a elektronického zásahu do parametrů obvodových struktur popsaných v této kapitole jsem publikoval na konferencích [x9], [x10] a rozšířená verze článku byla dokonce doporučena k publikaci a publikována v [x11]. Podobné přístupy, kde je základem syntéza za pomoci grafů signálových toků, která umožňuje více vidět do principu, jsou známé např. z [77], [86], avšak bez diskuze variability aplikací. Detailnější informace zabývající se návrhem obvodů filtrů v této kapitole spočívající ve využití nastavitelných parametrů (B_G) AP při konverzi mezi napětím a proudem a získané experimentální výsledky jsem publikoval v [x12]. Na experimentální realizaci se podílel student bakalářského studia a výrobní předlohy s fotografií reálného obvodu uvedl ve své práci [122].

5.2.3 Dvouúčelový filtr s elektronickou změnou přenosu mezi PZ a FČ s ECCII- a sledovačem

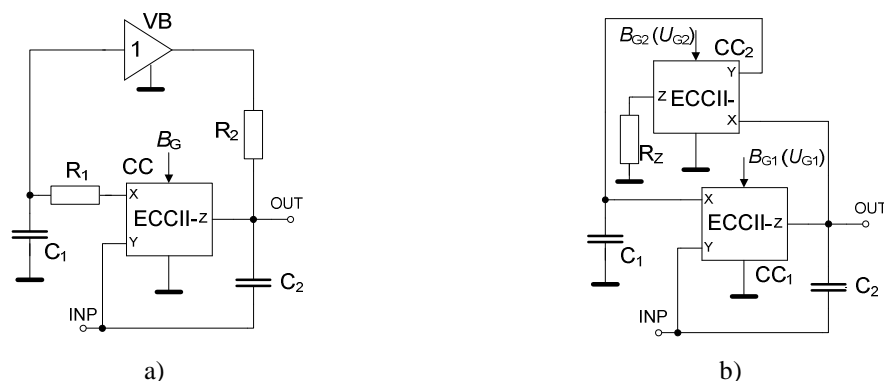
Existují struktury a přístupy, jak bylo vidět v předešlých kapitolách i příslušné literatuře [77], [86], [88], [91], [96], které umožňují získat všechny či většinu

přenosových funkcí, např. [123], [124], [125], [126], avšak většinou v praxi postačují jen některé. Vezmu-li si jako příklad obvody z kap. 5.1.1 či kap. 5.2.2, je pro vytvoření PZ a FČ s možností elektronického řízení f_c či dalších parametrů nutné velmi mnoho AP. Zde je cílem zajistit to bez nutnosti tolika AP. Mnoho filtrů realizujících pouze některé přenosové funkce existuje, ale nevynikají třeba možnostmi elektronického řízení či dalšími vlastnostmi, které budou ještě diskutovány. Za účelem změny typu přenosu je vždy zásadní nutnost přepojit vstup či výstup obvodu nebo provést nějaký jiný zásah v zapojení (distribuce proudů). Cílem bylo získat co nejjednodušší laditelný filtr dvou typů přenosů (PZ, FČ), které se návrhovými způsoby, jež byly použity ve všech předcházejících kapitolách, získávají za cenu podstatného nárůstu složitosti struktury. Dosud publikovaná řešení ne plně univerzálních struktur vyžívají jednoho CCII a 5 až 6 pasivních součástek [127], [128] či pozitivní i negativní typ CCII a 5 až 6 pasivních prvků [129], [130]. Některé realizace jsou i značně komplikované. Dokonce existují realizace s jedním AP a sedmi až devíti pasivními prvky poskytující např. přenosy typu PZ, PP a FČ [131]. Obvody s přenosy typu PZ a FČ jsou také v [132], [133]. Obvodová řešení navržená s minimem pasivních součástek lze najít v také v [123], [124]. Většina z diskutovaných obvodů neumožňuje elektronické řízení žádného parametru a především je pro změnu typu filtru nutné přepojení budícího signálu, či záměna výstupu. Zde to není třeba.

Na **obr. 5.45a** je zapojení filtru s jedním ECCII- a napěťovým sledovačem vyžadujícím pouze čtyři pasivní prvky. V případě použití interního napěťového sledovače proudového konvejeje mezi branami Y a X (nahrazuje diskretní napěťový sledovač) a uvažování pouze interních vstupních odporů (R_X) proudových vstupů X postačí na konstrukci pouze dva ECCII (**obr. 5.45b**). Používání samotného intrinzického R_X se stává trendem, i když pozitiva a negativa tohoto řešení zde již byla několikrát diskutována. Pro návrh jsem použil metodu autonomního obvodu s částečnou admitanční sítí, která se mi osvědčila při hledání charakteristických rovnic oscilátorů. Metodika syntézy je popsána např. v [33], [34], [88] a praktický příklad aplikace lze najít např. ve [134]. Obvod na **obr. 5.45a** byl původně navržen bez možnosti řízení, ale bližší analýza ukázala jeho netypické možnosti v elektronickém řízení. Zavedením obecného nastavitelného proudového přenosu B_G (původně u použitého CCII- s $B_G = 1$) přešla přenosová funkce obvodu do tvaru

$$K(s) = \frac{U_{OUT}}{U_{INP}} = \frac{s^2 + \frac{-R_2 C_1 B_G + R_2 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + \frac{R_1 C_1 + R_2 C_2}{R_1 R_2 C_1 C_2} s + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad (5.160)$$

kde je zajímavý především koeficient prostředního členu čitatele. Pro další diskuzi uvažuji $R_1 = R_2 = R$ a $C_1 = C_2 = C$. Filtr se chová jako PZ, pokud je tento koeficient roven 0. 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. To nastává až pro $B_G = 3$, kdy je koeficient prostředního členu čitatele (5.160) roven koeficientu prostředního členu jmenovatele (se záporným znaménkem).



Obr. 5.45 Dvouúčelový filtr s možností elektronické změny typu přenosové funkce: a) realizace s jedním ECCII- a napěťovým sledovačem, b) realizace s dvěma ECCII-

Pro charakteristický kmitočet a činitel jakosti obvodu na **obr. 5.45a** platí

$$\omega_c = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}, \quad Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_1 C_1 + R_2 C_2}. \quad (5.161), (5.162)$$

Citlivosti obvodu (f_c a Q) jsou

$$S_{R_1}^{\omega_c} = S_{R_2}^{\omega_c} = S_{C_1}^{\omega_c} = S_{C_2}^{\omega_c} = -0.5, \quad S_{B_G}^{\omega_c} = 0, \quad S_{R_2}^Q = -S_{R_1}^Q = 0.5, \quad (5.163), (5.164), (5.165)$$

$$S_{C_1}^Q = -S_{C_2}^Q = 0.5 \left(\frac{R_2 C_2 - R_1 C_1}{R_2 C_2 + R_1 C_1} \right), \quad S_{B_G}^Q = 0. \quad (5.166), (5.167)$$

Minimální přenos na f_c je dán v ideálním případě vztahem

$$K_{\min}(\omega = \omega_c) = \frac{R_2 C_2 - B_G R_2 C_1}{R_1 R_2 + C_1 C_2}. \quad (5.168)$$

Citlivosti minima přenosu na parametry obvodu jsou

$$S_{R_1}^{K_{\min}} = \frac{-R_1 C_1}{R_1 C_1 + R_2 C_2}, \quad S_{R_2}^{K_{\min}} = \frac{R_2 \left(C_2 - B_G C_1 - \frac{C_2 (R_2 C_2 - B_G R_2 C_1)}{(R_1 C_1 + R_2 C_2)} \right)}{R_2 C_2 - B_G R_2 C_1}, \quad (5.169), (5.170)$$

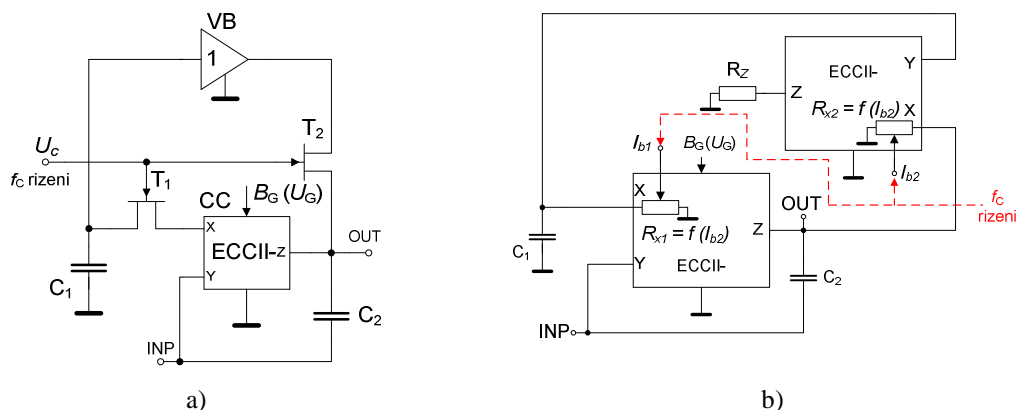
$$S_{C_1}^{K_{\min}} = \frac{C_1 \left(B_G R_2 + \frac{R_1 (R_2 C_2 - B_G R_2 C_1)}{(R_1 C_1 + R_2 C_2)} \right)}{R_2 C_2 - B_G R_2 C_1}, \quad (5.171)$$

$$S_{C_2}^{K_{\min}} = \frac{C_2 \left(R_2 - \frac{R_2 (R_2 C_2 - B_G R_2 C_1)}{(R_1 C_1 + R_2 C_2)} \right)}{R_2 C_2 - B_G R_2 C_1}, \quad (5.172)$$

$$S_{B_G}^{K_{\min}} = \frac{-B_G R_2 C_1}{R_2 C_2 - B_G R_2 C_1}. \quad (5.173)$$

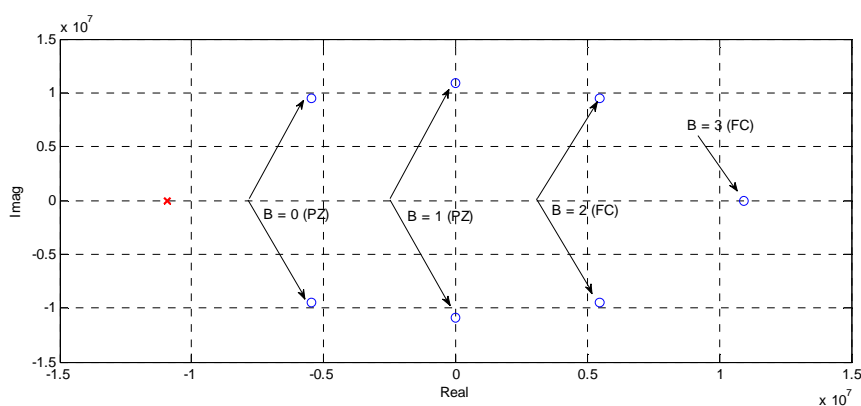
Ze vztahů (5.161) a (5.162) je ihned patrná nevýhoda. Zde nelze zajistit nezávislou změnu Q (navíc je nízké) a ladění filtru je nutné řešit souběhem obou hodnot plovoucích rezistorů. To je cena za jednoduchost a další poskytované možnosti. Dalším problémem je nutnost plovoucího kondenzátoru. Jednou ze spíše teoretických možností řízení f_c je použití FET tranzistorů na pozicích R_1 a R_2 (**obr. 5.46a**) či zajištění možnosti řídit

vstupní odpor (R_X) ECCII- podobně jak v kap. 5.2.1 (**obr. 5.46b**) [29], [31], [114], což vyžaduje jistou modifikaci AP a je dobrým námětem práce do budoucna.



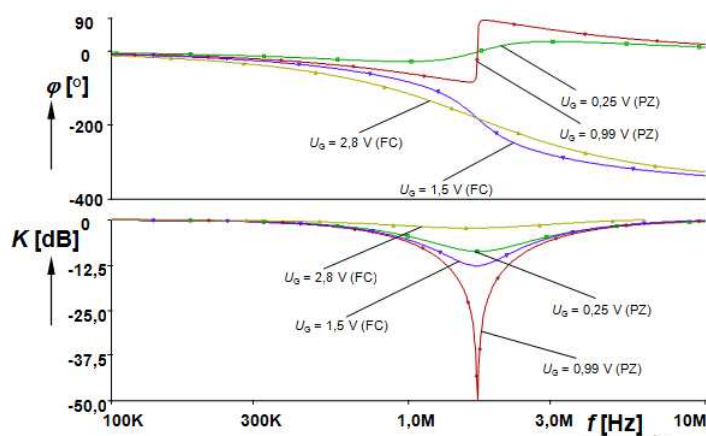
Obr. 5.46 Varianta s řízením f_C pomocí: a) FET, R_X proudových vstupů

Obvod na **obr. 5.45b** jsem podrobil 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 [42] (dva kusy). Druhý CC je připojen pouze jako napěťový sledovač (jen Y a X port). Možné je použít i jakýkoliv jiný napěťový sledovač. Obvod byl realizován pouze na univerzální předvrtané desce. Řídící DC napětí nastavující $B_G = 1$ je $U_G = 1 \text{ V}$. Parametry filtru (5.161), (5.162) jsou $f_C = 1,737 \text{ MHz}$ a $Q = 0,5$.



Obr. 5.47 Migrace kořenů čitatele (5.160) dle hodnoty B_G

Činnost lze popsat následovně. Pro $U_G = 0$ (nebo téměř 0) je minimum přenosu PZ jen několik dB v útlumu. Zvyšováním U_G dochází ke zvětšování maximálního útlumu PZ do hodnoty $U_G \sim 1 \text{ V}$, kdy je zhruba dosaženo největšího potlačení (dle simulace i měření asi 45 až 50 dB). Překročení hodnoty $U_G > 1$ způsobí skokovou změnu fázové charakteristiky, která nyní odpovídá obvodu s neminimálním argumentem a za určitých podmínek pak fázovacímu članku. Nulové body se nyní nachází v pravé polovině komplexní roviny (**obr. 5.47**). Další zvyšování U_G způsobuje postupné snižování maxima útlumu, až se modulová charakteristika vyrovná ($U_G = 3$). Je třeba brát v úvahu, že pro $U_G > 2 \text{ V}$ už je závislost B_G na tomto parametru mírně nelineární a zisku $B_G = 3$ odpovídá U_G asi 3,5 V. **Obr. 5.48** popisuje uvedený děj velmi názorně. Pro demonstraci jsem použil obvod s AP modelovanými ABM bloky (modely 3. úrovně).


 Obr. 5.48 Detailní analýza chování filtru v kmitočtové oblasti při změně $B_G(U_G)$

Na **obr. 5.49** jsou výsledky počítačových simulací a měření. Lze vypožorovat, že změna maxima útlumu PZ probíhá v od asi 7 do 45 dB ($0 < U_G \leq 1$). Ladění f_C změnou odporů FET (např. BF245 [135]) je umožněno v rozsahu asi 600 kHz až 1,7 MHz. V praxi však existují možné problémy s jeho nelinearitou při větší úrovni budícího signálu. Zde je to uvedeno pouze jako ilustrativní příklad, kdy požadavek na řízení f_C bude nuceně směřovat na změnu obou pracovních rezistorů v souběhu. Raději upřednostňuji variantu implementovat do ECCII- možnost řídit také vstupní intrinzický odpor R_X (I_b). 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.

Průzkum parazitních jevů v obvodu je jednodušší než v předchozích případech. Na **obr. 5.50** je zapojení, kde jsou všechny podstatné problémy vyznačeny parazitními impedancemi. Přenosová funkce, která respektuje reálné projevy AP, má tvar

$$K'(s) = \frac{a'_2 s^2 + a'_1 s + a'_0}{b'_2 s^2 + b'_1 s + b'_0}, \quad (5.174)$$

kde koeficienty jsou

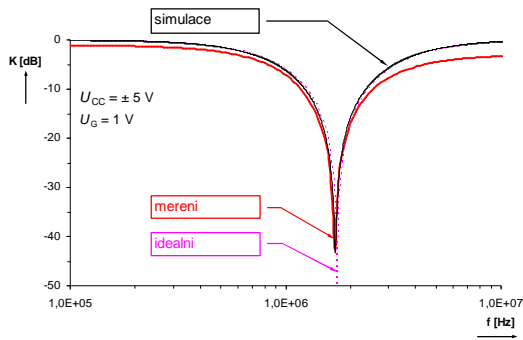
$$a'_2 = \frac{C_2}{(C_2 + C_{Z1})}, \quad a'_1 = \frac{(R_{inp_VB} C_2 - R_{inp_VB} B_G C'_1 + R'_1 C_2)}{R'_1 R_{inp_VB} C'_1 (C_2 + C_{Z1})}, \quad (5.175), (5.176)$$

$$a'_0 = \frac{(R_{inp_VB} - R'_2 B_G)}{R'_1 R'_2 R_{inp_VB} C'_1 (C_2 + C_{Z1})}, \quad (5.177)$$

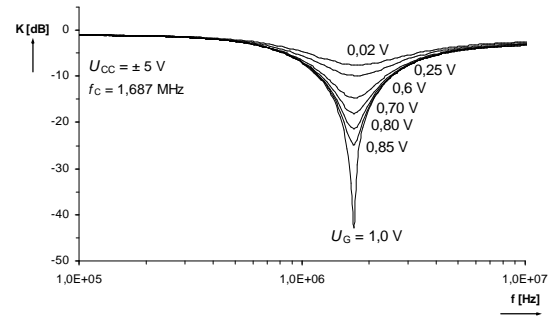
$$b'_2 = 1, \quad (5.178)$$

$$b'_1 = \frac{R_{Z1} R_{inp_VB} (R'_1 C'_1 + R'_2 C_2 + R'_2 C_{Z1}) + R'_1 R'_2 (R_{inp_VB} C'_1 + R_{Z1} C_2 + R_{Z1} C_{Z1})}{R'_1 R'_2 R_{Z1} R_{inp_VB} C'_1 (C_2 + C_{Z1})}, \quad (5.179)$$

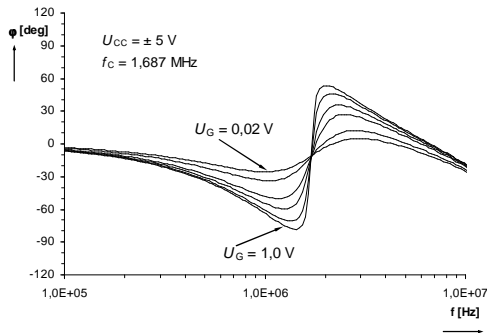
$$b'_0 = \frac{R'_1 R'_2 + R'_1 R_{Z1} + R_{inp_VB} (R'_2 + R_{Z2})}{R'_1 R'_2 R_{Z1} R_{inp_VB} C'_1 (C_2 + C_{Z1})}. \quad (5.180)$$



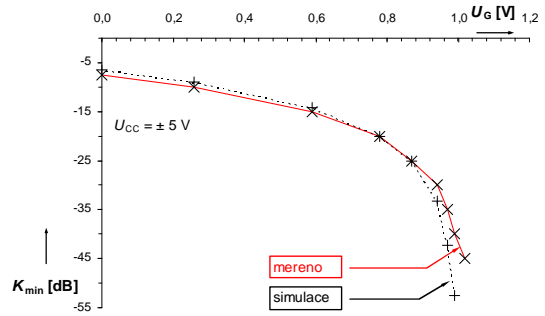
a)



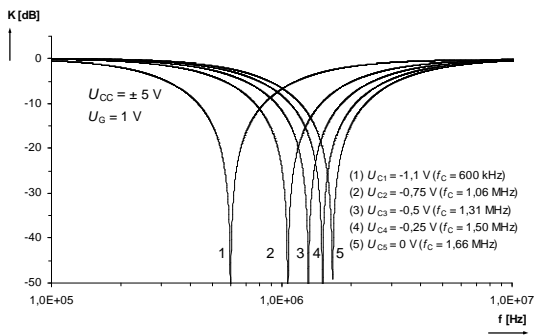
b)



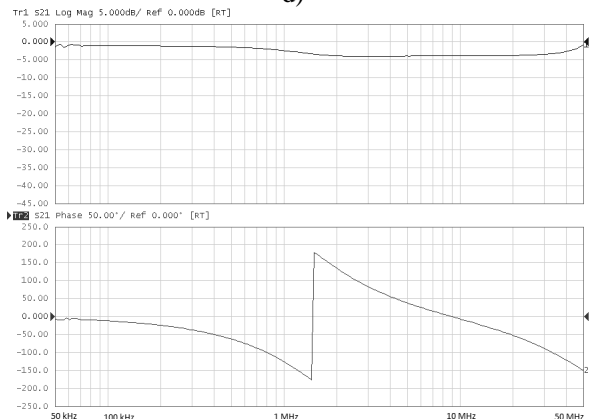
c)



d)

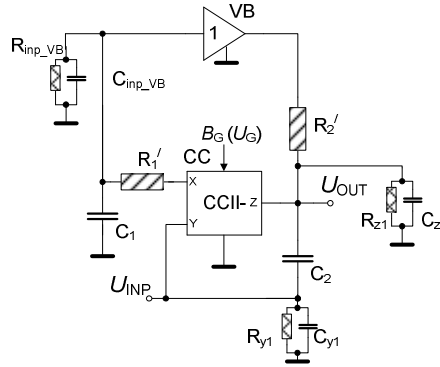


e)



f)

Obr. 5.49 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 ($U_G = 2,65$ V)



Obr. 5.50 Model pro studium parazit způsobených reálnými AP

Lze odvodit přenos (útlum) v na f_C

$$|K_{PZ_{\omega_C}}| = \lim_{\omega \rightarrow \omega_C} K'_{PZ}(j\omega) = \frac{R_{Z1}(R_{inp_VB} - R'_2 B_G) + j\omega_C [R'_2 R_{inp_VB} R_{Z1}(C_2 - C'_1 B_G) + R'_1 R'_2 R_{Z1} C_2] - C_2 (R'_1 R'_2 + R'_2 R_{inp_VB} + R'_1 R_{Z1} + R_{inp_VB} R_{Z1})}{[R'_1 R'_2 (R_{inp_VB} C'_1 + R_{Z1} C_2 + R_{Z1} C_{Z1}) + R_{inp_VB} R_{Z1} (R'_1 C'_1 + R'_2 C_2 + R'_2 C_{Z1})] \omega'_C} \cdot \frac{C_2 + C_{Z1}}{C_2 + C_{Z1}}, \quad (5.181)$$

kde

$$\omega'_C = \sqrt{\frac{R'_1 R'_2 + R'_1 R_{Z1} + R_{inp_VB} (R'_2 + R_{Z2})}{R'_1 R'_2 R_{Z1} R_{inp_VB} C'_1 (C_2 + C_{Z1})}}. \quad (5.182)$$

V tomto případě podobně jako v předchozích případech je velmi nápomocná symbolická analýza v Matlabu. Numerická hodnota útlumu je po dosazení do (5.181) asi 45 dB. Symboly a hodnoty používané v rovnicích (5.174) až (5.182) jsou definovány v souladu s katalogovým listem a modelem EL2082 [42] jako $R'_1 = R_1 + R_{X1} \sim 195 \Omega$, $R'_2 = R_2 + R_{X2} \sim 195 \Omega$ (v případě použití bran Y a X ECCII- jako sledovače napětí, jinak je to výstupní odpor použitého napěťového sledovače), $C'_1 = C_1 + C_{inp_VB} \sim 470 \text{ pF} + 2 \text{ pF}$, $R_{Z1} = 1 \text{ M}\Omega$ ($C_{Z1} = 5 \text{ pF}$). Parametr $R_{inp_VB} \sim 2 \text{ M}\Omega$ je v tomto případě vstupní odpor napěťové svorky Y (ECCII-) nebo napěťového sledovače. Parametry C_{inp_VB} a R_{inp_VB} jsou stejné jako C_Y a R_Y prvku EL2082, protože je použit jeho napěťový sledovač. Z důvodu, že však může být na tomto postu, neuvažují-li elektronické řízení R_X proudových vstupů pro kontrolu f_C , použít prakticky jakýkoliv napěťový sledovač, je dobré značení odlišit. Pro úplnost lze ještě uvést vztah pro postižený činitel jakosti

$$Q' = \frac{R'_1 R'_2 R_{Z1} R_{inp_VB} (C_2 + C_{Z1})}{R_{Z1} R_{inp_VB} (R'_1 C'_1 + R'_2 C_2 + R'_2 C_{Z1}) + R'_1 R'_2 (R_{inp_VB} C'_1 + R_{Z1} C_2 + R_{Z1} C_{Z1})} \omega'_C. \quad (5.183)$$

Přítomné parazitní prvky způsobené výstupní branou ECCII- (R_{Z1} a C_{Z1}) činnost narušují (především C_{Z1}), protože přítomnost další větší přídavné kapacity dokáže zapříčinit mírný pokles přenosu v propustném pásmu nad f_C (5.175). To je patrné i z některých výsledků na **obr. 5.49a**. Pokud bych obvod realizoval precizněji na desce plošného spoje, řada problémů by se minimalizovala. C_{inp_VB} a C_{Z1} má také vliv na snížení maxima útlumu na f_C , již hodnota přes 30 pF v příslušném uzlu způsobí snížení maximálního útlumu ($U_G = 1$) na asi 30 dB. Pro útlum v minimu přenosu větší jak 50 dB je třeba C_{Z1} a $C_{inp_VB} < 5 \text{ pF}$. Oproti předchozím filtračním strukturám, kde byla

problémem rezistivní složka impedance v uzlu pracovních kondenzátorů, je tady větší problém parazitní kapacita.

Provedená toleranční analýza hromadné výroby (PZ) poskytla výsledky uvedené v **tab. 5.6**. Nominální parametry modelu filtru jsou tam uvedeny taktéž.

Tab. 5.6 Orientační rozptyl ($\pm\Delta$) parametrů PZ pro různé tolerance pasivních prvků a malosignálových parametrů modelů AP

tolerance [%]			Δf_c [kHz]		ΔBW [kHz]		ΔQ [-]		ΔK_{\min} [dB]	
			nominální							
parametry modelů AP			$f_c = 1,724$ MHz		$BW = 3,454$ MHz		$Q = 0,5$		$K_{\min} = -53$ dB	
C	R		Worst Case	Monte Carlo	Worst Case	Monte Carlo	Worst Case	Monte Carlo	Worst Case	Monte Carlo
5	1	20 (B_G 5%)	-	45	-	90	-	0,002	-	8,5
5	1	10	-	28	-	57	-	0,001	-	8,7
1	1	20	-	40	-	82	-	0,002	-	8,5
1	1	20 (B_G 10 %)	-	40	-	81	-	0,002	-	8,8
1	1	20 (B_G 5 %)	-	40	-	81	-	0,002	-	8,4
1	0,5	20	-	40	-	81	-	0,002	-	8,5

Worst Case metoda poskytovala velice nepravděpodobné výsledky, a proto zde nejsou uvedeny. Maximální útlum je kromě B_G velmi citlivý na změny pracovních C , což potvrdilo i výsledky symbolické analýzy (5.169) až (5.173). Oproti tomu šířka pásma, Q nebo f_c jsou, jak se dalo očekávat z výsledků symbolických citlivostí, téměř imunní na změny B_G . Maximální útlum PZ je zatížen přesností nastavení B_G . Citlivost K_{\min} na B_G a změny ostatních parametrů je právě největší v okamžiku, kdy se B_G blíží hodnotě 1. Maximum je velmi ostré a je splněno pouze pro jedno konkrétní B_G , díky tomu a hlavně díky toleranci pracovních kapacit (pokud jsou od sebe ve výsledku hodnoty více vzdáleny) je předpokládaná odchylka i $\pm 8,5$ dB, což je nezanedbatelná hodnota. To znamená, že při tisíci vyrobených kusů (počet běhů Monte Carla) by některé kusy měly přibližně útlum nejméně 44 dB a některé naopak 61 dB. Pozitivní je skutečnost, že elektronické řízení nebrání kdykoliv toto upravit.

V předchozím textu jsem uvedl opravdu jednu z nejjednodušších realizací filtru, která 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. Dále v krátkosti nastíním řešení, které výše uvedené nevýhody odstraňuje, ale obsahuje značný počet AP. Východiskem návrhu je modifikace, kterou jsem odvodil z běžnější struktury s transkonduktory v kap. 5.1.1 (**obr. 5.20**). Právě tato struktura je pro zamýšlenou aplikaci výhodná, protože umožňuje buzením proudu do pouze jediného uzlu získat filtr typu PZ a pro dosažení FČ je nutné přidat (distribučním členem) budící proud do dalšího uzlu, který odpovídá přenosu PP (zde je navíc přímo invertující). Pokud zajistím možnost ovlivnit přenos této větve, lze tím pádem přímo ovládat koeficient prostředního členu čitatele přenosové funkce. Na **obr. 5.51a** je GST obvodu, který dokáže mnohem více než předchozí jednoduchá varianta, avšak jeho obvodová realizace (**obr. 5.51b**) je značně komplikovanější. Protože je struktura odvozena z multifunkční varianty, dovoluje na příslušných uzlech získat i některé další typy přenosů, ale to nyní není předmětem zájmu. Obvod obsahuje 3 ECCII, dva proudové distributory (MO-CF/I),

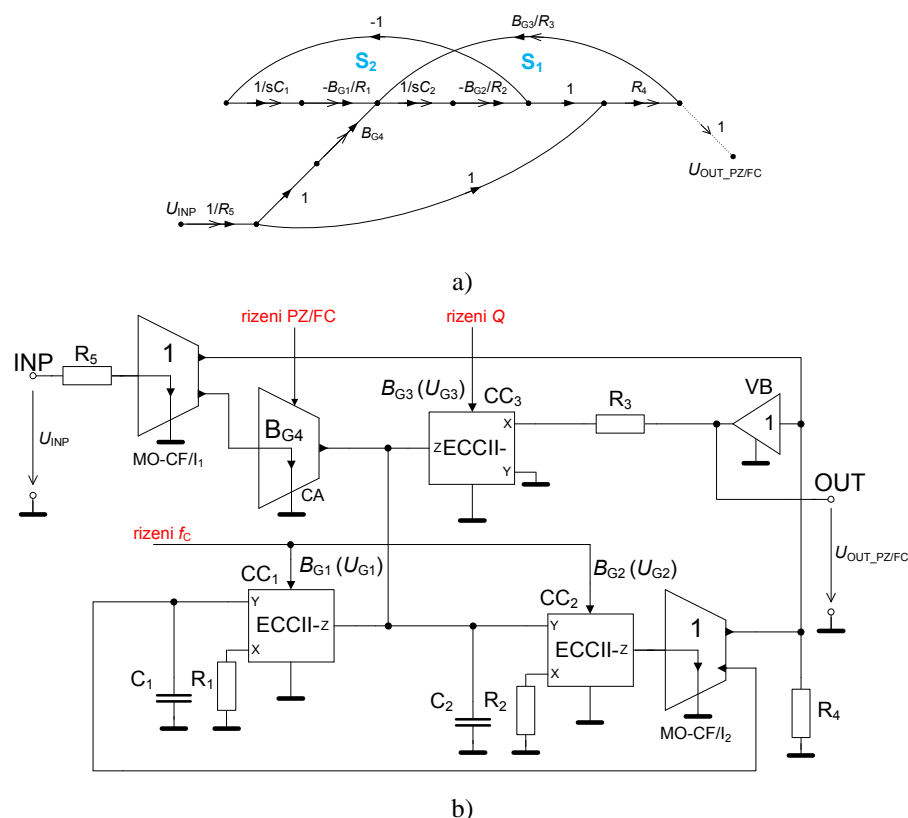
napětový sledovač a proudový zesilovač. Proudový zesilovač lze snadno realizovat pomocí ECCII. Jeden MO-CF/I lze začlenit do CC_2 v případě, že AP disponuje výstupem obou polarit. Dohromady je to 6 AP. Při použití OTA by se verze mohla zredukovat na 4 OTA-SISO (či DISO), jeden OTA-SIDO a jeden napětový sledovač, což je ale stále mnoho AP oproti původní jednoduché realizaci (**obr. 5.45**). Vzhledem k omezené vstupní dynamice běžných OTA bych předurčoval pro tuto aplikaci (jako nejvhodnější prvek) DT OPA860. Z grafu lze určit přenos filtru na výstupu PZ/FC

$$K_{PZ/FC}(s) = \frac{R_4}{R_5} \left(\frac{s^2 - \frac{B_{G2}B_{G4}}{R_2C_2}s + \frac{B_{G1}B_{G2}}{R_1R_2C_1C_2}}{s^2 + \frac{R_4B_{G2}B_{G3}}{R_2R_3C_2}s + \frac{B_{G1}B_{G2}}{R_1R_2C_1C_2}} \right). \quad (5.184)$$

Charakteristický kmitočet, činitel jakosti a základní přenos mají tvar

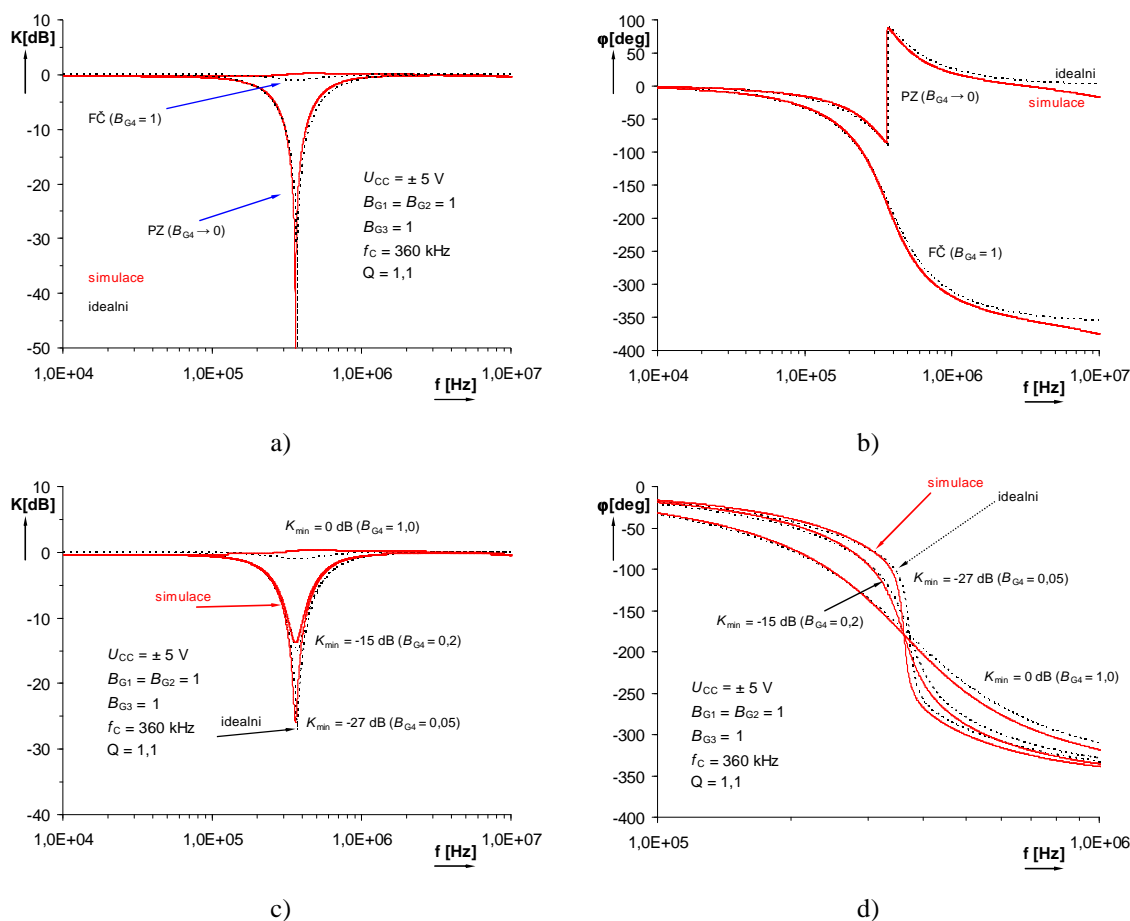
$$\omega_c = \sqrt{\frac{B_{G1}B_{G2}}{R_1R_2C_1C_2}}, \quad Q = \frac{R_3}{R_4B_{G3}} \sqrt{\frac{B_{G1}R_2C_2}{B_{G2}R_1C_1}}, \quad K_0 = \frac{R_4}{R_5}. \quad (5.185), (5.186), (5.187)$$

Všechny uvedené parametry (kromě samostatného K_0) jsou elektronicky nastavitelné, což u předchozí varianty nebylo tak snadno možné. V případě potřeby lze zajistit i elektronické řízení K_0 , ale to zde není předmětem zkoumání. Obvod byl zatím ověřen pouze jednoduchými simulacemi, ale v budoucnu předpokládám, že se podrobněji tímto typem budu zabývat z pohledu prozkoumání všech funkcí, možností elektronického řízení a především z pohledu studia vlivu reálných AP na činnost. Ihned je patrné, že v uzlu kondenzátoru C_2 je zapojeno mnoho vysoko-impedančních výstupů AP. Pro praxi bude toto studium nezbytné.



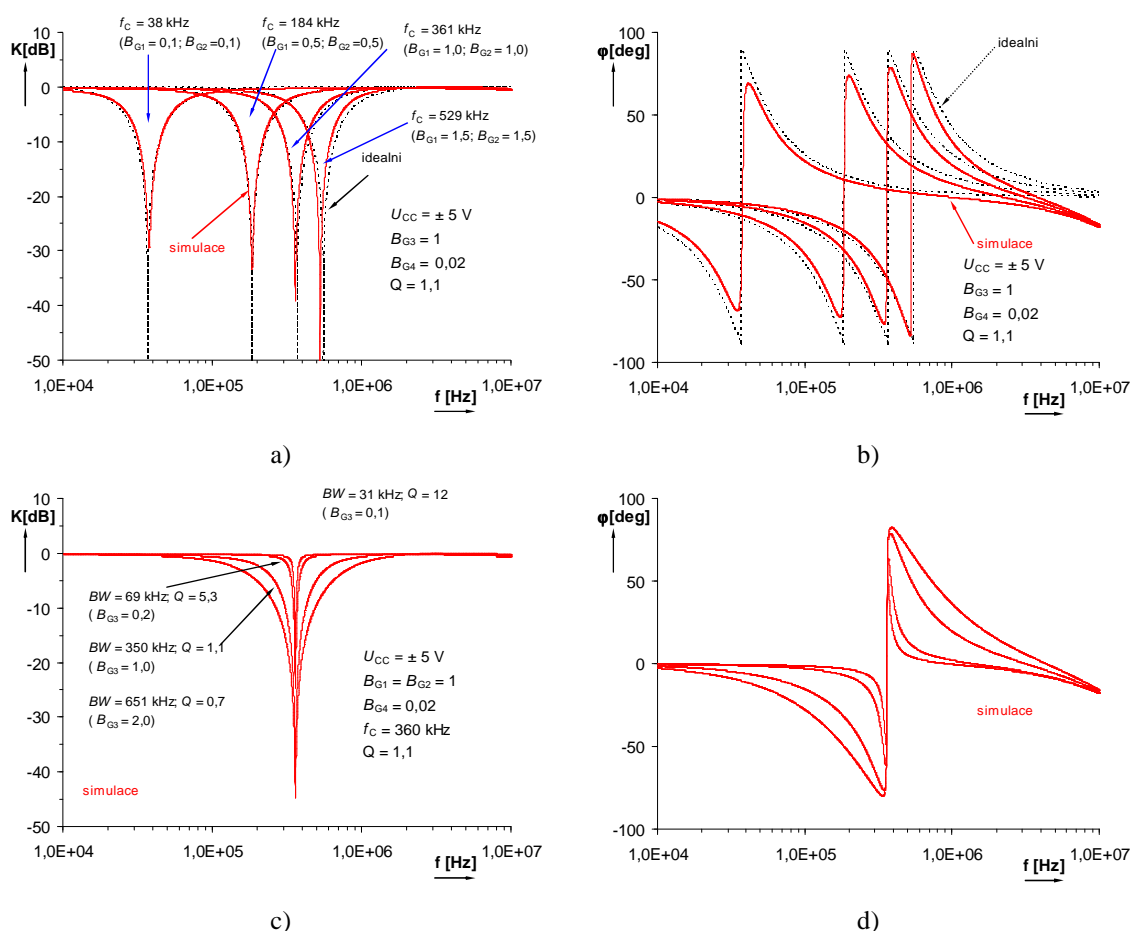
Obr. 5.51 Plně říditelná struktura filtru PZ/FC: GST, b) obvodová realizace s ECCII- a dalšími pomocnými prvky

Odvozené zapojení je zde uvedeno jako ukázka obvodu, který dokáže nevýhody jednoduché verze na **obr. 5.45** odstranit, ale za cenu podstatného navýšení počtu AP. Zásadní je skutečnost, že proudovým ziskem B_{G4} lze opravdu ovládat velikost koeficientu prostředního členu čitatele přenosové funkce. Pro základní simulace byly použity EL2082 [42] a OPA860 [60] (ECCII- a konstrukce vstupního MO-CF/I), EL4083 [43] (MO-CF/I) a BUF634 [120] (napěťový sledovač - VB). Obvod byl navržen s parametry: $R_4 = R_5 = 220 \Omega$, $R_1 = R_2 = R_3 = R = 195 \Omega$, (včetně reálných vstupních odporů ECCII- R_X), $C_1 = C_2 = C = 2,2 \text{ nF}$, $B_{G1} = B_{G2} = 1$, $B_{G3} = 1$. Ideální parametry filtru jsou $f_0 = 370 \text{ kHz}$, $Q = 1$, $K_0 = 1$. Změnu maximálního útlumu PZ lze bohužel provádět až po záměně znaménka B_{G4} , což je oproti původnímu unikátnímu obvodu na **obr. 5.45** nevýhoda. Tam stačila jediná polarita proudového přenosu. Na **obr. 5.52** jsou výsledky simulací. Pro $B_{G4} = 0$ se jedná o filtr typu PZ (**obr. 5.52a, b**). Teoreticky by mělo být dosaženo maximálního útlumu, ale vlivem působení parazitních prvků v uzlech tomu tak nikdy nebude. Pro $B_{G4} = 0,05$ je útlum v maximu asi -27 dB , což lze pozorovat na **obr. 5.52c**. Dle chování fázové charakteristiky se jedná o obvod s neminimálním argumentem ($B_{G4} > 0$), který až pro $B_{G4} = 1$ přejde do funkce ryzího FČ.



Obr. 5.52 Kmitočtové charakteristiky filtru na Obr. 5.51 při elektronické změně parametrů: a) záměna typu přenosu sledovaná na modulové charakteristice, b) záměna typu přenosu sledovaná na argumentové charakteristice, c) řízení změny z PZ na FČ - modulová charakteristika, d) děj sledovaný na argumentové charakteristice

Změna znaménka B_{G4} způsobí ($B_G < 0$), že se dle argumentové charakteristiky stále jedná o PZ, u které je měněno maximum útlumu, podobně jako u obvodu na **obr. 5.45**. Zde je právě nevýhoda, která spočívá v nutnosti umožnit nastavení pozitivního i negativního B_{G4} , což lze zajímavě vyřešit např. proudovou násobičkou EL4083 [43]. Na **obr. 5.53** je dokumentováno několik dalších schopností variability filtru. První je změna $B_{G1,2}$ od 0,1 do 1,5, což způsobí přeladění f_c od asi 40 do 530 kHz. Je vidět, že v důsledku parazitních projevů reálných aktivních prvků se maximální dosažitelný útlum při ladění mění. To bude předmětem dalšího studia. Další schopností je nezávislá změna Q (B_{G3} od 2 do 0,1) v rozsahu asi 0,7 až 12, která mění šířku pásma zhruba od 650 kHz do 30 kHz.



Obr. 5.53 Další možnosti variability struktury poskytující PZ: a) ladění f_c sledované na modulové kmitočtové charakteristice, b) ladění sledované na argumentové charakteristice, c) řízení šířky pásma sledované na modulové charakteristice, d) změna šířky pásma sledovaná na argumentové charakteristice.

Je vidět, že složitější obvodová realizace nabízí více možností řízení, ale je to za cenu mnoha AP a s tím se pojí i větší vliv reálných AP na činnost. Maximálního útlumu v minimu PZ lze dosáhnout pouze při hodnotách B_{G4} blízkých 0. U filtru na **obr. 5.45** je maximální útlum dosažen při $B_G = 1$.

Nyní shrnu získané poznatky. Tento obvod (**obr. 5.45**) je velmi zajímavý. Umožňuje změnit typ přenosu filtru bez fyzického přepojení vstupu či výstupu z PZ na FČ jednoduchou změnou proudového zisku konvejeoru. Možné je to i u filtrů smyčkových struktur (KHN apod. [77], [86], [87], [88]) v plně univerzální konfiguraci,

ale je potřeba mnohem více AP. Elektronická změna zisku B_G v určitém rozsahu dovolí nastavovat maximum útlumu pásmové zádrže, což může být někdy užitečné, pokud je třeba potlačit ve spektru určitý výřez pásma o stanovenou hodnotu oproti zbytku nebo dokonce za provozu útlum měnit. Cena za tuto vlastnost je komplikovanější ladění f_c , 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 jsem navrhl strukturu (**obr. 5.51**), která dokáže realizovat to samé i mnohem více, 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. 5.45** lepší. Vzhledem k uvedeným nedostatkům je tu stále prostor na zdokonalování a vylepšení. Je třeba mít v povědomí, že původní obvod byl navržen metodou autonomního obvodu za účelem získání oscilátoru (analýza charakteristické rovnice) a tím pádem je třeba dbát na skutečnost, že vstupní a výstupní impedance je kmitočtově závislá a v praxi je nevhodnější obvod ještě oddělit napěťovými sledovači. Tento obvod (**obr. 5.45**) jsem publikoval v [x13] pouze jako PZ s nastavitelným útlumem a verze rozšířená o aplikaci i jako FČ a studium vlivu reálných AP je přijata k publikaci v [x14]. Prostor pro budoucí práci je zde především v průzkumu dalších možností, jak získat jiné typy přenosů bez fyzického přepojení a především s úsporou co nejvíce AP bez ztráty variabilnosti.

6 Oblast elektronicky říditelných oscilátorů

Vývoj v této oblasti se ubírá směrem k jednodušším obvodovým realizacím (co se týče počtu pasivních a aktivních prvků), u kterých se předpokládají pokud možno zemněné kondenzátory (pro integraci na čip je plovoucí kondenzátor nevýhodný [1]), řízení oscilační podmínky (CO) a oscilačního kmitočtu (f_0) bez vzájemného ovlivnění a řízení bez plnění jakýchkoliv souběhových vazeb a vztahů. Navíc se v důsledku rozmachu moderních digitálních modulací rozšířil požadavek na kvadrurní výstupy, tj. produkci signálů s vzájemným fázovým posuvem 90° . Existuje nepřeberné množství realizací oscilátorů s různými typy AP, různým počtem prvků a několika možnostmi řízení. Autoři takovýchto prací sice uveřejní typicky několik nových obvodů, avšak ověří pouze základní vlastnosti dokumentující činnost (většinou pouze simulacemi) na jednom či minimu z nich a chování a vlastnosti zbytku jsou otázkou. Takto bývají prezentována i nesmyslná kvanta obvodů, které v praxi stejně nenajdou uplatnění. Stabilizace oscilací je ve většině prací prováděna pouze za využití nelinearit vstupně-výstupních (převodních) charakteristik AP, což sice může být pro pevně naladěné aplikace průchozí, ale otázkou je, co se bude dít při změně teploty, napájecího napětí, apod. Taktéž zkreslení (THD) nemusí být v takovém případě příznivé (např. [136]) a nastavit takový oscilátor přesně na mez stability (např. změnou odporu, pokud to nelze elektronicky) je někdy docela problém. Pro precizní řízení oscilační podmínky (CO) při širokopásmovém přeladění je třeba systému automatického řízení (korigování, dostavování) amplitudy oscilací (AGC). Pro tento účel je výhodné navrhovat oscilátory s možností elektronického zásahu do CO. Díky klesajícímu napájení z důvodu snižování

spotřeby AP je rozkmit oscilací velmi omezen. Některé realizace v různých typech technologií disponují výstupními amplitudami pouze desítek μA , někdy i jednotek μA v případě proudového signálu a desítek mV v případě napětí a značně se projevují nelinearity AP. Běžně pracují takové oscilátory (nebo i filtry) se zkreslením jednotek procent.

Nejvíce rozšířená varianta řízení oscilátorů bývá označována zkratkou SRCO (single resistance controlled oscillators) [137], [138], [139], [140], [141]. Znamená to, že tyto obvody (jejich CO a f_0) jsou řízeny pasivními prvky obvodu. V některých případech se jedná o bezsouběhové řízení (jeden pro CO a jiný pro f_0). Předpokládá se použití elektronicky nastavitelných ekvivalentů (FET [141], digitálních potenciometrů či D/A převodníků [76]). D/A převodník by však několikanásobně překročil cenu samotného oscilátoru, zkomplikoval realizaci a neúměrně zvýšil spotřebu. Navíc, pokud by byla požadována spojitější změna f_0 , bylo by třeba zvolit převodník s velkým počtem bitů. Digitální potenciometry nejsou dnes ještě zcela vyřešenou otázkou pro použití na vyšších kmitočtech, protože až na výjimky jsou určeny pouze pro pásma do několika stovek kHz díky jejich velmi vysokým parazitním kapacitám. Zbývá tedy možnost používat FETy v odporovém režimu, což se běžně dělá, ale opět to znamená jisté komplikace. Nevýhoda SRCO typů tkví hlavně také ve skutečnosti, že ne vždy se oscilátor řídí zemněnými prvky. V mnoha variantách jsou nutné právě plovoucí (z principu obvodu a syntézy) a nahrazení říditelným ekvivalentem již není tak zcela jednoduché [141].

Další skupinu, která ještě nemá zcela vyčerpané možnosti, tvoří obvody oscilátorů, které umožní změnu f_0 a řízení CO pomocí měnitelného parametru AP (podobně jak to bylo ve filtrech). Zde už lze mluvit o možnostech přímého elektronického řízení. Sem se řadí diskutované řízení změnou transkonduktance [136], [142] či vstupního odporu proudových AP [29], [30], [143] pomocí nastavovacích proudů či napětí. Lze se setkat i s méně standardními přístupy, které např. využívají řízení syntetické negativní kapacity [144] či elektronické přepínání kapacit [145]. V nedávné době se ale především rozšířilo několik koncepcí elektronicky říditelných proudových konvektorů či z nich odvozených AP, kde byla pozornost návrhářů zaměřena na řízení proudového a napětového přenosu [31], [119], [146].

Pokud se stanoví cíle směřující do jednoduchosti obvodové koncepce a zároveň počítající s možností přímého elektronického řízení (bez změny hodnoty pasivního prvku - vždy v případě ladění kmitočtu oscilací), dochází k jistým omezením a kompromisům, které jednu výhodnou vlastnost vyvažují nějakou vlastností horší. Moje snaha byla navrhnout a zkoumat netypické struktury oscilátorů, kde se specifikace bude ubírat oběma směry, tj. nezávislost řízení f_0 na CO v kontrastu s co nejjednodušší realizací, což se však někdy jeví jako protichůdné. Proto jsem si vytyčil požadavek bezprostředního elektronického řízení f_0 jako klíčový. K návrhu použiji metod diskutovaných již v předešlých kapitolách, případně doplněných o další, které ještě blíže vysvětlím.

6.1 Říditelný oscilátor s transkonduktory

Velká pozornost byla poslední roky, podobně jako na návrh filtrů, zaměřena i na návrh oscilátorů s transkonduktory (OTA). Bylo prezentováno mnoho zajímavých

zapojení např. v [147], kde je však nutných mnoho AP, i když jsou využity i dvou-výstupové OTA. Podobně v [148], [149], [150], [151], kde některá řešení stále vyžadují minimálně tři AP a hlavně používají, na rozdíl od zde prezentovaného řešení, pouze jedno-výstupové OTA. V [152] bylo navrženo několik realizací se dvěma OTA-DISO dvěma kondenzátory a jedním rezistorem, ale mají zásadní nevýhodu v tom, že využívají i plovoucí prvky, podobně jako např. v [153]. V [154] je velice jednoduché zapojení se dvěma OTA-SIDO, ale při ladění musí být obě transkonduktance v souběhu. V [155] je výhodnější varianta oscilátoru se dvěma OTA-DISO, kde už je oddělené řízení podmínky i kmitočtu, ale navíc obsahuje napěťový sledovač. Několik verzí oscilátorů se dvěma OTA-DISO bylo také uvedeno v [156], většina z nich ale využívá mnoho pasivních prvků (až 6). Publikace [157] uvádí jednoduchý oscilátor s jedním dvou-výstupovým OTA, který v praxi obsahuje dva dílčí OTA (protože strmosti každého výstupu jsou ovládány zvlášť), se dvěma kondenzátory a jedním rezistorem. Výhoda uzemněných C je však u první varianty, uváděné v [157], potlačena nevýhodou závislosti CO a f_0 . Ve druhé variantě tomu tak sice není, ale je nutný plovoucí rezistor. Podobné typy OTA jsou použity v [158] a to v počtu 3 až 4, doplňují je pouze dva C, podmínka a kmitočet jsou opět nevázané. V [159] je zapojení využívající dva tří-výstupové OTA, vyžaduje však větší počet pasivních součástek (až 6). Podobně je v [160] realizace se dvou-výstupovými OTA, kde jsou třeba 4 pracovní C a 4 OTA, opět bez vázanosti CO a f_0 . V [161] jsou zapojení jednoduchých oscilátorů s minimem aktivních i pasivních součástek, ale nejsou výhodné z hlediska přímého elektronického řízení, protože je pro ladění (změnu f_0) nutné měnit hodnotu rezistoru, což je snaha v mém přístupu právě vyloučit. Podobně lze pokračovat ve výčtu dále, ale vesměs se řešení spíše snaží jít cestou složitější obvodové struktury (více OTA), protože realizace OTA na čipu je velmi snadná a složitější obvody umožní vzájemnou nezávislost CO a f_0 .

Při pozornějším pohledu jsou v obvodu na (**obr. 6.1b**) jen dva bloky ve smyčce s dílčími přenosy $H_1(s) = Rg_{m1}/(sC_1R + 1)$ a $H_2(s) = -g_{m2}/(sC_2 - g_{m2})$. Detailně rozkreslený GST je na **obr. 6.1a**. Přenos $H_2(s)$ se chová téměř stejně jako integrátor, jen jeho argumentová charakteristika je opačná (pól je v pravé polorovině). Jedná se o velmi úsporné řešení, aby bylo možné použít MO-OTA s co nejméně výstupy a minimum pasivních součástek. Když uvážím, že rezistor lze taktéž nahradit pomocí OTA, lze uvažovat buďto variantu s dvěma OTA a třemi pasivními komponenty či s třemi OTA a dvěma kondenzátory. Jeden OTA vždy musí být minimálně dvou-výstupový (pokud se nepředpokládá využití proudového výstupu oscilátoru) a signál lze přes sledovač napětí odebírat z vysoko-impedančních uzlů. V obvodu je použit transkonduktor s modelem postaveným z elementárních tranzistorů technologie AMIS C5 0,5 μm [162]. Koncepce interní struktury transkonduktoru je stejná jako v kap. 5.1.2. Tyto struktury AP uvádí mnoho zdrojů o návrhu OTA, např. [74], [88], [100], [106]. Podrobnější vlastnosti AP jsou uvedeny v příloze **P-4**. Z detailního grafu na **obr. 6.1a** lze odvodit charakteristickou rovnici, oscilační podmínku (CO) a oscilační kmitočet (f_0) obvodu, které jsou tvarů

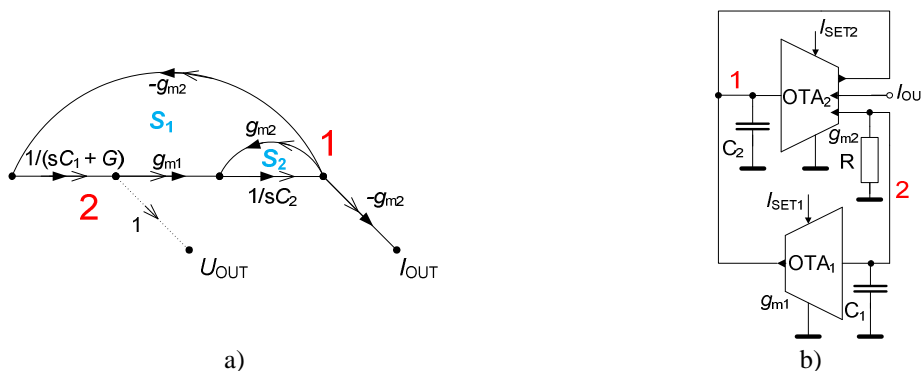
$$\Delta = 1 - (S_1 + S_2) = 1 - \left[\left(\frac{1}{sC_1 + G} \right) g_{m1} \left(\frac{1}{sC_2} \right) (-g_{m2}) - \left(\frac{g_{m2}}{sC_2} \right) \right] = s^2 + \frac{C_2 - C_1 R g_{m2}}{C_1 C_2 R} s + \frac{g_{m2}(R g_{m1} - 1)}{C_1 C_2 R} = 0, \quad (6.1)$$

$$\frac{C_2}{C_1} \leq R g_{m2}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2}(R g_{m1} - 1)}{C_1 C_2 R}}. \quad (6.2), (6.3)$$

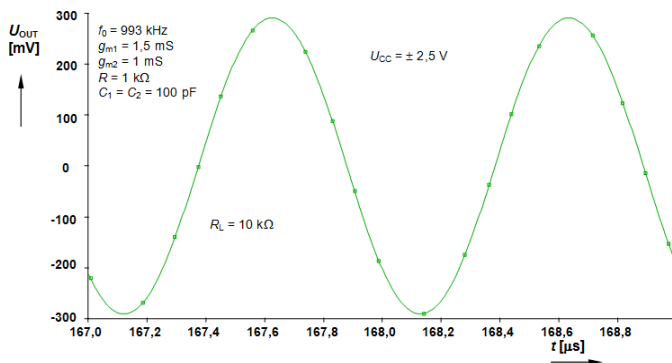
V podmínce oscilací uvádím větší nebo rovno z toho důvodu, že pouze v ideálním případě kmitá oscilátor při rovnosti. V praxi je třeba díky různému působení neidealit činnost na mezi stability zajistit mírným či razantnějším zvýšením energetických poměrů v obvodu (zvýšení zesílení, změna odporu, apod.). Ze vztahů je vidět, že kromě splnění oscilační podmínky musí být zajištěno $R \cdot g_{m1} > 1$. Další potíž může představovat přítomnost g_{m2} ve vztahu (6.3). Znamená to, že nastavení oscilační podmínky může taktéž ovlivnit oscilační kmitočet. Citlivosti oscilačního kmitočtu na obvodové prvky a parametry AP jsou

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = -S_{g_{m2}}^{\omega_0} = 0,5, \quad S_{g_{m1}}^{\omega_0} = 0,5 \cdot \frac{R g_{m1}}{R g_{m1} - 1}, \quad (6.4), (6.5)$$

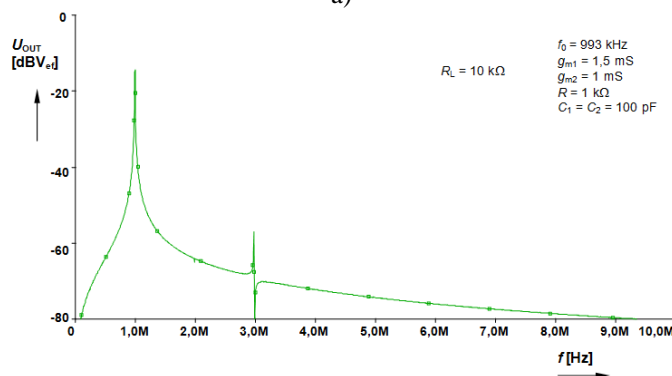
$$S_R^{\omega_0} = 0,5 \cdot \frac{C_1 C_2 R^2 \left(\frac{g_{m1} g_{m2}}{C_1 C_2 R} - \frac{g_{m2} (R g_{m1} - 1)}{C_1 C_2 R^2} \right)}{g_{m2} (R g_{m1} - 1)}. \quad (6.6)$$



Obr. 6.1 Koncepte jednoduchého oscilátoru s transkonduktory: a) GST, b) obvodová realizace



a)

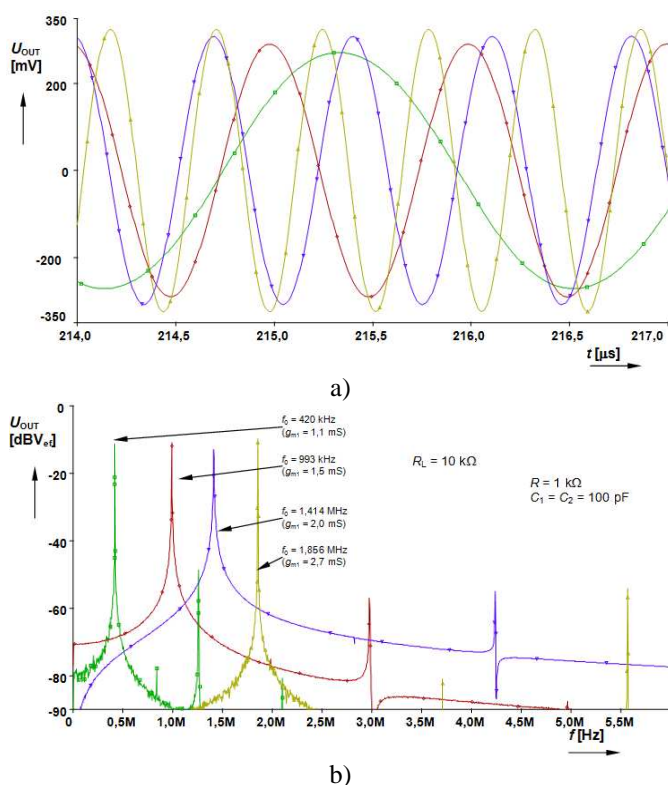


b)

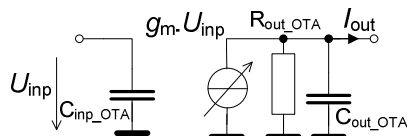
Obr. 6.2 Výsledky počítačové analýzy oscilátoru: a) časová oblast, b) spektrum

Oscilátor jsem navrhl s následujícími parametry (vhodně zvolenými a pak vypočítanými dle (6.2), (6.3)): $C_1 = C_2 = 100$ pF, $g_{m1} \in (1,1; 2,7)$ mS při $I_{SET1} \in (82; 500)$ μ A, $g_{m2} = 1$ mS ($I_{SET2} \sim 67$ μ A), $R = 1$ k Ω , $U_{CC} = \pm 2,5$ V. Pro rozběh bylo nutné I_{SET2} mírně zvýšit na 74 μ A. Výstupní oscilace je možné odebrat na třetím výstupu OTA ve formě proudu a dále je lze převést na napětí rezistorem vhodné velikosti (zde $R_L = 10$ k Ω). Výsledky simulací jsou na **obr. 6.2**. Časový průběh výstupních oscilací pro jeden diskretní kmitočet $f_0 = 1$ MHz je na **obr. 6.2a** a na **obr. 6.2b** je spektrum. Oscilační kmitočet je nastavitelný v rozsahu $f_0 \in (0,42; 1,86)$ MHz, viz **obr. 6.3**. Díky rozsáhlejšímu úseku nelinearity vstupně-výstupní charakteristiky OTA je zde stabilizace realizována pouze takto a není třeba ani moc pečlivé nastavení podmínky oscilací (při ladění byl neměnný $I_{SET2} = 74$ μ A). Bez obvodu AGC amplituda výstupního signálu není samozřejmě konstantní při širokopásmovém přeladění (**obr. 6.3a**).

Pro přesné chování reálného obvodu je třeba pečlivě analyzovat míru vlivu parazitních prvků, které sem zanáší AP. Situace je zde však jednodušší, protože obvod obsahuje pouze dva vysoko-impedanční uzly. Pokud uvažují nejvýznamnější parametry OTA, v modelu parazit figuruje hlavně výstupní odpor (zde značen R_{out_OTA}) a vstupní a výstupní kapacita (C_{inp_OTA} , C_{out_OTA}). Model OTA s technologií CMOS (příloha P-4) disponuje velmi vysokou reálnou složkou impedance na vstupu i výstupu. Hlavním omezujícím faktorem způsobujícím problémy především v situacích, kdy se hodnota pracovní kapacity přiblíží kapacitě těchto parazit, jsou právě C_{inp_OTA} a C_{out_OTA} . Za předpokladu, že všechny výstupy OTA mají stejné (v praxi velmi podobné) vlastnosti (R_{out_OTA} , C_{out_OTA}) lze model koncipovat tak, jak je uvedeno na **obr. 6.4** pro oba OTA v oscilátoru.



Obr. 6.3 Řízení kmitočtu oscilací: a) časová oblast, b) kmitočtová oblast



Obr. 6.4 Základní neideální model OTA respektující nejpodstatnější malosignálové parametry v navržené koncepci oscilátoru

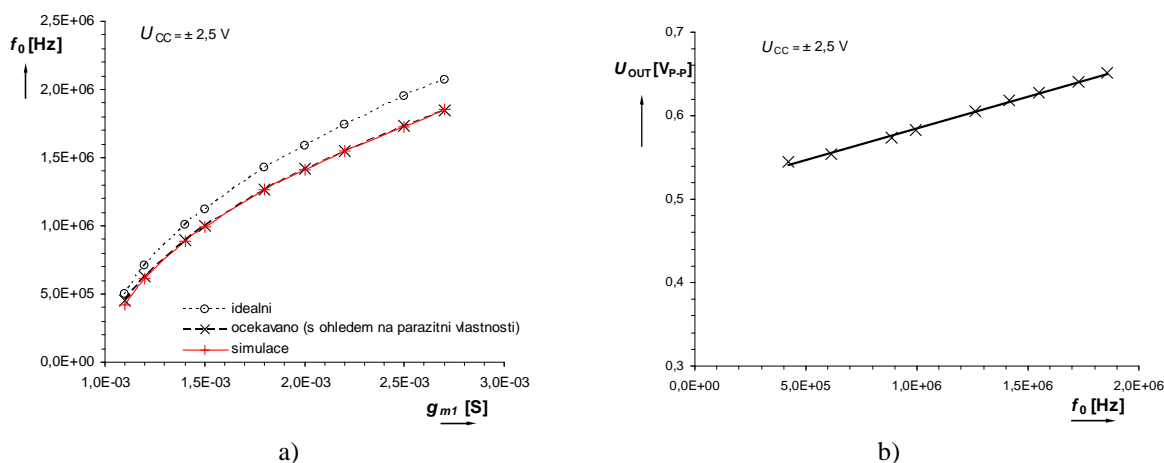
Při uvažování působení parazit ve vysoko-impedančních uzlech oscilátoru na **obr. 6.1**, které jsou značeny 1 a 2, jsem odvodil následující složitější výrazy pro CO a f_0

$$\frac{(C_2 + C_{inp_OTA2} + C_{out_OTA2} + C_{out_OTA1})}{(C_1 + C_{inp_OTA1} + C_{out_OTA2})} (R_{out_OTA2} + R) \leq R(g_{m2} R_{out_OTA1} R_{out_OTA2} - R_{out_OTA1} - R_{out_OTA2}), \quad (6.7)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{g_{m2} R_{out_OTA1} R_{out_OTA2} [R_{out_OTA2} (R g_{m1} - 1) + R] + R_{out_OTA2}^2 + R_{out_OTA1} R_{out_OTA2} + R(R_{out_OTA1} + R_{out_OTA2})}{(C_2 + C_{inp_OTA2} + C_{out_OTA2} + C_{out_OTA1})(C_1 + C_{inp_OTA1} + C_{out_OTA2}) R R_{out_OTA1} R_{out_OTA2}^2}}. \quad (6.8)$$

Problémem zde jsou především parazitní kapacity C_{inp_OTA} a $C_{out_OTA} \sim 5$ pF [74], [100], což odpovídá odhadované kapacitě přívodů a ESD ochran obvodu. Parazitní odpory R_{out_OTA} (a případně R_{inp_OTA} , který však není modelován) jsou velké (řádově M Ω) a již se výrazněji neuplatní. Proto v modelu na **obr. 6.4** neuvažuji R_{inp_OTA} a předpokládám $R_{out_OTA} \sim 1$ M Ω).

Na **obr. 6.5** jsou grafické závislosti kmitočtu oscilací na transkonduktanci a závislost výstupní úrovně na oscilačním kmitočtu. Všechny výsledky jsou také uvedeny v **tab. 6.1**.

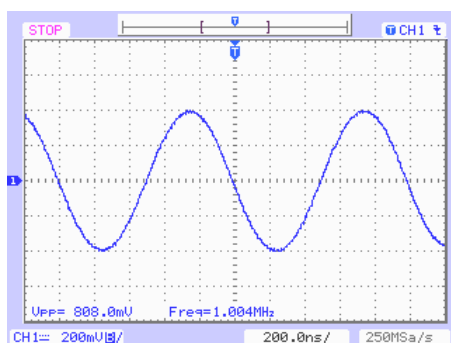

 Obr. 6.5 Výsledky ladícího procesu: a) závislost f_0 na g_{m1} , b) závislost výstupní úrovně na f_0

Tab. 6.1 Shrnutí výsledků analýzy a předpokladu

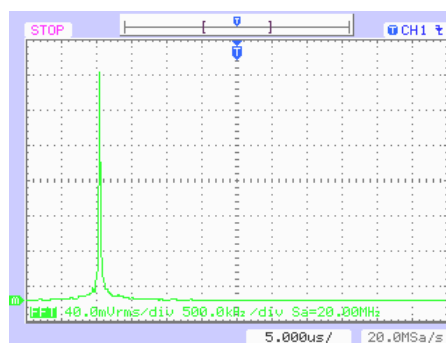
I_{SET1} [μ A]	g_{m1} [mS]	I_{SET2} [μ A]	g_{m2} [mS]	U_{OUT} [V _{P-P}]	THD [%]	f_0 ideální [MHz]	f_0 předpoklad [MHz]	f_0 simulace [MHz]
82	1,1	74	1,0	0,55	1,3	0,503	0,448	0,420
97	1,2			0,55	1,1	0,712	0,633	0,613
132	1,4			0,57	0,8	1,010	0,895	0,887
151	1,5			0,58	0,8	1,125	1,000	0,993
218	1,8			0,61	0,6	1,424	1,266	1,264
269	2,0			0,62	0,6	1,591	1,416	1,414
326	2,2			0,63	0,6	1,743	1,551	1,550
418	2,5			0,64	0,8	1,949	1,734	1,727
500	2,7			0,65	0,5	2,075	1,846	1,856

Výsledky predikce očekávané hodnoty f_0 lze najít v **tab. 6.1**. Z nich je vidět že, vztah (6.8) respektuje výsledky získané simulací s CMOS modelem. V některých případech dochází díky parazitním prvkům ve struktuře k nechtěnému zahrnutí parametru, který je předurčen pro řízení oscilačního kmitočtu do oscilační podmínky či naopak a někdy i dokonce navzájem. Zde to nenastalo, ale v některých dále rozebíraných zapojeníh oscilátorů k tomu dochází. Přítomnost g_{m2} je již v ideálním tvaru vztahu (6.3). Jak už bylo řečeno, nejdůležitějším problémem jsou parazitní kapacity, které v uzlu 1 způsobí navýšení pracovní kapacity (v případě uvažování typického příkladu $C_{out_OTA} \sim 5$ pF) o 10 pF a v uzlu 2 dokonce o 15 pF (v praxi záleží na parametrech konkrétního OTA), což je při volbě malých pracovních kapacit problém, který vyžaduje kompenzační zásah do oscilační podmínky a samozřejmě způsobí odklon od ideální navrhované hodnoty f_0 .

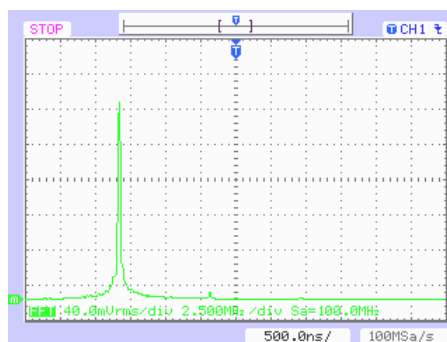
Pro experimentální ověření nejvyšší dosažitelné f_0 při ještě přijatelných hodnotách pracovních kapacit jsem oscilátor sestavil s komerčně dostupnými prvky MAX435 [37], které byly dosud jediným vyráběným typem OTA se dvěma výstupy obou polarit. Jedná se o velmi rychlý AP ($f_T = 275$ MHz) s velmi dobrou vstupní dynamikou. Na rozdíl od běžných OTA, které pracují s úrovněmi desítek mV, zde lze zpracovávat úrovně i jednotek V. Obvod má ale značnou spotřebu a navíc je zde jeden závažný nedostatek, který omezuje jeho použití hlavně ve filtračních aplikacích více-smyčkových obvodů. Jeho výstupní odpor (R_{out_OTA}) je velice nízký, pouze 2 až 3 k Ω . Zkusmo jsem zjistil, že pro minimální vliv výstupního odporu v předpokládaném pásmu je třeba zajistit hodnoty desítek k Ω a více. Ve srovnání s tím jsou pak parazitní kapacity v uzlech mnohem větším problémem. Návrh byl proveden pro $C_1 = C_2 = 47$ pF, $R = 2$ k Ω .



a)



b)



c)

Obr. 6.6 Výsledky měření oscilátoru s komerčně dostupnými OTA: a) časová oblast, b) spektrum pro $f_0 = 1$ MHz, c) spektrum pro $f_0 = 7$ MHz

Elektronické řízení jako takové (změna I_{SET1}) být ověřeno nemohlo, protože MAX435 neumožňuje řízení tímto proudem. Transkonduktance je dána externím rezistorem (impedancí) $g_m \sim K/Z_T$, kde Z_T je obecně externí impedance a K je proudové zesílení, které dosahuje pro tento typ (MAX435) hodnoty ~ 4 a pro MAX436 (DISO) ~ 8 [37]. Díky uvedenému vlivu R_{out_OTA} byl rozdíl i více jak 20 % mezi ideální a změřenou hodnotou f_0 . Změna Z_T odporovým trimrem s hodnotou 10 k Ω , umožnila ladění f_0 v rozmezí zhruba jako u simulací s modelem CMOS OTA, ale díky vyšší dosažitelné hodnotě g_m i více jak 3 MHz. S pracovními kondenzátory o kapacitě 29 pF šlo nastavit dokonce $f_0 = 7$ MHz. MAX435 není pro tuto aplikaci příliš vhodný AP. Na činnosti oscilátoru s tímto AP se výrazně projevily již zmíněné problémy s výstupním odporem OTA. Výsledky experimentů jsou na **obr. 6.6**. Je zde časový průběh a spektrum při $f_0 = 1$ MHz a také spektrum při $f_0 = 7$ MHz. Vše bylo měřeno na uzlu 2 obvodu (třetí výstup OTA nebyl k dispozici). Měřený obvod oscilátoru pracoval s THD (testováno při několika diskretních kmitočtech) menším jak 0,8 %.

Diskutovaný obvod je jednou z jednodušších a exotičtějších variant elektronicky říditelných oscilátorů, které zde uvádím. Obsahuje pouze dva AP a tři zemněné pasivní součástky, což je výhodné. Kmitočet oscilací lze řídit elektronicky, ale řídicí parametr má jistá omezení $g_{m1}R > 1$, což zase tak výhodné není a stanovuje to dolní mez potřebné hodnoty g_{m1} ve vztahu ke g_{m2} . Navíc f_0 není nezávislý na plnění oscilační podmínky. Je to cena za jednoduchost. Návrh předpokládá, že výstupem signálu bude proud. Při potřebě napětí je třeba doplnit obvod převodníkem nebo napěťovým sledovačem k uzlu 2. Nevýhodou obvodů s AP s více proudovými výstupy je značný vliv parazitních kapacit i odporů, které mají značný vliv na rozdíl ideální a skutečné hodnoty oscilačního kmitočtu. Taktéž se projeví na nutnosti zvýšit energetickou bilanci způsobující rozkmitání, tj. někdy je třeba splnit oscilační podmínku s hodnotu řídicího parametru (zde g_{m2}) o několik procent větší. Analýzy potvrdily, že i s tímto nedostatkem lze elektronické řízení využít, protože kmitočet lze řídit parametrem, který neovlivní oscilační podmínku. Protože parametr g_{m2} , který má na starosti plnění CO, se v případě udržení oscilátoru na mezi stability mění jen velmi jemně a ještě ve velice úzkém rozmezí, lze i pomocí něj zajistit automatické řízení amplitudy. Samozřejmě to může znamenat možné zhoršení stability kmitočtu, pokud plnění podmínky z principu ovlivňuje kmitočet oscilací. Dle simulací není při přeladění nutné měnit g_{m2} vůbec. Z **tab. 6.1** lze pozorovat mírně narůstající tendenci úrovně výstupního napětí směrem k vyšším kmitočtům oscilací (laděno pomocí g_{m1}), pokud je ponecháno g_{m2} konstantní. To je způsobeno tím, že g_{m1} mírně zvyšuje zesílení ve smyčce oscilátoru. Aby k tomuto nedocházelo, je nutné přiměřeně snižovat g_{m2} obvodem AGC. Stabilizaci amplitudy zajišťuje značně široká (a oblá) nelineární oblast (oproti jiným použitým AP) vstupně-výstupních charakteristik AP. V [x15], kde byla tato část mé práce publikována a představena jako jedna z úspornějších elektronicky říditelných verzí oscilátorů (co se týče počtu aktivních a pasivních prvků), jsou trochu odlišné návrhové parametry a pracovní kondenzátory jiných kapacit. Nicméně analýza ukázala, že zmenšování kapacit není nejvhodnější, protože jeden uzel je zatížen parazitní kapacitou (ke které se pracovní přičítá) více než druhý. Při malých hodnotách pracovních kapacit, které blíží hodnotám parazitním, pak musí být brán zřetel na tuto skutečnost. Zde je to obzvláště nevýhoda spojování více proudových výstupů do jednoho uzlu. Ta se projeví tím, že rovnost kapacit, která se předpokládala na počátku návrhu, již neplatí a bude nutné ji kompenzovat změnou g_{m2} či R , větší než je běžně (a ideálně) třeba. To se např. stalo v [x15].

6.2 Oscilátory využívající moderní typy proudových konvektorů s řízením přenosu mezi branami X a Z

V hojnosti současných publikací o oscilátorech s moderními AP pracujícími v proudovém a smíšeném módu lze vysledovat dva zásadní směry. V prvním se předpokládá využití co nejméně pasivních prvků, přičemž AP může být libovolně složitý, tj. může sestávat z více sekcí (podbloků), např. OTA, CCII, napěťových a proudových sledovačů apod. Zde se tedy velice významného využití dočkají moderní AP uvedené v kap. 2.7 a jim podobné, kdy lze elektronicky řídit transkonduktance i vstupní odpory proudových vstupů. V kap. 2.7 je pouze velmi omezená ukázka a příklady koncepcí. Detailnější přehled lze najít především ve velmi ceněné literatuře [3]. Druhý směr je založen na použití co nejjednodušších AP (např. pouze sledovačů napětí a proudů) a komplikovanější či jednodušší (dle konkrétní situace) pasivní části. Často se obvody oscilátorů založené na tomto přístupu řadí do skupiny SRCO. I v těchto skupinách však lze najít konkrétní realizace oscilátorů s možnostmi implementace elektronicky nastavitelných prvků. V nejjednodušším případě stačí pouze jednotkový přenos AP nahradit obecně proměnným a získat tak zajímavé možnosti elektronického řízení, což bude ukázáno dále. Proměnného proudového přenosu konvektorů (případně proudových zesilovačů) je však dle současného stavu problematiky ještě málo využíváno, ve srovnání s množstvím publikací na elektronicky říditelné aplikace, např. pomocí transkonduktance a intrinzického vstupního odporu. AP disponující řízením proudového přenosu se začaly objevovat v posledních letech [31], [119], [146], [163], [164] a objevují se i jejich nové a zajímavé aplikace [165], [166], [167]. Začínají se také používat proudové sledovače s proměnným (intrinzickým) [29], [30] odporem proudové vstupní svorky, a to především v oblasti aktivních filtrů [165].

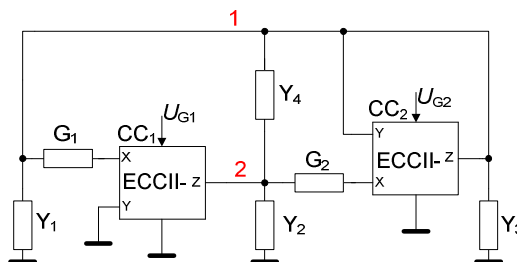
Publikováno bylo mnoho zapojení oscilátorů s tříbranovými CC. Existuje více koncepcí obsahující pouze jediný CC (např. [168], [169]), který je doplněn čtyřmi až šesti pasivními součástkami. Tyto oscilátory většinou mají f_0 říditelný jedním rezistorem. Další říditelné oscilátory obsahující dva CC shrnují práce [170], [171], [172], [173]. Podobné příklady existují i s prvky OTA (bez toho aniž by se předpokládalo ladění změnou g_m), např. [161]. V [174] je dokonce nutné při ladění dodržet komplikovaný souběhový vztah dvou hodnot rezistorů. Ve své práci jsem si ale stanovil cíl, který se vyhýbá změně či náhradě pasivního prvku pro řízení f_0 . V [143], [175] jsou pro řízení f_0 použity změny intrinzických vstupních odporů proudových vstupů řízené nastavovacím proudem, což je u aplikací CC docela běžná metoda. V uvedených pracích se lze setkat se strukturami založenými na nejběžnějších pozitivních CC, či kombinacích pozitivního a negativního typu. Oscilátory s pouze negativními typy CC (CCII) nebyly v minulosti až tolik diskutovány a především nebylo využíváno schopnosti kontroly proudového zisku mezi branou X a Z jejich nové modifikace ECCII- k řízení parametrů oscilátoru. V této kapitole budou diskutovány dvě říditelné koncepce oscilátorů, které jsou založené na aplikaci proudových konvektorů s možností řízení proudového přenosu mezi branami X a Y. Tento přenos je u standardních typů CCII jednotkový.

6.2.1 Minimální realizace oscilátoru se dvěma ECCII-

K návrhu oscilátoru lze přistupovat mnoha způsoby podobně jak u filtrů, jak bylo naznačeno v předchozích kapitolách. Pro návrh prezentovaného zapojení byla použita

syntéza založená na autonomním obvodu dvou ECCII- a konečného počtu obecných admitancí. Metodika je názorně popsána např. v [33], [34], [80], [88]. Není to zcela nejjednodušší a jednoznačná metoda, ale byla velmi často používána a stále se s ní lze setkat. Prof. Soliman představil desítky obvodů v mnoha publikacích (např. [132], [173]) navržených touto metodou. Její aplikace je založena na vyhledání vhodné charakteristické rovnice $\det Y = 0$ z mnoha možných a následně substituce vhodných admitancí za příslušné pasivní prvky (R , C). Mým cílem je především nalezení co nejjednodušší realizace oscilátoru umožňující elektronické ladění f_0 a ovládání CO. Velmi mi pomohl program na symbolickou analýzu obvodů SNAP [102], [103], se kterým jsem testoval zkusmo volené obvody. Jako základ jsem volil specifický autonomní obvod vytvořený ze dvou ECCII- a několika obecných admitancí. Obvod obsahuje pouze dva vysoko-impedanční uzly, což obecnou charakteristickou rovnicí značně zjednodušuje. Dále počítám s tím, že oba ideální proudové vstupy prvků ECCII- budou mít předřazenu externí vodivost, která může být v reálném případě přičtena k jejich intrinzičké hodnotě či jí nahrazena. To také znamená také jistou konkretizaci obvodu. Ve výsledném řešení oscilátoru jsou požadovány pouze dva rezistory a dva kondenzátory. Autonomní obvod, který splňuje výše uvedené požadavky je na **obr. 6.7**. Řízení proudových přenosů je naznačeno napětími U_{G1} a U_{G2} , které jsou pro praxi nejjednodušší. Charakteristickou rovnicí tohoto obvodu jsem obdržel ze SNAPu v tomto obecném tvaru

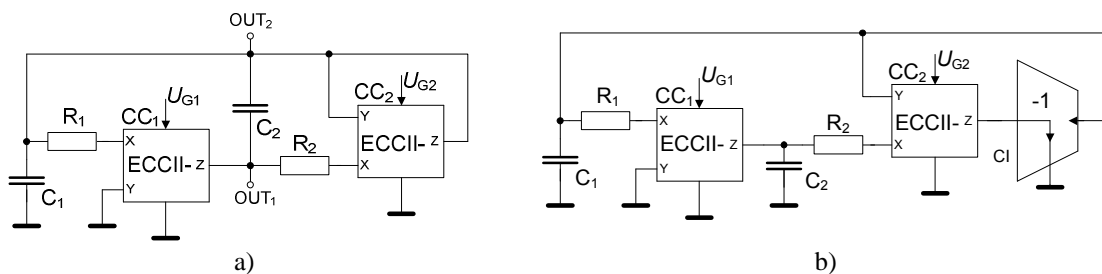
$$\det Y = G_2 Y_1 + G_1 G_2 - G_1 G_2 B_{G1} B_{G2} + G_2 Y_2 B_{G2} + G_2 Y_3 + Y_1 Y_2 + Y_1 Y_4 + G_1 Y_2 + G_1 Y_4 - G_1 Y_4 B_{G1} + Y_2 Y_3 + Y_2 Y_4 + Y_3 Y_4 = 0 \quad (6.9)$$



Obr. 6.7 Obecný autonomní obvod specifikovaný s uvedenými požadavky

Vhodným výběrem admitancí $Y_1 = sC_1$, $Y_2 = 0$, $Y_3 = 0$, $Y_4 = sC_2$ lze získat oscilátor na **obr. 6.8a** s konkrétní charakteristickou rovnicí

$$s^2 + \frac{C_1 R_1 + C_2 R_2 (1 - B_{G1})}{R_1 R_2 C_1 C_2} s + \frac{1 - B_{G1} B_{G2}}{R_1 R_2 C_1 C_2} = 0 \quad (6.10)$$



Obr. 6.8 Dvě konkrétní odvozené realizace oscilátorů využívající: a) pouze dva ECCII- a plovoucí kondenzátor, b) doplňující invertor a oba kondenzátory uzemněny

Z jistého pohledu může být obvod na **obr. 6.8a** nevýhodný. Na první pohled je vidět, že obsahuje plovoucí kondenzátor. Další patrná nevýhoda plyne přímo ze vztahu pro oscilační kmitočet

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1 - B_{G1}B_{G2}}{R_1R_2C_1C_2}}, \quad (6.11)$$

kde je jasné, že rozsah řízení je omezen z principu do intervalu $0 \leq B_{G1}B_{G2} < 1$ a tím je stanovena horní i dolní mez f_0 . Uvedené problémy odstraňuje varianta na **obr. 6.8b**, kde jsou již oba kondenzátory zemněné a oscilační kmitočet je omezen pouze dolní hranicí (nemůže se při ladění teoreticky přiblížit 0). Koncepte teoreticky opět vychází z autonomního obvodu na **obr. 6.7**. Charakteristická rovnice, ze které je všechno zřejmé, má tvar, který se liší pouze znaménkem v čitateli absolutního členu, tedy

$$s^2 + \frac{C_1R_1 + C_2R_2(1 - B_{G2})}{R_1R_2C_1C_2}s + \frac{1 + B_{G1}B_{G2}}{R_1R_2C_1C_2} = 0. \quad (6.12)$$

Pro získání uvedené výhodnější charakteristické rovnice je třeba dodat za CC_2 invertor proudu, což není tak zcela v souladu s požadavky na jednoduchost (tedy pouze 2 AP), či CC_2 koncipovat jako pozitivní typ. Samozřejmě by šlo použít i některé další typy elektronicky říditelných ECCII, kterých zatím mnoho není [31], [119], [146], [167]. Experimenty by však byly omezeny pouze na simulace. Podle některých zveřejněných charakteristik a parametrů prvků (ve zmíněné literatuře) nelze při použití uvedených modelů ECCII v aplikaci oscilátoru počítat s velkou výstupní úrovní signálu, podobně jako je tomu např. v [168], [175]. Je to dáno především požadavky na nízké příkony použitých AP navržených v moderních CMOS technologiích. Proto jsem dal přednost modelům i reálným aktivním součástkám, které dokážou ECCII- velmi dobře nahradit. Jedná se opět o proudové násobičky EL2082 [42], jejichž vlastnosti jsou uvedeny v příloze **P-3** a perfektně se hodí pro oscilátor na **obr. 6.8a**.

Z charakteristické rovnice (6.10) oscilátoru z **obr. 6.8a** plyne, že oscilační podmínka je tvaru

$$\frac{C_1R_1 + C_2R_2}{C_2R_2} \leq B_{G1}. \quad (6.13)$$

Pokud je splněn předpoklad $B_G = U_G$, lze podmínku a rovnici pro oscilační kmitočet přepsat na

$$\frac{C_1R_1 + C_2R_2}{C_2R_2} \leq U_{G1}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1 - U_{G1}U_{G2}}{R_1R_2C_1C_2}}, \quad (6.14), (6.15)$$

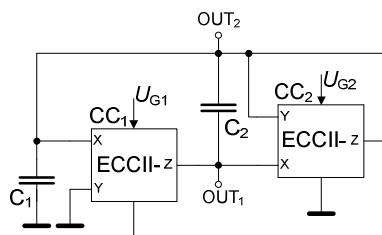
protože v rozsahu U_G od 0 do 2 V výše uvedené tvrzení platí docela přesně, viz [42]. Citlivosti oscilačního kmitočtu na změny parametrů obvodu lze vyjádřit jako

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}, \quad S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = -\frac{1}{2}, \quad (6.16), (6.17)$$

$$S_{B_{G1}}^{\omega_0} = S_{B_{G2}}^{\omega_0} = -\frac{1}{2} \frac{B_{G1}B_{G2}}{(1 - B_{G1}B_{G2})}. \quad (6.18)$$

Citlivost f_0 na součin $B_{G1}B_{G2}$ je v mezní situaci, kdy se jeho hodnota blíží jedné, dost vysoká (dosahuje několika desítek). Výhodou tohoto oscilátoru je velmi úsporné řešení, které vyžaduje pouze pracovní kondenzátory, pokud se využije pouze vnitřních odporů proudových vstupů tak, jak bylo zmíněno. Redukované zapojení je na **obr. 6.9** a ve

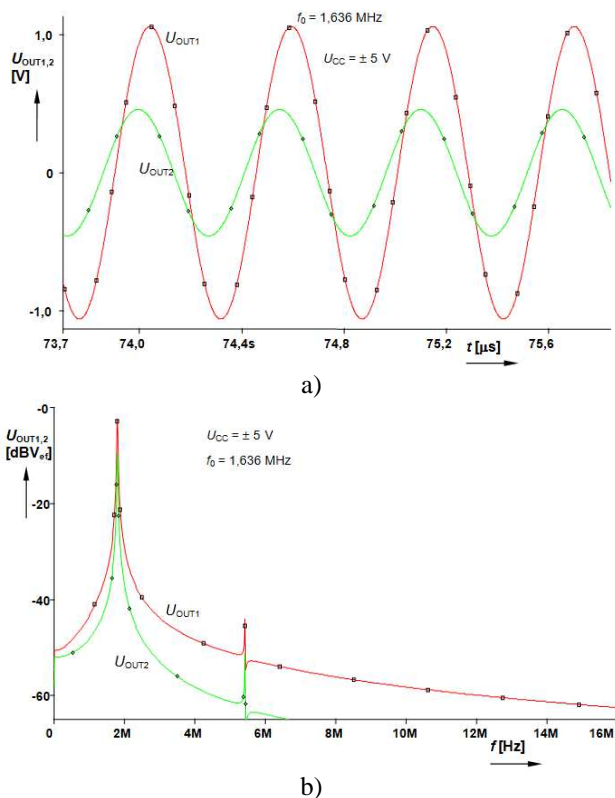
vztazích (6.10), (6.11) a (6.13) až (6.17) pak znamenají rezistory R_1 a R_2 přímo intrinzičné odpory.



Obr. 6.9 Minimální realizace oscilátoru s ohledu na počet nutných pasivních prvků

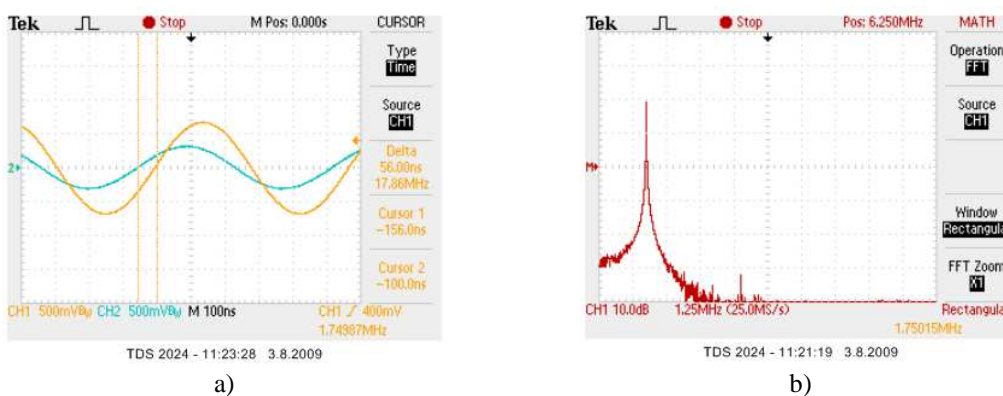
Z (6.11) a (6.13) je zřejmé, že pomocí U_{G1} (B_{G1}) je možné řízení oscilační podmínky, bohužel opět se zásahem do oscilačního kmitočtu. To je cena za jednoduchost. Kmitočet oscilací je možné řídit napětím U_{G2} (B_{G2}), ale řízení je u této koncepcie principiálně omezeno. Z (6.11) je jasné, že se součin obou proudových přenosů může pohybovat pouze v rozsahu $0 \leq B_{G1}B_{G2} < 1$. Předpokládá-li se navíc $R_1 = R_2 = R$ a $C_1 = C_2 = C$, je potřebný $B_{G1} \geq 2$ (6.13), 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} .

Parametry obvodu jsem navrhl následovně: $C_1 = C_2 = C = 470$ pF, $R_1 = R_2 = R_2 = 195 \Omega$ (přičemž 95Ω je reálná hodnota vstupního odporu [42]). Z (6.13) resp. (6.14) je jasné, že $U_{G1} \geq 2$ V a z (6.15) proto U_{G2} maximálně 0,5 V a minimálně 0 V. Vlastnosti oscilátoru jsem testoval simulacemi i experimentálně. Na **obr. 6.10** jsou výsledky simulací s makromodely násobiček reprezentujícími CC_1 a CC_2 (pro $U_{G1} \sim 2$ V a $U_{G2} = 0$ V).



Obr. 6.10 Výsledky počítačové analýzy oscilátoru: a) v časové oblasti, b) v kmitočtové oblasti

Na **obr. 6.11** jsou experimentálně získané výsledky. Obvod byl realizován na univerzální desce. U tohoto skutečného vzorku byla měření 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 (6.15) rozsah od 246 kHz do 1,737 MHz. Důvodem rozdílu je zřejmě různost a nepřesnost modelování vnitřních odporů vstupních bran CC, které se zde využívají (jejich hodnota je $\sim 95 \Omega$). Díky jejich výrobní toleranci (až $\pm 20 \%$) a vlivu na srovnatelné hodnoty vnějších rezistorů ($R_{1,2} = 100 \Omega$) se do řešení vnáší nezanedbatelná chyba. Samozřejmě tu působí i vliv parazitních kapacit v uzlech pracovních kondenzátorů.



Obr. 6.11 Výsledky měření: a) v časové, b) v kmitočtové-spektrální oblasti

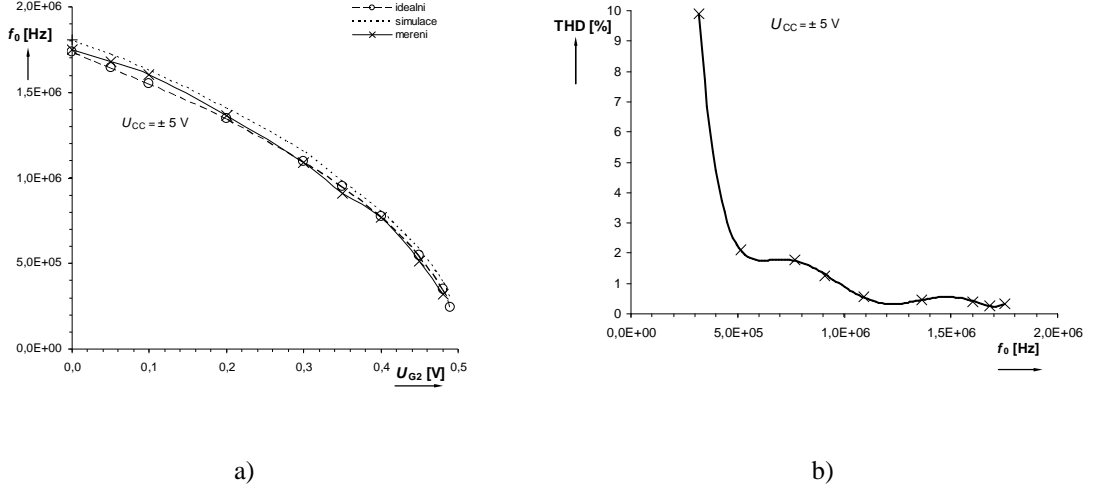
Výsledky zjištěné při měření shrnuje **tab. 6.2**. Pro $U_{G2} = 0,49$ až $0,5$ V už oscilátor nepracoval. Závislost $f_0 = f(U_{G2})$ má opačný charakter, než bývá běžné, protože zvyšující U_{G2} snižuje kmitočet oscilací. Nejvyššího f_0 je dosaženo právě pro $U_{G2} = 0$ V. Hodnoty THD (pouze pro výstup OUT_2) a výstupní úrovně byly zaznamenány z provedeného měření. Zkreslení se při přibližování dolní hranici přeladění značně zvyšuje. Pro plnění oscilační podmínky (manuální) je nutné zasahovat do U_{G1} . Pro udržení výstupní úrovně (směrem k nejnižším kmitočtům) bez razantních fluktuancí je nutné mírně zvyšovat zesílení (B_{G1}) a míra zásahu do U_{G1} má za následek vyšší THD, hlavně pro U_{G2} blížíící se $0,5$ V. Některé výsledky **tab. 6.2** jsou taktéž vyneseny graficky na **obr. 6.12**. Díky možnosti ovládat CO napětím je zde implementace AGC usnadněna.

Tab. 6.2 Shrnutí výsledků počítačové analýzy a měření

U_{G2} [V]	U_{G1} [V]	U_{OUT1} [V _{P-P}]	U_{OUT2} [V _{P-P}]	THD ₂ [%]	f_0 ideální [MHz]	f_0 simulace [MHz]	f_0 očekavano [MHz]	f_0 měreno [MHz]
0,49	-	-	-	-	0,246	0,308	0,214	-
0,48	2,06	1,86	0,60	9,9	0,347	0,399	0,323	0,318
0,45	2,05	1,50	0,54	2,1	0,549	0,588	0,529	0,513
0,40	2,02	1,48	0,52	1,8	0,777	0,812	0,757	0,768
0,35	2,01	1,30	0,48	1,3	0,951	0,984	0,930	0,910
0,30	1,98	1,22	0,48	0,6	1,098	1,162	1,076	1,091
0,20	1,97	1,30	0,60	0,5	1,345	1,409	1,320	1,362
0,10	1,95	1,38	0,64	0,4	1,553	1,635	1,526	1,604
0,05	1,94	1,36	0,62	0,3	1,647	1,724	1,619	1,681
0,01	1,93	1,38	0,62	0,3	1,737	1,810	1,707	1,751

Prakticky lze v rozsahu od 0 do asi $0,3$ V (U_{G2}) pracovat bez zásahu do U_{G1} (tedy do CO) s nízkým THD. Bohužel výstupní napětí pak kolísá více. Nad tímto rozsahem

dochází k výpadkům oscilací nebo zase na druhou stranu k omezení limitací napájením a je nutný manuální zásah do CO (zde U_{G1}). U předchozího typu oscilátoru uvedeného v kap. 6.1 bylo možné pracovat v celém rozsahu bez zásahu do CO a výstupní amplituda se měnila jen zvolna.



Obr. 6.12 Grafická reprezentace vybraných výsledků z tab. 6.2: a) srovnání získaných ladících charakteristik, b) závislost THD na kmitočtu oscilací

K průzkumu dopadu vlastností a parametrů reálných AP na činnost oscilátoru lze použít model ECCII- na **obr. 6.13a**. Při uvažování tohoto modelu se charakteristická rovnice značně zkomplikuje na tvar, který je třeba vyjádřit jednotlivými koeficienty

$$a'_2 s^2 + a'_1 s + a'_0 = 0, \quad (6.19)$$

$$a'_2 = 1, \quad (6.20)$$

$$a'_1 = \frac{C_1 G'_2 + G'_1 C_{p1} + C_2 G_{p1} + G'_2 B_1 C_{p1} + G_{p2} C_{p1} + G'_2 C_{p2} + C_1 G_{p1} + C_2 G'_1 - B_{G1} C_2 G'_1 + C_{p2} G_{p1} + C_{p2} C_2}{C_{p1} C_1 + C_{p1} C_2 + C_{p2} C_2 + C_{p1} C_{p2} + C_1 C_2}, \quad (6.21)$$

$$a'_0 = \frac{(1 - B_{G1} B_{G2}) G'_1 G'_2 + G_{p1} G_{p2} + G'_2 G_{p2} + G'_1 G_{p1} + G'_2 G_{p1} B_{G2}}{C_{p1} C_1 + C_{p1} C_2 + C_{p2} C_2 + C_{p1} C_{p2} + C_1 C_2}. \quad (6.22)$$

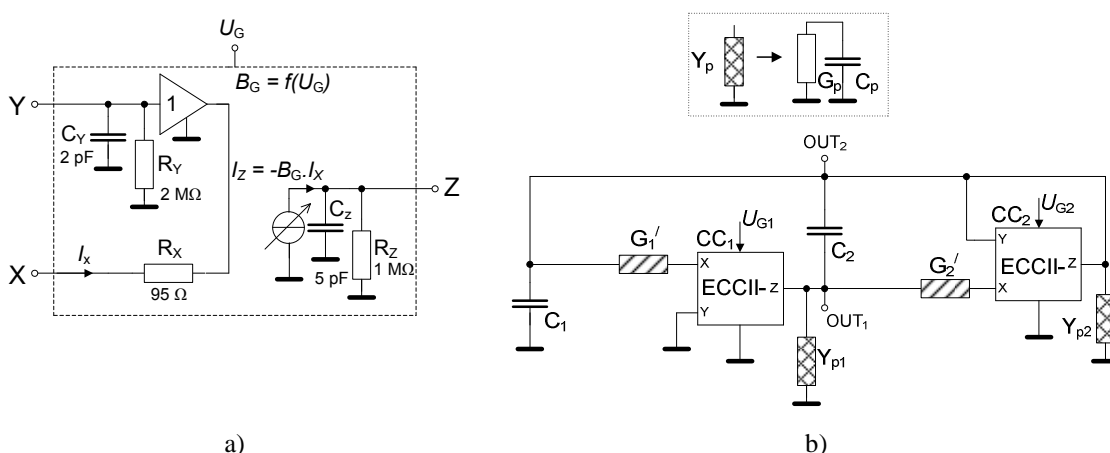
Odtud jsou pak oscilační podmínka a oscilační kmitočet

$$\frac{C_1 G'_2 + G'_1 C_{p1} + C_2 G_{p1} + G'_2 B_{G2} C_{p1} + G_{p2} C_{p1} + G'_2 C_{p2} + C_1 G_{p1} + C_2 G'_1 + C_{p2} G_{p1} + C_{p2} C_2}{C_2 G'_1} \leq B_{G1}', \quad (6.23)$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{(1 - B_{G1}' B_{G2}) G'_1 G'_2 + G_{p1} G_{p2} + G'_2 G_{p2} + G'_1 G_{p1} + G'_2 G_{p1} B_{G2}}{C_{p1} C_1 + C_{p1} C_2 + C_{p2} C_2 + C_{p1} C_{p2} + C_1 C_2}}. \quad (6.24)$$

V rovnicích (6.19) až (6.24) jsou $R_1' = 1/G_1' = R_1 + R_{X1}$ a $R_2' = 1/G_2' = R_2 + R_{X2}$, kde $R_{X1,2} = 95 \Omega \pm 20 \%$, $G_{p1} = 1/R_{Z1} \sim 1/1 \text{ M}\Omega$, $G_{p2} = 1/R_{Z2} + 1/R_{Y2} \sim 1/667 \text{ k}\Omega$, $C_{p1} = C_{Z1} \sim 5 \text{ pF}$ a $C_{p2} = C_{Z2} + C_{Y2} \sim 7 \text{ pF}$ [42]. Čísla v indexu samozřejmě náležejí konkrétnímu CC a hodnoty lze odhadnout z **obr. 6.13a**, jenž odpovídá katalogovým údajům [42]. Je vidět, že B_{G2} může v reálném případě zasahovat do CO (6.23), ale jeho vliv je minimální, protože význam členu $G'_2 B_{G2} C_{p1}$ v rámci (6.23) je zanedbatelný, když uvážím, že oproti členům $C_1 G'_2$ a $C_2 G'_1$ je asi o 3 řády menší a změna B_{G2} vyvolá zanedbatelnou změnu nutného zesílení B_{G1} . Při ladění pomocí B_{G2} se sice poměr

hodnoty $G_2/B_{G2}C_{p1}$ k velikosti zbytku čitatele vztahu (6.23) mění, ale i v krajní hodnotě ($B_{G2} = 0,49$) je již téměř 400x menší. Analýza odhalila, že dokud dosahují R_p hodnot větších jak $50 \text{ k}\Omega$ (mírně větší vliv má R_{p1}), neprojeví se celkem žádné závažné problémy jak s posuvem f_0 , tak s vysazením oscilací. To je zde splněno bohatě, protože použité AP mají výstupní odpory Z a odpory napěťových vstupů Y velmi přijatelné [42]. Podstatně více se na posuvu f_0 podílí parazitní kapacity, hlavně C_{p2} , která je díky připojení i vstupu Y mírně větší. Tyto vlivy však nejsou srovnatelné s problémy předchozího oscilátoru s více-výstupovým OTA v kap. 6.1. A samozřejmě už jednou zmíněná nepřesnost $R_{x1,2}$ a případná nerovnost ($R_{x1} \neq R_{x2}$) také přispěje na posuv f_0 či naruší plnění oscilační podmínky.



Obr. 6.13 Důležité reálné vlastnosti prvků a struktury: a) malosignálové parametry ECCII-, b) neideální model oscilátoru

Uvedený oscilátor vyniká opět 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 na parametru řídicím plnění CO (zde B_{G1}). I když nepatrné zásahy do U_{G1} (CO) v desítkách mV (vlivem případného AGC) 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 exotické zapojení a jeho podrobná analýza bylo publikováno v [x16] a i přes uvedené nevýhody našlo odezvu mezi zahraničními odborníky (dvě citace).

6.2.2 Nezávislé řízení oscilační podmínky a kmitočtu v oscilátoru se dvěma ECCII- a CCII+

Zapojení oscilátorů uvedená v předchozích kapitolách byla sice výjimečná velkou jednoduchostí a možností elektronického řízení f_0 , ale vždy parametr ovlivňující oscilační podmínku zasahoval i do f_0 , což může být na obtíž v opravdu precizních aplikacích. Jednou z cest, jak se systematicky vyhnout realizacím, které disponují touto nevýhodou, je použití syntézy za pomoci grafů signálových toků (GST) [78], [79], [80], [86], kde je velmi dobře patrný princip obvodu a zřejmé zpětnovazební přenosy, které napomáhají správně rozhodnout o volbě a nastavení přenosu konkrétní větve, který bude řídit specifický parametr. Vlastně je tento způsob syntézy předurčen primárně pro

využívání při návrhu filtrů (např. s OTA [77], [86], [91], [93]), ale při dodržení určitých zásad lze aplikovat i zde.

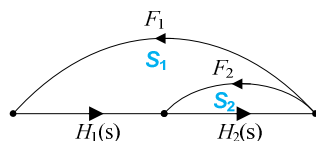
V této kapitole prezentovaný obvod využívá dohromady tři proudové konvejory CCII, z nichž dva jsou negativní s proměnným proudovým ziskem mezi branami X a Z (ECCII) [31]. Nejprve je vhodné uvést současný stav této konkrétní problematiky týkající se obvodů a jejich možností elektronického řízení. Bylo publikováno několik variant obvodů oscilátorů s třemi CC. Např. [176] jsou využity všechny CC buď pozitivního typu, nebo je jeden negativní. Zásadní nevýhoda je v počtu kondenzátorů, které nestačí pouze dva, jak by bylo pro oscilátory druhého řádu dostačující, a autor předpokládá pro možnosti řízení pouze měnit zemněné rezistory (SRCO typy). V [177] je zapojení velmi podobné zde navrhovanému. Využívá pouze jediného negativního CC (další dva jsou pozitivní), stejný počet pasivních součástí, ale především v kontrastu se zde preferovaným řešením pouze změnu pasivních prvků pro řízení f_0 a CO. Podobně je v [178] uvedeno několik topologií založených na návrhu pomocí autonomních obvodů [33], [34], [88], kde některé realizace umožňují nezávislou kontrolu CO a f_0 , ale opět je řízení omezeno pouze na změny hodnot pasivních prvků. Několik zapojení využívajících tři CC je uvedeno v [179]. Opět není cílem přímé elektronické řízení, ale uvést několik typů oscilátorů, z nichž některé mají možnosti docílit (změnami hodnot zemněných pasivních prvků) splnění požadavku nezávislého řízení f_0 a CO. Složitostí jsou zhruba stejné. Realizace publikované v [180] mají podobný počet pasivních prvků a stejný počet CC (pozitivního i negativního typu), ale jen některé se hodí pro nezávislé ovládání CO a f_0 , a to ještě opět pouze změnou hodnot zemněných pasivních prvků. Obdobně je popsáno několik příbuzných realizací oscilátorů v [181], kde se opět předpokládá řízení pouze změnou hodnot zemněných pracovních rezistorů, u některých typů dokonce při dodržení souběhových podmínek. Především je nutné podotknout, že v krátkém shrnutí jsem se omezil pouze na vybrané obdobné oscilátory s třemi CC. Dnes však existuje řada dalších AP, či různých modifikací (kap. 2.7), které požadovanou vlastnost splňují taktéž, ale pro elektronické řízení (pokud je možné) využívají jiné přístupy (především ovládání transkonduktancí či intrinzických odporů).

Na **obr. 6.14** je jednoduchá dvousmyčková struktura GST obvodu 2. řádu, která je velmi často používána pro návrh aktivních filtrů [77], [86], [91], [93]. Pro determinat tohoto grafu [78] platí

$$\Delta = 1 - (S_1 + S_2) = 1 - (F_1 H_1(s) H_2(s) + F_2 H_2(s)) = 0, \quad (6.25)$$

kde lze při vhodně zvolených dílčích přenosech docílit zajímavých vlastností. Přenosy podélné přímé větve reprezentují ztrátový a bezztrátový proudový integrátor s obecnými přenosy

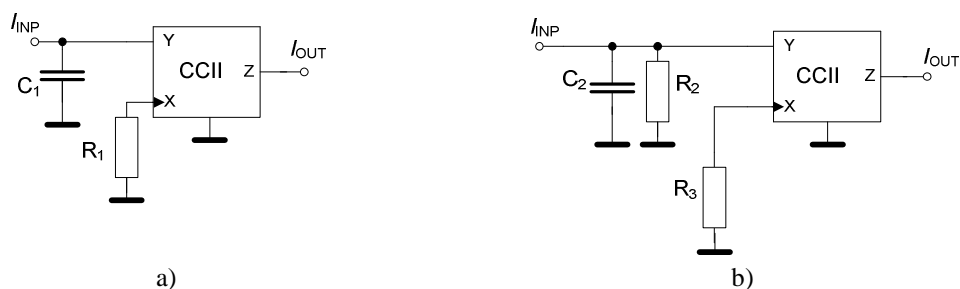
$$H_1(s) = k_1 \frac{1}{s}, \quad H_2(s) = k_1 \frac{1}{s + k_2}. \quad (6.26)$$



Obr. 6.14 Základní GST bikvadratické struktury s distribucí

Zpětnovazební přenosy musí být adekvátně voleny. Na rozdíl od filtračních aplikací musí vždy být jeden součinný člen (6.25) záporný ($F_1H_1H_2$ nebo F_2H_2). Může nastat několik situací, kde je toto splněno. Předpokládám, že F_1 bude mít vždy přenos +1 (v tomto konkrétním příkladu), což zjednodušuje situaci. V takovém případě může součin F_2H_2 nabývat kladné hodnoty tím způsobem, že jsou oba přenosy (F_2 a H_2) záporné (v tom případě je H_1 kladný) a součin daný smyčkou S_1 má záporné znaménko. Pokud budou F_2 a H_2 kladné, potom musí být H_1 záporný (invertující integrátor). Nejlépe se to vysvětlí na konkrétním obvodu. Pokud budou integrátory (**obr. 6.15**) reprezentovány pomocí CCII (zatím bez konkrétního znaménka) [33], [77], [86], [88], lze bezztrátový a ztrátový proudový typ popsat jako

$$H_1(s) = \pm \frac{1}{sC_1R_1}, \quad H_2(s) = \pm \frac{R_2}{R_3(sC_2R_2 + 1)}. \quad (6.27), (6.28)$$



Obr. 6.15 Základní integrátory s jednoduchými CCII±: a) bezztrátový, b) ztrátový

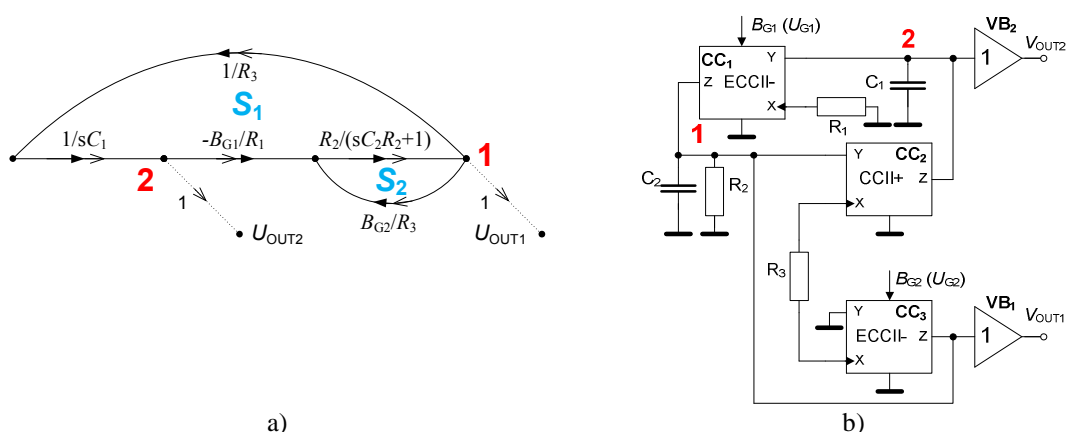
Výše diskutovanou situaci reprezentují GST na **obr. 6.16**. V prvním případě (**obr. 6.16a**) používám invertující ztrátový integrátor i zpětnovazební přenos na jeho vstup (F_2). Ve druhém případě (**obr. 6.16b**) je použit naopak ztrátový integrátor i zpětnovazební přenos neinvertující a nutně musí být invertující bezztrátový integrátor. Otázka taktéž je, jak se dívat na dílčí funkční bloky z hlediska branových definic proudů a napětí, od kterých se pak samozřejmě odvíjí i chápání bloku jako invertujícího či nikoliv. Integrátory v **obr. 6.15** jsou záměrně uvedeny bez znaménka definujícího výstupní polaritu.



Obr. 6.16 Dvě možnosti realizace dílčích přenosů: a) invertující ztrátový integrátor a F_2 , b) neinvertující ztrátový integrátor a F_2

Uvedený popis (**obr. 6.16**) by však žádný přínos ve smyslu elektronického řízení nepřidal. Velmi snadno lze však získat elektronicky říditelný oscilátor, pokud uvažují elektronicky říditelné ECCII-. Na základě znalosti konstrukce obou typů integrátorů je snadné oscilátor sestavit. Z **obr. 6.16** je jasné, že bude třeba proud z výstupu ztrátového integrátoru (respektive CC) rozvádět do dvou bodů (uzlů) a díky tomu pouze dva CC (klasické tříbranové CCII) v obvodu oscilátoru stačit nebudou. Tuto nevýhodu lze překlopit na výhodu, protože právě tento přídatný blok zajistí svým proměnným proudovým přenosem (B_G) možnost řídit nezávisle CO. Úplný obvod je na **obr. 6.17**. Pro využití generovaných napětí je jako obvykle třeba, podobně jako i ve většině

publikovaných prací, tyto vysoko-impedanční uzly oddělit napět'ovými sledovači, které již jsou na **obr. 6.17** zakresleny.



Obr. 6.17 Navržený oscilátor s odděleným elektronickým řízením oscilační podmínky a kmitočtu: a) GST, b) obvod

Obvod obsahuje dva negativní ECCII-, jeden pozitivní CCII+, dva zemněné kondenzátory, dva zemněné rezistory a jeden plovoucí rezistor. Ztrátový integrátor je rozštěpen na část, která přímo proudově poskytuje (distribuuje) přenos zpět do uzlu 2 (F_1), a část, která realizuje zpětnovazební přenos F_2 . Je vidět, že přenos F_2 (respektive konverzní konstanta mezi napětím a proudem) je řízen separátně pomocí B_{G2} . Zatímco ve smyčce S_1 vystupuje jediný měnitelný parametr B_{G1} , v S_2 je to B_{G2} , čímž je prakticky v ideálním případě zajištěno nezávislé řízení CO a f_0 . Toto rozložení je jasné z (6.25), protože ten součin, který zůstane záporný (zde F_2H_2), bude ovládat plnění CO. Umožnění nastavení přenosu zpětnovazební distribuční větve se tedy projevilo jako velká výhoda. Charakteristická rovnice je dána determinatem grafu na **obr. 6.17a**

$$\Delta = 1 - (S_1 + S_2) = 1 - \left[\left(\frac{1}{R_3} \right) \left(\frac{1}{sC_1} \right) \left(-\frac{B_{G1}}{R_1} \right) \left(\frac{R_2}{sC_2R_2 + 1} \right) + \left(\frac{B_{G2}}{R_3} \right) \left(\frac{R_2}{sC_2R_2 + 1} \right) \right] = 0. \quad (6.29)$$

Po úpravě přechází (6.29) na tvar, který je pro charakteristickou rovnici běžnější

$$\Delta = s^2 + \frac{R_3 - R_2 B_{G2}}{R_2 R_3 C_2} s + \frac{B_{G1}}{R_1 R_3 C_1 C_2} = 0, \quad (6.30)$$

odkud je ihned patrná oscilační podmínka a oscilační kmitočet

$$\frac{R_3}{R_2} \leq B_{G2}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{B_{G1}}{R_1 R_3 C_1 C_2}}. \quad (6.31), (6.32)$$

Citlivosti oscilačního kmitočtu na parametry obvodu jsou v ideálním případě příznivější než u předchozího typu oscilátoru

$$S_{B_{G1}}^{a_b} = -S_{R_1}^{a_b} = -S_{R_3}^{a_b} = -S_{C_1}^{a_b} = -S_{C_2}^{a_b} = 0.5, \quad S_{R_2}^{a_b} = S_{B_{G2}}^{a_b} = 0. \quad (6.33), (6.34)$$

Protože je zde z principu použit ztrátový a bezztrátový integrátor (odděleně), je třeba zjistit relaci mezi výstupními amplitudami. V úvahu jsou brána napětí, protože používám tuto veličinu jako výstupní, i když lze zajisté sledovat relaci mezi proudy protékajícími zemněnými prvky, či rozšířit CC o další výstupy proudu. Přenos napětí mezi uzly 1 a 2 na **obr. 6.17** (tedy mezi U_{OUT2} a U_{OUT1}) je dán vztahem

$$\frac{U_{OUT2}}{U_{OUT1}} = \frac{1}{sC_1R_3}, \quad (6.35)$$

což při uvážení $s = j\omega$ a po dosazení vztahu (6.32) za ω (pro oscilační kmitočet) přechází na

$$\frac{U_{OUT2}}{U_{OUT1}} = \frac{1}{j\sqrt{\frac{B_{G1}}{R_1R_3C_1C_2}}C_1R_3} = -j\sqrt{\frac{R_1C_2}{B_{G1}R_3C_1}}, \quad (6.36)$$

a to při uvážení rovnosti $R_1 = R_2 = R_3 = R$ a $C_1 = C_2 = C$, která se při návrhu standardně používá, vede na

$$U_{OUT2} = \frac{-j}{\sqrt{B_{G1}}}U_{OUT1} = \frac{1}{\sqrt{B_{G1}}}U_{OUT1}e^{-\frac{\pi}{2}j}, \quad (6.37)$$

kde je jasné, že oba produkované signály budou vzájemně posunuty o 90° , úroveň U_{OUT2} bude dána aktuální hodnotou parametru B_{G1} a v průběhu ladícího procesu se bude měnit s mocninnou závislostí. Relaci potvrzují i experimentální výsledky uvedené dále. U jednoduchých typů oscilátorů podobných koncepcí je toto problém vždy, avšak téměř se na tuto skutečnost neupozorňuje, ať už se jedná např. o řízení pomocí strmosti (g_m), intrinzické rezistance (R_X) i pouhou změnou odporu u SRCO typů. Je třeba vždy uvážit, zda v předpokládané aplikaci tohle vadí, či nikoliv. Pokud je třeba využívat oba výstupy oscilátoru při nutnosti oscilátor řídit, tak je to problém.

Z výsledků symbolické analýzy je jasné, že oproti předchozímu oscilátoru (kap. 6.2.1) se dvěma ECCII- zde není principiálně žádné omezení v ladícím rozsahu, pokud nejsou zohledněny problémy uvedené v kap. 6.6. Pro simulace a experimenty byly opět použity výhodné násobičky EL2082 [42] a jako pozitivní typ CC pak diamantový tranzistor OPA860 [60]. Parametry obvodu byly napočítány pro $f_0 = 1,1$ MHz, přičemž $R_1 = R_3 = 910 \Omega$, $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = C = 220 \text{ pF}$, $B_{G1} = 2,3$ ($U_{G1} = 2,5 \text{ V}$), $B_{G2} = 1$ ($U_{G2} = 1,0 \text{ V}$). Závislost B_G na U_G je pro $B_G > 2$ již nelineární, proto bývají uvedeny v závorce aktuální hodnoty U_G pro oba CC_{1,3}. Při návrhu R_1 a R_3 zde již zahrnují vstupními odpory CC, tj. skutečná hodnota $R_1' = 910 + 95 \Omega$ a $R_3' = 910 + 95 + 15 \Omega$. Pro oddělení zátěže lze zajisté využít přídavný interní sledovač v pouzdru OPA860 [60] či např. BUF634 [120]. Vlastnosti oscilátoru byly opět ověřeny i experimentálně. Na **obr. 6.18** je fotografie prototypu.



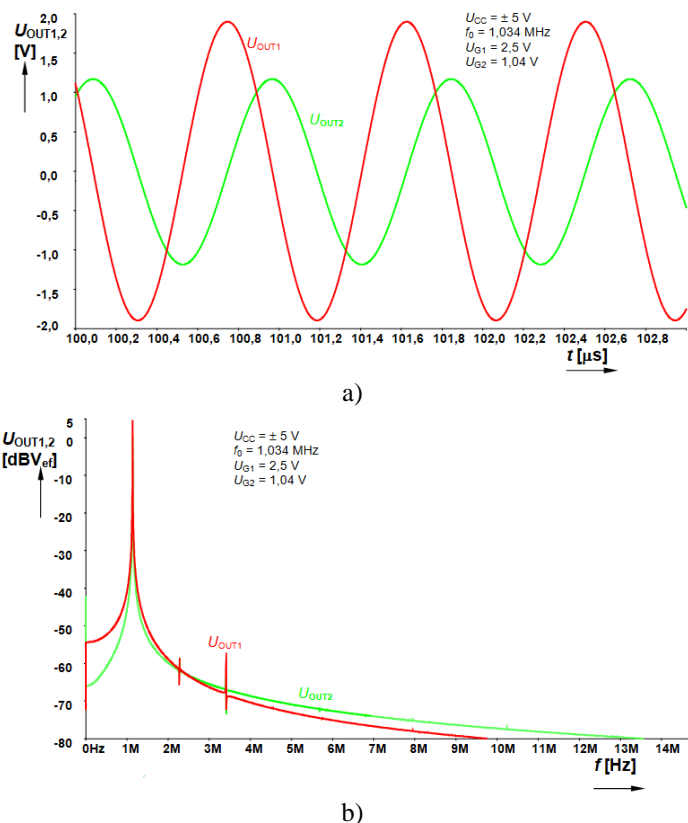
a)



b)

Obr. 6.18 Fotografie prototypu: a) horní strana, b) spodní strana

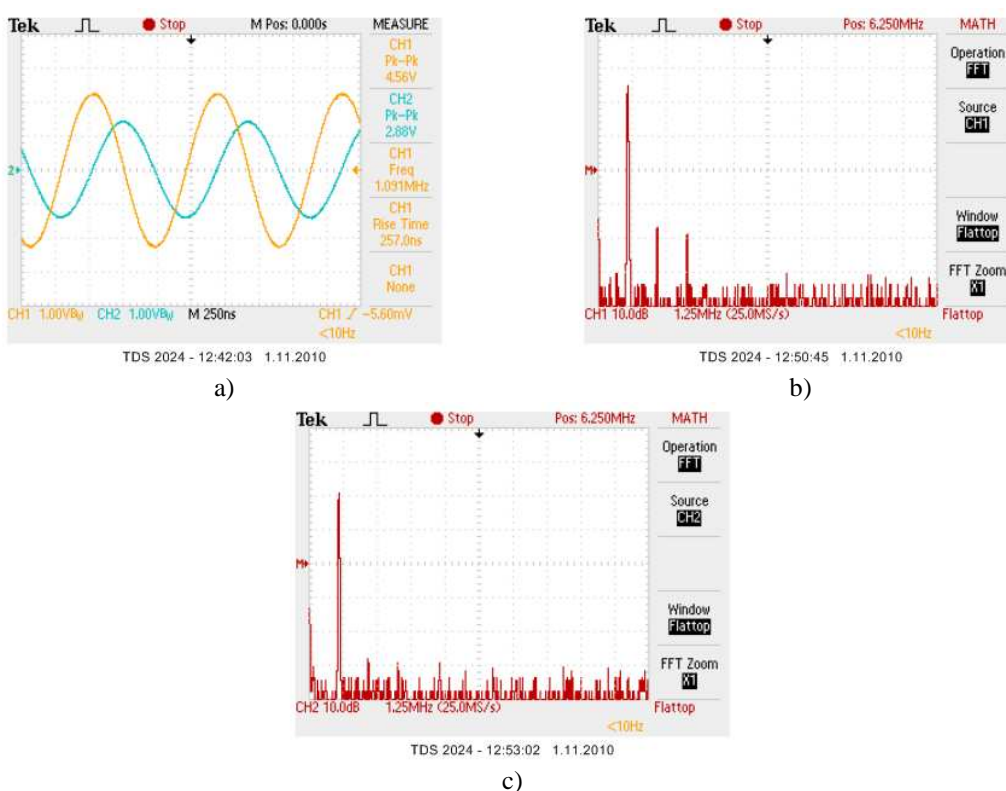
Výsledky simulací jsou na **obr. 6.19**. Dle nich je $f_0 = 1,034$ MHz. Na **obr. 6.20** jsou k dispozici měřené výsledky. Zjištěný oscilační kmitočt ($f_0 = 1,091$ MHz) se ideální hodnotě blíží o něco více než při simulacích. Úroveň oscilací souhlasí s výsledky poskytnutými simulacemi. THD dosahuje pro U_{OUT1} hodnot kolem 0,7 % a pro U_{OUT2} asi 0,4 %.



Obr. 6.19 Výsledky počítačové analýzy: a) časová oblast, b) spektrum

V **tab. 6.3** je shrnuto několik hodnot získaných měřeními a je možné jejich porovnání s teorií a předpoklady. Oproti předchozím typům tento oscilátor nutně vyžaduje AGC pro větší přeladění, protože i pro malé změny B_{G1} (U_{G1}) se amplitudy značně měnily a aby se zabránilo nárůstu THD, bylo nutné v každém bodě měření dostavovat CO manuálně (U_{G2}), avšak dosáhnout v každém bodě měření stejné nebo podobné výstupní úrovně hrubým zásahem (ve srovnání s AGC) bylo obtížné. V praxi to může celkem snadno vykonávat obvod AGC navržený a vyzkoušený měřeními v kap. 6.4.2, který je pro tento druh řízení oscilátoru (napětími) určen. Z **tab. 6.3** je vidět, že v okolí $U_G = 1$ je závislost velmi lineární a řídicí napětí je prakticky identické s proudovým přenosem (B_G) prvku. Větší rozdíly způsobené nelinearitou závislosti jsou až pro hodnoty $U_G > 1,5$ V, rapidně nad 2 V. Výsledky měření úrovní generovaných signálů víceméně potvrzují relaci mezi amplitudami danou vztahem (6.37), avšak díky pouze hrubému zásahu do oscilační podmínky (bez AGC) není klesající tendence úrovně U_{OUT2} směrem k vyšším hodnotám B_{G1} tak patrná, protože se manuálním zásahem do CO (B_{G2}) ne vždy podařilo nastavit na stejnou úroveň U_{OUT1} . Zvyšování B_{G1} za účelem přeladění způsobuje nárůst zesílení ve smyčce (otevřené ZV) a tím pádem při stále stejném B_{G2} to znamená i narůstající THD. Příčina nutnosti změny (snižování zesílení nastavující CO) B_{G2} při zvyšování B_{G1} (ladění k vyšším oscilačním kmitočtům)

bude podrobněji diskutována v kap. 6.6 této práce. Je však vidět, že vyžadované změny B_{G2} , respektive U_{G2} , jsou velmi malé. V celém ladícím rozsahu dosahují pouze asi 40 mV. Zde je nárůst THD na nízkých kmitočtech dán relací mezi oběma generovanými amplitudami (6.37). Pro nízká B_{G1} (řídí f_0) kolem 0,1 je velikost amplitudy U_{OUT2} již na hranici dané dynamickým rozsahem AP. Teoreticky bude při $U_{OUT1} = 3 \text{ V}_{P-P}$ pro $B_{G1} = 0,1$ dle vztahu (6.37) U_{OUT2} již 9,5 V_{P-P} a znamená to samozřejmě značný nárůst THD. Proto je v **tab. 6.3** držena manuálním zásahem hodnota U_{OUT1} na pouze 1,36 V_{P-P} . Tento problém je patrný i u některých dalších uvedených koncepcí kvadraturních oscilátorů, kde se směrem k nejnižší hodnotě řídicího parametru zvyšuje amplituda jednoho napětí a díky tomu i THD. Jediná cesta, jak tomu zabránit, je snižovat amplitudu pomocí řízení CO (U_{G2}) na únosnou mez, kde oscilace ještě nevysadí a THD není velké, i když v rozsahu $B_{G1} < 0,1$ je to již značně obtížné (a proto ty vyšší hodnoty THD).

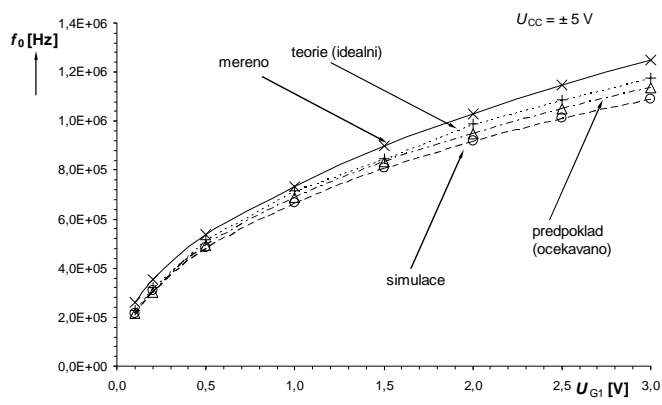


Obr. 6.20 Výsledky měření pro jednu diskretní hodnotu kmitočtu: a) časová oblast, b) spektrum U_{OUT1} , c) spektrum U_{OUT2}

Tab. 6.3 Výsledky měření a simulace při ladícím procesu

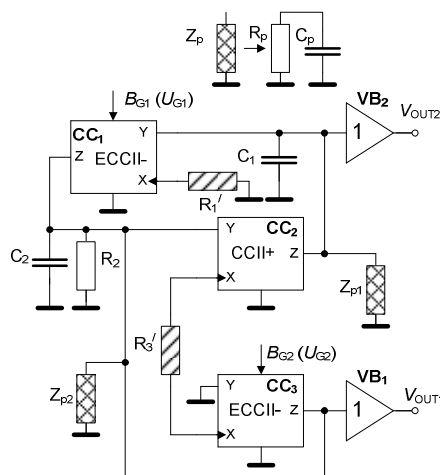
U_{G1} [V]	B_{G1} [-]	U_{G2} [V]	B_{G2} [-]	U_{OUT1} [V_{P-P}]	U_{OUT2} [V_{P-P}]	THD ₁ [%]	THD ₂ [%]	f_0 ideální [MHz]	f_0 simulace [MHz]	f_0 očekavano [MHz]	f_0 měření [MHz]
0,1	0,102	1,023	1,019	1,36	3,60	1,2	0,9	0,227	0,217	0,214	0,260
0,2	0,206	1,018	1,015	2,30	4,40	1,5	0,6	0,320	0,308	0,302	0,353
0,5	0,511	1,014	1,011	3,60	4,60	1,0	0,2	0,517	0,485	0,491	0,536
1,0	0,998	1,006	1,003	3,80	3,50	0,6	0,3	0,716	0,667	0,689	0,732
1,5	1,460	1,001	0,999	4,08	3,10	0,6	0,4	0,848	0,810	0,834	0,899
2,0	1,895	0,995	0,993	4,20	2,80	0,8	0,3	0,987	0,921	0,950	1,030
2,5	2,307	0,989	0,987	3,84	2,10	0,7	0,3	1,086	1,012	1,049	1,148
3,0	2,695	0,985	0,983	3,96	2,20	1,3	0,3	1,177	1,091	1,135	1,251

Na **obr. 6.21** je ladící charakteristika oscilátoru. Tentokrát je to přímo závislost oscilačního kmitočtu na řídicím napětí, než jak tomu bývá běžně na proudovém přenosu B_G , i když pro hodnoty U_G mezi 0-2 V je to prakticky totožné. Rozsah přeladění je asi 260 kHz až 1,25 MHz, přičemž teoreticky má být asi od 227 kHz do 1,18 MHz při nárůstu U_{G1} z 0,1 do 3 V ($B_{G1} \in (0,1; 2,7)$).



Obr. 6.21 Srovnání ideálního, očekávaného, měřeného a simulací získaného průběhu ladící závislosti

Postižení obvodu reálnými vlastnostmi AP lze vysledovat z **obr. 6.22**, kde jsou nejvíce ovlivňující problémy koncentrovány do obou vysoko-impedančních uzlů. Kromě toho je zde samozřejmě nezanedbatelný vliv vstupních odporů proudových vstupů, se kterými se počítalo hned při návrhu, jinak by odchylky očekávané či ideální hodnoty f_0 od skutečné byly znatelně větší.



Obr. 6.22 Model obvodu zahrnující parazitní impedance uzlů způsobené reálnými vstupními a výstupními parametry AP

Hodnoty parazitních prvků u ECCII- tvořeného násobičkami EL2082 [42] lze očekávat asi $R_{Y1,3} \sim 2 \text{ M}\Omega$ ($C_{Y1,3} \sim 2 \text{ pF}$), $R_{Z1,3} \sim 1 \text{ M}\Omega$ ($C_{Z1,3} \sim 5 \text{ pF}$) a $R_{X1,3} \sim 95 \Omega$. U CCII+ (OPA860 [60]) činí $R_{Y2} \sim 455 \text{ k}\Omega$ ($C_{Y2} \sim 2 \text{ pF}$), $R_{Z2} \sim 54 \text{ k}\Omega$ ($C_{Z2} \sim 2 \text{ pF}$) a $R_{X2} (R_E) \sim 11 \Omega$. Interní napěťový sledovač v rámci OPA860 má parametry $R_{\text{inp_VB}} \sim 1 \text{ M}\Omega$ ($C_{\text{inp_VB}} \sim 2 \text{ pF}$). Se skutečností, že v reálném případě platí

$R_1' = R_1 + R_{X1} \sim 1005 \Omega$ a $R_2' = R_2 + R_{X2} + R_{X3} \sim 1016 \Omega$, se počítalo již při návrhu. Dále lze odvodit, že $R_{p1} = R_{Z2} \parallel R_{Y1} \parallel R_{\text{inp_VB1}} \sim 50 \text{ k}\Omega$ a $R_{p2} = R_{Z1} \parallel R_{Y2} \parallel R_{Z3} \parallel R_{\text{inp_VB2}} \sim 192 \text{ k}\Omega$. Parazitní kapacity v uzlech budou mít přibližné hodnoty $C_{p1} = C_{Z2} + C_{Y1} + C_{\text{inp_VB1}} \sim 6 \text{ pF}$ a $C_{p2} = C_{Z1} + C_{Y2} + C_{Z3} + C_{\text{inp_VB2}} \sim 14 \text{ pF}$, na což se především musí dát pozor při volbě malých pracovních kapacit. Determinant (charakteristickou rovnicí) nyní obdržím ve tvaru

$$\Delta' = a_2' s^2 + a_1' s + a_0' = 0, \quad (6.38)$$

kde

$$a_2' = 1, \quad (6.39)$$

$$a_1' = \frac{R_1' R_2' R_3' (R_{p1} C_2 + R_{p2} C_1 + R_{p1} C_{p1} + R_{p2} C_{p2}) + R_1' R_{p1} R_{p2} (C_{p1} R_3' + C_2 R_3' - B_{G2} R_2 (C_{p1} + C_2))}{R_1' R_2' R_3' R_{p1} R_{p2} (C_1 C_2 + C_1 C_{p1} + C_2 C_{p2} + C_{p1} C_{p2})}, \quad (6.40)$$

$$a_0' = \frac{R_1' R_3' (R_2 + R_{p2}) + R_2 R_{p2} (B_{G1} R_{p1} - B_{G2} R_1')}{R_1' R_2' R_3' R_{p1} R_{p2} (C_1 C_2 + C_1 C_{p1} + C_2 C_{p2} + C_{p1} C_{p2})}. \quad (6.41)$$

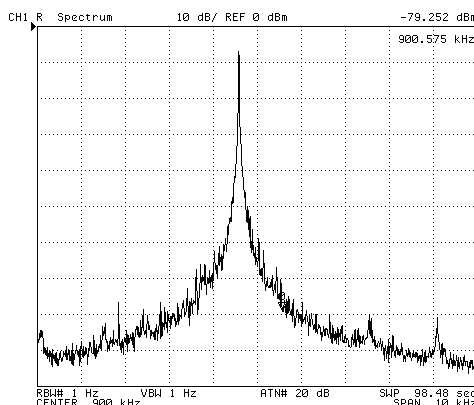
Oscilační podmínka a kmitočet nyní mají tvar

$$\frac{R_1' R_2' R_3' (R_{p1} C_2 + R_{p2} C_1 + R_{p1} C_{p1} + R_{p2} C_{p2}) + R_1' R_3' R_{p1} R_{p2} (C_{p1} + C_2)}{R_1' R_{p1} R_{p2} R_2 (C_{p1} + C_2)} \leq B_{G2}, \quad (6.42)$$

$$\omega_0' = \sqrt{\frac{R_1' R_3' (R_2 + R_{p2}) + R_2 R_{p2} (B_{G1} R_{p1} - B_{G2} R_1')}{R_1' R_2' R_3' R_{p1} R_{p2} (C_1 C_2 + C_1 C_{p1} + C_2 C_{p2} + C_{p1} C_{p2})}}. \quad (6.43)$$

Parazitní kapacity spolu s intrinzickými hodnotami vstupních odporů proudových vstupů AP jsou dle dosazování do vztahu (6.43) hlavním činitelem, který zapříčiňuje odchylku reálné a ideální hodnoty oscilačního kmitočtu. Výsledky poskytnuté tímto vztahem jsou taktéž pro srovnání uvedeny v **tab. 6.3**. V reálném případě se objeví B_{G2} i ve vztahu pro oscilační kmitočet (6.43), ale člen $B_{G2} R_1'$ není podstatný, protože R_1' dosahuje pouze pár set Ω . Ve srovnání se součinem $B_{G1} R_{p1}$ stejné závorky, kde tyto dva parametry působí, je potom nevýznamný, protože $B_{G1} R_{p1} \gg B_{G2} R_1'$. Výsledky měření dosahují mírně vyšších oscilačních kmitočtů, než dokládá teorie a simulace. Otázkou je skutečná závislost $B_G = f(U_G)$, protože využívaná závislost v tabulce a grafech počítá s výsledky simulací. Pro každý kus EL2082 [42] bude také pravděpodobně více či méně odlišná, především při $B_G > 2$, kde výrobce sice zaručuje funkčnost, ale ne přesnost. Další vliv je zřejmě nesplnění rovnosti $R_1 = R_3$ vlivem výrobních tolerancí R_X , které mohou dosahovat i 20 až 30 % a liší se kus od kusu. Pokud by se zvolily při návrhu větší hodnoty $R_1 = R_2 = R_3$, dal by se vliv R_X takto minimalizovat, zase by se ale nedalo docílit uvedeného frekvenčního rozsahu přeladění bez snížení pracovních kapacit. Další snižování pracovních kapacit by sice mohlo vést k vyšším oscilačním kmitočtům, ale při přiblížení hodnotám parazitních kapacit uzlů obvodu by byla funkce více ovlivněna právě těmito parametry. Lze sice provozovat oscilátory na hodnotách pracovních kapacit velmi blízkých parazitním nebo přímo na parazitních kapacitách, jak dokládá např. literatura [182], [183], [184], [185], kde oscilační kmitočty dosahují i několika desítek MHz, ale chování takového obvodu je již pouze předvídatelné, ladící charakteristiky se liší kus od kusu a mezi teoretickou (ideální) a reálnou závislostí může být rozdíl i mnoha desítek procent. Jistou výhodou tady je právě nastavitelnost, která může dopomoci parametry dostavit na požadované, přičemž pro každý vyrobený kus by to byl jinak velký zásah.

Experimentálně jsem tento typ oscilátoru testoval i ohledně orientační hodnoty fázového šumu (na radu školitele, kterého to zajímalo), jak bývá typické především pro vysokofrekvenční oscilátory RF pásem GHz. Na $f_0 = 900$ kHz s ofsetovým kmitočtem, který jsem volil $1/1000 f_0$ (při šířce pásma RBW filtru 1 Hz), byla ze získaných výkonů vypočtena hodnota 63 dBc/Hz. Detail spektra základní harmonické je na **obr. 6.23**. Podotýkám, že je to opravdu orientační měření, protože je třeba uvážit, že další vlivy, jako je amplitudová nestabilita generovaného signálu či vlastní fázový šum oscilátoru ve spektrálním analyzátoru apod., degradují získané výsledky [186]. RC resp. ARC oscilátory jsou nedostatečné a nevhodné pro RF aplikace [76].



Obr. 6.23 Detail spektra pro měření fázového šumu

V této kapitole jsem popsal typ oscilátoru disponující nezávislou CO a f_0 a možnostmi jejich odděleného řízení. Dle počtu použitých aktivních a pasivních součástek je sice složitější, avšak jinak je výhodný. Toto řešení bylo nalezeno systematicky podrobnou diskuzí SFG. Použití napětím řízených proudových přenosů pro ovládání parametrů je velmi výhodné hlavně z hlediska jednoduchého zavedení AGC. Z měření je vidět, že oscilátor produkuje vysokou výstupní úroveň bez zvlášť velkého THD. Oscilátor je kvadrurní, což může být výhodné zejména v aplikacích moderních modulačních technik. Nicméně u těchto typů vzniká problém se závislostí jedné generované amplitudy na nastavovacím parametru. I když existuje mnoho podobných koncepcí, jak bylo popsáno na začátku kapitoly, žádná z nich nevyniká možností přímého elektronického řízení prostřednictvím proudového zesílení aplikovaného prvku ECCII-. Nejdůležitější výsledky kapitoly byly poslány k publikaci v [x17].

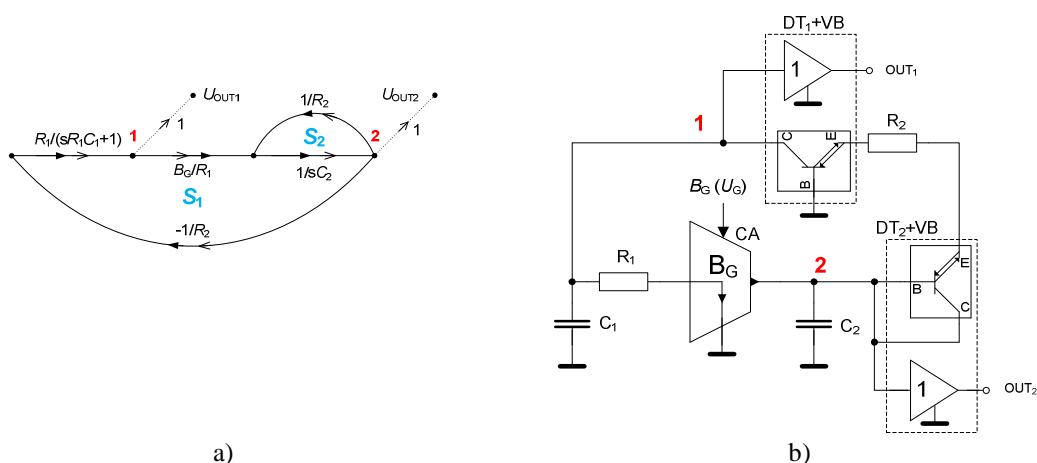
6.3 Řiditelné oscilátory s kombinací více typů aktivních prvků

V této kapitole jsou především rozebrány a navrhovány oscilátory, které nepoužívají jen jeden typ AP, ale vhodně kombinují více prvků (většinou dva) za účelem získání buďto minimální obvodové realizace (minimum aktivních a pasivních prvků), či získání jistých výhod v přístupu k elektronickému řízení. Zde se jedná především o výhodnou kombinaci nastavitelných proudových zesilovačů s dalšími prvky představujícím např. transkonduktanční části apod., tedy v souladu s úvodní diskuzí v kap. 2.7. Na problematiku lze nahlížet dvěma způsoby. Kap. 2.7 a mnoho současných koncepcí předpokládá existenci jediného AP slučujícího více přístupů a

principů (CDTA [3], [4], [67], [68], [69], [70], [71], CCTA [72], [73], [74], CFTA [3], [6], [75]). Podobně možné konstrukce např. založené na diamantovém tranzistoru [60] uvádí např. [64]. Nicméně lze rozdílné prvky aplikovat i samostatně bez sloučení do jediného prvku, jak dokládá např. [117].

6.3.1 Oscilátor s proudovým zesilovačem a diamantovými tranzistory

Jednoduchým spojením ztrátových sekcí a integrátorů, z nichž jeden disponuje proměnným parametrem či fázovacích článků [67], [76], lze velmi jednoduše oscilátor sestavit taktéž podobně, jako je kombinací ztrátových a bezztrátových integrátorů používáno při návrhu aktivních filtrů, např. [97]. Cílem je opět zařídit co nejjednodušší možnost přímého elektronického řízení f_0 . Zapojení vzniklo jako první vylepšení snažící se odstranit nevýhody nevhodného vztahu pro oscilační kmitočet v řešení v kap. 6.2.1, tj. shora omezeného řízení f_0 a jednoho plovoucího kondenzátoru, ale ve výsledku jsou nutné tři AP (uvažováno včetně napěťových sledovačů). Prezentovaný obvod obsahuje diamantové tranzistory [60] a proudový zesilovač s říditelným přenosem. Koncepce a obvod jsou naznačeny na obr. 6.24.



Obr. 6.24 Říditelný oscilátor využívající ztrátové proudové integrátory: a) koncepční GST, b) obvodová realizace

Při bližším pohledu lze zjistit, že jsou ve smyčce dva bloky, z nichž jeden má přenos $H_1(s) = B_G/(sR_1C_1 + 1)$ a druhý $H_2(s) = -1/(sC_2R_2 - 1)$. Na zde uvedené řešení lze taktéž pohlížet jako na obvod s jediným CCTA, i když je podle své konstrukce mírně rozdílný. V [187], [188], [189], [190] jsou podobné oscilátory s jedním prvkem CCTA, který sdružuje funkce proudového konveju a transkonduktoru dohromady. Nevyužívají však pro řízení oscilátoru proudového zesílení a oproti zde uvedené koncepci řešení používají kompletního CCII v interní struktuře CCTA, a to v tomto případě není vůbec třeba. Drtivá většina všech výše zmíněných obvodů je však navržena jako kombinace bezztrátového a ztrátového integrátoru. Zde uvedené řešení by při realizaci s běžnou koncepcí CCTA (CCII a transkonduktanční stupeň) [74], [187], [188], [189], [190] nevynikalo žádnou výhodou. Pro řízení f_0 by byl nutný souběh změny g_m a rezistoru a pro rozkmitání pak nutnost nastavovat CO pomocí obou pracovních kapacit (mírnou nerovností hodnot). Proto možnost řídit proudový přenos přináší jisté vylepšení a šanci,

jak f_0 nezávisle a bez nutnosti dalšího souběhu parametrů ladit. Podrobněji bude o CCTA pojednáno hned v další kapitole, kde je kombinace uvažována jako samostatný prvek, avšak zde se přímo o CCTA nejedná, protože není využita vstupní část CCTA, tedy proudový konvektor CCII, který zde není nutný. Charakteristická rovnice, oscilační podmínka a oscilační kmitočet jsou tvaru

$$\Delta = 1 - \left[\left(\frac{-1}{R_2} \right) \left(\frac{R_1}{sC_1R_1 + 1} \right) \left(\frac{B_G}{R_1} \right) \left(\frac{1}{sC_2} \right) - \left(\frac{1}{sC_2R_2} \right) \right] = s^2 + \frac{R_2C_2 - R_1C_1}{R_1R_2C_1C_2}s + \frac{B_G - 1}{R_1R_2C_1C_2} = 0, \quad (6.44)$$

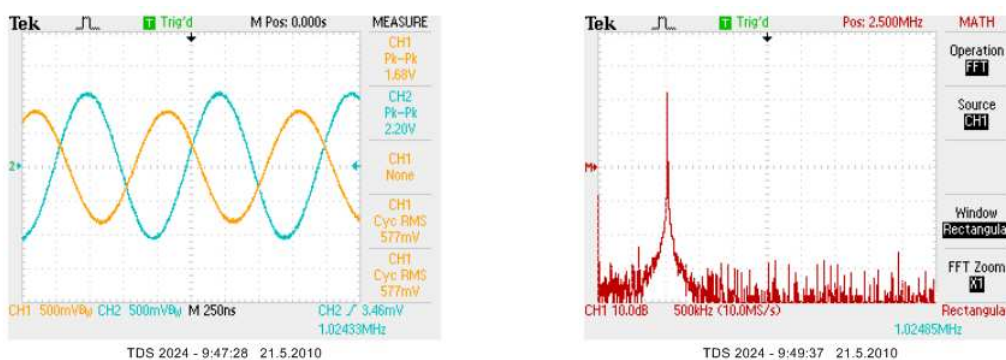
$$R_2C_2 \leq R_1C_1, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{B_G - 1}{R_1R_2C_1C_2}}. \quad (6.45), (6.46)$$

Relativní citlivosti f_0 na parametry obvodu teoreticky nabývají hodnot

$$S_{C_1}^{\omega_0} = S_{C_2}^{\omega_0} = S_{R_1}^{\omega_0} = S_{R_2}^{\omega_0} = -0.5, \quad S_{B_G}^{\omega_0} = 0.5 \frac{B_G}{B_G - 1}. \quad (6.47), (6.48)$$

Je vidět, že oscilační kmitočet lze elektronicky ovládat pomocí B_G od určité minimální hodnoty $B_G > 1$. Problém je s oscilační podmínkou, která je nastavitelná pouze pasivními plovoucími prvky a ovlivňuje oscilační kmitočet, viz (6.45) a (6.46).

Byly zvoleny a dopočítány následující návrhové parametry: ideální hodnoty $R_1 = R_2 = 470 \, \Omega$, $C_1 = C_2 = C = 220 \, \text{pF}$. Dolní hranice B_G je nutně vyžadována o něco výše jak 1, protože musí být splněno $B_G > 1$, viz (6.46). Pro $B_G = 1,5$ je teoretický $f_0 = 1,141 \, \text{MHz}$. Protože zde nejsou DT využívány pouze jako CCII+, jak bylo uvedeno v předchozí kapitole, ale spíše jako transkonduktanční sekce, je zde nutné zavést jiné symboly pro jejich parazitní vstupně-výstupní parametry, tj. vstupní odpor proudového vstupu DT je značen R_E , vstupní odpor napěťového vstupu R_{B_DT} a výstupní odpor R_{C_DT} (podle zavedených názvů svorek [60]). Do hodnoty R_1 je třeba započítat vstupní odpor svorky X ($95 \, \Omega$) proudového zesilovače (CA), který je zde opět reprezentován pomocí násobičky EL2082 [42]. Podobně jako pro R_1 to platí pro R_2 , kde se musí počítat dvakrát s $R_E \sim 11 \, \Omega$ [60]. Pro rozkmitání bylo třeba nastavit a brát v úvahu přesné hodnoty tj. $R_1' = 360 + 95 \sim 455 \, \Omega$ a $R_2' = 470 + 2 \cdot R_E \sim 496 \, \Omega$. Je vidět, že podmínka oscilací pro uvedené hodnoty ještě splněna není. Je nutné zvýšit hodnotu R_1' na srovnatelnou nebo vyšší hodnotu než má R_2' , proto je výhodné použít namísto R_1 odporový trimr. Na **obr. 6.25** jsou výsledky měření při výše uvedené situaci. Na **obr. 6.26** je fotografie měřeného prototypu.



a)

b)

Obr. 6.25 Výsledky experimentů: a) časová oblast, b) spektrum

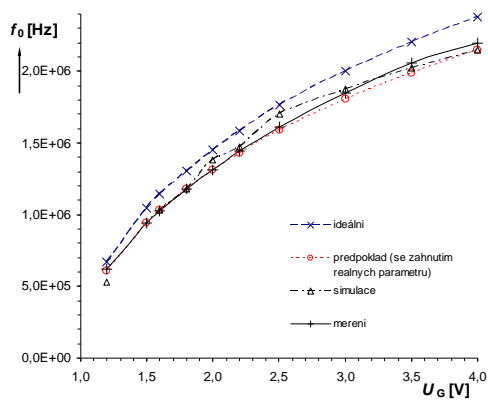
Výpočet f_0 zahrnující reálné vstupní odpory nízko-impedančních vstupů všech prvků a další parazitní parametry poskytuje hodnotu 1,031 MHz. Dle výsledků simulací a měření je zde velká shoda, protože $f_0 = 1,024$ MHz. V **tab. 6.4** jsou zjištěné výsledky při měření. Teoreticky lze změnou zisku $B_G \in (1,2; 3,4)$ ($U_G \in (1,2; 4)$ V) měnit f_0 od 0,67 do 2,38 MHz. Předpoklad dle výpočtů podle symbolické parazitní analýzy je asi 0,60 až 2,15 MHz. To víceméně potvrdilo i měření (0,62 až 2,20 MHz). Výsledky simulace se více liší jen na nízkých f_0 , viz **tab. 6.4**. ACG nebylo součástí návrhu, a proto bylo nutné CO dostavovat manuálně (trimrem namísto R_1 - jednalo se o velmi jemné změny jednotek ohmů). Při měření nebyl brán zřetel (nebylo cílem) na udržení konstantní výstupní úrovně (cílem bylo zjistit ladící závislost), takže zásahy do CO byly minimální a jen ve smyslu zabránit omezení generovaného průběhu napájením či nárůstu THD, proto jsou v **tab. 6.4** takové fluktuace amplitudy. Zde se problém výraznějšího nárůstu THD (podstatně nad 1 %) moc neuplatní, protože proudový zesilovač nepracuje s krajními hodnotami zisku B_G ($B_G \rightarrow 0$). Dle oscilační podmínky musí být $B_G > 1$. Orientační měření THD pouze pro jeden výstup ukazuje, že je jeho hodnota přijatelná v celém dostupném pásmu přeladění. Bohužel implementace případného AGC nebude snadná, protože jediná možnost, jak toho docílit, je měnit hodnoty plovoucích rezistorů, což je velká nevýhoda. Na **obr. 6.27** jsou vybrané výsledky doloženy i graficky (ladící charakteristika).



Obr. 6.26 Fotografie měřeného prototypu: a) horní strana, b) spodní strana

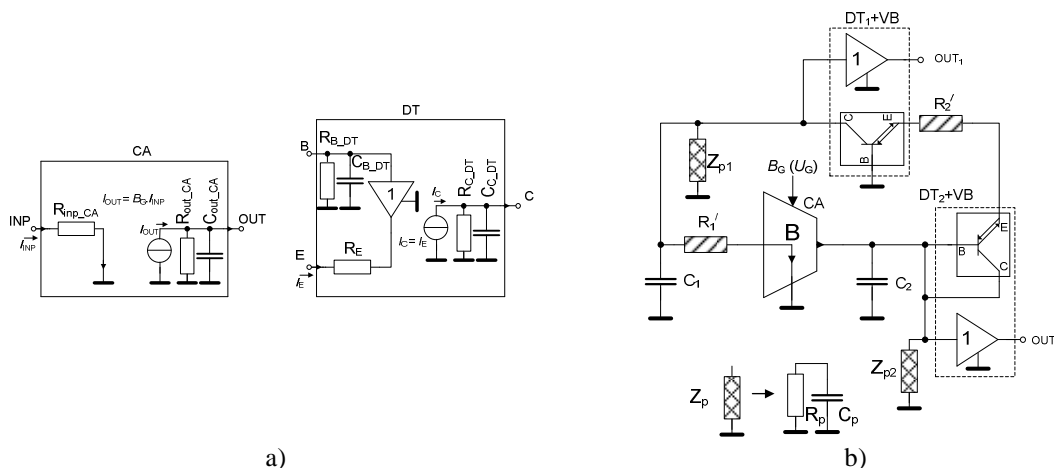
Tab. 6.4 Výsledky počítačových a experimentálních analýz oscilátoru při ladícím procesu

U_G [V]	B_G [-]	U_{OUT1} [V _{P-P}]	U_{OUT2} [V _{P-P}]	THD ₁ [%]	f_0 ideální [MHz]	f_0 předpoklad [MHz]	f_0 simulace [MHz]	f_0 měření [MHz]
1,2	1,185	2,12	2,40	0,6	0,671	0,606	0,530	0,622
1,5	1,460	1,82	2,32	0,6	1,044	0,943	0,940	0,944
1,6	1,548	1,68	2,20	0,5	1,141	1,031	1,032	1,024
1,8	1,722	1,78	2,46	0,3	1,306	1,179	1,180	1,180
2,0	1,895	1,78	2,62	0,6	1,452	1,311	1,380	1,310
2,2	2,065	1,62	2,50	0,5	1,585	1,431	1,470	1,446
2,5	2,307	1,50	2,50	0,4	1,762	1,591	1,700	1,610
3,0	2,695	1,44	2,60	0,6	2,000	1,807	1,880	1,850
3,5	3,055	1,24	2,40	0,8	2,204	1,990	2,020	2,060
4,0	3,391	1,10	2,24	0,9	2,379	2,149	2,150	2,200



Obr. 6.27 Srovnání výsledků experimentů, předpokladů a simulace u závislosti oscilačního kmitočtu na řídicím napětí nastavujícím proudový zisk

Na **obr. 6.28a** jsou zjednodušené modely použitých AP. Model oscilátoru se zohledněním těchto důležitých projevů je na **obr. 6.28b**. Parazitní prvky mají hodnoty patrné z katalogových listů [42], [60]. Vstupní odpor proudového vstupu CA má hodnotu $R_{\text{inp_CA}} \sim 95 \Omega$ a proudového výstupu $R_{\text{out_CA}} \sim 1 \text{ M}\Omega$ (parametry EL2082 [42]), s parazitní výstupní kapacitou $C_{\text{out_CA}} \sim 5 \text{ pF}$. Vstupní odpor napěťového vstupu DT má hodnotu $R_{\text{B_DT}} \sim 455 \text{ k}\Omega$, vstupní odpor proudového vstupu $R_{\text{E}} \sim 11 \Omega$ a proudový výstup $R_{\text{C_DT}} \sim 55 \text{ k}\Omega$. Zde jsou parazitní kapacity vysoko-impedančních bran zhruba stejné $C_{\text{B_DT}} \sim 2 \text{ pF}$ a $C_{\text{C_DT}} \sim 2 \text{ pF}$. Do analýzy lze zahrnout i napěťové sledovače (součást pouzdra DT OPA860 [60]), které mají vstupní odpor $R_{\text{inp_VB}} \sim 1 \text{ M}\Omega$ a kapacitu $C_{\text{inp_VB}} \sim 2 \text{ pF}$. Samozřejmě již bylo výše uvedeno, že $R_1' = R_1 + R_{\text{inp_CA}}$ a $R_2' = R_2 + R_{\text{E1}} + R_{\text{E2}}$. Nyní je vidět, že $R_1' \sim 360 + 95 + R_{\text{trim}}$ (R_{trim} je myšlen odpor nastavovacího trimru - maximálně několik desítek Ω), $R_2' \sim 496 \Omega$, $R_{\text{p1}} \sim R_{\text{C_DT1}} \parallel R_{\text{inp_VB1}} \sim 51 \text{ k}\Omega$, $R_{\text{p2}} \sim R_{\text{B_DT2}} \parallel R_{\text{C_DT2}} \parallel R_{\text{inp_VB2}} \parallel R_{\text{out_CA}} \sim 44 \text{ k}\Omega$ a $C_1' = C_1 + C_{\text{p1}}$, kde $C_{\text{p1}} = C_{\text{C}} + C_{\text{inp_VB1}} \sim 4 \text{ pF}$ a $C_2' = C_2 + C_{\text{p2}}$, kde $C_{\text{p2}} = C_{\text{B_DT2}} + C_{\text{C_DT2}} + C_{\text{inp_VB2}} + C_{\text{out_CA}} \sim 11 \text{ pF}$.



Obr. 6.28 Modely pro zkoumání reálných vlastností: a) hlavní ne-idealities AP, b) obvod oscilátoru s problémovými prvky

Charakteristická rovnice má nyní koeficienty tvaru

$$a_2' = 1, a_1' = \frac{R_1' R_2' R_{p2} C_2' + R_1' R_2' R_{p1} C_1' + R_2' R_{p1} R_{p2} C_2' - R_1' R_{p1} R_{p2} C_1'}{R_1' R_2' R_{p1} R_{p2} C_1' C_2'}, \quad (6.49), \quad (6.50)$$

$$a_0' = \frac{R_{p1} R_{p2} (B_G - 1) + R_1' R_2' + R_2' R_{p1} - R_1' R_{p2}}{R_1' R_2' R_{p1} R_{p2} C_1' C_2'}. \quad (6.51)$$

Oscilační podmínka a kmitočet mají nyní tvar

$$R_1' R_2' R_{p2} C_2' + R_1' R_2' R_{p1} C_1' + R_2' R_{p1} R_{p2} C_2' \leq R_1' R_{p1} R_{p2} C_1', \quad (6.52)$$

$$\omega_0' = \sqrt{\frac{R_{p1} R_{p2} (B_G - 1) + R_1' R_2' + R_2' R_{p1} - R_1' R_{p2}}{R_1' R_2' R_{p1} R_{p2} C_1' C_2'}}. \quad (6.53)$$

Z analýzy výsledků v **tab. 6.4** (předpoklad) je vidět, že posun oproti ideální hodnotě f_0 způsobený reálnými parametry AP je vidět hlavně na vyšších kmitočtech, kde činí téměř 200 kHz. Nejvýznamnější vliv na to má, kromě reálných R_1' a R_2' (včetně intrinzických vstupních odporů) a možných nerovností $R_1' \neq R_2'$ (díky trimru), taktéž hlavně vysoká hodnota C_{p2} (přes 11 pF) a také skutečnost, že reálná závislost $B_G = f(U_G)$ nemusí přesně korespondovat se závislostí v **tab. 6.4**. Ta je určena na základě simulací, ale díky výrobní toleranci skutečného obvodu se může podstatně lišit dle kusu EL2082 [42] použitého v pozici proudového zesilovače.

U této konkrétní struktury je jasná nevýhoda ve skutečnosti, že pokud by se použily pouze AP s neproměnnými parametry, oscilátor by bylo možné ladit pouze zajištěním souběžné změny obou rezistorů, což vyžaduje hodnotami kondenzátorů zajistit plnění CO. To je velice krkolomné a komplikované řešení. Díky možnosti řídit proudový přenos však oscilátor umožňuje měnit f_0 . Obvod vyžaduje pouze dva kondenzátory a dva rezistory, takže co se týče počtu pasivních prvků, opravdu jich obsahuje stejně jako koncepce v kap. 6.2.1 a netrpí omezením řízení f_0 shora. Největší nevýhody byly tedy odstraněny. Nastavení oscilační podmínky je však komplikované (plovoucí rezistory) a případné řešení AGC by bylo problematičtější. Setrvávající nevýhoda (s ohledem na kap. 6.2.1) je závislost f_0 na parametru nastavujícím CO, i když při jeho malých změnách se vliv projeví minimálně. Z hlediska globálního přímého elektronického řízení je to jedna z horších koncepcí oscilátorů v této práci, protože neumožňuje přímé elektronické řízení oscilační podmínky (s ohledem na AGC). Oproti většině publikovaných prací, které spoléhají na řízení pasivními prvky (respektive jejich náhradami - SRCO), dokáže pomocí proudového přenosu říditelného zesilovače měnit f_0 . Umožnění změny proudového přenosu zde tedy zajistilo cestu, jak ladění uskutečnit bez uvedených komplikací. Získané praktické informace o vlastnostech a chování obvodu a jeho dílčích částí mi posloužily zejména pro návrh oscilátoru v následující kapitole. Výsledky a závěry plynoucí z této kapitoly byly publikovány v [x18].

6.3.2 Oscilátor s CGCCCTA

V současné době byla pozornost mimo jiné zaměřena na sloučení proudového konveju a nastavitelné transkonduktanční sekce. Výsledek spojení je nazýván CCTA (current conveyor transconductance amplifier) [3], [5], [72], [73], [74] a velmi často takto vytvořený prvek doplněný pasivními prvky stačí pro konstrukce oscilátorů a filtrů 2. řádu. Teprve nedávno bylo publikováno několik řešení oscilátorů s CCTA prvkem [187], [188], [189], [190], [191], [192]. V [187], [188], [190] jsou zapojení obsahující pouze jediný CCTA a tři pasivní prvky, z nichž jeden je plovoucí. Řízení f_0 a CO je

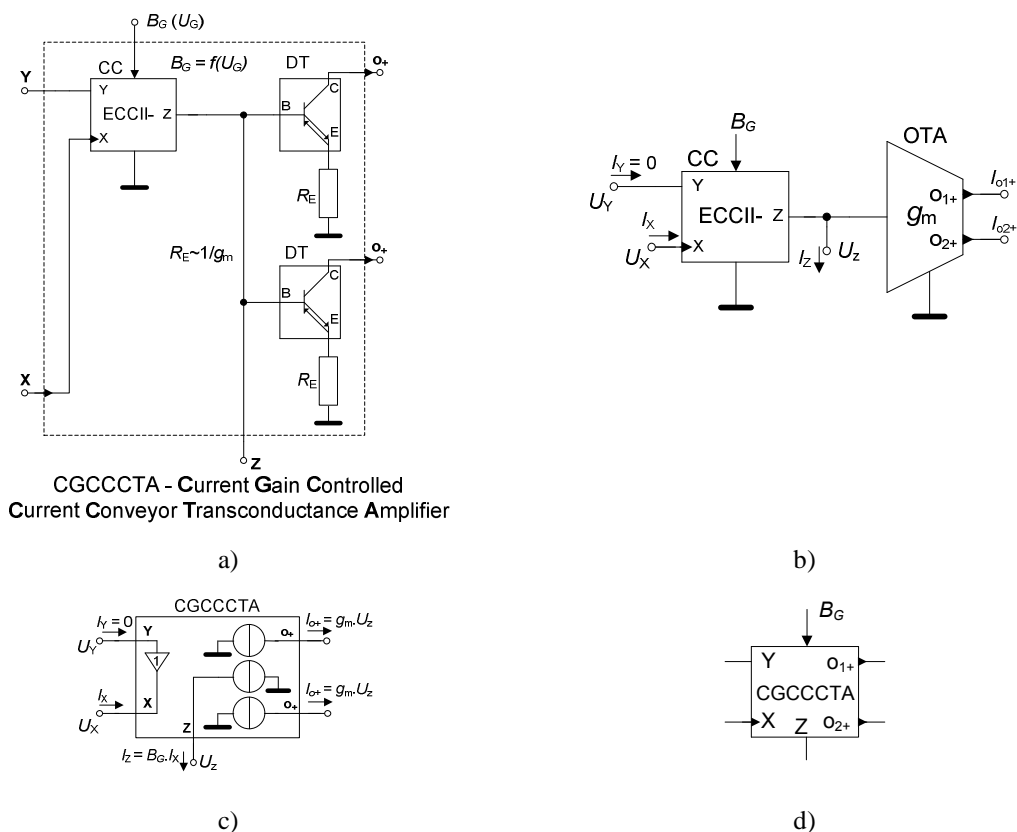
řešeno pomocí intrinzického odporu proudové vstupní svorky CCII a g_m transkonduktanční sekce. Ve [189] je řešení, které obsahuje tyto CCTA prvky dva. Díky intrinzickým odporům proudových vstupů a g_m sekcím se lze vyhnout potřebě dalších externích rezistorů a umožnit takto i řízení. Mnohem jednodušší řešení je v [142], kde je opět použit pouze jediný CCTA, který ale vyžaduje dva pomocné Z porty, obě polarity výstupního proudu g_m sekce a zpětnou vazbu spojující Y, Z a výstupní port g_m sekce. Podmínka oscilací je dána rovností dvou rezistorů a řízení f_0 změnou g_m . V [188] je realizace, která opět využívá pouze jeden CCTA a pouze dva kondenzátory. Řízení CO a f_0 je umožněno změnou intrinzického odporu a g_m . Další modifikace CCTA (s diferenčním napěťovým vstupem) pro účely aplikace v oscilátoru je popsána v [191], kde je využito čtyř pasivních prvků a řízení pomocí g_m . Jisté přístupy k syntéze mohou předpokládat i možnost koncepce g_m sekce jako dvou nezávislých transkonduktorů, které potom mohou řídit CO a f_0 . Takové řešení bylo popsáno v [192]. V této kapitole bude prezentováno řešení dosahující v určitých směrech vylepšení stávajících koncepcí diskutovaných výše.

Díky zkušenostem z předchozího návrhu v kap. 6.3.1 byla vyvinuta v jistém směru lepší koncepce oscilátoru než je předešlý typ, kde je největším problémem nemožnost nastavení oscilační podmínky bez ovlivnění oscilačního kmitočtu. V předchozí kapitole uvažují dílčí aktivní sekce jako samostatné součásti, zde však již jsou sdruženy do jediného prvku jako jednoho celku (hlavně ve schématech), podobně jako v mnoha v nedávné době publikovaných pracích, kde jsou specifické funkční části tranzistorových struktur spojovány do celků. Nicméně z hlediska simulace a experimentálního ověřování se opět jedná jen o dílčí integrované obvody. Jádrem AP je jeden ECCII- (s nastavitelným ziskem) a dva DT (**obr. 6.29a**) představující g_m sekci. Na takto zapojené DT lze nahlížet jako na dvou-výstupový transkonduktor s výstupními proudy shodné polarity. CCTA prvek je zde řešen trochu jednodušeji, než plyne z jeho definice v kap. 2.7 a navíc obsahuje jistou modifikaci. Modifikace 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, protože zatím nebyl prvek takto nikde použit. Oproti klasické koncepci je výhoda, že nároky na použitý transkonduktor (zde v aplikaci oscilátoru) budou menší při realizaci v integrované podobě (menší počet proudových zrcadel), protože není třeba obou polarit proudových výstupů. Oproti jiným řešením diskutovaným výše taktéž není vyžadován vyšší počet pomocných portů Z nebo napěťových vstupů Y či dělených g_m sekcí na jednotlivé transkonduktory pro účely elektronického řízení aplikace. Princip prvku je patrný z **obr. 6.29** a lze buď popsat maticově nebo jednodušší formou několika rovnicemi

$$U_Y = U_X, I_Y = 0, \quad I_Z = B_G \cdot I_X, \quad I_{o1+} = I_{o2+} = g_m U_Z. \quad (6.54), (6.55), (6.56), (6.57)$$

Pro konstrukci CGCCCTA byla použita opět osvědčená proudová násobička EL2082 [42] a dva diamantové tranzistory OPA860 [60]. Vlastnosti EL2082 (dynamika, frekvenční odezva, vstupní impedance,...) jsou podrobně rozebrány např. v příloze **P-3**. Protože se však jedná o blok sestavený z dvou dílčích typů součástek, je třeba detailnější analýza celku a charakteristik, které jsou k dispozici navíc oproti samotné násobičce EL2082. Výstupní proudové brány prvku jsou netypicky označeny $o_{1,2}$, což by mohlo mást např. s označováním napěťového výstupu, ale běžné označování x mate s označením proudových vstupů CC. Veškeré detaily ohledně malosignálových a

ostatních parametrů a vzniklého prvku, které nejsou patrné z přílohy P-3 (pouze ECCII-část) jsou v příloze P-5.



Obr. 6.29 Model CCTA s možností řízení proudového přenosu: a) diskrétní realizace, b) princip, c) behaviorální model, d) symbol

Zapojení oscilátoru je na **obr. 6.30** spolu s grafem signálových toků. Princip je založen na bezztrátovém a ztrátovém integrátoru, které jsou sestaveny z dílčích částí CGCCCTA. Charakteristická rovnice vychází z analýzy grafu na **obr. 6.30b**

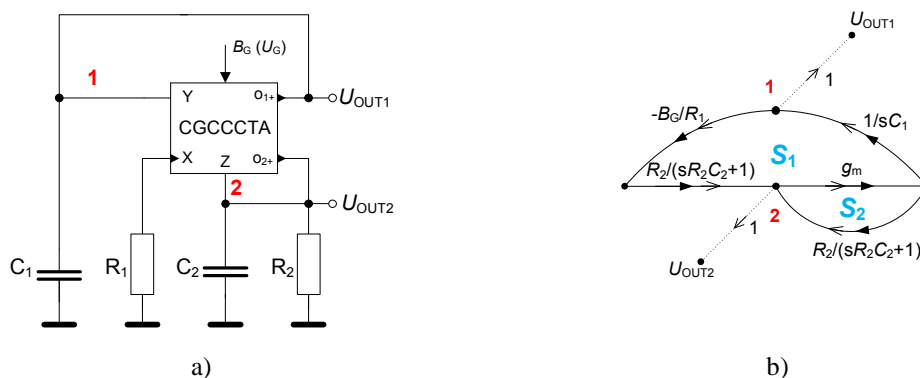
$$\Delta = 1 - (S_1 + S_2) = 1 - \left[\left(\frac{1}{sC_1} \left(-\frac{B_G}{R_1} \right) \frac{R_2}{sC_2R_2 + 1} g_m \right) + \left(g_m \frac{R_2}{sC_2R_2 + 1} \right) \right] = 0, \quad (6.58)$$

a po úpravě má tvar

$$a_2 s^2 + a_1 s + a_0 = s^2 + \frac{1 - g_m R_2}{R_2 C_2} s + \frac{g_m B_G}{R_1 C_1 C_2} = 0, \quad (6.59)$$

odkud oscilační podmínka (CO) a oscilační kmitočet (ω_0) jsou tvarů

$$g_m \geq \frac{1}{R_2}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{g_m B_G}{R_1 C_1 C_2}}. \quad (6.60), (6.61)$$



Obr. 6.30 Jednoduchý oscilátor založený na CGCCCTA: a) obvodové zapojení, b) GST

Je vidět, že je zde k dispozici možnost nezávislého nastavování f_0 a CO pomocí R_1 a R_2 , tj. jedná se mimo jiné také o říditelný SRCO typ oscilátoru. Změnu hodnot pasivních prvků pro řízení f_0 však neuvažují, protože neznámá výhoda spočívající v bezprostředním elektronickém řízení f_0 . Tuto možnost zde ale poskytuje B_G . Sice dovoluje, jak už asi bylo zmíněno i dříve, oproti změně rezistoru užší možnost přeladění danou omezeným rozsahem hodnoty B_G , ale stále je zde výhoda přímého řízení napětím U_G . To v případě náhrady R_1 říditelným ekvivalentem znamená zkomplikování, když je zde řízení prostřednictvím $B_G(U_G)$ nabízeno bez jakékoliv další změny v zapojení. Zajisté taktéž nebude možno elektronicky nastavitelný ekvivalent rezistoru řídit v libovolném rozsahu. Samozřejmě je opět nutné pro odebrání napětí z obou vysokoimpedančních uzlů zařadit napěťové sledovače. Citlivosti oscilačního kmitočtu na změny parametrů nabývají opět běžných hodnot pro obvody druhého řádu tj.

$$S_{g_m}^{a_0} = S_{B_G}^{a_0} = -S_{R_1}^{a_0} = -S_{C_1}^{a_0} = -S_{C_2}^{a_0} = 0,5, \quad S_{R_2}^{a_0} = 0. \quad (6.62), (6.63)$$

Relace mezi výstupními napětími struktury je udána ve formě

$$\frac{U_{OUT1}}{U_{OUT2}} = \frac{g_m}{sC_1}, \quad (6.64)$$

což na oscilačním kmitočtu znamená

$$\frac{U_{OUT1}}{U_{OUT2}} = \frac{g_m}{j\sqrt{\frac{g_m B_G}{R_1 C_1 C_2}} - C_1} = -j\sqrt{\frac{g_m R_1 C_2}{B_G C_1}}, \quad (6.65)$$

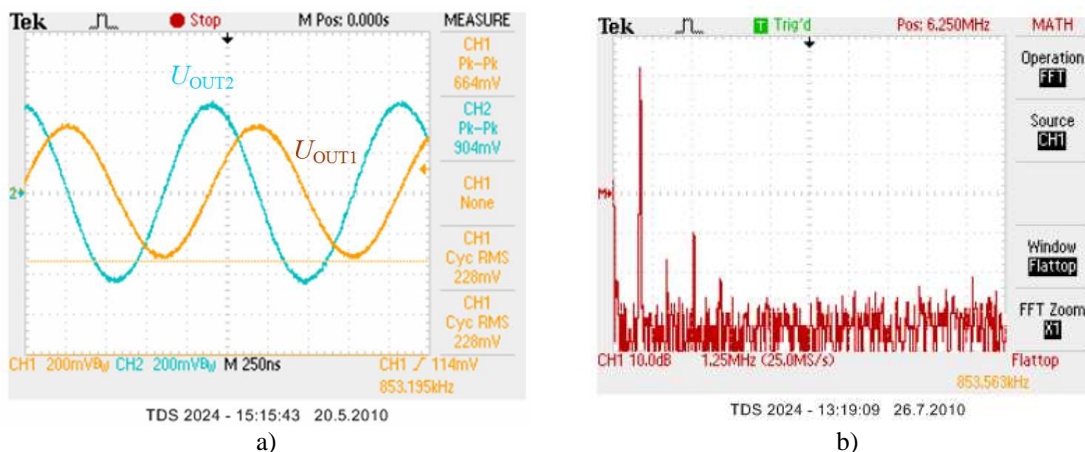
a pokud uvažují dále užívané zjednodušení $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ a předpokládám splnění oscilační podmínky tj. $g_m = 1/R$ je vztah mezi amplitudami

$$U_{OUT1} = \frac{-j}{\sqrt{B_G}} U_{OUT2}. \quad (6.66)$$

Opět je tedy úroveň jednoho generovaného napětí (U_{OUT1}) závislá na aktuálním naladění.

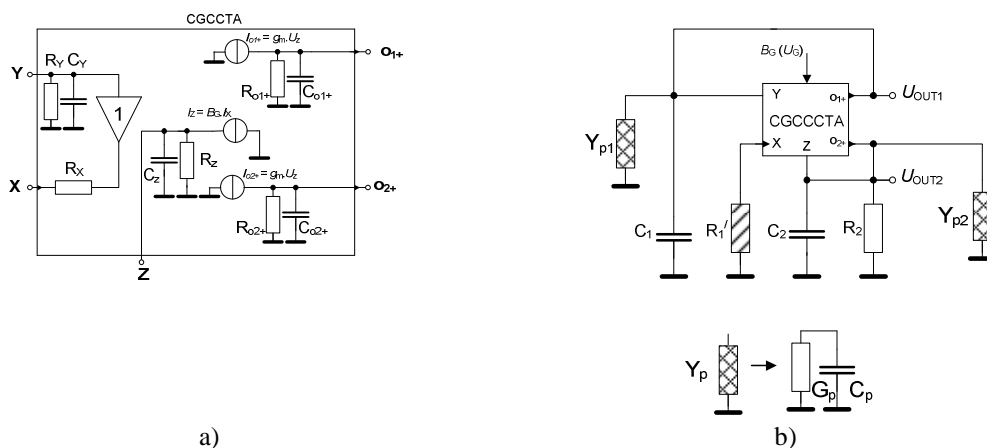
Hodnoty pasivních součástek byly vybrány následovně: $R_1 = R_2 = R = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = C = 220 \text{ pF}$. CGCCCTA má nastaveno fixní $g_m = 1 \text{ mS}$ ($R_E = 1 \text{ k}\Omega$). Při experimentech bylo $B_G = f(U_G)$ měněno pomocí U_G v rozsahu 0,1 až 4 V. To vše při napájecím napětí $\pm 5 \text{ V}$. Pro rozběh oscilací bylo samozřejmě nutné mírně zvětšit hodnotu R_2 a při ladění oscilátoru bez AGC mírně dostavovat (změny v desítkách Ω)

takto amplitudu či snižovat nárůst THD. V praxi by prostřednictvím R_2 byl implementován obvod stabilizace amplitudy. Zde by postačil např. FET řízený výstupním usměrněným (a vyfiltrovaným - vyhlazeným) napětím. Na **obr. 6.31** jsou výsledky měření obvodu pro $U_G = 2\text{ V}$ ($B_G \sim 1,9$). Podle výsledků měření činí oscilační kmitočet asi 853 kHz.



Obr. 6.31 Výsledky experimentálního měření oscilátoru: a) časová oblast, b) spektrum U_{OUT2}

Nejvýznamnější parazitní problémy spojené s reálnými vstupně-výstupními vlastnostmi CGCCCTA lze popsat situací na **obr. 6.32**, přičemž CGCCCTA je modelován neideálním modelem na **obr. 6.32a**. Je vidět, že hlavní problémy jsou soustředěny do obou vysoko-impedančních uzlů oscilátoru.



Obr. 6.32 Modely pro uvažování hlavních parazitních problémů: a) model AP, b) model obvodu oscilátoru zahrnující parazitní impedance uzlů způsobené reálnými parametry AP

Na základě znalosti malosignálových parametrů, které poskytují katalogové údaje (EL2082 a OPA860) [42], [60] a výsledků simulací (příloha **P-5**), lze očekávat $R_Y \sim 2\text{ M}\Omega$, $R_X \sim 95\ \Omega$, $R_Z \sim 0,36\text{ M}\Omega$, $R_{o1+} = R_{o2+} \sim 50\text{ k}\Omega$, $C_Y \sim 2\text{ pF}$, $C_Z \sim 7\text{ pF}$, $C_{o1+} = C_{o2+} \sim 2\text{ pF}$. Na základě informací diskutovaných v příloze **P-5** (vlastnosti CGCCCTA) lze zdůraznit především impedanci portu Z, která závisí na degradačním emitorovém rezistoru R_E nastavujícím g_m . Podstatný problém by nastal, pokud by výstupní odpor a/nebo odpor (resp. impedance) portu Z byl nižší než několik desítek $\text{k}\Omega$, což je na kmitočtech kolem 1 MHz ještě jistě mnohem více, viz příloha **P-5**. Z toho důvodu nemůže být použit jako transkonduktanční sekce např. jinak kmitočtově a

dynamikou výborný OTA MAX435 [37], neboť má výstupní odpor pouhé 2 až 3 kΩ. Oscilátor samozřejmě bude pracovat, ale odchylka očekávané a měřené hodnoty f_0 by byla vysoká a bylo by nutné splnit CO s větší rezervou. Pro parazitní prvky vyznačené na **obr. 6.32b** platí $R_{p1} = 1/G_{p1} = R_Y \parallel R_{01+} \sim 49 \text{ k}\Omega$, $R_{p2} = 1/G_{p2} = R_Z \parallel R_{02+} \sim 44 \text{ k}\Omega$, $R_1' = R_1 + R_X \sim 1095 \text{ }\Omega$ a $C_{p1} = C_Y + C_{01+} \sim 4 \text{ pF}$, $C_{p2} = C_Z + C_{02+} \sim 9 \text{ pF}$. Potom lze zahrnout tyto kapacity k pracovní hodnotě jako $C_1' = C_1 + C_{p1}$ a $C_2' = C_2 + C_{p2}$. Pokud by bylo potřeba zahrnout i kmitočtově závislý proudový přenos B do analýzy, lze tak učinit $B_G' = B_G \omega_T / (s + \omega_T)$, i když význam kmitočtové závislosti B_G je na kmitočtech jednotek a několika desítek MHz nepodstatný [42]. Do kmitočtu asi 30 až 40 MHz je přenosová charakteristika EL2082 velmi rovná a 3 dB pokles je až za 150 MHz [42]. Podobně by to šlo provést pro g_m . Nové koeficienty charakteristické rovnice jsou po zahrnutí výše uvedených problémů

$$a_2' = 1, \quad a_1' = \frac{C_1'(G_2 - g_m + G_{p2}) + C_2'G_{p1}}{C_1'C_2'}, \quad (6.67), (6.68)$$

$$a_0' = \frac{g_m B_G' G_1' + G_{p1}(g_m + G_2 + G_{p2})}{C_1'C_2'}. \quad (6.69)$$

Podmínka oscilací a oscilační kmitočet nyní přecházejí do tvarů

$$\frac{C_1'(G_2 + G_{p2}) + C_2'G_{p1}}{C_1'} \leq g_m', \quad \omega_0' = \sqrt{\frac{g_m B_G' G_1' + G_{p1}(g_m + G_2 + G_{p2})}{C_1'C_2'}}. \quad (6.70), (6.71)$$

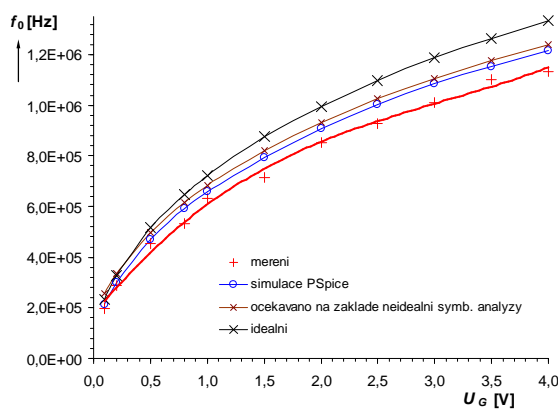
Po dosazení do (6.71) lze získat předpokládanou hodnotu $f_0 = 931 \text{ kHz}$ (včetně zahrnutí parazitní jevů). Větší rozdíl mezi měřenou (853 kHz) a očekávanou hodnotu oscilačního kmitočtu zjištěnou na základně parazitní analýzy (931 kHz) si lze vysvětlit nevhodně koncipovanou deskou plošného spoje, kde se mohly nepatříčně uplatnit její parazitní kapacity (deska je oboustranná), se kterými samozřejmě není počítáno a mají vždy zásadní význam na posuv oscilačního kmitočtu, a výrobní tolerance R_X , protože uvažují sice $95 \text{ }\Omega$, ale prototyp může obsahovat prvek (konkrétní kus), který má tuto hodnotu mnohem větší (výrobce [42] udává toleranci $\pm 20 \%$). Na změny R_X je oscilátor citlivý, protože se jedná o hodnotu započítávanou do R_1 (v sérii) a tento rezistor může být využit k řízení. Také může být u konkrétní součástky závislost $B_G = f(U_G)$ více odkloněna od hromadného standardu. Zde prováděná analýza závislosti $B_G = f(U_G)$ bere v úvahu výsledky simulací. Porovnáním výsledků simulace a výsledků predikce f_0 na základně vztahu (6.71) jsou hodnoty velmi blízké, což nasvědčuje tomu, že některý parametr měřeného prototypu se podstatněji vymyká předpokladům zahrnutým do analýzy. Největší význam na posuvu mezi ideální, očekávanou a změřenou hodnotou má právě R_X s C_{p1} a C_{p2} , která je bude asi 2x větší než C_{p1} . V reálné situaci se G_2 (respektive R_2) vyskytne ve vztahu pro oscilační kmitočet (6.71). Pro hodnotu $B_G = 0,5$ je součin $G_{p1}G_2$ asi 20x menší než součin $g_m B_G G_1'$ a pro vyšší B_G se nadále zmenšuje. Zásadnější ovlivnění oscilačního kmitočtu případnou změnou podmínky oscilací (R_2) lze tedy očekávat při malých hodnotách B_G (nizkých f_0).

V **tab. 6.5** jsou výsledky experimentů a simulací sledované na napětí U_{OUT2} . Měření tohoto typu proběhlo velmi orientačně (orientačně s ohledem na kvalitu) v několika hodnotách B_G . Amplituda výstupních kmitů bez AGC velmi kolísala při ladění, protože záměrně byla oscilační podmínka oscilátoru vždy dostavena tak, aby byl oscilátor v provozu ve stavu bez výrazného omezení saturací AP a bez potřeby udržovat výstupní napětí konstantní. Cílem bylo především ověřit možnost a rozsah řízení f_0 .

Zkreslení k nižším kmitočtům rapidně narůstá. Tento problém byl diskutován již v kap. 6.2.2 a velmi pravděpodobnou příčinou je nárůst amplitudy U_{OUT1} (k hranici dané úrovní napájení) v důsledku relace mezi výstupními amplitudami. Na počátku ladícího rozsahu bylo naměřeno větší THD, a protože bylo nutno rapidně snížit energetické poměry v obvodu, je v počátcích ladící charakteristiky asi do hodnoty $B_G = 0,5$ napětí U_{OUT2} mnohem menší než ve zbytku rozsahu. Dle (6.66) je relace mezi výstupními napětími taková, že U_{OUT1} je oproti U_{OUT2} $1/\sqrt{B_G}$ krát větší, což při udržované úrovni U_{OUT2} (ve zbytku rozsahu) znamená velký nárůst THD (větší než je v tabulce) napětí U_{OUT1} . Toto je důvod, proč jsou v počátku ($B_G < 0,2$) úrovně U_{OUT2} drženy manuálním zásahem do CO tak nízko. Jinak je vidět, že uvedená relace mezi napětími platí a U_{OUT1} má směrem k vyšším oscilačním kmitočtům (větším B_G) klesající tendenci. Při tomto měření zde opravdu nebylo cílem udržet konstantní amplitudy, ale hlavně dokumentovat funkci oscilátoru a získat ladící charakteristiku. V případě precizního řízení bez kolísání úrovně je nutné použít AGC pro jemné dostavování CO, kterou zde ale oproti některým dalším v práci či literatuře uvedeným variantám oscilátorů není možné ovládat přímo elektronicky. V asi polovině testovaného rozsahu přeladění se drží THD $< 1\%$, avšak s precizním AGC lze dosáhnout mnohem lepších výsledků. Problémem jsou ovšem nízké f_0 . Vybrané výsledky (závislost f_0 na B_G) jsou taktéž vyneseny graficky na **obr. 6.33**. Experimentálně testovaný prototyp je na **obr. 6.34**.

Tab. 6.5 Srovnání měřených, simulovaných a předpokládaných hodnot

U_G [V]	B_G [-]	U_{OUT1} [V _{P-P}]	U_{OUT2} [V _{P-P}]	f_0 ideal [MHz]	f_0 očekaváno [MHz]	f_0 simulace [MHz]	f_0 měreno [MHz]	THD ₂ [%]
0,1	0,102	2,40	0,74	0,231	0,257	0,212	0,197	4,0
0,2	0,206	2,74	1,24	0,329	0,335	0,299	0,287	3,2
0,5	0,511	3,30	2,38	0,517	0,498	0,471	0,452	1,8
0,8	0,799	4,06	3,74	0,647	0,614	0,591	0,532	1,0
1,0	0,998	3,70	3,70	0,723	0,683	0,659	0,631	0,9
1,5	1,460	3,52	4,10	0,875	0,820	0,793	0,716	0,8
2,0	1,895	1,60	2,20	0,996	0,931	0,907	0,853	0,6
2,5	2,307	1,70	2,50	1,099	1,025	1,002	0,929	0,7
3,0	2,695	1,82	2,98	1,188	1,106	1,084	1,010	0,7
3,5	3,050	1,58	2,76	1,264	1,176	1,154	1,100	0,6
4,0	3,391	1,12	2,00	1,333	1,239	1,216	1,130	0,6


 Obr. 6.33 Srovnání měření, simulací a předpokladem získaných výsledků závislosti oscilačního kmitočtu na B_G



Obr. 6.34 Měřený prototyp: a) horní strana, b) spodní strana

V této kapitole byla vyzkoušena jedna možnost, kterou přináší použití napětím řízeného proudového přenosu v aplikacích oscilátorů, kromě neustále diskutovaného elektronického ladění. Oscilátor, který disponuje možností řídit f_0 napětím, lze snadno použít i jako kmitočtový modulátor. Pokus je ovšem pouze orientační, protože pro náročné aplikace nemůže ověřovací koncepce experimentální desky a navíc bez precizního AGC dostačovat. V tomto případě stejnosměrná hodnota provádí nastavení oscilačního kmitočtu, který vlastně představuje nosnou bez modulace s kmitočtem f_{carrier} a amplitudou U_{carrier} . Pokud bude k hodnotě DC napětí superponována střídavá složka s amplitudou U_m a kmitočtem f_m , opravdu obvod pracuje jako modulátor. Výstupní napětí oscilátoru lze popsat jako

$$u_{\text{OUT}}(t) = U_{\text{carrier}} \cos(2\pi f_{\text{carrier}} t), \quad (6.72)$$

kde

$$f_{\text{carrier}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_m B_G}{R_1 C_1 C_2}}. \quad (6.73)$$

Pokud platí přibližně $B_G \sim U_G$ v případě bez modulace, lze v případě s modulací psát

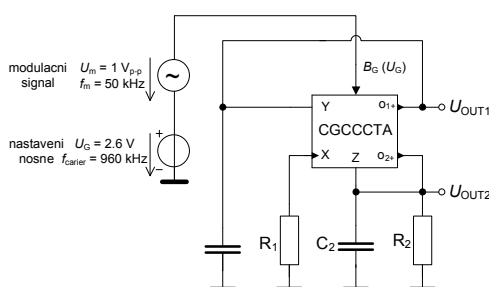
$$B_G \approx U_G + u_m(t), \quad (6.74)$$

kde

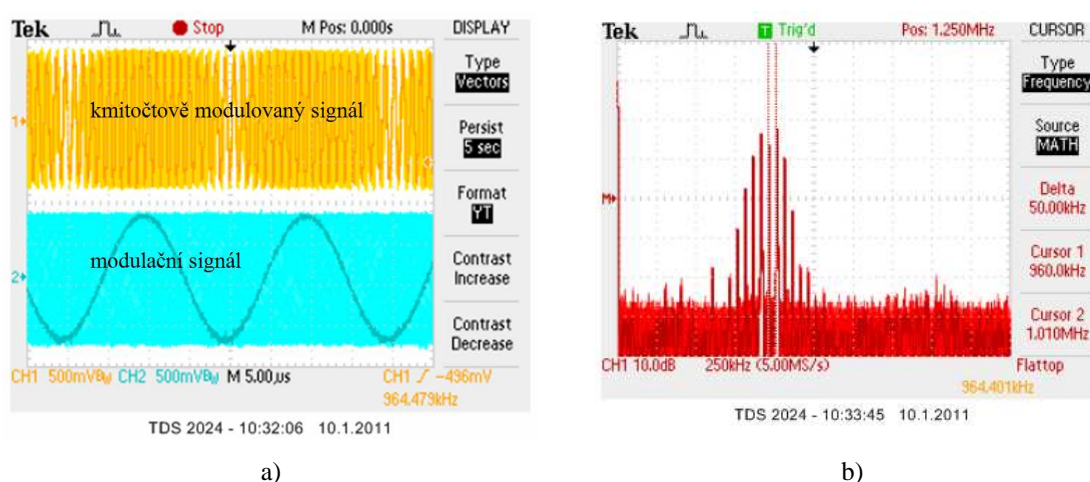
$$u_m(t) = U_m \cos(2\pi f_m t). \quad (6.75)$$

Je vidět, že modulační signál přímo ovlivňuje kmitočet nosné. Na **obr. 6.35** je modulátor zapojen a na **obr. 6.36** jsou ukázány orientační výsledky získané měřením v časové i kmitočtové oblasti. Oscilátor je DC napětím naladěn na kmitočet $f_{\text{carrier}} \sim 960$ kHz (změřená hodnota pro $U_G = 2,6$ V) a k řídicímu napětí je superponován harmonický signál s amplitudou $U_m = 0,5$ V a kmitočtem $f_m = 50$ kHz. Výsledky na **obr. 6.36** opravdu potvrdily funkci zařízení. V časové oblasti je problém se zachycením synchronizace pro modulační signál (proto ten celistivý modrý pruh) a pro zobrazení rychlých změn musí být použita perzistence vykreslování bodů (ponechání průběhu po dalších 5 sekund). Spektrální čáry mají rozestup 50 kHz a tvar spektra odpovídá teoretickému tvaru, který je dán Besselovými funkcemi. Bohužel vlivem špatné stabilizace úrovně (bez AGC pro širokopásmové přeladění) je vidět, že oscilátor je postižen také parazitní amplitudovou modulací, protože spektrální čáry směrem k vyšším kmitočtům (dál od nosné) jsou nižší než jim odpovídající čáry na opačné straně (dolů od nosné). V časovém průběhu to je patrné méně. Podobně lze obvod použít i pro

kmitočtové klíčování (FSK), např. napětím obdélkového průběhu (dvou napěťových úrovní odpovídajícím příslušné logické úrovni) [x19].



Obr. 6.35 Oscilátor aplikovaný jako jednoduchý přímý frekvenční modulátor



Obr. 6.36 Výsledky činnosti oscilátoru se střídavou složkou superponovanou k řídicímu napětí:
a) časová oblast, b) kmitočtová oblast

Kvalita a přesnost modulátoru samozřejmě závisí na přesnosti relace mezi B_G a U_G , linearitě této závislosti, kvalitě stabilizace amplitudy a dalších záležitostech. Dále je třeba pečlivě uvážit, zda napěťový řídicí vstup U_G je vůbec vhodný pro řízení střídavým napětím. Dle definice násobičky EL2082 v [42] je právě U_G jeden z dvou násobících vstupů. Pokud se na obvod nepohlíží jako na ECCII-, tak výstupní proud je v určitých už diskutovaných mezích dán vztahem $I_Z = I_X \cdot U_G$, což je asi skutečnost, proč se obvodu EL2082 říká spíše násobička. Katalog bohužel kmitočtovou použitelnost vstupu neuvádí.

V této kapitole je uvedena jedna z dalších možných variant jak realizovat typ oscilátoru s pouze jedním CCTA, a proto je podobná některým již publikovaným obvodům, co se týče počtu pasivních prvků. Především zapojení v [142] je podobné (tady i tam jsou všechny pasivní prvky zemněné), jenže využívá u CCTA dohromady tři pomocné Z porty (zde to není zapotřebí a stačí jeden) a proudové výstupy g_m (OTA) sekce obou polarit. Zde uvedené řešení znamená i v tomto případě jisté zjednodušení, protože vyžaduje oba výstupy pouze jedné polarity. Koncepce prvku je tedy pro účely oscilátoru jednodušší v interní struktuře (méně proudových zrcadel a invertorů). Zpětnovazební systém obvodu v [142] je složitější. Spojuje dohromady tři vysokoimpedanční porty (zde pouze dva). Charakteristická rovnice obou řešení je kompletně

rozdílná. V [142] je oscilační podmínka závislá na rovnosti (pro rozběh mírné nerovnosti) dvou rezistorů, zde závisí na součinu transkonduktance a rezistoru. Řízení f_0 je v [142] umožněno změnou g_m transkonduktanční sekce pomocí řídicího (biasovacího) proudu, zde je realizováno změnou proudového přenosu B_G CCII části (ECCII-), který je řízen napětím, což má mimo jiné další výhodné využití. Oscilátor je přímo říditelný napětím a umožňuje další zajímavé aplikace, jako je kmitočtový modulátor či FSK modulátor. U řešení v [142] by to bylo komplikovanější. Zapojení navíc spadá do tzv. SRCO typů, neboť změna R_1 umožňuje nezávisle nastavovat f_0 a změna R_2 podmínku oscilací. Nicméně způsob řízení f_0 změnou R_1 není předmětem této práce, protože se nejedná o přímé elektronické řízení. Oproti předchozímu typu v kap. 6.3.1 je zde také pokrok, protože CO a f_0 jsou nastavitelné nezávisle, navíc R_2 je zemněný a jeho náhrada elektronicky říditelným ekvivalentem za účelem AGC je možným řešením. Nevýhodu této koncepce řeší oscilátor v kap. 6.2.2, kde je namísto R_2 k řízení vhodné přímo řídicí napětí a díky tomu je implementace AGC ještě značně zjednodušena. Výhodou tohoto přístupu je především značně jednoduchá realizace, která vyžaduje pouze "jeden" AP. Zde je to samozřejmě modelováno diskrétními prvky, protože pracoviště není zaměřeno na vývoj mikroelektronických struktur. Interní struktura CCTA je jednoduchá (např. [142], [188]) a doplněním pouze čtyř pasivních součástek či pouze kondenzátorů nabízí opravdu jednoduchou realizaci celého oscilátoru. Z toho 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. Zapojení, jeho analýzu, vlastnosti a možnosti jsem publikoval v [x19].

6.4 Oscilátory s proudovými zesilovači a napěťovými sledovači

Hlavním tématem této kapitoly je několik typů oscilátorů, které odstraňují jednu z nevýhod předchozích koncepcí. Jak bylo patrné u většiny zde uvedených typů oscilátorů i drtivě většiny obvodů publikovaných v současné literatuře, kde na to většinou ani není upozorněno, je nutné výstupní napětí odebírat z vysoko-impedančních uzlů obvodů. Vždy jsou nutné přídatné napěťové sledovače na oddělení zátěže s nižší impedancí, která by samozřejmě ovlivnila impedanci uzlu a tím pádem i činnost (nejen) oscilátoru. V praxi stačí zatížit uzel napěťovou sondou osciloskopu a ihned se to projeví minimálně na posuvu f_0 a změně úrovně generovaného napětí. Mírný problém tady znamenají především vstupní kapacity sledovačů, které se sčítají s pracovní a kapacitou proudového výstupu prvku. Taktéž je předpokládána velmi vysoká rezistivní složka vstupní impedance sledovače. Oproti paralelnímu spojování několika proudových výstupů u zpětnovazebních smyčkových typů však může být navýšení parazitní kapacity v uzlu výrazně menší, už vzhledem k tomu, že u nových rychlých typů OZ dosahují značně menších hodnot (u diskrétních OZ většinou mezi 1 až 3 pF). Pokud nyní do úvahy zahrnu i realizace oscilátorů, u nichž autoři vyžadují jako výstupní signál proud, který je samozřejmě nutné pak také převést na napětí, jsou vždy v praxi nutné přídatné napěťové sledovače taktéž, ale ovlivnění f_0 nebo CO je minimální. Nepůsobí totiž v kritickém uzlu, ale oddělují úbytek napětí daný průtokem výstupního proudu rezistorem zapojeným na proudový výstup (např. kap. 6.1). Teoretická koncepce se tedy pro prakticky použitelné zapojení "pouze" zkomplikuje o příslušné sledovače. 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 odebrat napětí na nízko-impedančním výstupu bez nutnosti další separace. Formulace požadavků na obvody zde navíc spočívá 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 [53], [193] vyvíjený Ústavem telekomunikací ve spolupráci s ONsemiconductor. V některých aplikacích, i když zde jsou ověřovány funkčně a kvalitativně s jiným prvkem, který pracuje 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. [53], [194], a proto je oblast oscilátorů konstrukcemi s těmito prvky relativně nezasazena.

Několik prací bylo publikováno především na téma aplikací proudových a napěťových sledovačů v oscilátorech. První práce [195], [196] byly zaměřeny pouze na oscilátory využívající jediný proudový sledovač. Následně se objevila možnost kombinovat syntézu založenou na sledovači proudovém se sledovačem napěťovým [197]. V té době se ještě moc nediskutovalo řízení oscilátorů. Postupy syntézy byly víceméně založeny na hledání charakteristických rovnic různých autonomních systémů, které splňují požadavky pro vznik oscilací. Zapojení z hlediska řízení ani nedisponovala vhodnými podmínkami (pro SRCO apod.), které jsou dány právě charakteristickou rovnicí. Laditelné koncepce využívali již větší počet AP (sledovačů proudu i napětí) [198], [199], [200]. Již disponovaly možností řízení (nezávislého) CO a f_0 , ale pouze rezistory. Jedna z prací využívá samostatné proudové zesilovače s říditelným zesílením [166]. Obsahuje koncepci vyžadující tři proudové zesilovače s dvěma výstupy pracující v proudovém módu (s proudovými výstupy) a možnost řízení zesílení je realizována pomocí nastavovacích (bias) proudů. Další práce zaměřená na vícefázový oscilátor s použitím proudových zesilovačů byla publikována v [167]. Je tedy patrné, že aplikace nastavitelných proudových zesilovacích prvků se začínají dostávat do popředí zájmu. V těsně nedávné době byla publikována zajímavá řešení využívající kombinaci proudového a napěťového sledovače či invertoru (s diferenčním napěťovým výstupem) nazvaným "current inverter buffered amplifier" (CIBA) [3], [201], kde bylo řízení CO a f_0 řešeno změnou hodnot plovoucích rezistorů. Z většiny diskutovaných prací je patrné, že pokud byl oscilátor navržen s cílem řízení, většinou se jednalo o SRCO typ s plovoucími či zemněnými rezistory, což ale neumožňuje přímé elektronické řízení.

6.4.1 Oscilátor s řízením oscilační podmínky pomocí proudové zpětnovazební smyčky

Návrh tohoto typu byl nejprve proveden velmi jednoduše na základě znalosti konstrukce napěťových integrátorů s proudovými AP [33], [34], [76], [77], [86], [88]. Invertující bezztrátový napěťový integrátor sestavený s R a C a proudového zesilovače je na **obr. 6.37a**. Ztrátová varianta je obyčejný RC integrační článek (**obr. 6.37b**) s tím rozdílem, že proud zemněným kondenzátorem je kopírován a zesilován či zeslabován pomocí proudového zesilovače. V ideálním případě je kondenzátor skrz něj přímo uzemněn. Kvalita "uzemnění" kondenzátoru závisí na co nejnižším vstupním odporu proudového vstupu. Proud této zpětné vazby je přiváděn na předcházející uzel bezztrátového integrátoru.

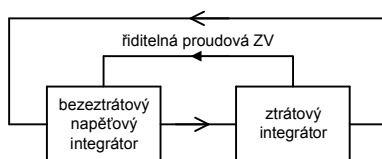


Obr. 6.37 Realizace napěťových integrátorů s proudovými AP: a) bezztrátový, b) ztrátový s nastavitelnou proudovou zpětnou odbočkou

Přenosy bezztrátového a ztrátového integrátoru na **obr. 6.37** jsou samozřejmě

$$K_{U_lossless}(s) = \frac{-B_G}{sCR}, \quad K_{U_lossy}(s) = \frac{1}{sCR+1}. \quad (6.76), (6.77)$$

Konstrukce oscilátoru z těchto dílčích bloků je jednoduchá. Na **obr. 6.38** je základní bloková koncepce oscilátoru a na **obr. 6.39** jeho možné varianty. Blokové struktury odpovídá zapojení na **obr. 6.39d**.



Obr. 6.38 Základní bloková koncepce oscilátoru

Zapojení na **obr. 6.39a** je nejjednodušší (pouze dva AP, dva rezistory a dva kondenzátory). Charakteristická rovnice má tvar

$$s^2 + \frac{R_1C_2 + R_1C_1 + R_2C_1 - B_{G2}R_1C_2}{R_1R_2C_1C_2}s + \frac{B_{G1}}{R_1R_2C_1C_2} = 0, \quad (6.78)$$

kde podmínka oscilací je

$$\frac{R_1C_2 + R_1C_1 + R_2C_1}{R_1C_2} \leq B_{G2}, \quad (6.79)$$

což v případě volby $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ znamená zesílení $B_{G2} \geq 3$ nutné pro rozkmitání. Tato verze vyžaduje signál odebíraný na jednom z vysoko-impedančních uzlů obvodu impedančně oddělit. Varianta na **obr. 6.39b** obsahuje jeden napěťový sledovač a díky tomu je na jeho výstupu možné odebírat signál bez ovlivnění činnosti oscilátoru (již impedančně oddělený). Charakteristická rovnice je tvaru

$$s^2 + \frac{(C_1 + C_2 - B_{G2}C_2)}{R_2C_1C_2}s + \frac{B_{G1}}{R_1R_2C_1C_2} = 0, \quad (6.80)$$

s podmínkou oscilací

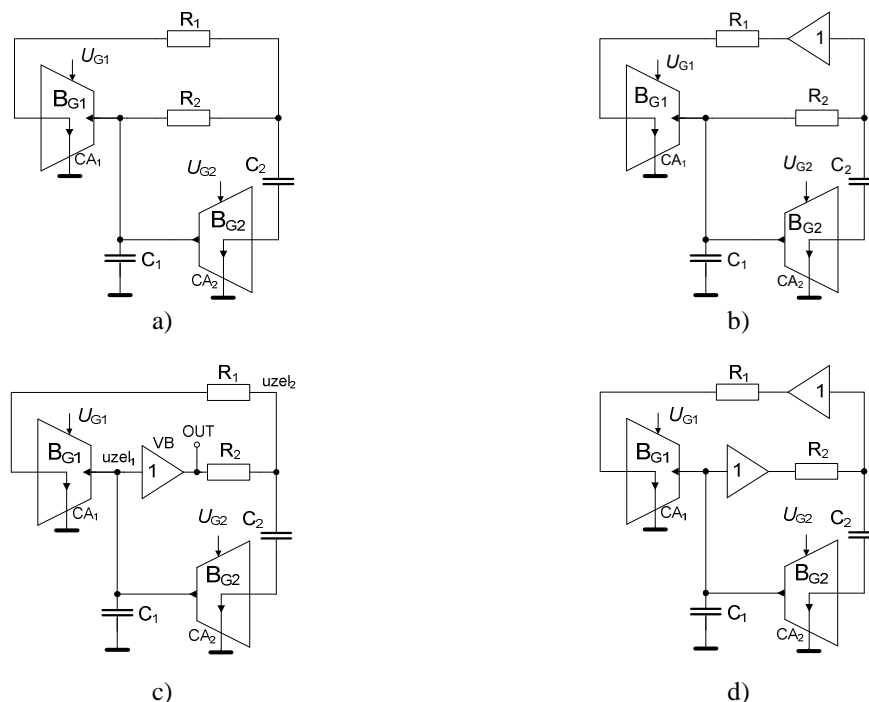
$$\frac{C_1 + C_2}{C_2} \leq B_{G2}, \quad (6.81)$$

kde je v případě výše uvedeného předpokladu rovnosti součástek nutné zesílení $B_{G2} \geq 2$. Stejného zesílení je teoreticky třeba, když umístím napěťový sledovač do druhé větve (**obr. 6.39c**) před R_2 (záměna), ale charakteristická rovnice je rozdílná

$$s^2 + \frac{R_1C_2 + R_2C_1 - B_{G2}R_1C_2}{R_1R_2C_1C_2}s + \frac{B_{G1}}{R_1R_2C_1C_2} = 0, \quad (6.82)$$

odkud plyne oscilační podmínka

$$\frac{C_1(R_1 + R_2)}{C_2 R_1} \leq B_{G2} \cdot \quad (6.83)$$



Obr. 6.39 Oscilátor založený na napětových integrátorech s proudovými AP: a) varianta obsahující pouze proudové zesilovače, b) c) varianty s jedním napětovým sledovačem, d) varianta se dvěma sledovači

Z energetického hlediska (z pohledu nutného zesílení pro rozkmitání, ne z pohledu spotřeby obvodu) je nejuspěšnější realizace na **obr. 6.39d**, kde jsou sledovače dva, ale zase dohromady obsahuje nejvíce AP. Charakteristická rovnice má tvar

$$s^2 + \frac{C_1 - B_{G2}C_2}{R_2C_1C_2} s + \frac{B_{G1}}{R_1R_2C_1C_2} = 0, \quad (6.84)$$

kde podmínka je $B_{G2} \geq C_1/C_2$ a při uváděném předpokladu $B_{G2} \geq 1$. Ve všech případech je oscilační kmitočet dán vztahem

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{B_{G1}}{R_1R_2C_1C_2}}. \quad (6.85)$$

Citlivosti oscilačního kmitočtu struktur na parametry jsou opět nízké, typicky $\pm 0,5$.

Pro modelování proudového zesilovače CA_2 je opět použita násobička EL2082 [42], která byla výhodně používána v předchozích kapitolách jako ECCII-. Zde bude Y vstup vždy uzemněný, a proto je možné na AP pohlížet jako na pozitivní (bez inverze) proudový zesilovač, pokud považují proud tekoucí z výstupu ven za kladný (zde preferovaný přístup neodpovídající dvojbranové definici). Protože je vyžadován i negativní výstup proudu zesilovače CA_1 , je nutné použít jiný typ prvku. Nabízí se výhodná násobička (čtyř-kvadrantová) EL4083 [43], která disponuje dvěma násobícími vstupy a dvěma výstupy obou polarit. Zapojení násobičky, která je schopná realizovat (modelovat) AP s nastavitelným přenosem proudu, je na **obr. 6.40**. Pro přenos násobičky platí vztah

$$I_{O+} = -I_{O-} = \frac{I_X I_Y}{2I_Z} = I_X B_G, \quad (6.86)$$

kde I_Z je nastavovací (biasovací) proud obvodu [43] a má vliv na hodnoty vstupních odporů svorek Y a X. Hodnota vstupního odporu v závislosti na I_Z není v údajích výrobce uvedena a bylo nutné ji experimentálně ověřit. Tato hodnota se (zhruba stejně pro oba vstupy) pohybuje v rozsahu 800 až 20 Ω , $I_Z \in (0,05; 2,5)$ mA. Pořadí je zapsáno správně, pro zvětšující se I_Z klesá vstupní odpor přibližně exponenciálně. Detaily o vlastnostech tohoto prvku, které nejsou z katalogových údajů mnohdy patrné, lze najít v diplomové práci [202] mého studenta. Proudový přenos je určen vztahem

$$B_G = \frac{I_Y}{2I_Z} \approx \frac{U_{G1}}{R_{set1}} \frac{R_{set2}}{2U_{CC}} = \frac{U_{G1}}{U_{CC}}. \quad (6.87)$$

Poslední část vztahu (6.87) platí za předpokladu $R_{set2} = 2R_{set1}$. Pak je proudový zisk B_G přímo určen nastavovacím napětím U_{G1} . Zásadní problém této koncepce proudového nastavitelného prvku však je skutečnost [43], že neumožňuje větší zesílení než 1, a proto může být používán spíše pouze jako nastavitelný zeslabovač. Výhodou může být vlastnost spočívající ve schopnosti změnit polaritu přenosu proudu i pouhou změnou polarity řídicího napětí U_{G1} (v **obr. 6.40**), což plyne z principu čtyř-kvadrantové násobičky. Nicméně i jako pouhé zeslabovače lze nastavitelné prvky využít [x20].



Obr. 6.40 Proudová násobička EL 4083: a) symbol, b) zapojení násobičky jako proudového prvku s proměnným přenosem

Zapojení na **obr. 6.39c** je navrženo s parametry: $R_1 = R_2 = 1$ k Ω , $C_1 = C_2 = 100$ pF, $B_{G1} = 1$ a $B_{G2} \geq 2$, při napájení $U_{CC} = \pm 5$ V. Napěťový sledovač byl konstruován s použitím rychlého a výborného OZ LT1364 [203]. Ideální hodnota $f_0 = 1,59$ MHz.

Na **obr. 6.41** je model obvodu reprezentující nejvýznamnější reálné vlivy AP. Vstupní odpor CA_1 a CA_2 je značen jako R_{inp_CA1} a R_{inp_CA2} , impedance vysokoimpedančního uzlu je pak ovlivněna kombinací R_{p1} , C_{p1} . Uzel, kde se spojují R_1 , R_2 a C_2 , by neměl být ovlivněn parazitní impedancí proti zemi (pokud neuvažují desku plošného spoje). V praxi ale stačí např. i dotyk sondy osciloskopu, která způsobí mírnou změnu f_0 . Výstupní odpor svorek EL4083 [43], [202] je $R_{out_CA1} \sim 1$ M Ω a výstupní kapacita C_{out_CA1} je v rozsahu 2 až 10 pF. Výstupní odpor EL2082 [42] R_{out_CA2} je podobně jako v předchozích kapitolách asi 1 M Ω a $C_{out_CA2} \sim 5$ pF. Vstupní odpor CA_2 tedy $R_{inp_CA2} \sim 95$ Ω je již notoricky známá hodnota. Problémy způsobuje určení odporu R_{inp_CA1} , který je daný rezistorem R_{set2} (**obr. 6.40**) a napájecím napětím, tedy proudem I_Z , jenž je pro používanou hodnotu 10 k Ω asi 500 μ A. V uvedeném případě lze očekávat dle výsledků v [202] hodnotu $R_{inp_CA1} \sim 350$ Ω , což je dost podstatné. Použitý napěťový sledovač přispívá parazitními parametry $R_{inp_VB} \sim 5$ M Ω a $C_{inp_VB} \sim 3$ pF [203]. Lze tedy

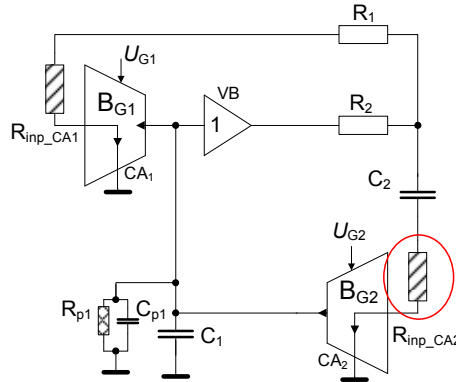
odhadnou, že $R_1' = R_1 + R_{\text{inp_CA1}} \sim 1350 \Omega$, $R_{p1} = R_{\text{out_CA1}} \parallel R_{\text{out_CA2}} \parallel R_{\text{inp_VB}} \sim 455 \text{ k}\Omega$ a $C_1' = C_1 + C_{\text{out_CA1}} + C_{\text{out_CA2}} + C_{\text{inp_VB}} \sim 118 \text{ pF}$ (pro výpočty je zvolena horší varianta). Charakteristickou rovnicí respektující reálné parametry AP lze obdržet ve tvaru

$$a_2' s^2 + a_1' s + a_0' = 0, \quad (6.88)$$

kde

$$a_2' = 1, a_1' = \frac{R_1' R_2 C_2 + R_1' R_{p1} C_1' + R_2 R_{p1} C_1' + R_1' R_{\text{inp_CA2}} C_2 + R_2 R_{\text{inp_CA2}} C_2 + B_{G1} R_{\text{inp_CA2}} R_{p1} C_2 - B_{G2} R_1' R_{p1} C_2}{(R_1' R_2 R_{p1} + R_1' R_{\text{inp_CA2}} R_{p1} + R_2 R_{\text{inp_CA2}} R_{p1}) C_1' C_2}, \quad (6.89) \quad (6.90)$$

$$a_0' = \frac{B_{G1} R_{p1} + R_1' + R_2}{(R_1' R_2 R_{p1} + R_1' R_{\text{inp_CA2}} R_{p1} + R_2 R_{\text{inp_CA2}} R_{p1}) C_1' C_2}. \quad (6.91)$$



Obr. 6.41 Model oscilátoru s hlavními ovlivňujícími parametry reálných AP

Potom lze získat novou oscilační podmínku a kmitočet ve tvarech

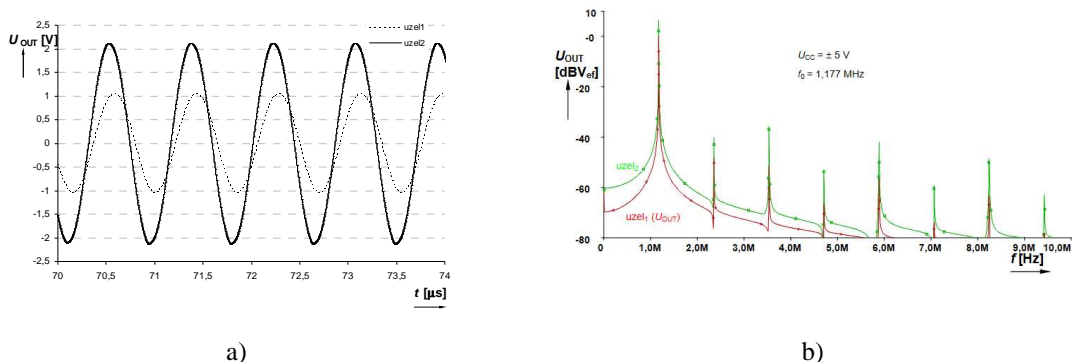
$$B_{G2}' \geq \frac{R_1' R_2 C_2 + R_1' R_{p1} C_1' + R_2 R_{p1} C_1' + R_1' R_{\text{inp_CA2}} C_2 + R_2 R_{\text{inp_CA2}} C_2 + B_{G1} R_{\text{inp_CA2}} R_{p1} C_2}{R_1' R_{p1} C_2}, \quad (6.92)$$

$$\omega_0' = \sqrt{\frac{B_{G1} R_{p1} + R_1' + R_2}{(R_1' R_2 R_{p1} + R_1' R_{\text{inp_CA2}} R_{p1} + R_2 R_{\text{inp_CA2}} R_{p1}) C_1' C_2}}. \quad (6.93)$$

Pokud se uváží všechny uvedené náležitosti do návrhu, je předpokládána hodnota oscilačního kmitočtu $f_0 = 1,171 \text{ MHz}$. Nenulové vstupní odpory CA tedy způsobují výrazný posuv od ideální hodnoty. Kromě $R_{\text{inp_CA1}}$ a C_{p1} (mají největší vliv) je důvodem poklesu také $R_{\text{inp_CA2}}$, který navíc zapříčiní skutečnost, že B_{G1} může ovlivnit oscilační podmínku, viz (6.92). Pro $B_{G1} = 1$ je po dosazení hodnot velikost členu $B_1 R_{\text{inp_CA2}} R_{p1} C_2$ na pravé straně rovnice (6.92) více jak 20x menší oproti zbytku (pravé strany). Se snižujícím se B_{G1} se ještě zmenšuje. Pro $B_{G1} = 0,1$ je to už více jak 200x, ale pro zvětšující se B_{G1} je při hodnotě $B_{G1} = 10$ člen pouze 3x menší než zbytek pravé strany. To znamená, že zvyšování zisku B_{G1} (oscilačního kmitočtu) vede k nárůstu nutného zesílení B_{G2} . V případě $B_{G1} = 10$ je již zapotřebí zisku $B_{G2} \geq 2,7$. Při použití těchto typů oscilátorů v praxi je tedy nutné volit především CA_2 s co nejmenším vstupním odporem, aby nedocházelo k tomuto jevu. V kap. 6.6 je uvedena diskuze studia amplitudové a fázové oscilační podmínky při ladícím procesu ve strukturách oscilátorů (především

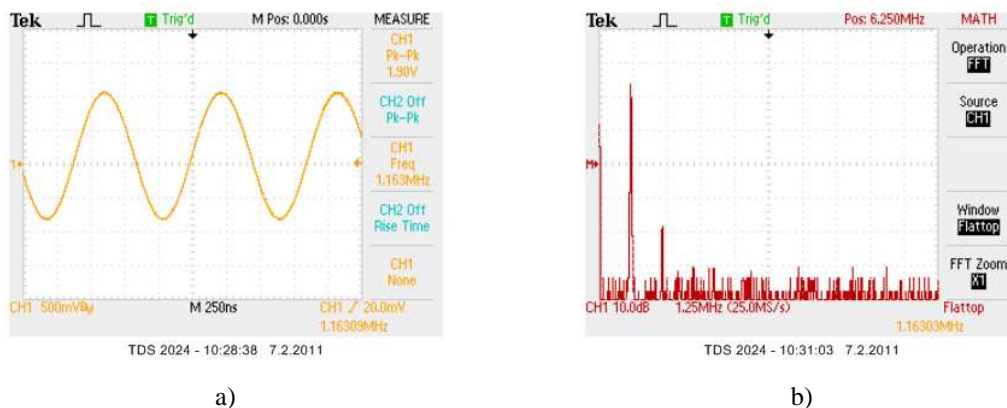
kvadraturních) s řízením pomocí B_G , ale s tímto problémem daným konkrétní strukturou oscilátoru a vlivy reálných prvků až tak nesouvisí.

Na **obr. 6.42** jsou výsledky simulací s makromodely AP. Oscilační kmitočet činil 1,177 MHz, což odpovídá očekávání dle výsledků vztahu (6.93). Odhad vstupního odporu R_{in_CA1} pro výpočty dle (6.93) byl proveden ze změřených výsledků v [202].

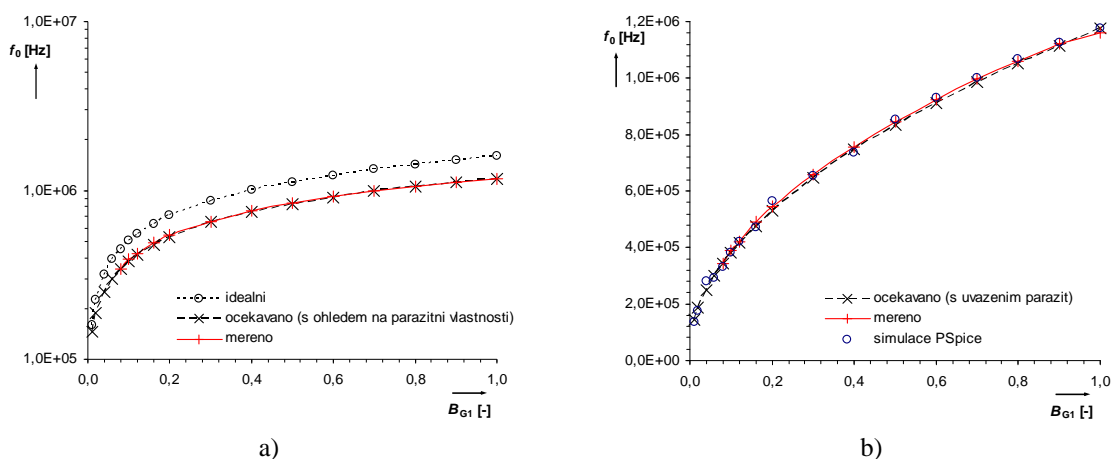


Obr. 6.42 Výsledky simulace: a) časový průběh oscilací v obou uzlech, b) spektrum

Výsledky měření této varianty jsou na **obr. 6.43**. Vysoko-impedanční sonda způsobuje při jejím použití v uzlu spojujícím R_1 , R_2 , C_2 posuv f_0 o cca 80 kHz, takže je zobrazen jen výstup sledovače, který by v praxi byl využíván jako výstup oscilátoru. Vypočítané zkreslení (z výsledků měření) se na $f_0 = 1,163$ MHz pohybuje kolem 0,8 % (bez AGC). Při manuálním dostavování CO pomocí B_{G2} , respektive U_{G2} (pokud bylo zapotřebí), byly získány výsledky dokumentující elektronickou přeladitelnost obvodu (**obr. 6.44**), které jsou uvedeny v **tab. 6.6**. Fotografie měřeného prototypu je na **obr. 6.45**.



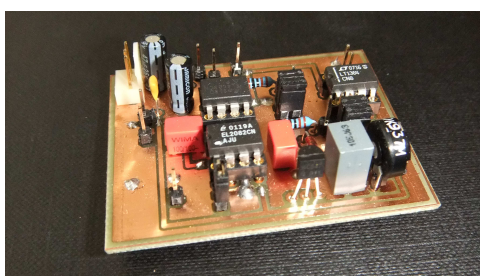
Obr. 6.43 Měření výsledky: a) časový průběh, b) spektrum



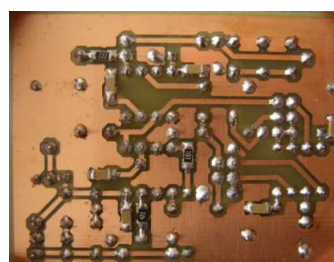
Obr. 6.44 Výsledky získané ladící charakteristiky bez AGC: a) srovnání ideální, měřené a předpokládané charakteristiky, b) měřených, předpokládaných a odsimulovaných výsledků

Tab. 6.6 Detailní výsledky měření

U_{G1} [V]	B_{G1} [-]	f_0 očekáváno [MHz]	f_0 měřeno [MHz]	U_{G2} [V] ~ B_{G2} [-]	U_{OUT} [V _{P-P}]	THD [%]
5,0	1,00	1,171	1,163	2,303	1,90	0,8
4,5	0,90	1,111	1,124	2,300	1,90	0,8
4,0	0,80	1,048	1,060	2,294	1,88	0,7
3,5	0,70	0,981	0,996	2,992	1,85	0,7
3,0	0,60	0,909	0,923	2,287	1,96	0,9
2,5	0,50	0,830	0,844	2,282	2,04	0,9
2,0	0,40	0,744	0,757	2,279	2,06	0,9
1,5	0,30	0,645	0,657	2,276	2,06	1,2
1,0	0,20	0,529	0,545	2,274	1,90	1,3
0,8	0,16	0,475	0,489	2,277	1,92	1,9
0,6	0,12	0,413	0,421	2,289	1,54	2,5
0,5	0,10	0,379	0,391	2,285	1,38	2,6
0,4	0,08	0,341	0,342	2,305	1,10	4,1
0,3	0,06	0,298	-	-	-	-
0,2	0,04	0,248	-	-	-	-
0,1	0,02	0,185	-	-	-	-
0,05	0,01	0,144	-	-	-	-



a)



b)

Obr. 6.45 Vyrobený prototyp pro experimentální testy: a) horní strana, b) spodní strana

Měřené výsledky v **tab. 6.6** ukazují, že napětí nastavující oscilační podmínku (U_{G2}) bylo nutné měnit ve velmi malém rozsahu pro zajištění stabilní amplitudy výstupních oscilací přibližně stejné velikosti. Rozsah přeladění byl dosažen od 340 kHz do 1,16 MHz. Je vidět, že oproti očekávání nelze oscilační kmitočet naladit pod hodnotu B_{G1} (U_{G1}) $< 0,1$. To je způsobeno již velmi malým zesílením ve smyčce. Na oscilátor se je třeba v tomto

případě dívat jako na dvojbran (rozpojit smyčku). Pravděpodobně již zesílení není dostatečné na splnění amplitudové oscilační podmínky v obvodu. Při takto malých hodnotách B_{G1} již na kompenzaci nestačí ani zásah parametru řídicího plnění CO, který plyne z charakteristické rovnice. Diskuze tohoto problému bude v kap. 6.6, i když hodnota ladícího parametru (B_G, A_G), pod kterou již oscilátor nepracuje (konkrétní chování), je individuální pro konkrétní typ oscilátoru. U většiny předchozích typů oscilátorů se THD směrem k nižším kmitočtům zhoršuje, avšak zde to není způsobeno nárůstem úrovně jednoho výstupního napětí při ladícím procesu díky relaci mezi produkovanými amplitudami (není zde kvadratický výstup). Simulace i měření prokázali, že se zde amplituda výstupního napětí při ladícím procesu příliš nemění (ani v druhém uzlu obvodu), pouze je třeba občas provést mírný zásah do CO (B_{G2}). Je to záležitost aktuálního zesílení, dynamiky a linearity vstupně-výstupních charakteristik. Dosažitelný rozkmit se pro zesílení $B_{G1} < 0,1$ již celkem podstatně zmenšuje, a proto výstupní úroveň klesá, a udržet oscilátor v provozu je i při řízení CO již docela problém. To je zřetelné u většiny diskutovaných oscilátorů. Navíc se to se projeví i na nárůstem THD. V praxi by bylo vhodné se vyhnout hodnotám blízkým dolní hranici nastavení B_{G1} . Pak zajisté nastane situace, že výstupní napětí pro AGC systém bude natolik malé, že nebude dostačující na regulaci (musí být zajisté minimálně vyšší než prahové napětí usměrňovací diody) a dojde k výpadku oscilací ještě dříve, než by k tomu došlo v případě manuálního řízení oscilační podmínky (U_{G2}). Z **tab. 6.6** je evidentní, že pro zmenšující se B_{G1} je nutné zvyšovat B_{G2} (i když mírně), aby kompenzovalo ztrátu zesílení, a narůstá THD (což potvrzuje diskutovanou domněnku). Při zvyšování B_{G1} však také dochází k nutnosti zvyšovat B_{G2} , což je zřejmě zapříčiněno parametry reálných AP a dáno díky tomu především působením součinu $B_{G1}R_{inp_CA2}R_{p1}C_2$ v oscilační podmínce (6.92).

Měření byla provedena pro všechny typy oscilátorů, zde jsou uvedeny výsledky jen pro typ na **obr. 6.39c**. Experimenty byly taktéž zaměřeny na orientační zjištění fázového šumu, jehož hodnota pro tuto variantu činí asi 60 dBc/Hz, na kmitočtu $f_0 = 1,16$ MHz s ofsetovým kmitočtem $1/1000 f_0$.

V této kapitole jsem navrhl čtyři typy oscilátorů založené na velice jednoduchém přístupu pomocí nastavitelné proudové zpětné vazby regulující proud získaný skrz virtuálně zemněný kondenzátor. Všechny varianty jsou přímo elektronicky říditelné (podmínka i kmitočet oscilací) pomocí nastavitelného proudového zesílení. Jsou k dispozici čtyři možnosti jak oscilátor koncipovat s využitím žádného či dvou napěťových sledovačů, které snižují energetické nároky na zesílení (B_{G2}) nutné k rozkmitání. Průzkum vlivu reálných AP prokázal, že možnost nezávislé změny podmínky a kmitočtu oscilací existuje pouze v ideálním případě či v případě velice nízkého vstupního odporu proudového vstupu zesilovače CA_2 . Všechny koncepce vyžadují pouze čtyři pasivní prvky a většina je plovoucích. To může být z jistého pohledu nevýhoda. Nevýhodou je taktéž omezený rozsah ladění daný omezením regulace proudového zesílení B_{G1} , které z principu použité proudové násobičky nemůže překročit hodnotu 1. Pokud se na specifickém místě namísto sledovače napětí použije invertor napětí, lze aplikovat i jiný typ zesilovače proudu, než byla v tomto případě násobička EL4083 [43]. To umožní i větší rozsah B_{G1} . Studium reálného chování, parazitních jevů a následné experimenty prokázaly dobrou shodu dosažených výsledků a plyne z nich jeden závěr. Obecně není vhodné ve strukturách, kde se předpokládá připojení kapacity do nízko-impedančního vstupu, používat proudové prvky s vysokým vstupním odporem. Avšak dnes je možné navrhnout prvky s dostatečně nízkým

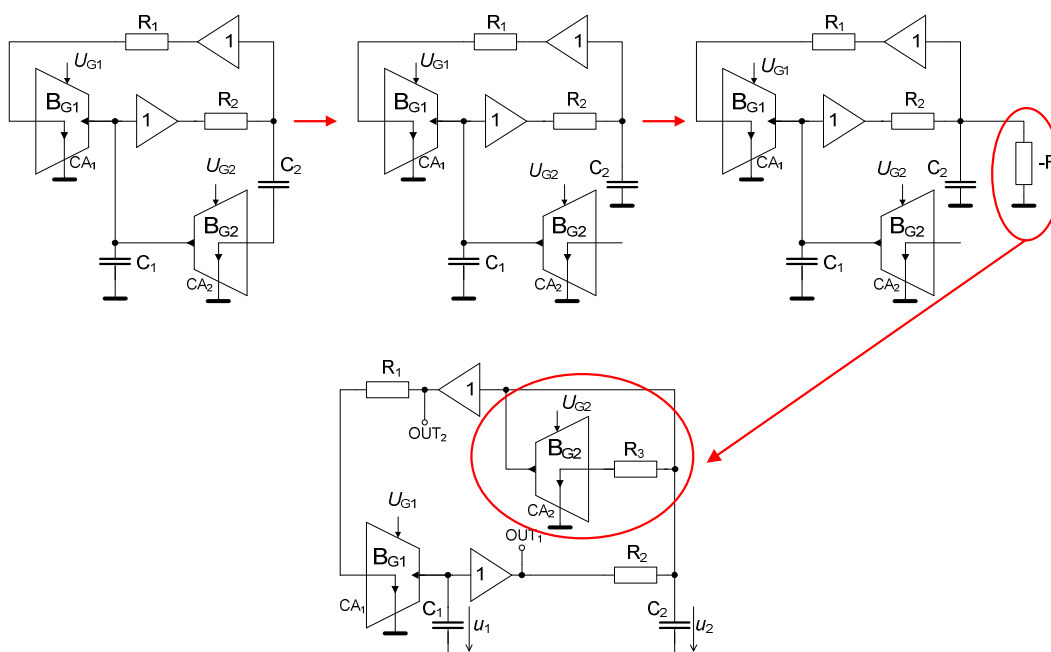
vstupním odporem, kde toto vadit nemusí [204]. Vlastnosti oscilátoru (stejného typu jako byl diskutován zde) byly publikovány v [x21].

6.4.2 Řiditelný oscilátor s negativním rezistorem

Hlavní nevýhoda předchozích variant v kap. 6.4.1, kterou je kondenzátor ve vstupu proudového zesilovače přinesla otázku, zda by se tohoto problému nedalo nějak zbavit. Řešení existuje a lze je získat dvěma způsoby. Jeden je vysoce heuristický, tj. založený na zkušenostech z návrhu a druhý je systematický. Oba vedou v dané situaci ke stejnému výsledku. Nejprve bude rozebrán ten první způsob. Na **obr. 6.46** je naznačen postup heuristického řešení. Jako předloha byl použit obvod na **obr. 6.39d**. Předpokládám, že bude striktně vyžadována realizace bez plovoucího kondenzátoru. Není nic snadnějšího než kondenzátor odpojit od vstupu CA₂ a uzemnit přímo. Zároveň s tím sleduji charakteristickou rovnici, která má nyní tvar

$$s^2 + \frac{1}{R_2 C_2} s + \frac{B_{G1}}{R_1 R_2 C_1 C_2} = 0, \quad (6.94)$$

ze kterého je jasné, že se nejedná o oscilátor. Pokud ale do uzlu, kde je připojen R₂ a C₂, přidám negativní rezistor, již se o oscilátor jedná. Víceméně jen dojde k rozšíření obvodu o jeden pasivní plovoucí prvek, protože proudový zesilovač CA₂ stále využiji, i když trochu jinak.



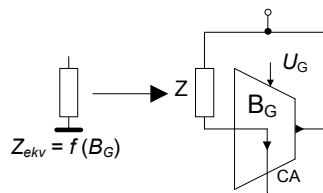
Obr. 6.46 Přechod od oscilátoru na obr. 6.40d k variantě bez plovoucího kondenzátoru

Rozšíření o negativní rezistor má za následek změnu rovnice (6.94) na tvar

$$s^2 + \frac{(R_2 + R_3 - R_2 B_{G2})}{R_2 R_3 C_2} s + \frac{B_{G1}}{R_1 R_2 C_1 C_2} = 0, \quad (6.95)$$

který je (při splnění určitých podmínek) pro vznik oscilací již vhodný. Je mnoho známých způsobů, jak negativní rezistor a říditelný negativní rezistor vytvořit. Pro konstrukci negativního rezistoru lze použít OTA, CC, a další prvky. Zajisté lze o ně zavádět již v základní literatuře [15], [18], [32], [33], [76], [88], [205], i když z hlediska

výzkumu je to samostatná skupina (např. [206], [207], [208]), která se prolíná s aplikační oblastí oscilátorů a aktivních filtrů, protože takový prvek zde najde upotřebení. I v současné době se pracuje na výzkumu v této oblasti. Z množství článků lze uvést např. [209], [210].



Obr. 6.47 Elektronicky říditelný ekvivalent negativní impedance s proudovým zesilovačem

Obecně je hodnota impedance (respektive odporu) vyznačené v **obr. 6.46** červenou barvou bez uvažování vstupního odporu proudového vstupu CA₂ dána vztahem

$$Z_{ekv} = \frac{Z}{1 - B_G} \approx \frac{Z}{1 - U_G}, \quad (6.96)$$

a je jasné, že pro zajištění negativní hodnoty musí být $B_G > 1$. Díky možnosti řídit B_G pomocí U_G je snadné ovládat hodnotu negativního rezistoru (v případě $Z = R$), viz **obr. 6.47**. Doporučení, jak použít násobičku EL2082 ve funkci negativního rezistoru, poskytuje přímo katalogový list [42]. Samozřejmě by zde šla použít i jakákoliv jiná koncepce negativního rezistoru, pokud umožní jeho elektronickou změnu.

První použitá metoda (heuristická) je založena na jednoduché modifikaci předchozí verze oscilátoru v kap. 6.4.1. Pro systematictější přístup je vhodné použít sofistikovanější metodu, která umožní navrhnout oscilátor přímo od začátku. Metody založené na syntéze a návrhu za pomoci různě modifikovaných integrátorových smyček či za pomoci autonomních sítí jsem již používal v předchozích kapitolách. Stejně důležitá a velmi dlouho užívaná je následující užitečná metoda. V oscilátorech a jejich syntéze se během posledních let velice osvědčila metoda stavového popisu a matic [137], [138], [185], které předpokládají dva vysoko-impedanční uzly, kde jsou připojeny kondenzátory proti zemi, jak je tomu např. v [137], [185]. Existuje i přístup, kdy jeden kondenzátor může být plovoucí [138]. Stavová rovnice vycházející z Kirchoffových zákonů a obecné metody uzlových napětí je popsána vztahem $\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}$, kde \mathbf{A} reprezentuje admitanční matici, \mathbf{x} je sloupcový vektor uzlových stavových napětí (dvou) na kondenzátorech a $\dot{\mathbf{x}}$ je sloupcový vektor proudů definovaných jako derivace stavových napětí. To vše lze zapsat jako

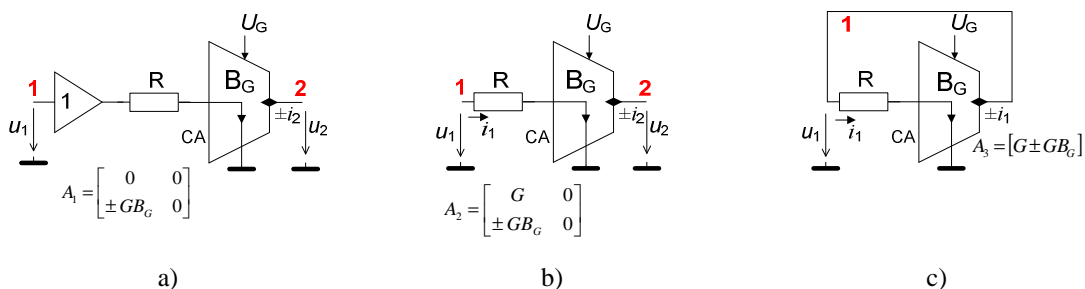
$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} C_1 \frac{du_1}{dt} \\ C_2 \frac{du_2}{dt} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{x} = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}. \quad (6.97), (6.98), (6.99)$$

Charakteristická rovnice se získá jako

$$\det(\lambda \mathbf{E} - \mathbf{A}) = \begin{vmatrix} \lambda - a_{11} & -a_{12} \\ -a_{21} & \lambda - a_{22} \end{vmatrix} = \lambda^2 - (a_{11} + a_{22})\lambda + (a_{11}a_{22} - a_{21}a_{12}) = 0, \quad (6.100)$$

kde \mathbf{E} představuje jednotkovou matici a λ je vektor vlastních čísel matice \mathbf{A} . Lze řešit charakteristickou rovnici (6.100) a podmínku oscilací i kmitočet určit odtud standardním postupem nebo využít přímo postupů uváděných v [137], [138], [185] a

kmitočet oscilací určit jako determinant \mathbf{A} a podmínku oscilací jako součet prvků hlavní diagonály \mathbf{A} . Syntéza je zde rozebrána pro obvody 2. řádu, ale lze obecně použít i pro vyšší řády. Uváděná metoda byla velmi často používána pro návrhy oscilátorů s CFA zesilovači (např. právě [137], [138]). Velice zajímavá poznámka, která plyne z [137], [138], [185] a dalších prací, říká, že pokud bude jeden z prvků hlavní diagonály \mathbf{A} nulový, získaný oscilátor bývá z principu kvadrurní. Mimo jiné to zajišťuje existenci bezetrátového integrátoru mezi uzly obvodu. To je pro kvadrurní oscilátory klíčové, jak lze vysledovat z předchozích kapitol a další literatury. Proudový zesilovač či sledovač je z hlediska základní metody uzlových napětí neregulární prvek a nelze použít. Rezistor zapojený do vstupu proudového zesilovače (případně to může být i intrinzický odpor vstupu) spolu s proudovým zesílením B_G vlastně představuje převodní parametr mezi napětím a proudem (transkonduktanci) a díky tomu lze metodu použít i zde. Pokud je požadováno nezávislé řízení CO a f_0 a zároveň kvadrurní verze oscilátoru, bude zapotřebí v souladu s výše uvedenými podmínkami v matici \mathbf{A} vhodně rozmístit prvky (obvodové parametry). Syntéza je tedy vlastně jen vhodným formováním matice \mathbf{A} tak, aby podmínky byly vyhovující pro požadované předpoklady.



Obr. 6.48 Hlavní typy přenosových parametrů mezi uzly založené na proudových zesilovačích a napěťových sledovačích

Dále je provedena diskuse jednotlivých situací na **obr. 6.48**. Prvek a_{21} v **obr. 6.48a** představuje převodní parametr (nastavitelný) mezi napětím u_1 a proudem i_2 . Dle znaménka (směru - polarity výstupního proudu) je proto v matici \mathbf{A}_1 uvažováno $\pm GB_G$. Zbytek prvků je nulový, protože neexistují přenosy mezi nimi a další vlastní vodivosti uzlů. V situaci na **obr. 6.48b** je navíc obsažen prvek a_{11} , protože je vodivost G přímo připojena i do uzlu 1, viz \mathbf{A}_2 . Situace na **obr. 6.48c** je nejjednodušší. Zde je jediný uzel a současně je v něm přímo připojena vodivost G i výstup CA (\mathbf{A}_3).

Pokud existují dva uzly s dvěma kondenzátory proti zemi, první krok, který lze při takové syntéze udělat, je položit obvod na **obr. 6.48a** mezi oba uzly například tak, že v uzlu 2 bude zapojen vstup sledovače napětí a výstup CA bude v uzlu 1. Tedy přesně naopak, než je tomu na **obr. 6.48a**. Nyní je stavová matice ve tvaru

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \pm G_1 B_{G1} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.101)$$

Pro splnění podmínky oscilací musí být $a_{11} + a_{22} = 0$ a oscilační kmitočet je dán $\sqrt{\det(\mathbf{A})}$. Je jasné, že je třeba vyplnit další prvky matice tak, aby bylo zajištěno výše uvedené a navíc na diagonále zůstal jeden prvek nulový. Položí-li se mezi uzly 1 a 2 vodivost označená jako G_2 , změní matice tvar na

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} G_2 & \pm G_1 B_{G1} + G_2 \\ G_2 & -G_2 \end{bmatrix}. \quad (6.102)$$

Existují zde možné nesrovnalosti ve znaménkách (oproti klasické metodě uzlových napětí). Jsou způsobeny tím, že kladný směr proudů a napětí na kondenzátorech je určen z uzlu do země. Takto však matice \mathbf{A} není vyhovující požadavkům na řízení a kvadrurní posuv generovaných signálů. Je třeba zabránit tomu, aby se G_2 objevilo na pozicích a_{11} nebo a_{12} . Pokud je z jedné strany zařazen před G_2 sledovač napětí, vodivost se v příslušné uzlové admitanci neprojeví (zde je to provedeno pro uzel 1), potom tedy

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \pm G_1 B_{G1} \\ G_2 & -G_2 \end{bmatrix}. \quad (6.103)$$

Vliv G_2 v uzlu 1 byl vyredukován a přenos ve zpětném směru tedy z uzlu 2 do 1 taktéž, a proto se G_2 odstraní i z prvku a_{12} . Nyní je třeba vhodně umožnit plnění oscilační podmínky. Je jasné, že v tomto případě je veškerá pozornost soustředěna na uzel 2, protože je třeba zajistit $a_{11} = 0$. Nejjednodušší řešení je použít variantu na **obr. 6.48c**, která bude připojena do uzlu 2. Matice potom přechází na tvar

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & \pm G_1 B_{G1} \\ G_2 & -G_2 - G_3 \pm G_3 B_{G2} \end{bmatrix}, \quad (6.104)$$

a tato celkem jednoduchá syntéza je téměř u konce. Oproti integrátorovému více-smyčkovému přístupu je však méně názorná. Pro splnění výše uvedených požadavků na oscilační podmínku a kmitočet je ještě třeba stanovit polaritu přenosů obou proudových zesilovačů (či to lze zajistit sledovačem/invertorem napětí). Nyní stačí jen na základě uvedeného postupu sestavit obvod, který odpovídá odvozenému obvodu na **obr. 6.46**. Zde je uveden na **obr. 6.49**, kde ještě nejsou určeny polarity výstupních proudů CA (obousměrná šipka ve výstupu CA znamená obě polarity - obecně). Konečná soustava odpovídající obvodu na **obr. 6.46** má tedy tvar

$$\begin{bmatrix} C_1 \frac{du_1}{dt} \\ C_2 \frac{du_2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -G_1 B_{G1} \\ G_2 & -(G_2 + G_3 - G_3 B_{G2}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}, \quad (6.105)$$

kde charakteristická rovnice určená vztahem (6.100) a prakticky identická se vztahem (6.95) je nyní

$$s^2 + \frac{-G_2 - G_3 + G_3 B_{G2}}{C_2} s + \frac{B_{G1} G_1 G_2}{C_1 C_2} = 0. \quad (6.106)$$

Oscilační podmínku a oscilační kmitočet lze přímo z matice \mathbf{A} jednoduše zjistit jako

$$a_{11} + a_{22} = 0 \Rightarrow B_{G2} \geq 1 + \frac{G_2}{G_3}, \quad \omega_0 = \sqrt{\det(\mathbf{A})} = \sqrt{a_{11} a_{22} - a_{21} a_{12}} = \sqrt{\frac{B_{G1} G_1 G_2}{C_1 C_2}}. \quad (6.107), (6.108)$$

Citlivosti oscilačního kmitočtu na změny parametrů jsou

$$S_{B_{G1}}^{a_0} = -S_{R_1}^{a_0} = -S_{R_2}^{a_0} = -S_{C_1}^{a_0} = -S_{C_2}^{a_0} = 0,5, \quad S_{B_{G2}}^{a_0} = S_{R_3}^{a_0} = 0. \quad (6.109), (6.110)$$

Důležitý poznatek, který je u kvadrurních oscilátorů podstatný, je vzájemný vztah úrovní obou generovaných signálů. I u předchozích typů navržených jinými způsoby byl uváděn v případě, že se jednalo o kvadrurní oscilátory. V tomto případě je mezi uzly 2 a 1 bezztrátový integrátor napětí s přenosem

$$\frac{u_1}{u_2} = \frac{U_{OUT1}}{U_{OUT2}} = \frac{-B_{G1}}{sR_1C_1} = \frac{-B_{G1}}{j\omega R_1C_1}. \quad (6.111)$$

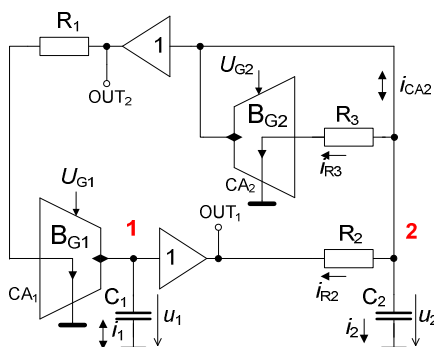
Pokud dosadím za $\omega = \omega_0$, tedy vztah (6.108), lze odvodit vzájemnou relaci mezi produkovanými signály

$$\frac{U_{OUT1}}{U_{OUT2}} = \frac{-B_{G1}}{j\sqrt{\frac{B_{G1}}{R_1R_2C_1C_2}}R_1C_1} = j\sqrt{\frac{B_{G1}R_2C_2}{R_1C_1}}. \quad (6.112)$$

To potvrzuje skutečnost, že oba signály jsou vzájemně posunuty o 90° . Pokud je splněna rovnost $R_1 = R_2 = R$ a $C_1 = C_2 = C$ je relace dána vztahem

$$\frac{U_{OUT1}}{U_{OUT2}} = j\sqrt{B_{G1}}. \quad (6.113)$$

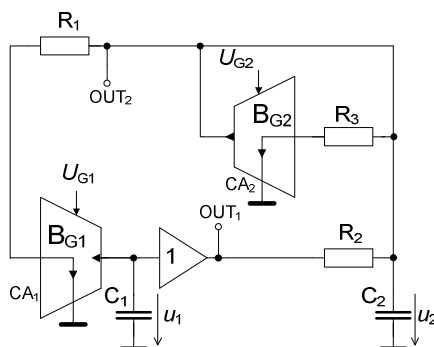
Odtud je patrné, že napětí U_{OUT1} je závislé na odmocnině z B_{G1} , což je nevýhoda. Pokud bude f_0 přeladován, bude se měnit zákonitě i amplituda.



Obr. 6.49 Obvod sestavený na základě známé syntézy metodou stavových rovnic

V obvodu na **obr. 6.46** či **obr. 6.49** lze provést modifikaci, která má za následek redukcí jednoho napět'ového sledovače (možné snížení spotřeby obvodu), ale zvýšení energetických nároků (nutné zesílení) na plnění oscilační podmínky. Navíc je ztracena možnost oddělení napětí U_{OUT2} tímto odstraněným sledovačem, viz **obr. 6.50**. Vztah pro oscilační kmitočet této modifikace je samozřejmě identický s předchozím případem, avšak oscilační podmínka má nyní tvar

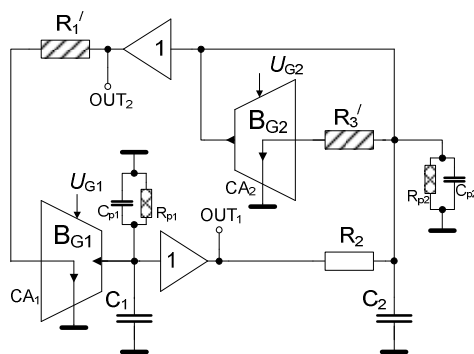
$$\frac{G_1 + G_2 + G_3}{G_3} \leq B_{G2}. \quad (6.114)$$



Obr. 6.50 Zapojení s minimálním počtem AP

Obvod na **obr. 6.46** a **obr. 6.49** byl navržen za použití AP EL4083 [43] na pozici invertujícího CA₁ (**obr. 6.40**), EL2082 [42] na pozici CA₂ a napěťový sledovač byl konstruován s pomocí osvědčeného operačního zesilovače LT1364 [203]. Hodnoty pasivních součástí byly vybrány s ohledem na předpokládané pracovní pásmo jednotek MHz, tedy $R_1 = R_2 = R_3 = R = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = C = 100 \text{ pF}$. Ze (6.107) je při této rovnosti 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 [43]). Napájecí napětí je vzhledem k doporučením kladeným na aktivní prvky $U_{CC} = \pm 5 \text{ V}$. Ideální oscilační kmitočet (6.108) by měl nabývat hodnoty 1,59 MHz.

Velmi důležité je studium reálného chování, a proto zde zase standardně provádím analýzu vlivu vstupních a výstupních impedancí AP na činnost. Model obvodu obsahující tyto, jak už je z většiny předchozích kapitol patrné, kritické parametry, je na **obr. 6.51**.



Obr. 6.51 Model obvodu oscilátoru s nejvýznamněji ovlivňujícími parametry reálných AP

Obvod disponuje dvěma vysoko-impedančními uzly, které jsou ovlivňovány paralelními kombinacemi R_{p1} , C_{p1} a R_{p2} , C_{p2} . Hodnoty odporů R_p jsou dány především paralelními kombinacemi výstupních odporů proudových zesilovačů a vstupním odporem napěťových sledovačů. V uvedeném případě jsou $R_{out_CA1,2} \sim 1 \text{ M}\Omega$ [42], [43] a $R_{inp_VB1,2} \sim 5 \text{ M}\Omega$ [203]. Parazitní kapacity nabývají hodnot $C_{out_CA1,2} \sim 5 \text{ pF}$ a $C_{inp_VB} \sim 3 \text{ pF}$ [42], [43], [203]. Ve výsledku pak v uzlech působí $R_{p1} = R_{out_CA1} \parallel R_{inp_VB1} \sim 830 \text{ k}\Omega$, $R_{p2} = R_{out_CA2} \parallel R_{inp_VB2} \sim 830 \text{ k}\Omega$ a parazitní kapacity $C_{p1} = C_{out_CA1} + C_{inp_VB1} \sim 8 \text{ pF}$, C_{p2} taktéž asi 8 pF . Hodnoty reálných pracovních kapacit jsou zvýšeny na přibližně $C_1' = C_1 + C_{p1} \sim 108 \text{ pF}$, $C_2' \sim 108 \text{ pF}$. Dalším problémem u proudových AP je vstupní odpor. V případě CA₁ je nutné brát v úvahu jeho závislost na řídicím (bias) proudu násobičky I_z [43], [202], který je pro koncepci násobičky jako proudového prvku na **obr. 6.40** $R_{inp_CA1} \sim 300$ až $350 \text{ }\Omega$ ($I_z = 500 \text{ }\mu\text{A}$). Pro CA₂ platí již notoricky se opakující hodnota $R_{inp_CA2} \sim 95 \text{ }\Omega$. Zde je oproti předchozí koncepci oscilátoru (kap. 6.4.1) velká výhoda spočívající v možnosti zahrnout všechny nežádoucí vstupní odpory do hodnot pracovních rezistorů, tj. $R_1' = R_1 + R_{inp_CA1} \sim 1,3 \text{ k}\Omega$, $R_3' = R_3 + R_{inp_CA2} \sim 1,1 \text{ k}\Omega$. U typů v předchozí kapitole to nebylo možné, protože vstupní odpor byl v sérii s pracovním kondenzátorem. Charakteristická rovnice má nyní s uvážením uvedených parametrů tvar

$$a_2' s^2 + a_1' s + a_0' = 0, \quad (6.115)$$

kde koeficienty jsou

$$a'_2 = 1, \quad a'_1 = \frac{R'_1 R_{p1} R_{p2} C'_1 (R_2 - R_2 B_{G2} + R'_3) + R'_1 R_2 R'_3 (R_{p1} C'_1 + R_{p2} C'_2)}{R'_1 R_2 R'_3 R_{p1} R_{p2} C'_1 C'_2}, \quad (6.116), (6.117)$$

$$a'_0 = \frac{R'_3 R_{p2} (B_{G1} R_{p1} + R'_1) + R'_1 R_2 (R_{p2} - B_{G2} R_{p2} + R'_3)}{R'_1 R_2 R'_3 R_{p1} R_{p2} C'_1 C'_2}. \quad (6.118)$$

Podmínka oscilací a oscilační kmitočty mají nyní tvar

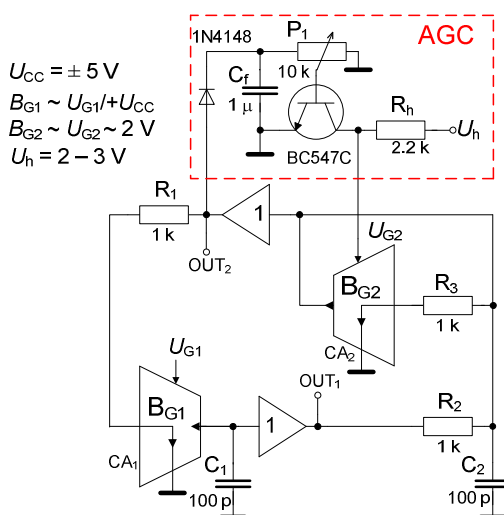
$$B'_{G2} \geq \frac{R'_1 R_{p1} R_{p2} C'_1 (R_2 + R'_3) + R'_1 R_2 R'_3 (R_{p1} C'_1 + R_{p2} C'_2)}{R'_1 R_2 R_{p1} R_{p2} C'_1}, \quad (6.119)$$

$$\omega'_0 = \sqrt{\frac{R'_3 R_{p2} (B_{G1} R_{p1} + R'_1) + R'_1 R_2 (R_{p2} - B_{G2} R_{p2} + R'_3)}{R'_1 R_2 R'_3 R_{p1} R_{p2} C'_1 C'_2}}. \quad (6.120)$$

Nejvýznamnější vliv na posuv f_0 směrem k nižším kmitočtům v reálném případě má především $R_{\text{inp_CA1}}$ (v sérii s R_1) a pak obě parazitní kapacity. Ze vztahu (6.120) je vidět, že zlomek obsahuje také B_{G2} . Naštěstí se jedná o zanedbatelný problém, protože vliv druhého členu čitatele (6.120) je velmi malý. Oproti prvnímu členu je mnohonásobně menší. Sice při zmenšování B_{G1} (laděním) nabývá na významu, ale teoreticky až pro $B_{G1} < 0,05$, kde je asi 30x menší než první člen. B_{G2} se výrazněji mění jen při ladění (např. vlivem AGC) a v docela malém rozsahu, jak bude vidět dále. Oproti předchozímu typu je zde tedy výrazné zlepšení. Tam byl naopak parametr určený pro řízení f_0 díky reálným vlivům obsažen ve vztahu pro oscilační podmínku a způsoboval problémy při větších hodnotách B_{G1} (a vyšších f_0).

Obvod na **obr. 6.49** byl doplněn velice jednoduchým a primitivním obvodem automatické stabilizace amplitudy kmitů (AGC). Hlavním cílem je především demonstrovat možnosti automatického řízení oscilační podmínky pomocí B_{G2} (U_{G2}) za účelem udržení konstantní amplitudy a nízkého THD v celém předpokládaném pracovním pásmu přeladění, jak je to umožněno i u některých předcházejících koncepcí oscilátorů, které mají k dispozici řídicí napětí na kontrolu plnění oscilační podmínky. Kompletní zapojení oscilátoru včetně AGC je uvedeno na **obr. 6.52**. Zásadní požadavky jsou pouze na funkci stabilizace amplitudy oscilátoru. Ostatní negativa (možné teplotní vlivy, apod.) této koncepce nejsou uvažována. Při zbežném pohledu je jasné, že obsahuje obyčejný tranzistorový stupeň se společným emitorem, jehož kolektor je stejnosměrně vázán na řídicí pin napětí U_{G2} nastavující (nyní udržující) oscilační podmínku (B_{G2}). Z **obr. 6.53** je zřejmé, že tato stabilizace amplitudy pracuje na základně nelinearity vstupně-výstupní charakteristiky. Činnost AGC využívá právě nelineární přechodové oblasti mezi úplným uzavřením a otevřením tranzistoru. Tato oblast je sice celkem úzká, ale to nevadí, protože zásah AGC znamená pro některé typy oscilátorů pouze změny v rámci jednotek maximálně několika desítek mV řídicího napětí U_{G2} . Předpětí tranzistoru je přímo určeno usměrněným a filtrovaným (vyhlazeným) výstupním napětím oscilátoru, které musí být pečlivě nastaveno potenciometrem. Toto předpětí tedy přímo ovládá otevření (respektive uzavření) tranzistoru. Správné nastavení AGC do provozu není vůbec snadná práce a vyžaduje to velice pečlivého seřízení. Měření už párkrát ukázalo (např. **tab. 6.6**), že napětí U_{G2} je třeba při manuálním řízení CO měnit velice jemně (jednotky, maximálně několik desítek mV), a proto je tohle řešení pro příklady uvedené zde dostačující. Díky přímé kontrole podmínky oscilací napětím lze v praxi aplikovat jakýkoliv jiný způsob. Nedá se tvrdit, že tento je jednoznačně nejkvalitnější, avšak pro ukázkou a ověření možnosti

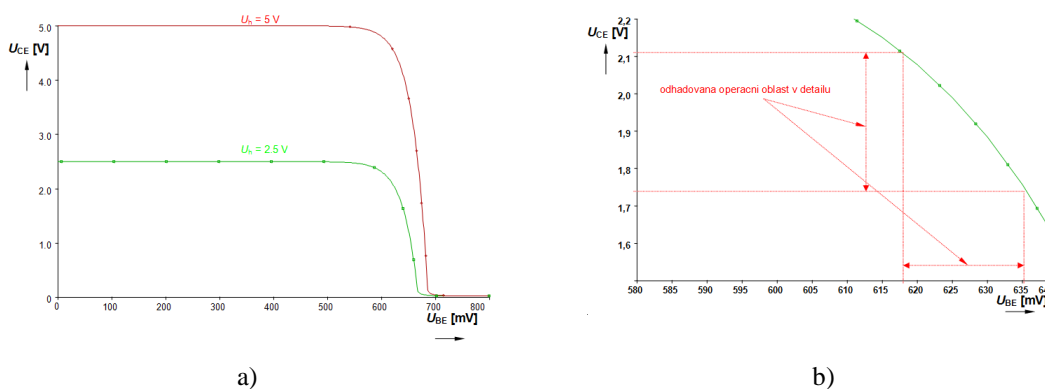
automaticky řídit plnění oscilační podmínky je dostačující a nejjednodušší. Základním požadavkem je zabránit větším změnám amplitudy při ladění a vysazování oscilací. To je splněno. Stejně by se mohla využít kvalitnější metoda např. založená na optočlenu (optovazbě) v [201], který obsahuje fotorezistor a ten při zvyšujícím se řídicím napětí zmenšuje svoji hodnotu. Takový říditelný prvek by se použil např. v napěťovém odporovém děliči, jehož výstup by byl připojen na pin U_{G2} . U SRCO typů oscilátorů uvedených v [201] je použit přímo optočlen jako náhrada rezistoru nastavujícího plnění oscilační podmínky.



Obr. 6.52 Experimentálně testovaný obvod oscilátoru doplněný o jednoduché AGC

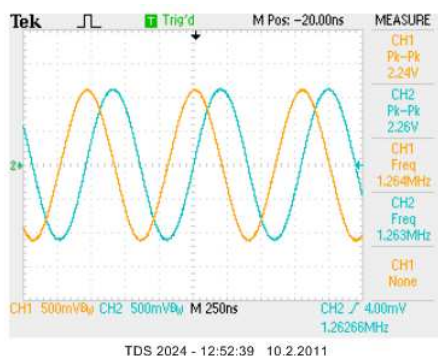
Návrh AGC byl proveden jednoduše stejně jako samotné AGC. Napětí U_h (2 až 3 V) je odvozeno z napětí určující splnění oscilační podmínky. Napětí U_{G2} je dáno vztahem $U_{G2} \sim U_h - R_h \cdot h_{21E} \cdot I_B$, kde h_{21E} je proudový zesilovací činitel (400 až 800) tranzistoru (BC547C [211]), I_B je proud báze a U_{G2} je vlastně přímo rovno napětí U_{CE} (napětí kolektor-emitor). Uvažují-li U_h zhruba středu tedy 2,5 V, napětí $U_{G2} = 2,1$ V (CO by měla být splněna s dostatečnou rezervou) a velikost rezistoru $R_h = 2,2$ k Ω , lze vypočítat, že I_B se bude pro uvedené h_{21E} pohybovat v rozsahu 0,25 až 0,5 μ A. Prahové napětí tranzistoru lze dle [211] zhruba uvažovat asi $U_{BEt} \sim 0,65$ V. Pro tento rozsah lze určit rezistor z U_h do báze (jak bývá u běžného SE zesilovače bez stabilizace pracovního bodu) $R_B = (U_h - U_{BEt})/I_B$, který však pro takový malý proud vychází obrovský (3,7 M Ω pro $I_B = 0,5$ μ A a 7,4 M Ω pro $I_B = 0,25$ μ A). Byl vybrán $R_B = 5$ M Ω . Pro AGC opravdu není potřeba nic určovat přesně, vše je stejně nutné dostavit za provozu trimry. V praxi jsem zjistil, že se téměř nic nestane, pokud se R_B nezapojí (na pootevření tranzistoru postačí napětí AGC signálu). Simulace pro takto nastavený stupeň ($R_h = 2,2$ k Ω , $R_B = 5$ M Ω , $U_h = 2,5$ V) potvrzuje, že U_{CE} bude asi 2,16 V. Ovšem další stejnosměrně vázaná část (např. na obr. 6.52 P_1 a C_f) v bázi kompletně změní poměry, takže je nutné vše dostavit proměnnými prvky. Zde je předcházející postup uveden jen z toho důvodu, aby bylo jasné, jaké úvahy vedly k výběru tohoto velice jednoduchého typu AGC, kdy se v malých změnách operuje kolem prahového napětí tranzistoru. Je možné využít přímo napájecího napětí a překalkulovat a uzpůsobit nastavení, ale vzhledem k tomu, že pro splnění $U_{G2} \geq 2$ V (ideální) je při větším U_h třeba většího napětí na bázi, nemusí již v některých případech usměrněné (a filtrované) výstupní napětí dostačovat na odpovídající změnu rozsahu U_{CE} . Úroveň výstupního napětí je závislá na nastavení

AGC. Tato záporná zpětná vazba způsobuje žádaný účinek. Při zvyšování úrovně generovaného napětí způsobuje AGC mírný (mV) pokles řídicího napětí U_{G2} (U_{CE} klesá) a tím i zesílení B_{G2} , na které oscilátor zareaguje snížením úrovně oscilací. Naopak při snížení výstupního napětí se tranzistor uzavírá (U_{CE} roste) a to způsobí zvýšení U_{G2} a nárůst amplitudy oscilací. Časová konstanta daná odporem potenciometru a C_f je zvolena dostatečně pro rychlé reakce AGC smyčky (řádově ms).

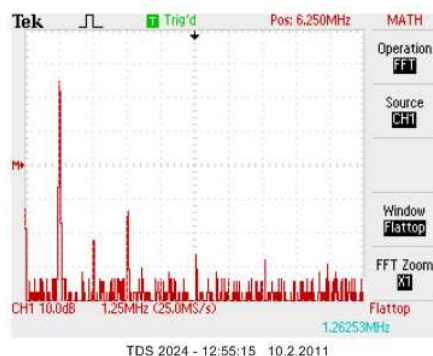


Obr. 6.53 Princip činnosti jednoduché AGC smyčky: a) převodní charakteristika, b) detail na předpokládanou oblast regulace U_{G2}

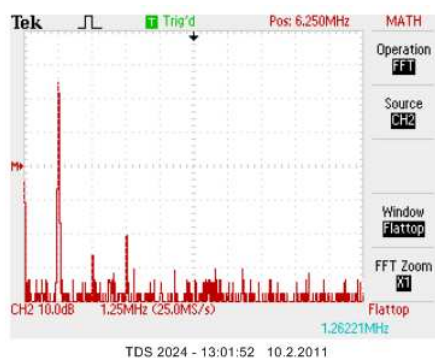
Získané experimentální výsledky potvrdily očekávání. Měřený oscilační kmitočet činí $f_0 = 1,263$ MHz, přičemž na základně analýzy nejpodstatnějších vlivů reálných AP (6.120) je očekávaná hodnota 1,293 MHz. Rozdíl měřené a očekávané hodnoty je možné opět přisoudit neurčitosti hodnoty R_{inp_CA1} , která se liší dle kusu násobičky EL4083 [43] a hodnoty řídicího proudu (I_z). Na **obr. 6.54** jsou výsledky měření oscilátoru v časové a spektrální oblasti. Závislost oscilačního kmitočtu na proudovém zesílení B_{G1} je na **obr. 6.55a**. Oproti předchozímu typu oscilátoru (s kondenzátorem do proudového vstupu v kap. 6.4.1) jsou výsledky o něco blíže ideálním hodnotám. Ladící rozsah byl dosažen od 100 kHz do 1,26 MHz. Detail srovnání je na **obr. 6.55b**. Je vidět, že díky automatické stabilizaci amplitudy je výstupní úroveň na výstupu OUT_2 (U_{OUT2}) během ladění téměř neměnná. Oproti tomu napětí na výstupu OUT_1 se mění přesně tak, jak předpověděla symbolická analýza relací mezi oběma napětími (**obr. 6.55c**). Zkreslení oscilátoru je ve většině ladícího rozsahu kolem 1 %, v případě výstupu OUT_2 i méně (0,6 až 1 %). Opět se při přibližování B_{G1} malým hodnotám (kritické tak pod 0,1) začíná THD zvyšovat (**obr. 6.55d**), ale ne v důsledku relace mezi amplitudami. Lze to vysvětlit podobně, jako v kap. 6.4.1, kdy se již hodnoty B_{G1} blíží svojí spodní mezi. Závislost napětí U_{OUT1} na B_{G1} v **obr. 6.55e** potvrzuje platnost vztahu (6.111). Všechny komentované grafické závislosti jsou vyjádřením výsledků v **tab. 6.7**. Teoreticky by se dalo předpokládat, že hodnota B_{G2} nutná k rozkmitání bude mírně větší jak 2. Měření však dokazuje, že je to spíše méně jak 2 (v **tab. 6.7** je U_{G2} kolem 1,85 V). Tuto zaznamenanou hodnotu nastavovalo samostatně AGC bez jakéhokoliv zásahu, což prověřilo funkčnost tohoto velmi jednoduchého způsobu.



a)



b)

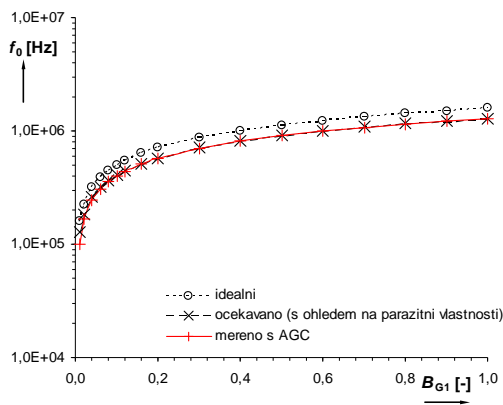


c)

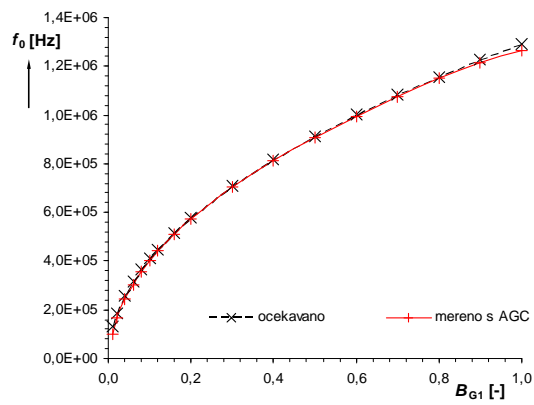
Obr. 6.54 Výsledky měření: a) časová oblast, b) spektrum U_{OUT1} , c) spektrum U_{OUT2}

Tab. 6.7 Souhrn měřených výsledků parametrů oscilátoru při ladění

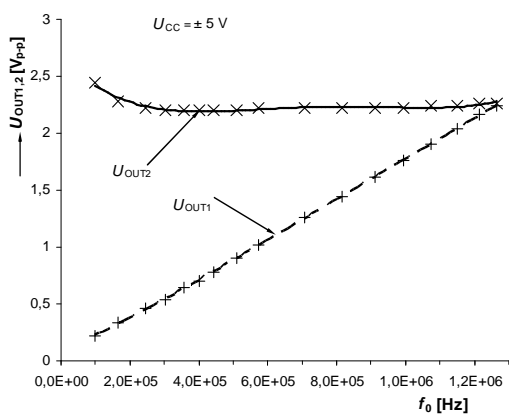
U_{G1} [V]	B_{G1} [-]	f_0 očekavano [MHz]	f_0 měreno [MHz]	U_{G2} [V] ~ B_{G2} [-]	U_{OUT1} [V _{P-P}]	THD ₁ [%]	U_{OUT2} [V _{P-P}]	THD ₂ [%]
5,0	1,00	1,293	1,263	1,859	2,24	1,0	2,26	0,6
4,5	0,90	1,227	1,214	1,861	2,16	1,1	2,26	0,7
4,0	0,80	1,157	1,151	1,861	2,04	1,0	2,24	0,6
3,5	0,70	1,082	1,075	1,867	1,90	1,0	2,24	0,7
3,0	0,60	1,002	0,995	1,869	1,76	1,0	2,22	0,7
2,5	0,50	0,914	0,910	1,872	1,62	1,1	2,22	0,7
2,0	0,40	0,818	0,815	1,875	1,44	1,2	2,22	0,7
1,5	0,30	0,708	0,706	1,877	1,26	1,2	2,22	0,7
1,0	0,20	0,578	0,575	1,880	1,02	1,1	2,22	0,8
0,8	0,16	0,517	0,511	1,881	0,90	1,2	2,20	0,8
0,6	0,12	0,448	0,442	1,882	0,78	1,2	2,20	0,8
0,5	0,10	0,409	0,400	1,883	0,70	1,1	2,20	0,9
0,4	0,08	0,366	0,357	1,883	0,64	1,3	2,20	1,0
0,3	0,06	0,317	0,304	1,884	0,54	1,4	2,20	1,1
0,2	0,04	0,259	0,245	1,884	0,46	1,9	2,22	1,3
0,1	0,02	0,183	0,167	1,885	0,34	2,6	2,28	1,9
0,05	0,01	0,129	0,099	1,886	0,22	4,7	2,44	3,5



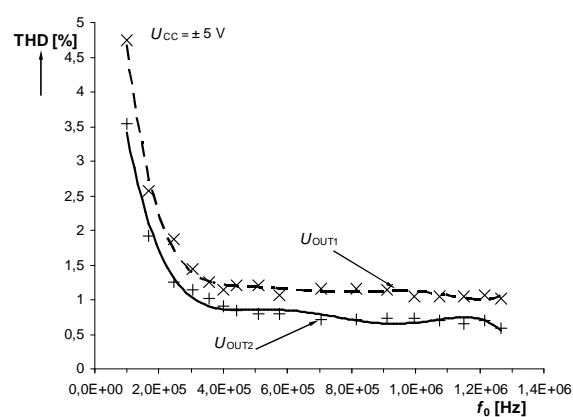
a)



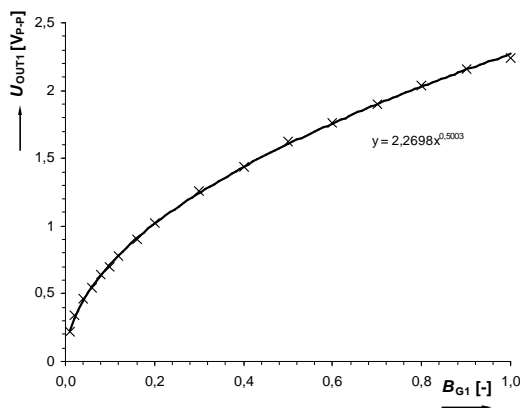
b)



c)



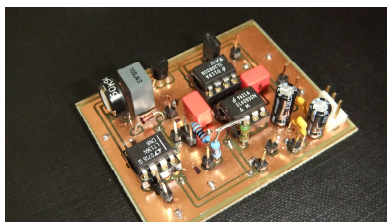
d)



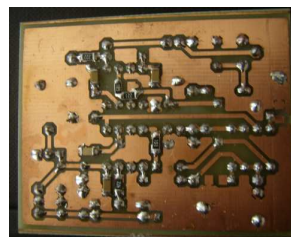
e)

Obr. 6.55 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}

Změna U_{G2} byla nyní prováděna automaticky obvodem AGC a je vidět, že se opravdu jedná o velmi jemné změny řádů jednotek, maximálně desítek mV, což je podobné jako v případech manuálního řízení, které bylo dokládáno u některých již diskutovaných typů oscilátorů. Tudíž lze tento typ AGC uplatnit i u předchozích variant navržených s možností napěťové kontroly oscilační podmínky. Fotografie prototypu je na **obr. 6.56**.



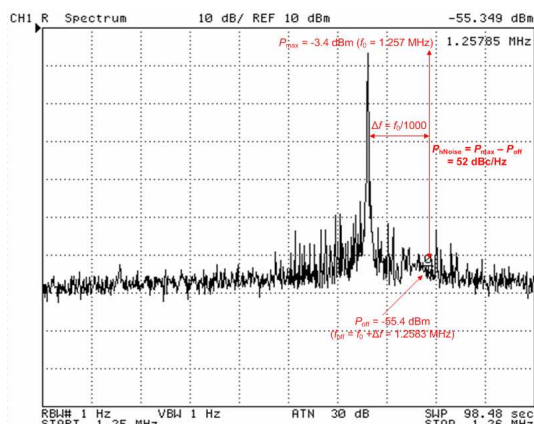
a)



b)

Obr. 6.56 Měřená experimentální realizace oscilátoru: a) horní strana, b) spodní strana

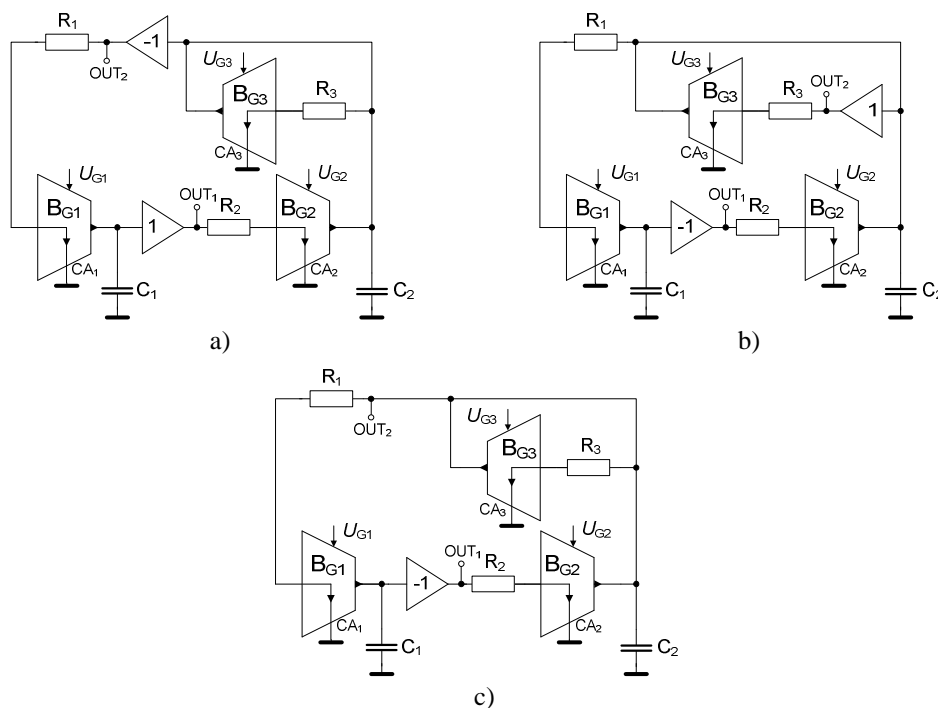
Fázový šum, jehož problematika je doménou především RF obvodů, zde byl opět předmětem zájmu. Na **obr. 6.57** je detail spektra pro $f_0 = 1,257$ MHz. Parametr byl měřen později než předchozí výsledky a oscilátor se nepodařilo úplně přesně stejně naladit, proto mírně jiná hodnota. Detail je zaměřen na pásmo kolem základní harmonické (od 1,25 do 1,26 MHz) a proladován pásmovou propustí (vektorový obvodový/spektrální analyzátor HP4395A) s šířkou pásma 1 Hz. Offsetový kmitočt odečtu výkonu byl opět 1/1000 oscilačního kmitočtu (1,26 kHz). Vypočtený údaj získaný z odečtených hodnot činil 52 dBc/Hz. U těchto typů je odečet především ovlivněn kvalitou AGC, protože to způsobuje, že generovaný signál lehce (na osciloskopu nepozorovatelně) fluktuuje a projevuje se i amplitudová nestabilita. Otázka je, zda se tedy dá hovořit pouze o fázovém šumu [186]. Měření bylo vyzkoušeno taktéž s vyřazeným AGC (stačí odpojit řídicí AGC signál z výstupu OUT_2). Dle očekávání se hodnota zlepšila a lze dosáhnout 60 až 70 dBc/Hz. Problém však je, že neúměrně naroste THD. Zajištění nejlepších vlastností je z těchto dvou pohledů zřejmě protichůdným požadavkem a je třeba počítat s kompromisem. Měření tohoto parametru je opravdu pouze orientační a z tohoto pohledu ani nelze porovnat zde uvedená řešení oscilátorů, protože tento druh měření nebyl ani vyzkoušen u všech variant. Pouze pro dva, maximálně tři obvody je toto měření provedeno a především jako ukázka toho, jakých hodnot může tento parametr dosahovat. V současné světové literatuře ani starších publikacích zabývajících se problematikou ARC oscilátorů není fázový šum běžně zjišťovaný parametr. RF oscilátorům nemohou ARC oscilátory konkurovat. Tam se hodnoty běžně pohybují kolem 100 až 130 dBc/Hz. Oscilátory na kmitočtech jednotek GHz pracují na jiných principech (vysoké Q), bývají přeladovány v rámci několika set MHz a AGC obvody se tam takto neřeší.



Obr. 6.57 Detail spektra pro odhad fázového šumu

6.4.3 Modifikace rozšiřující obvod o další proudový zesilovač

V [201] bylo ukázáno, že spojení proudového sledovače/invertoru a napěťového sledovače/invertoru lze koncipovat jako jedinou součástku, takže je to jen úhel pohledu, zda lze obvod pokládat za složitý, či jednoduchý, viz směr kapitoly 6.3.2. Zde lze taktéž spojení CA a sledovače napětí brát jako jediný prvek a v tom případě zapojení na **obr. 6.52** neobsahuje čtyři AP, ale pouze dva. Např. některé typy AP lze najít v pouzdrech integrovaného obvodu společně se sledovači [60]. Pokud není uvažován jako problém konečný rozsah B_G , který takto limituje shora rozsah přeladitelnosti a bude z principu přítomen vždy, plovoucí rezistory a pro někoho možná vyšší počet AP, je jediným zásadním problémem předchozího typu a některých dalších obvodů (nejen zde uvedených) závislost amplitudy U_{OUT1} na naladěném f_0 (respektive B_{G1}). Ztrátový napěťový integrátor tvořený jednoduchým RC článkem (R_2 , C_2) v **obr. 6.52** je možné nahradit bezztrátovým, tak že se pouze mezi R_2 a C_2 vloží proudový zesilovač. Díky tomu je získána další nastavitelná časová konstanta, i když pro řízení je nyní nutné předpokládat souběh. Zapojení je na **obr. 6.58a**, kde je tato modifikace provedena s tím rozdílem oproti předchozí variantě, že veškeré nutné inverze jsou situovány do napěťových sledovačů (respektive invertorů) a již ne do proudových zesilovačů. Nyní je možné použít všechny CA se stejnou polaritou výstupního proudu. To také umožní rozšíření rozsahu přeladitelnosti. Tím, že oscilátor obsahuje další proudový zesilovač došlo samozřejmě k přečíslování AP. Všechny CA jsou nyní uvažovány s pozitivní polaritou výstupního proudu a potřebná inverze je realizována jedním napěťovým invertorem.



Obr. 6.58 Rozšiřující modifikace umožňující řízení bez závislosti amplitudy generované signálu na řídicím parametru: a) pouhé rozšíření o CA, b) záměna pozice napěťového sledovače, c) minimální konfigurace

Soustava popisující tento obvod má tvar

$$\begin{bmatrix} C_1 \frac{du_1}{dt} \\ C_2 \frac{du_2}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -G_1 B_{G1} \\ G_2 B_{G2} & -(G_3 - G_3 B_{G3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}, \quad (6.121)$$

kde charakteristická rovnice, oscilační podmínka a oscilační kmitočet jsou

$$s^2 + \frac{-G_3 + G_3 B_{G3}}{C_2} s + \frac{B_{G1} B_{G2} G_1 G_2}{C_1 C_2} = 0, \quad (6.122)$$

$$B_{G3} \geq 1, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{B_{G1} B_{G2} G_1 G_2}{C_1 C_2}}. \quad (6.123), (6.124)$$

Citlivosti oscilačního kmitočtu na obvodové parametry jsou

$$S_{B_{G1}}^{\omega_0} = S_{B_{G2}}^{\omega_0} = -S_{R_1}^{\omega_0} = -S_{R_2}^{\omega_0} = -S_{C_1}^{\omega_0} = -S_{C_2}^{\omega_0} = 0.5, \quad S_{B_{G3}}^{\omega_0} = S_{R_3}^{\omega_0} = 0. \quad (6.125), (6.126)$$

V krátkosti shrnu hlavní rozdíly dvou dalších variant na **obr. 6.58** od již diskutovaného řešení. Především se liší v počtu a umístění (více méně intuitivním) potřebných sledovačů/invertorů napětí. Pro všechny obvody platí stejný tvar rovnice určující oscilační kmitočet, tedy (6.124). Varianta na **obr. 6.58b** má však jinou oscilační podmínku

$$B_{G3} \geq \frac{G_1}{G_3}, \quad (6.127)$$

kteřá bude ve výsledku stejná jako (6.123) pokud zvolím $R_1 = R_3$. Pro situaci na **obr. 6.58c** je oscilační podmínka tvaru

$$B_{G3} \geq 1 + \frac{G_1}{G_3}, \quad (6.128)$$

přičemž se u této varianty odstraněním sledovače/invertoru (inverzi lze jednoduše ponechat na zbývajícím sledovači před CA_2) vytratila výhoda impedančního oddělení U_{OUT2} a při platnosti výše uvedeného zjednodušení je nutné zesílení $B_{G3} \geq 2$.

Největší problém předchozího zapojení na **obr. 6.52** a ostatních zde diskutovaných obvodů vyplynul ze vzájemné relace mezi amplitudami generovaných signálů. Zde je taktéž vztah mezi amplitudami U_{OUT1} a U_{OUT2} dán bezztrátovým integrátorem tvořeným prvky $R_1, C_1, CA_1 (B_{G1})$. Pokud dosadím do vztahu

$$\frac{U_{OUT1}}{U_{OUT2}} = \frac{-B_{G1}}{j\omega R_1 C_1}, \quad (6.129)$$

odvozený oscilační kmitočet (6.124), lze získat

$$\frac{U_{OUT1}}{U_{OUT2}} = \frac{-B_{G1}}{j \sqrt{\frac{B_{G1} B_{G2}}{R_1 R_2 C_1 C_2}} R_1 C_1} = j \sqrt{\frac{B_{G1} R_2 C_2}{B_{G2} R_1 C_1}}, \quad (6.130)$$

odkud, pokud je splněna rovnost $B_{G1} = B_{G2} = B_G$, vyplývá

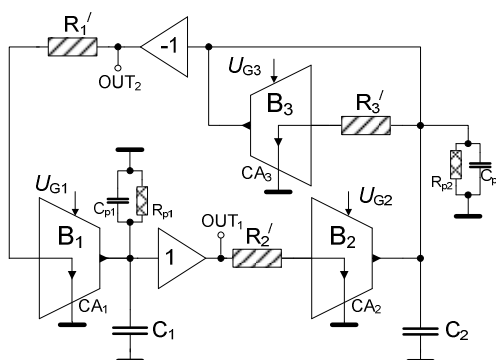
$$\frac{U_{OUT1}}{U_{OUT2}} = j \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}}. \quad (6.131)$$

V případě, že je tedy zaručena rovnost proudových zesílení nastavujících časové konstanty integrátorů, je teoreticky zajištěno, že amplitudy generovaných signálů se

během ladícího procesu nebudou měnit. Podobný účinek lze zajistit, pokud jsou v souběhu měněny oba rezistory R_1 a R_2 (jedná se samozřejmě i zde o rezistory říditelný typ SRCO). Rozsah přeladění je mnohem větší než u dalších uvedených typů oscilátorů v této práci. Oscilační kmitočet závisí na B_G lineárně, neboť v předchozích případech byl vždy ladící parametr pod odmocninou, což nyní (pokud platí výše uvedené) není

$$\omega_0 = B_G \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} = \frac{B_G}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (6.132)$$

Oscilátor na **obr. 6.58a** byl vybrán pro bližší průzkum vlastností. Proto bylo prvně nutné diskutovat chování reálných AP a možná ovlivnění funkce. Na **obr. 6.59** jsou vyznačeny všechny kritické parametry, které se budou podílet na reálné činnosti oscilátoru.



Obr. 6.59 Model oscilátoru s nejvýznamnějšími ovlivňujícími parametry reálných AP

Protože je zde nutný napěťový invertor, kterého nelze běžně jednoduše sestavit s běžným operačním zesilovačem (či integrovaným sledovačem), předpokládá se použití operačního zesilovače s diferenčním vstupem i výstupem. Na tuto myšlenku byly odkázány realizace v [201], protože tam byly vyžadovány taktéž invertující výstupy. Pro ověřovací testy se zde předpokládá využití násobiček EL2082 [42] jako proudových neinvertujících zesilovačů a rychlého diferenčního zesilovače AD8138 [212] s šířkou pásma (ve funkci sledovače) asi 300 MHz. Pro zde prováděnou analýzu jsou důležité především parametry, jako je vstupní odpor a kapacita, které dosahují hodnot $R_{\text{inp_VB}} = 6 \text{ M}\Omega$ a $C_{\text{inp_VB}} = 1 \text{ pF}$. Výstupní odpor je velice malý. V pásmu do 10 MHz je menší jak 1Ω , do 100 MHz pak menší jak 10Ω . Nepředpokládá se tedy, že by mohl narušit činnost v předpokládaném pracovním pásmu oscilátoru. Násobička EL2082 umožní větší změny B_G , a proto i oscilačního kmitočtu. To ji předurčuje pro tuto aplikaci lépe než v předchozím případě EL4083 [43]. Bohužel závislost B_G na U_G , jak už bylo vícekrát zmíněno, začíná být pro $U_G > 2 \text{ V}$ nelineární, což se projeví v přesnosti ladící závislosti především na vyšších kmitočtech. Návrhové hodnoty parametrů byly ponechány stejné jako v předchozím případě (jsou např. obsaženy v **obr. 6.52**). Pouze hodnoty nastavitelných proudových přenosů (zesílení) jsou nyní $B_{G1,2} = 2,3$ ($U_{G1,2} = 2,5 \text{ V}$) a $B_{G3} \geq 1$ ($U_{G3} \geq 1 \text{ V}$). Oproti předcházejícímu typu oscilátoru, kde byl R_2 samostatně umístěný plovoucí rezistor, je zde nutné počítat se skutečností, že intrinzecké (vstupní) odpory proudových vstupů ovlivní hodnoty všech pracovních rezistorů, protože $R_1' = R_1 + R_{\text{inp_CA1}}$, $R_2' = R_2 + R_{\text{inp_CA2}}$, $R_3' = R_3 + R_{\text{inp_CA3}}$ a všechny teoreticky dosahují stejných hodnot, protože jsou zvýšeny o asi 95Ω vstupního odporu EL2082 [42]. Lze předpokládat, že $R_1' = R_2' = R_3' \sim 1,1 \text{ k}\Omega$. Další podstatné

změny jsou zde v uzlu kondenzátoru C_2 , kde je připojen jeden výstup CA navíc, takže rezistivní složka ještě klesne, tj. $R_{p2} = R_{out_CA2} \parallel R_{out_CA3} \parallel R_{inp_VB2} \sim 460 \text{ k}\Omega$. Spolu s tím vzroste i parazitní kapacita v uzlu $C_{p2} = C_{out_CA2} + C_{out_CA3} + C_{inp_VB2} \sim 11 \text{ pF}$. Potom je tedy $C_2' = C_2 + C_{p2} \sim 111 \text{ pF}$. Další přítomné reálné parametry se oproti předchozímu testovanému typu nezměnily. Pouze se změnil typ napěťového sledovače. Pro hodnotu parazitního odporu v uzlu kondenzátoru C_1 platí $R_{p1} = R_{out_CA1} \parallel R_{inp_VB1} \sim 860 \text{ k}\Omega$ a pro parazitní kapacitu $C_{p1} = C_{out_CA1} + C_{inp_VB1} \sim 6 \text{ pF}$, proto $C_1' \sim 106 \text{ pF}$. Charakteristická rovnice (6.133) a její koeficienty mají nyní tvar

$$a_2' s^2 + a_1' s + a_0' = 0, \quad (6.133)$$

$$a_2' = 1, \quad a_1' = \frac{R_{p1} R_{p2} C_1' + R_3' R_{p1} C_1' + R_3' R_{p2} C_2' - B_{G3}' R_{p1} R_{p2} C_2'}{R_1' R_2' R_3' R_{p1} R_{p2} C_1' C_2'}, \quad (6.134), (6.135)$$

$$a_0' = \frac{B_{G1}' B_{G2}' R_3' R_{p1} R_{p2} - R_1' R_2' (B_{G3}' R_{p2} + R_{p2} + R_3')}{R_1' R_2' R_3' R_{p1} R_{p2} C_1' C_2'}. \quad (6.136)$$

Odtud lze odvodit, že nejpodstatnějšími reálnými vlivy modifikovaná oscilační podmínka a oscilační kmitočet mají nyní tvar

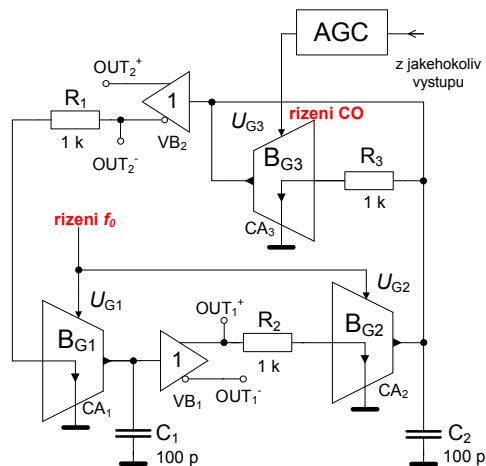
$$B_{G3}' \geq \frac{R_{p1} R_{p2} C_1' + R_3' R_{p1} C_1' + R_3' R_{p2} C_2'}{R_{p1} R_{p2} C_1'}, \quad (6.137)$$

$$\omega_0' = \sqrt{\frac{B_{G1}' B_{G2}' R_3' R_{p1} R_{p2} - R_1' R_2' (B_{G3}' R_{p2} + R_{p2} + R_3')}{R_1' R_2' R_3' R_{p1} R_{p2} C_1' C_2'}}. \quad (6.138)$$

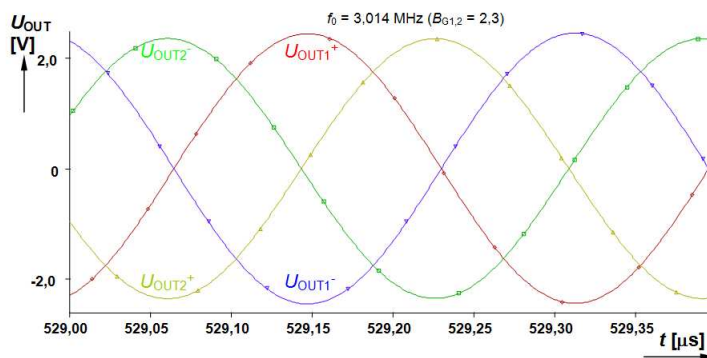
Pro výše uvedené nastavení ($B_{G1,2} = 2,3$ a $B_3 = 1$) a hodnoty pasivních součástek je ideální hodnota oscilačního kmitočtu $f_0 = 3,66 \text{ MHz}$. Nejvíce se na poklesu oscilačního kmitočtu projeví parazitní parametry R_{inp_CA1} , R_{inp_CA2} (tedy vstupní odpory reálných proudových zesilovačů) a především parazitní kapacity ovlivňující velikost pracovní hodnoty (C_1 a C_2), nejvíce však C_{p2} . Navýšení počtu vysoko-impedančních výstupů AP v tomto uzlu je patrně právě tímto projevem. Druhý člen čitatele (6.138) obsahující B_{G3}' může teoreticky ovlivňovat oscilační kmitočet. Významný je pro $B_{G1,2} < 0,1$, kdy nabývá srovnatelné hodnoty, ale pro $B_{G1,2} > 0,5$ je téměř 100x menší než první člen a dalším zvyšováním $B_{G1,2}$ se rozdíl zvětšuje. Projeví se nejvýše při činnosti AGC (malé kolísání) během ladícího procesu při nízkých $B_{G1,2}$.

Obvod na **obr. 6.58a** byl doplněn stejným systémem stabilizace amplitudy jako v předchozím případě v kap. 6.4.2 (už zde nebude blíže rozebrán, princip je prakticky stejný) a modifikován do formy uvedené na **obr. 6.60**. V tomto zapojení umožňuje oscilátor odebrat signály čtyř fází. Inspirace pochází z [201], kde se s tím počítalo při návrhu. Zde jsem jen vyzkoušel, zda je toho navržená koncepce schopna taktéž a díky tomu bylo nalezeno uplatnění nevyužitých výstupů napěťových sledovačů/invertorů. Obvod byl podroben pouze simulacím s makromodely výrobců komerčně dostupných prvků v OrCAD a předpokládá se experimentální testování s novým AP tzv. DACA (digitally adjustable current amplifier) [53], [193], [194]. Obvody oscilátorů navrhované v této práci, které využívají právě proudové zesilovače, jsou pro tento prvek vhodnou aplikací, kde se předpokládá digitální řízení. Použití DACA v pozici CA_3 však nepřipadá v úvahu, protože zde je třeba velmi spojitá změna z důvodu stabilizace amplitudy. Na **obr. 6.61** je časový průběh všech dostupných výstupních signálů oscilátoru. Předpoklad dle vztahu (6.138) poskytl hodnotu $f_0 = 3,083 \text{ MHz}$. Dle

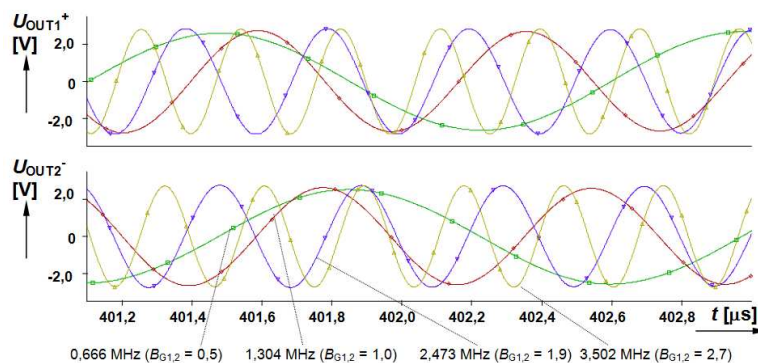
simulace je pak $f_0 = 3,014$ MHz (pro $B_{G1,2} = 2,3$), při $U_{CC} = \pm 5$ V. Na **obr. 6.62** je zaznamenáno několik period pro více diskretních kmitočtů (hodnot $B_{G1,2}$) na důkaz neměnnosti amplitudy při širokopásmovém přeladění. Spektrum napětí U_{OUT1+} a U_{OUT2-} je na **obr. 6.63**.



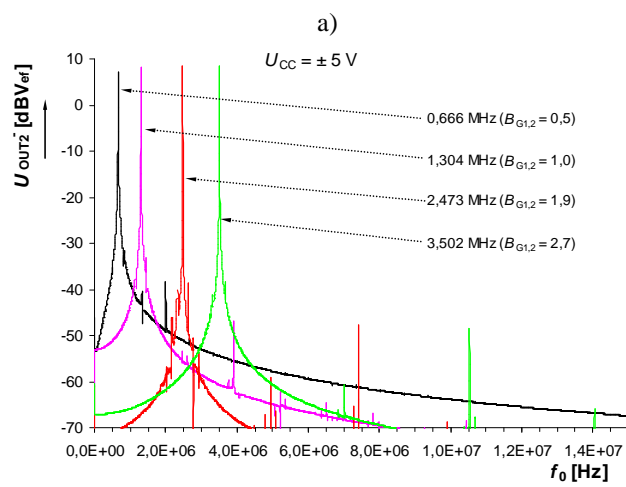
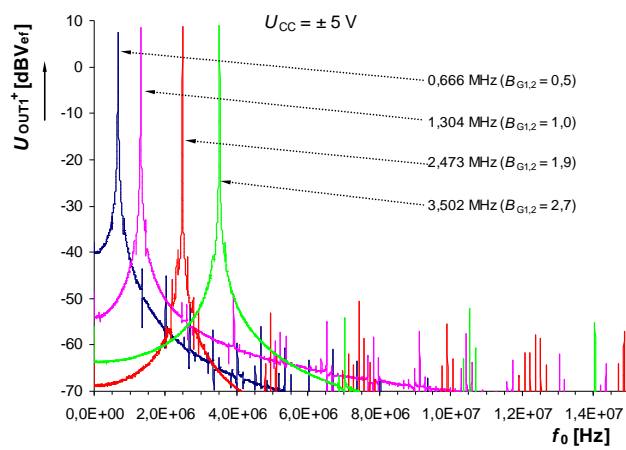
Obr. 6.60 Finální zapojení oscilátoru z obr. 6.59a s možností odběru signálů několika fází



Obr. 6.61 Časový průběh dostupných výstupních napětí



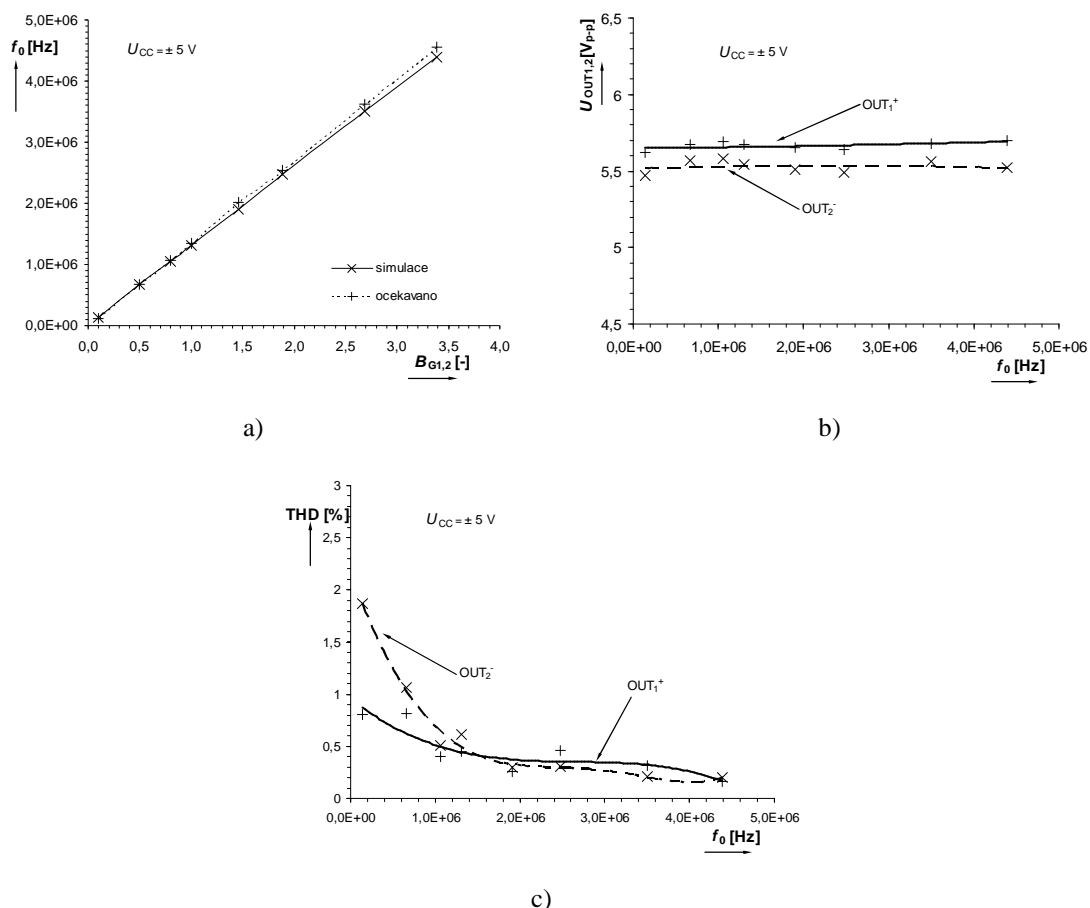
Obr. 6.62 Přeladění zaznamenané v časové oblasti



b)

Obr. 6.63 Spektrum výstupních signálů specifických výstupů: a) U_{OUT1}^+ , b) U_{OUT2}^-

Detailnější výsledky chování oscilátoru při ladění uvádí **obr. 6.64**, kde je zachycen rozsah dosaženého kmitočtového přeladění, změny výstupní úrovně a zkreslení. Změna f_0 je umožněna a vyzkoušena v rozsahu 136 kHz až 4,386 MHz při $B_{G1,2} \in (0,1; 3,4)$. 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. Pouze směrem k nejnižším hodnotám $B_{G1,2}$ roste z již dříve diskutovaného důvodu souvisejícího s dynamikou CA. V **tab. 6.8** je uveden souhrn všech výsledků při procesu ladění. Je vidět, že pro dosažený rozsah přeladění (větší změna $B_{G1,2}$) bylo oproti předchozímu typu oscilátoru již zapotřebí výraznějšího zásahu do oscilační podmínky (snížení hodnoty B_{G3}). Při užším přeladění (f_0 zhruba od 100 kHz do 2 MHz) je potřebná změna U_{G3} v menším rozsahu (z 1,027 na 0,890 V). Vysvětlení nutnosti snižovat B_{G3} bude podáno na konci práce v kap. 6.6. Nicméně AGC stačí přiměřeně reagovat i při širších změnách $B_{G1,2}$.



Obr. 6.64 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

Tab. 6.8 Shrnutí výsledků získaných simulací a předpoklady symbolické analýzy

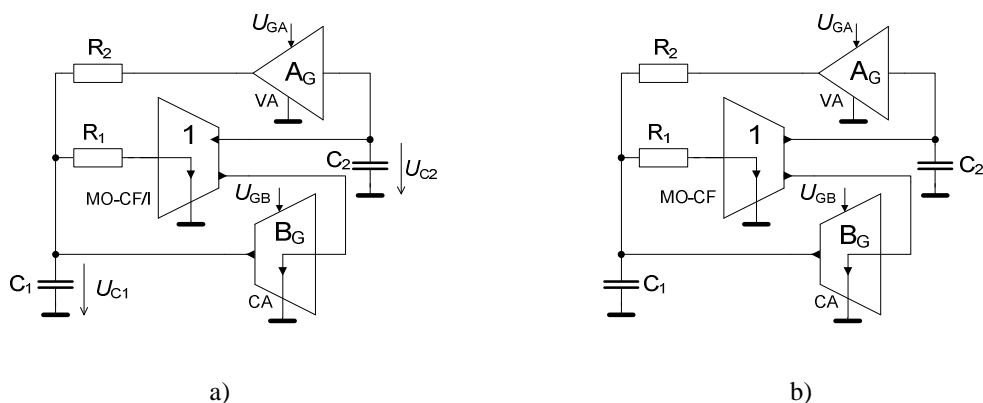
$U_{G1,2}$ [V]	$B_{G1,2}$ [-]	U_{G3} [V] ~ B_{G3} [-]	f_0 ideální [MHz]	f_0 očekavano [MHz]	f_0 simulace [MHz]	U_{OUT1+} [V _{p-p}]	THD ₁ [%]	U_{OUT2-} [V _{p-p}]	THD ₂ [%]
0,1	0,102	1,027	0,159	0,116	0,136	5,62	0,8	5,47	1,9
0,5	0,511	1,010	0,795	0,667	0,666	5,67	0,8	5,57	1,1
0,8	0,799	0,986	1,273	1,070	1,056	5,69	0,4	5,58	0,5
1,0	0,998	0,964	1,592	1,339	1,304	5,67	0,4	5,54	0,6
1,5	1,460	0,892	2,324	2,010	1,906	5,65	0,3	5,51	0,3
2,0	1,895	0,801	3,016	2,533	2,473	5,64	0,5	5,49	0,3
3,0	2,695	0,580	4,289	3,619	3,502	5,68	0,3	5,56	0,2
4,0	3,391	0,332	5,397	4,558	4,386	5,71	0,2	5,63	0,2

Prezentovaný návrh a typ oscilátorů založených na proudových zesilovačích a napěťových sledovačích na základně jednoduché metody stavových rovnic přináší výhody v preventivně uzemněných kondenzátorech a možnostech nezávislého přímého elektronického řízení oscilační podmínky i kmitočtu. Následná modifikace umožnila odstranit zásadní nevýhodu většiny koncepcí spočívající v závislosti amplitudy jednoho z kvadrurních signálů na oscilačním kmitočtu, respektive řídicím parametru, který f_0 ladí. Zde jsem vyzkoušel velice jednoduchou variantu systému AGC využívající nelineární oblast převodní charakteristiky zesilovače s bipolárním tranzistorem, která je

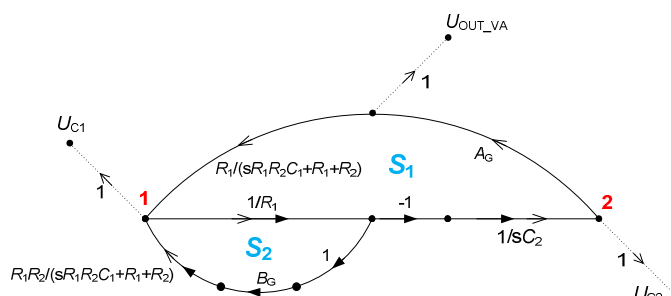
díky velmi malým změnám řídicího napětí nutným k ustabilizování amplitudy dostačující, jak dokazují výsledky měření i simulací. Tato metoda je teoreticky aplikovatelná ve všech předchozích typech oscilátorů, které spoléhají na řízení oscilační podmínky pomocí řídicího napětí. Jen přesné nastavení AGC v reálném případě je poněkud komplikovanější. 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 a je třeba je v těchto kmitočtových pásmech uvažovat (spolu s parazitními kapacitami uzlů) pro přesné určení f_0 . Při experimentech v této práci to bylo dáno hlavně dostupnými AP, ale lze vyrobit i AP, které mají odpor proudového vstupu minimální [204] a reálný f_0 se bude blížit ideálním hodnotám mnohem více. V praxi (při realizaci na čipu) může být vyroben takový typ proudového zesilovače, který má definovatelnou hodnotu intrinzického vstupního odporu (nastavenou pevně řídicím proudem) a oscilátor nemusí externě vyžadovat žádný rezistor. Ve specifických CA těchto aplikací může být také ovládání intrinzického odporu použito pro řízení f_0 . Pokud se na zapojení dívám pohledem, který je prezentován v [201], lze spojení proudového a napěťového AP uvažovat jako jeden celek. V tom případě uvedené typy oscilátorů obsahují nejvýše dva až tři AP. Lze říci, že typ oscilátoru na **obr. 6.60** je zde v práci jednoznačně nejlepší z hlediska širokopásmového přeladění, nízkého THD a rovnosti generovaných úrovní při přeladování. V kontrastu s mnou navrženým obvodem zapojení uvedená v [201] nedisponují možností přímého elektronického řízení a pro ladění je nutné měnit hodnoty plovoucích rezistorů. Naopak mají lépe řešen obvod stabilizace amplitudy, i když ze zde uvedených výsledků je patrné, že i zde používaný způsob pracuje velmi dobře.

6.5 Kombinace nastavitelných napěťových a proudových zesilovačů v oscilátoru

V obvodech oscilátorů lze při řízení velice dobře využít taktéž kombinace regulovatelného napěťového a proudového zesílení AP. Příklad jednoduché možné varianty oscilátoru je na **obr. 6.65**. Obvod obsahuje ve výsledku opět jen soustavu integrátorů [76], [77], [80], [86], [88] založenou na využití proudového distributoru/invertoru (MO-CF/I - multi-output current follower/inverter) [46], [47], [48], [49], [51] poskytujícího obě polarity výstupního proudu, proudového zesilovače a napěťového zesilovače (oba s možností řízení zesílení). Na **obr. 6.65b** je jen modifikace, která zjednodušuje použitý proudový distributor. Nyní není zapotřebí inverze v rámci MO-CF, ale pro dosažení žádaného přenosu smyčky je nutný invertující napěťový zesilovač. Zapojení lze odvodit oblíbenou metodou popsanou v kap. 6.4.2, či sestavit intuitivně, čemuž napomáhá již konkretizovaný graf signálových toků na **obr. 6.66**.



Obr. 6.65 Dvě možné koncepce kvadraturního oscilátoru: a) s proudovým sledovačem-distributorem obou polarit výstupního proudu a nastavitelným neinvertujícím proudovým a napěťovým zesilovačem, b) s proudovým sledovačem jedné výstupní polarit a invertujícím napěťovým zesilovačem



Obr. 6.66 Graf signálových toků oscilátoru na obr. 6.66a využívajícího nastavitelného napěťového a proudového zesílení pro řídicí účely

Analýzou grafu lze získat charakteristickou rovnici ve tvaru

$$\Delta = 1 - (S_1 + S_2) = 1 - \left[\frac{-A_G}{sR_1C_2} \left(\frac{R_1}{sR_1R_2C_1 + R_1 + R_2} \right) + \frac{B_G}{R_1} \left(\frac{R_1R_2}{sR_1R_2C_1 + R_1 + R_2} \right) \right] = 0, \quad (6.139)$$

který lze zjednodušit na

$$s^2 + \frac{R_1 + R_2 - B_G R_2}{R_1 R_2 C_1} s + \frac{A_G}{R_1 R_2 C_1 C_2} = 0, \quad (6.140)$$

a odtud získat oscilační podmínku a kmitočet

$$B_G \geq 1 + \frac{R_1}{R_2}, \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{A_G}{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (6.141), (6.142)$$

Citlivosti oscilačního kmitočtu na změny parametrů jsou podobné jako v předcházejících případech

$$S_{A_G}^{\omega_0} = -S_{R_1}^{\omega_0} = -S_{R_2}^{\omega_0} = -S_{C_1}^{\omega_0} = -S_{C_2}^{\omega_0} = 0,5, \quad S_{B_G}^{\omega_0} = 0. \quad (6.143), (6.144)$$

Vzájemný vztah mezi generovanými amplitudami (uzly připojení obou pracovních kondenzátorů jsou brány v úvahu jako možné výstupy) je dán přenosem

$$\frac{U_{C2}}{U_{C1}} = \frac{-1}{sR_1C_2} = \frac{-1}{j\omega R_1C_2}, \quad (6.145)$$

odkud lze po dosazení vztahu (6.142) za ω získat

$$\frac{U_{C_2}}{U_{C_1}} = \frac{-1}{j \sqrt{\frac{A_G}{R_1 R_2 C_1 C_2}} R_1 C_2} = j \sqrt{\frac{R_2 C_1}{A_G R_1 C_2}}, \quad (6.146)$$

což vede v případě uvažování rovnosti $R_1 = R_2 = R$ a $C_1 = C_2 = C$ na

$$U_{C_2} = \frac{j}{\sqrt{A_G}} U_{C_1}. \quad (6.147)$$

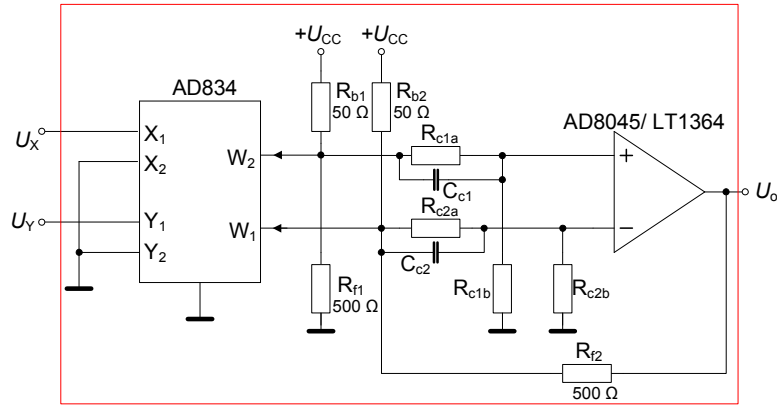
Odtud je jasné, že amplituda U_{C_1} je závislá na odmocnině z napětového zesílení a při ladění oscilátoru se bude měnit. S tímto problémem se potýká většina jednodušších typů oscilátorů, jak bylo několikrát možno sledovat i v této práci, ale nejen zde.

Pro konstrukci oscilátoru na **obr. 6.65b** lze použít zde již výhodně užívanou proudovou násobičku EL4083 [43] (zapojení je zřejmé z **obr. 6.40** a souvisejících poznámek), která slouží jako proudový distributor a EL2082 [42], která je zapojena na pozici proudového zesilovače. Otázkou bylo, jakým způsobem vytvořit nastavitelný napětový zesilovač (VA v **obr. 6.65**). Existuje několik možností. Jsou k dispozici přímo prvky označované jako VCA (voltage controlled amplifier) např. [54], [55], [56], [57], [58], [59], které dosahují zajímavých parametrů v oblastech řízení zisku i kmitočtové použitelnosti, viz kap. 2.5. Protože je však k dispozici několik napětových násobiček, použil jsem právě jednu z nich pro její skvělé kmitočtové vlastnosti, i když záměr koncepce oscilátoru je právě využití integrovaného napětím řízeného zesilovače. V praxi je samozřejmě nutné doplnit oscilátor napětovým sledovačem při používání napětí z uzlu kondenzátoru C_1 .

Ověřením vlastností VCA založeného na napětové násobičce s doplňujícími obvody se zabývá práce mého diplomanta [213]. Diplomant dostal za úkol vytvořit model AD834 pro OrCAD na základně katalogových a měřených údajů a zde uvedený typ oscilátoru realizovat fyzicky. VCA byl zkonstruován dle doporučení za použití napětové násobičky AD834 [41]. Katalogové zapojení [41] násobičky ve funkci VCA je na **obr. 6.67**. Násobička disponuje dvěma vstupy (diferenčními) a dvěma proudovými výstupy. Pro její přenos dle [41] platí

$$I_{w1,2} = \frac{U_x U_y}{250}. \quad (6.148)$$

Protože násobička pracuje s proudovými výstupy, není možné je ihned použít. Každý z výstupů je navíc nutné připojit přes rezistory R_b hodnoty 50Ω [41] na $+U_{CC}$. Pro získání napětového výstupu je nutné obvod rozšířit o rozdílový zesilovač, který je vyřešen pomocí OZ. Rezistory R_c a kondenzátory C_c slouží jako kmitočtová kompenzace na vysokých kmitočtech [41]. Způsobují zvýšení přenosu v oblasti, kde již použitý operační zesilovač přestává svými vlastnostmi postačovat. Rezistory R_c lze volit dle doporučení kolem $3 \text{ k}\Omega$ a kondenzátory 10 nF . Pokud je vybrán vhodný operační zesilovač, lze uvažovat s pásmem několika stovek MHz (dle měření v [213] i 600 MHz), což bylo v případě použití AD8045 [214].



Obr. 6.67 Zapojení násobičky ve funkci VCA

Dle [213] dokáže kompenzace šířky pásma napětím řízeného zesilovače značně rozšířit, což bylo dokázáno měřením i simulací. Zemněné rezistory (R_{c1b} , R_{c2b}) umožňují navíc vykompenzovat výstupní offset [41]. Pro přenos napětím řízeného zesilovače s násobičkou platí vztah (není uveden v katalogu [41])

$$U_o = R_{f2} I_{W1} + \left(\frac{R_{b1} R_{f1}}{R_{f1} + R_{b1}} \right) \left(\frac{R_{b2} + R_{f2}}{R_{b2}} \right) I_{W2}, \quad (6.149)$$

což při uvažování hodnot rezistorů dle **obr. 6.67** ($R_{b1} = R_{b2} = R_b$, $R_{f1} = R_{f2} = R_f$) přechází na vztah

$$U_o = R_f I_{W1} + R_f I_{W2} = R_f (I_{W1} + I_{W2}) = R_f \frac{U_X U_Y}{250}, \quad (6.150)$$

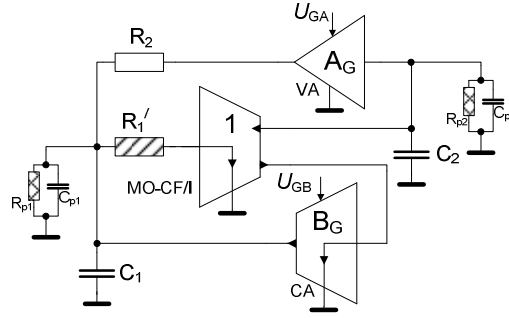
a pro konkrétní hodnotu $R_f = 500 \Omega$ je výstupní napětí

$$U_o = 4U_X U_Y. \quad (6.151)$$

Detailní výsledky analýz a vlastností jsou uvedeny v [213]. Zde pouze shrnu hlavní parametry. Takto tvořený říditelný napěťový zesilovač ($A_G = 4U_{GA}$) má rozsah řízení napěťového zesílení zhruba 0 až 4 (pro $U_{GA} \in (0; 1)$ V). Napětí U_{GA} může být přiváděno na vstup U_X či U_Y (druhý bude vstupem signálu). Protože se jedná o čtyř-kvadrantovou násobičku, lze změnou polarity jednoduše změnit i znaménko přenosu. Vstupní odpor uváděný katalogem je $R_{inp_VA} \sim 25 \text{ k}\Omega$ [41]. Kapacitu výrobce neuvádí, proto pro další výpočty a úsudky uvažují typicky rozsah 5 až 10 pF. Výstupní odpor je záležitostí použitého operačního zesilovače. V tomto případě (pro simulace zde) pro LT1364 [203] je méně jak 1Ω v předpokládaném pásmu, a proto není třeba uvažovat. Dynamický rozsah AD834 [41] je omezen na asi ± 1 V. Právě především nízký vstupní odpor může být pravděpodobnou příčinou problémů v aplikaci.

Pro návrh oscilátoru opět předpokládám hodnoty $R_1 = R_2 = R = 1 \text{ k}\Omega$, $C_1 = C_2 = C = 100 \text{ pF}$ s $A_G = 1$ a dle (6.141) $B_G \geq 2$ ($U_{CC} = \pm 5$ V). Ideální hodnota oscilačního kmitočtu je $f_0 = 1,591 \text{ MHz}$. V případě použití uvedeného typu VA založeného na AD834 je vztah pro oscilační kmitočet

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{A_G}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \approx \sqrt{\frac{4U_{GA}}{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (6.152)$$



Obr. 6.68 Oscilátor s modelováním nejvýznamnějších malosignálových reálných projevů

Pro diskuzi parazitních vlivů lze využít zapojení na **obr. 6.68**. Spolu s výstupním odporem MO-CF/I $R_{out_MO-CF} \sim 1 \text{ M}\Omega$ (EL4083 [43]) a kapacitou $C_{out_MO-CF} \sim 5 \text{ pF}$ jsou vstupní parametry VA hlavní součástí impedance ovlivňující uzel kondenzátoru C_2 (R_{p2} , C_{p2}). Potom je tedy $R_{p2} = R_{inp_VA} \parallel R_{out_MO-CF} \sim 24 \text{ k}\Omega$ a $C_{p2} = C_{out_MO-CF} + C_{inp_VA} \sim 10$ až 15 pF . Jednodušší situace nastává v uzlu kondenzátoru C_1 , kde působí pouze jeden výstup (CA) s odporem $R_{out_CA} \sim 1 \text{ M}\Omega$ a kapacitou $C_{out_CA} \sim 5 \text{ pF}$, což jsou současně i předpokládané hodnoty R_{p1} a C_{p1} . Pracovní hodnoty kondenzátorů nyní odhaduji jako $C_1' = C_1 + C_{p1} \sim 106 \text{ pF}$, $C_2' = C_2 + C_{p2} \sim 115 \text{ pF}$. Rezistor R_1 je samozřejmě ovlivněn hodnotou vstupního odporu MO-CF/I, která pro použitý EL4083 [43] činí $R_{inp_MO-CF} \sim 350 \Omega$ ($I_z \sim 500 \mu\text{A}$). Pak je tedy $R_1' = R_1 + R_{inp_MO-CF} \sim 1,35 \text{ k}\Omega$. Charakteristická rovnice s respektováním reálných AP

$$a_2' s^2 + a_1' s + a_0' = 0, \quad (6.153)$$

má nyní koeficienty

$$a_2' = 1, \quad (6.154)$$

$$a_1' = \frac{R_1' R_2 R_{p1} C_1' + R_2 R_{p1} R_{p2} C_2' + R_1' R_2 R_{p2} C_2' + R_1' R_{p1} R_{p2} C_2' - B_G R_2 R_{p1} R_{p2} C_2'}{R_1' R_2 R_{p1} R_{p2} C_1' C_2'}, \quad (6.155)$$

$$a_0' = \frac{A_G R_{p1} R_{p2} + R_1' R_2 + R_{p1} R_2 + R_{p1} R_1' - B_G R_{p1} R_2}{R_1' R_2 R_{p1} R_{p2} C_1' C_2'}. \quad (6.156)$$

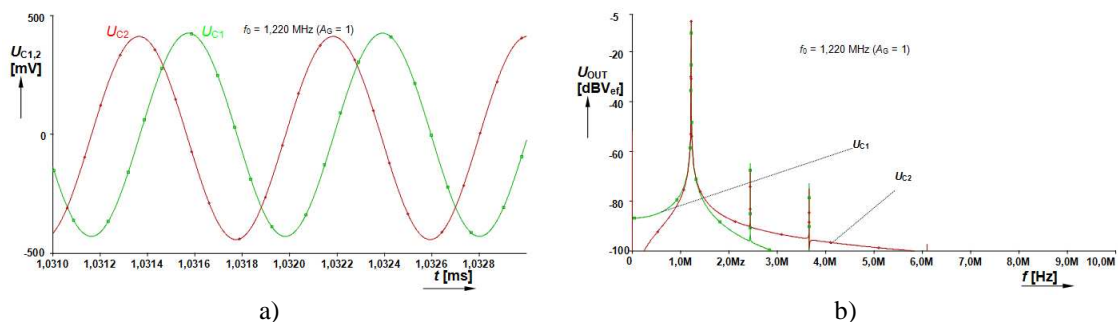
S uvážením hlavních reálných parametrů jsou oscilační podmínka a oscilační kmitočet tvarů

$$B_G' \geq \frac{R_1' R_2 R_{p1} C_1' + R_2 R_{p1} R_{p2} C_2' + R_1' R_2 R_{p2} C_2' + R_1' R_{p1} R_{p2} C_2'}{R_2 R_{p1} R_{p2} C_2'}, \quad (6.157)$$

$$\omega_0' = \sqrt{\frac{A_G R_{p1} R_{p2} + R_1' R_2 + R_{p1} R_2 + R_{p1} R_1' - B_G' R_{p1} R_2}{R_1' R_2 R_{p1} R_{p2} C_1' C_2'}}, \quad (6.158)$$

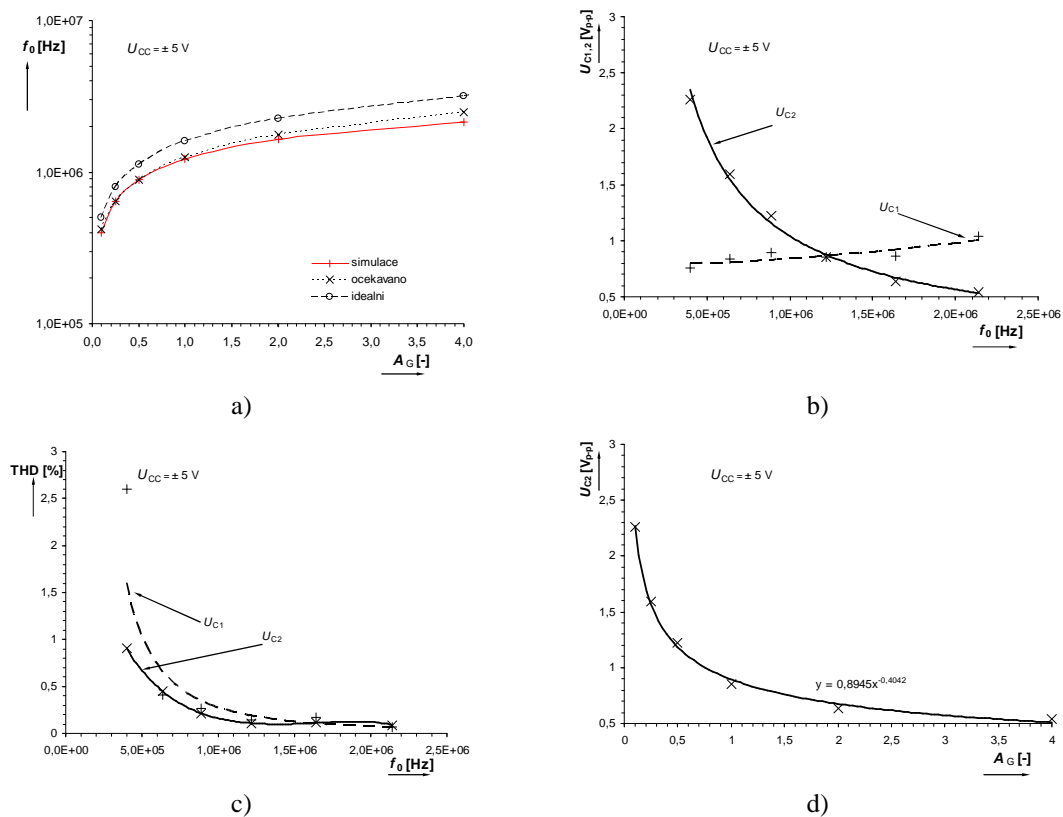
kde je v (6.158) zajímavý člen $B_G'/R_{p1}R_2$. Člen čitatele (6.158) $A_G R_{p1} R_{p2}$ je při dosazení numerických hodnot ($A_G = 0,1$, $B_G = 2$) stejný jak člen $B_G'/R_{p1}R_2$. Pro $A_G = 1$ je součin $A_G R_{p1} R_{p2}$ asi 10x větší než člen $B_G'/R_{p1}R_2$ a pro $A_G = 3$ je to již téměř 40x více. Při změně B_G by mohlo docházet k ovlivnění oscilačního kmitočtu f_0 (při zvětšování B_G se f_0 snižuje). U jiných v předchozích kapitolách diskutovaných typů oscilátorů je někdy také takto přítomen člen obsahující parametr nastavující oscilační podmínku, ale je třeba o 2 až 3 řády menší. Zde je rozdíl pouze o něco málo více jak jednoho řádu dán právě celkem nízkou hodnotou R_{p2} , kterou způsobuje nízký vstupní odpor VA. Přesto je

přítomnost B_G ve vztahu (6.158) závislostí reálného chování navržené struktury a ne nízkého R_{p2} . Největší vliv na posuv f_0 k nižším hodnotám má C_{p2} s R_{inp_MO-CF} .



Obr. 6.69 Výsledky simulací oscilátoru s VCA založeným na AD834: a) časová oblast, b) frekvenční oblast

Na **obr. 6.69** jsou výsledky simulací oscilátoru s makromodely výrobců a modelu AD834 vytvořeného diplomantem [213] na počítači pro navrhované parametry. Očekávaná hodnota oscilačního kmitočtu získaná na základě (6.158) pro $A_G = 1$ je $f_0 = 1,25$ MHz ($U_{GA} = 0,25$ V). Simulace poskytla hodnotu 1,22 MHz. Dá se tedy soudit, že vztah (6.158) poskytuje relevantní výsledky. Další rozdíl může být způsoben neurčitostí závislosti vstupního odporu MO-CF/I na nastavovacím (biasovacím) proudu [43]. Laditelnost koncepce a vlastnosti spojené s řízením f_0 byly testovány simulacemi a zaznamenány. Výsledky na **obr. 6.70** dokládající činnost elektronického řízení f_0 jsou získány s manuálním řízením B_G (bez automatického AGC).



Obr. 6.70 Výsledky simulací ladícího procesu: a) závislost oscilačního kmitočtu na napěťovém zesílení A_G , b) změna výstupních úrovní při ladícím procesu, c) závislost THD na oscilačním kmitočtu, d) závislost U_{C2} na A_G

Přeladění oscilátoru bylo vyzkoušeno v rozsahu 400 kHz až 2,141 MHz pro $A_G \in (0,1; 4)$ ($U_{GA} \in (0,025; 1)$). Manuálním dostavováním oscilační podmínky byla udržena výstupní úroveň U_{C1} zhruba mezi 800 až 900 mV s THD ve většině pásma pod 0,5 %. Nárůst THD na nízkých kmitočtech je zde dán zpracováním signálu relativně velké úrovně (U_{C2}) s uvážením dynamiky AD834, který je na úrovni či nad úrovní omezení lineárního rozsahu dynamiky AP (VA s AD834, kde je dovoleno zpracovávat signály do ± 1 V [41]). Tato narůstající úroveň je dána závislostí U_{C2} na změně A_G . Dle očekávání má změna úrovně napětí U_{C2} s oscilačním kmitočtem a tedy i A_G charakter mocninné závislosti, který potvrzuje rovnice křivky na **obr. 6.70d**. Detailní výsledky jsou v **tab. 6.9**.

Tab. 6.9 Detailnější shrnutí výsledků simulací

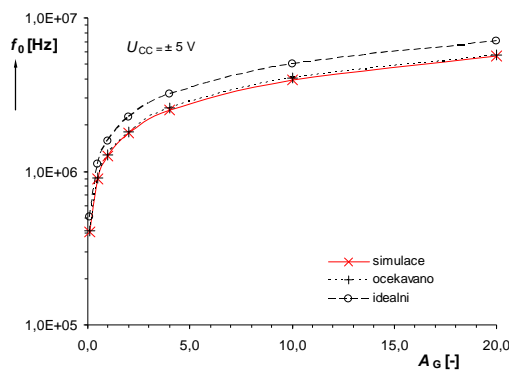
U_{GA} [mV]	A_G [-]	f_0 očekavano [MHz]	f_0 simulace [MHz]	U_{GB} [V] ~ B_G [-]	U_{C1} [V _{P-P}]	THD ₁ [%]	U_{C2} [V _{P-P}]	THD ₂ [%]
25	0,10	0,420	0,398	2,395	0,76	2,6	2,26	0,9
63	0,25	0,638	0,638	2,299	0,84	0,4	1,59	0,4
125	0,50	0,890	0,889	2,151	0,89	0,3	1,22	0,2
250	1,00	1,250	1,220	1,881	0,86	0,1	0,85	0,1
500	2,00	1,762	1,641	1,421	0,86	0,2	0,64	0,1
1 000	4,00	2,487	2,121	0,707	1,04	0,1	0,54	0,1

Diplomant dosáhl a zdokumentoval s tímto typem oscilátoru rozsah přeladění od 12 do 24 MHz [213]. Samozřejmě pro jiné hodnoty pracovních součástek a parametrů, ale s podobným AGC jako v kap. 6.4.2. Zkreslení se v jeho testovaném pásmu pohybovalo kolem 1 %.

Problémy s menším rozsahem změny napěťového zesílení lze řešit jiným AP na pozici VA. Jako příklad jsem zvolil říditelný napěťový zesilovač VCA610 respektive VCA810 (modernější varianta) [54]. Ten umožňuje změnu zesílení ve velkém rozsahu, i když není kmitočtově tak výborný jako násobička AD834 [41]. Poté lze přibližně psát

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{A_G}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \approx \sqrt{\frac{10^{-2(U_{GA}+1)}}{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (6.159)$$

Testovaný rozsah elektronického přeladění f_0 jsem vyzkoušel simulacemi od 400 kHz do 5,6 MHz při $A_G \in (0,1; 20)$, tj. $U_{GA} \in (-0,5; -1,65)$ V. Výstupní napětí se pohybuje v podobném rozmezí jako při použití VA s násobičkou AD834. Na **obr. 6.71** je ladící charakteristika znatelně širšího rozsahu (s VCA810 [54]) srovnávající ideální průběh, předpoklad na základě symbolického začlenění parazitních parametrů a výsledky simulace. Očekávané hodnoty f_0 samozřejmě počítají s rozdílnými parametry reálných součástek, protože byl použit jiný typ VA.



Obr. 6.71 Srovnání ladící charakteristiky ideálního průběhu, předpokladu a simulace s VCA810 na pozici VA

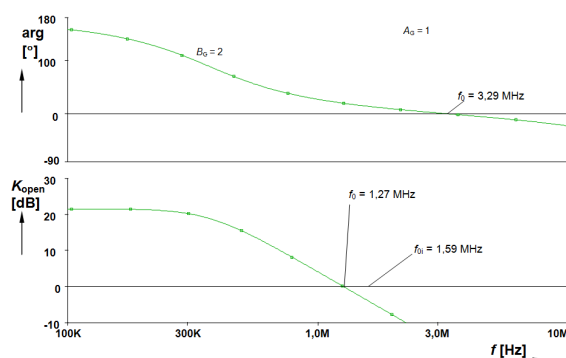
Kombinace řízení napětového a proudového zesílení není v této koncepci nejužitečnější, protože z oscilační podmínky nejsou patrné některé problémy, které nyní popíšeme. Omezený lineární rozsah dynamiky AD834 způsobuje problémy při vyšším výstupním napětí nad asi $2 V_{P-P}$, proto nelze dopustit růst napětí nad tuto hodnotu, což se vlivem změny A_G zajisté stane a díky tomu narůstá i zkreslení směrem k nejnižším kmitočtům. Dalším problémem je skutečnost, že pro udržení nízkého THD a konstantní amplitudy U_{C1} (U_{C2} se mění v souladu s A_G) je dle výsledků počítačových analýz zapotřebí většího zásahu do změny B_G (oscilační podmínky - snížení zesílení). U oscilátoru v kap. 6.4.2 to díky menšímu rozsahu změny B_G pro řízení f_0 bylo v rámci jednotek mV napětí U_G , na což stačilo primitivní AGC s tranzistorem. Zde je podle výsledků simulací zapotřebí mnohem větší změny v rámci stovek mV (v celém ladícím rozsahu). Tato změna je i v omezeném ladícím rozsahu, který je srovnatelný s rozsahem přeladění a změny B_{G1} oscilátoru v kap. 6.4.2, mnohonásobně větší. Tam se jednalo o změnu U_G zhruba v rámci 30 mV, zde je přibližně ve stejném rozsahu f_0 nutno 500 mV. Tato informace byla k dispozici až po precizních simulacích na počítači. Ostatní parametry jsou v celku srovnatelné s předchozími typy oscilátorů např. kap. 6.4.2 apod. Dle počtu nutných pasivních součástek obvod vyžaduje pouze dva rezistory a dva kondenzátory (zemněné). Pokud by byla uvažována možnost zahrnout R_1 prostřednictvím intrinziční rezistance do vstupní impedance proudového vstupu MO-CF/I, oscilátor bude vyžadovat pouze tři externí pasivní prvky. Pro přímé a nezávislé elektronické řízení CO a f_0 vyžaduje tři AP, podobně jako další realizace uvedené v této práci.

6.6 Vliv změn zesílení aktivních prvků pro účely ladění na plnění oscilačních podmínek z energetického hlediska

V několika předchozích kapitolách bylo naznačeno, že změna parametru (zesílení proudové či napětové) nastavujícího oscilační kmitočet je provázána potřebou mírně či více měnit parametr přímo ovlivňující plnění oscilační podmínky vycházející z diskuze charakteristické rovnice. Tento problém bude pravděpodobně přítomen skoro vždy a ve většině kvadraturních oscilátorů obdobných typů, jako jsou zde diskutované. Většinou na tento problém vůbec není upozorněno a analýza uvedená v mnoha současně i dříve publikovaných pracích ani nic podobného nenastihuje. Proto byla tato diskuze umístěna

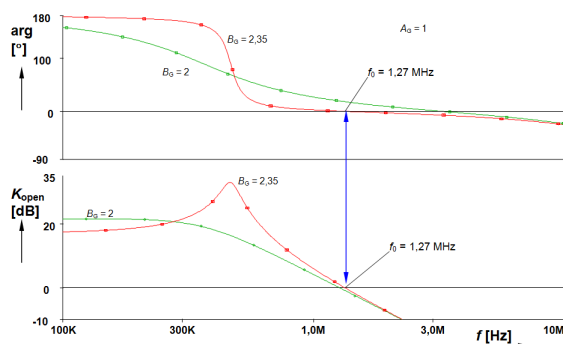
$$b_2' = \frac{R_1' R_2 + R_1' R_{p1} - B_G R_2 R_{p1} + R_2 R_{p1}}{R_1' R_2 R_{p1} R_{p2} C_1' C_2'} \quad (6.166)$$

Pro analýzu situace popsané s uvažováním podstatných parazitních parametrů AP je třeba využít Matlab, protože pro ruční analýzu je vztah (6.162) příliš složitý. Při dosazení vztahu pro oscilační kmitočet (6.158) z kap. 6.5, který počítá s vlivem reálných vlastností AP (**obr. 6.68**) do této rovnice, lze získat na tomto kmitočtu modul přenosu $|K_{\text{open}}| = -0,4 \text{ dB}$, s fázovým posuvem 17° mezi vstupem a výstupem. Situaci a uvedená tvrzení je možné doložit simulacemi obvodu na **obr. 6.72** s návrhovými parametry a hodnotami uvedenými v kap. 6.5 ($A_G = 1$, $B_G = 2$). Na **obr. 6.73** je kmitočtová charakteristika dvojbranu. Je získána simulacemi s makromodely (EL2082 [42], EL4083 [43], VCA810 [54]) podobně jako výsledky v předchozí kapitole. Oscilační podmínka je v ideálním případě splněna právě a pouze pro $B_G = 2$ (při $A_G = 1$).



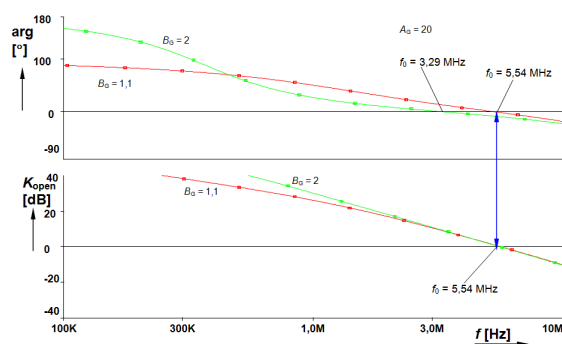
Obr. 6.73 Srovnání ideální a reálné kmitočtové charakteristiky dvojbranu

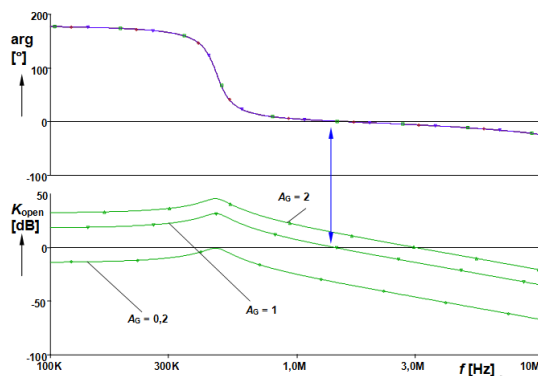
Je zřejmé, že energetické kritérium (modulová podmínka) je prakticky splněno na kmitočtu 1,27 MHz, kde je průchod modulové charakteristiky nulou. Pod tímto kmitočtem je modulová podmínka splněna s rezervou. Obvod přechází pro tyto kmitočty do oblasti zesilování. Bohužel fázový posuv je nenulový (dle simulace asi 19° na $f_0 = 1,27 \text{ MHz}$). Ke splnění argumentové oscilační podmínky dojde až na kmitočtech mnohem vyšších než udává energetické hledisko (3,29 MHz). Tam již bohužel nedostačuje zesílení a oscilátor se nemůže rozkmitat. Pro rozkmitání je nutné mírně či více zvýšit zesílení B_G . Situaci nyní popisuje **obr. 6.74**, kde je srovnána předchozí a nová situace. Zvyšováním B_G se k sobě oba body průniku charakteristik (fázové a modulové) nulou přibližují do okamžiku, kdy jsou splněny obě kritéria na jediném kmitočtu. Z **obr. 6.74** je vidět, že je třeba zvýšit zesílení na hodnotu $B_G = 2,35$. Pokud je tato hodnota dosazena do (6.162) je modul přenosu $|K_{\text{open}}| = 0 \text{ dB}$ a posuv fáze $0,2^\circ$.



Obr. 6.74 Vliv změny zesílení B na plnění oscilačních podmínek

Další jev, který souvisí s diskutovanou problematikou a je patrný z předchozích kapitol, spočívá v nutnosti více či téměř zanedbatelně měnit (snižovat) zesílení nastavující plnění z charakteristické rovnice plynoucí oscilační podmínky, pokud je měněno (zvyšováno) zesílení nastavující oscilační kmitočet za účelem jeho zvýšení (zde A_G). Ve většině případů se jedná o proudové zesílení B_G (kap. 6.4.2 apod.). V případě oscilátoru v kap. 6.4.2, kde se změna ladícího parametru pohybuje v menším rozsahu (např. $B_G \in (0,01; 1)$), je nutná změna zesílení nastavujícího oscilační podmínky téměř zanedbatelná a na kompenzování postačí primitivní ACG. Jedná se asi o 30 mV napětí U_G , což představuje téměř neznamatelnou změnu B_G . Zato v kap. 6.5 je potřebná změna B_G velká (stovky mV napětí U_G) a roste pro větší změny zesílení určujícího přeladění. Příčina je opět patrná při dvojbranovém pohledu a vyšetřování plnění základních podmínek oscilací. V případě typu oscilátoru diskutovaného v kap. 6.5 a tedy i zde je nutné zvýšení zesílení A_G kompenzovat snížením B_G (celkem podstatným), protože jinak dochází ke změnám amplitud produkovaných signálů, které skončí limitací dynamickým rozsahem AP, což způsobí velký nárůst THD. Zásadní je také právě vzájemná relace generovaných amplitud při ladění u kvadraturních typů oscilátorů. U některých typů oscilátorů či při menším rozsahu změny zisku (řídícího ladící proces) lze tento problém ignorovat, protože bez AGC víceméně jen kolísá amplituda a THD (záleží na konkrétní škále přeladění). Avšak při potřebě precizní kontroly a požadavku neměnné úrovně výstupního napětí (toho, které se nemění z principu) je AGC potřeba vždy. Pokud uvažuji $A = 20$, dvojbran na **obr. 6.72** by měl dle výpočtu (6.158) kmitat (v případě uzavření smyčky) na kmitočtu zhruba 5,54 MHz, ale původní argumentová charakteristika prochází nulou už na kmitočtu asi 3,29 MHz, viz **obr. 6.75**. V tomto případě je ale modulová podmínka oscilací splněna s velkou rezervou a při $B_G = 2$ (odvozeno z charakteristické rovnice) bude oscilátor produkovat signál s kmitočtem 3,29 MHz, ale s vysokým zkreslením. Dle simulace se jednalo o značně tvarově znehodnocený signál. **Obr. 6.75** dokazuje, že pro splnění oscilačních podmínek postačí zesílení B_G pouze 1,1, což není patrné z charakteristické rovnice (6.140). Tam vychází pro všechny oscilační kmitočty nutnost splnit $B_G \geq 2$ (6.141) a není to patrné ani v oscilační podmínce ovlivněné parazitními prvky (6.157). V práci diplomanta [213] se napětí řídicí (udržující splnění) podmínku oscilací měnilo téměř v rámci jedné polaroty napájecího napětí. Taktéž může nastat situace, kdy zesílení parametru nastavujícího f_0 klesne pod minimální úroveň a oscilátor nemůže pracovat. Vesměs blízko jsou tomu všechny situace, kdy $B_G < 0,1$ (většina diskutovaných typů oscilátorů s řízením pomocí B_G). Zde k tomu u A_G dochází asi při menší hodnotě jak 0,2 (**obr. 6.76**). Všechny diskutované projevy mi potvrdily simulace s rozpojenou smyčkou i přímo s oscilátorem v běžném pracovním režimu.


 Obr. 6.75 Situace při podstatném zvyšování zesílení A_G určujícího oscilační kmitočet


 Obr. 6.76 Situace při nedostatečném zesílení $A_G = 0,2$ a vliv ve smyčce

Při precizním návrhu přímo elektronicky nastavitelných kvadraturních oscilátorů podobných typů je třeba tuto stránku také brát v úvahu. Záleží na konkrétním typu oscilátoru, zda bude tohle hledisko kritické či zanedbatelné. Zde se ukazuje, že při vložení nastavitelného napěťového zesílení do oscilátoru se objeví jiné problémy komplikující např. návrh AGC, které pak musí postihnout širokou škálu změny např. řídicího napětí prvku. Zde byl záměrně vybrán tento v celé práci asi nejhorší a nejvíce patrný případ nutnosti zásahu do parametru nastavujícím oscilační podmínku. Většina zde uvedených situací (včetně kap. 6.4.2) je však příznivější a ukazuje se, že pokud se rozsah změny B_G volí obezřetně (řízení je svěřeno proudovým AP, které nevynikají vysokými zisky), lze i v docela širokém pásmu přeladění zajistit plnění oscilační podmínky velmi jednoduchým AGC. Tento problém, který bývá přítomen i u některých jiných typů nově vznikajících obvodových koncepcí oscilátorů (řízení pomocí g_m a R_X nevyjímaje), se opomíjí, protože není patrný z diskuze charakteristické rovnice, ale až z praktických experimentů v simulátoru nebo z měření, což málokdo takto podrobně řeší.

7 Shrnutí

V práci byla rozebrána dvě témata. Jedno se týká oblasti více-funkčních realizací aktivních říditelných filtrů, kde je pozornost zaměřena především na možnosti variability, řízení parametrů a v podstatné míře na studium reálného chování a zdůvodnění některých velmi důležitých problémů, se kterými se tato problematika potýká. V této části zde bylo dohromady rozebráno několik typů, které vynikají právě vhodností k elektronickému řízení parametrů. V následujícím textu budou zhruba shrnuty jejich nejpodstatnější vlastnosti, problémy a požadavky na AP a návrh. Nejsou však již uvedeny tolik detailní informace, které se nachází ve specifických částech práce. V dalším textu uvedené konkrétní parametry se týkají kmitočtových pásem, pro které byly struktury navrženy.

První typ filtru v kap. 5.1.1 používá běžnou zpětnovazební více-smyčkovou strukturu s distribucí, která je založena na transkonduktorech. Z hlediska elektronického řízení se jeví jako nejvíce variabilní, protože zde lze nastavovat nezávisle všechny parametry filtru 2. řádu (f_C , Q , BW , K_0) a docílit přenosu HPn a DPn. Bohužel pro tyto

vlastnosti vyžaduje struktura mnoho AP, což se odráží ve spotřebě a velikosti výsledné realizace při výrobě. Minimálně jeden blok zpětné vazby je možné ušetřit a z toho vychází vlastní odvozená modifikace, která obsahuje opravdu nejnutnější počet AP se stejnými možnostmi získání všech přenosových funkcí. Pokud je vyžadováno konfigurovat filtr do funkce HPn či DPn je tato vlastnost ztracena, protože připojování budících signálů (proudů) do uzlů je od původní varianty odlišné a neumožní řízením přenosu příslušné přímé budící větve měnit modul přenosu příslušné části propustného pásma PZ, která je pro HPn a DPn používána. Nejvýznamněji se reálné vstupní a výstupní parazitní vlastnosti použitých AP projevují ve spodním nepropustném pásmu PP, kde je nutné zajistit v uzlu pracovního kondenzátoru C_1 odporovou složku vyšší jak $130 \text{ k}\Omega$ (R_{p1}) pro potlačení alespoň 50 dB. Tyto hodnoty jsou dány kombinací vstupních a výstupních impedancí (rezistivních částí) AP v příslušných uzlech. Podobný problém je u HP, ale vesměs je výstupní a vstupní odpor prvků dostatečný. Zde se projevují odporové složky v obou uzlech pracovních kapacit (R_{p1} , R_{p2}) zhruba stejně a pro dosažení útlumu více jak 50 dB postačuje hodnota více jak $10 \text{ k}\Omega$. Nejhorší situace je u PZ, kde je pro dosažení uvedeného útlumu na f_C nutné zajistit R_{p1} a $R_{p2} > 200 \text{ k}\Omega$, což se s použitými AP nedá už tak snadno splnit. Další nepříjemnou věcí je závislost útlumu v nepropustném pásmu na ladícím procesu, protože parametry (g_m), kterými je f_C měněn se ve vztazích pro určení útlumu samozřejmě projevují. Pokud struktura nebude využívána jako univerzální (v praxi častější případ), lze při výběru použít i ty AP, které mají vstupní a výstupní odpory celkem nízké a ze struktury upotřebit pouze např. HP, kde mohou být odpory v uzlech nižších hodnot i pro dostatečná potlačení, jak prozradila analýza. Nebo lze použít typy přenosů, kde popsané problémy s klesající rezistivní složkou v uzlu nehrají významnou roli. Struktura je typická vznikem parazitního pólu, který je však díky vhodné volbě pracovního rezistoru vysoko. V diskutovaném případě asi 160 MHz, což je výrazně nad pracovním pásmem.

Nutnost řešení souběhu dvou parametrů pro řízení BW motivovala hledání jiné varianty multi-smyčkové struktury filtru, která by se stejnými AP umožnila dosáhnout změny BW u PP pouze jediným parametrem. Zde (kap. 5.1.2) se ukázalo užitečné využít více-výstupových OTA a odlišné struktury (ne typu s distribucí). Pro simulace byly použity stejné modely jako v předchozím případě a bylo docíleno podobných výsledků z pohledu rozsahu řízení. Největším problémem řešení je však zásah do K_0 u všech typů přenosů (nelze měnit zesílení bez ovlivnění Q). Pro dosažení útlumu alespoň 50 dB v navrhovaném pracovním pásmu je u PP třeba zajistit $R_{p1} > 50 \text{ k}\Omega$, u HP $R_{p1} > 1 \text{ k}\Omega$ a $R_{p2} > 10 \text{ k}\Omega$ (mírně větší vliv má R_{p2}) a u PZ pak $R_{p1,2} > 300 \text{ k}\Omega$. Parazitní pól zde je opět přítomen a pro navržené hodnoty a parametry se nachází až na kmitočtu asi 350 MHz. Nemůže tedy ohrozit pracovní pásmo a pravděpodobně již ani AP nebudou dosahovat tak vysoké kmitočtové použitelnosti.

Třetí typ opět filtru se zpětnovazební více-smyčkovou strukturou (s distribucí) využívá jinou možnost elektronického řízení (kap. 5.2.1). Na rozdíl od transkonduktance používané v předchozích případech používá řízený intrinzický odpor proudového vstupu proudového konveju. Dohromady jsou tyto prvky použity čtyři, přičemž dva slouží jako pouhé proudové distributory, kde není řízeno nic. Díky jednoduchosti realizace nelze kromě f_C řídit nic dalšího, ale na konci kapitoly je naznačena modifikace, která v kombinaci s řízeným proudovým zesílením některých větví dovoluje ovládat nezávisle i ostatní parametry filtru (Q , K_0 , BW). Je zde jedna zásadní výhoda. To byl taktéž i důvod, proč se touto realizací zabývat. Parazitní pól zde

nevzniká, protože je výstup posledního proudového integrátoru přímo vázán na nízko-impedanční vstup proudového distributoru. Ze všech zde uvedených variant bylo dosaženo asi nejvyššího f_C . V praxi však záleží na konstrukci AP a jeho vstupním odporu proudové svorky. Počítačová analýza prvku bohužel ukázala (nejen v tomto konkrétním případě), že ovládání řídicím proudem (I_b) má v některých případech i rapidní vliv na změny nejen vstupního odporu proudové svorky (což je žádáno), ale i na výstupní rezistivní složku impedance prvku, což přispívá k již diskutovaným problémům v nepropustných pásmech filtrační aplikace. Pro dosažení útlumu alespoň 50 dB je u PP zapotřebí $R_{p1} > 100 \text{ k}\Omega$, u HP pak $R_{p1,2} > 10 \text{ k}\Omega$ a u PZ $R_{p1,2} > 250 \text{ k}\Omega$.

Následující verze multifunkčního filtru v kap. 5.2.2 je založena na rozvíjejícím se typu elektronického řízení, což je nastavitelný proudový zisk proudového konveju ECCII. Protože zásah do proudového zesílení je umožněn v relativně malém rozsahu (jednotky), je i pásmo přeladění a změn parametrů filtru rapidně menší. Struktura byla zvolena obdobně verzi filtru v kap. 5.1.1, a proto z hlediska řízení a variabilnosti umožňuje prakticky totéž. Pokud by se přidala řízená distribuce do jednotlivých budících uzlů, realizovala by i HPn a DPn. Pomocí duality mezi pracovními módy byla odvozena i verze pracující s napěťovým buzením i výstupy. Ze zde diskutovaných variant filtrů tyto dvě vyžadují nejvíce pasivních prvků. Díky vyšší hodnotě rezistoru konverzně-distribuční části se významně projevuje parazitní pól a dokonce hned v pracovním pásmu (asi 9 MHz). Pro dosažení 50 dB útlumu u PP je třeba, aby $R_{p1} > 150 \text{ k}\Omega$, u HP pak $R_{p1,2} > 5 \text{ k}\Omega$. Jiné přenosy než HP, PP a DP bez distributoru realizujícího rozvod do vstupních bodů-uzlů struktury neumožňuje. Díky lepším parametrům použitých AP zde nejsou takové problémy v nepropustných pásmech HP a PP, jako u předchozích variant.

Z porovnání diskutovaných filtrů s modely 3. úrovně (dle počítačové toleranční analýzy) vyplývá, že globálně je nejhorší první varianta v kap. 5.1.1 (dle Monte Carlo analýzy, výsledky Worst Case jsou nereálné), kde je díky značnému počtu AP jednoznačně největší případný rozptyl f_C u PP (na které je to sledováno) i ostatních parametrů (BW , Q) kolem nominální hodnoty pro více nastavení tolerancí součástek a parametrů. V tabulkách, které jsou uvedeny v příslušných kapitolách, byly vlivy tolerancí parametrů vyhodnoceny u PP ze tří hledisek. Z hlediska nejmenší odchylky od nominální hodnoty f_C je nejlepší varianta v kapitole 5.1.2, následuje obvod v kap. 5.2.2 a obvod v kap. 5.2.1. Dle odchylky BW je pořadí kap. 5.2.2, kap. 5.1.2 a kap. 5.2.1. Z pohledu změny Q vlivem tolerancí parametrů jsou však výsledky velmi podobné a u všech s výjimkou kap. 5.1.1, kde je to asi dvojnásobně, se liší velmi lehce.

Některé obvody v předchozích kapitolách měly vesměs možnost realizovat přenosovou funkci typu PZ a FČ změnou znaménka a hodnoty koeficientu lineárního členu čitatele přenosové funkce, což se v praxi řeší přepojením. Z uvedených obvodů je patrné, že je na tuto operaci zapotřebí celkem složité zapojení. Existují sice i obvody, které umožní jednodušší cestou realizovat PZ a FČ popřípadě ještě nějakou další funkci současně, ale elektronické řízení není umožněno, anebo je velmi omezeno. Především není zkoumána možnost změnit typ přenosu mezi PZ a FČ bez přepojení vstupu nebo výstupu. To byla hlavní motivace pro návrh filtru v kap. 5.2.3. Tento filtr dokáže měnit typ přenosu pouhou změnou proudového zesílení konveju ECCII- a ve výsledku je velmi jednoduchý, protože obsahuje pouze jeden proudový konveju a napěťový sledovač. Díky tomu není nutné používat k tomuto účelu složitější integrátorovou syntézu, kterou využívají diskutované multifunkční a univerzální struktury. Největší

negativum je zde absence možnosti měnit nezávisle činitel jakosti, který je nízký. Jisté vylepšení, které odstraňuje diskutované nedostatky, je hned ve stejné kapitole nastíněno, ale vyžaduje značný počet AP. Proto je zde stále prostor na vylepšování. Případné ladění f_c lze v původní jednoduché variantě realizovat pomocí AP s možností ovládat kromě proudového přenosu i intrinzický odpor proudových vstupů. Jinak je nutné zajistit řízení náhradou plovoucích rezistorů, což není lákavá výzva. Zde se z pohledu reálného chování projeví nejvíce parazitní vstupní kapacita použitého napěťového sledovače a výstupní kapacita proudového konveje. Pro dosažení útlumu v minimu PZ alespoň 50 dB je nutné docílit menších hodnot několika jednotek pF, což už je spjato i s obezřetným návrhem desky plošného spoje.

Druhá část práce se zabývá říditelnými konstrukcemi oscilátorů, a to některých i dost exotických typů. Zásadním požadavkem je přímé elektronické řízení oscilačního kmitočtu. Je vhodné, když má oscilátor nezávisle nastavitelnou i oscilační podmínku a ta nejlepší situace nastává, pokud má oscilační podmínku i kmitočet nastavitelný přímo elektronicky. Opět je zde několik možností, jak lze řízení v praxi provádět.

První typ v kap. 6.1 je založen na jedno-výstupovém a více-výstupovém transkonduktoru. Obvod obsahuje dva OTA, dva pracovní kondenzátory a jediný zemněný rezistor, což z obvodu činí jednu z jednodušších variant. Nicméně je zde parametr nastavující oscilační podmínku obsažen i ve vztahu pro oscilační kmitočet. Zásadním problémem pro přesnou činnost a oscilace blízko teoretických návrhových kmitočtů jsou parazitní kapacity výstupů OTA, které při propojování výstupů více-výstupových OTA či jiných prvků značně zvyšují hodnoty pracovních kapacit, které pro tyto pásma již bývají nízké (desítky, stovky pF).

Druhý typ v kap. 6.2.1 využívá řízení proudového zisku moderního konvejeur ECCII-. Je založen na dvou těchto prvcích, dvou plovoucích rezistorech a dvou kondenzátorech, z nichž jeden je také plovoucí. Oscilační podmínka i kmitočet jsou říditelné elektronicky napětím, ale parametr ovládající oscilační kmitočet je možné měnit jen v omezeném rozsahu, který z principu struktury omezuje rozsah přeladění. Opět zde parametr, který nastavuje CO, zasahuje do vztahu pro oscilační kmitočet, což je zřejmě cena za jednoduchost u těchto variant, podobně jako v předchozím případě. Kromě nízkých přídavných parazitních kapacit v uzlech je zde třeba zajistit hodnoty reálných složek impedancí alespoň několik desítek k Ω . Oscilátory nejsou oproti filtrům na hodnotu rezistivní složky ve vysoko-impedančních uzlech tak náchylné, pokud nedosahují zvlášť kriticky nízkých hodnot.

V kap. 6.2.2 byl navržen oscilátor záměrně systematictější syntézou tak, aby vyhovoval požadavkům na nezávislé a elektronické řízení podmínky oscilací i kmitočtu. Účel syntézy byl splněn, avšak obvod je nyní složitější. Vyžaduje tři AP, z nichž dva jsou nastavitelné ECCII- a jeden klasický CCII+, tři rezistory (jeden je plovoucí) a dva kondenzátory. Oscilátor je navíc kvadrurní (umožňuje generovat signály se vzájemným posuvem 90°). Zásadním problémem těchto jednodušších oscilátorů je závislost amplitudy jednoho generovaného napětí na parametru nastavujícím f_0 . Kromě změny jedné amplitudy během ladícího procesu to má pravděpodobně u některých typů i za následek nárůst THD při krajních hodnotách rozsahu změny parametru (rostoucí amplituda začne být omezoána omezenou dynamikou AP).

Jedním ze směrů, kterým se současný stav ubírá, je koncipovat AP a funkční bloky jako sofistikované celky (sloučit několik základních prvků do jednoho). Druhým

směrem je skloubit podobně i více různých typů AP diskretně. V praxi je rozdíl v tom, že pokud se tento komplexní prvek vyrobí např. na čipu, lze očekávat lepší chování a parametry aplikace než při diskretní realizaci. V kap. 6.3.1 byla realizace oscilátoru koncipována z toho druhého pohledu. Jsou zde využity dva diamantové tranzistory a proudový zesilovač. Na tuto sestavu se lze globálně dívat jako na CCTA prvek, který obsahuje neúplnou CCII sekci (namísto ní je tam proudový zesilovač). Diskretní verze vyžaduje zemněné kondenzátory a plovoucí rezistory. Zapojení vzniklo jako pokus o vylepšení koncepce v kap. 6.2.1, kde byla možnost elektronického řízení z principu okleštěná. Problém je, že oscilační podmínka je nastavitelná pouze změnou plovoucího rezistoru a opět proniká tento parametr do vztahu pro oscilační kmitočet. Z reálných vlivů se zde více projevuje zvýšení kapacity uzlu kondenzátoru C_2 .

Oproti předchozímu je značné vylepšení uvedeno v kap. 6.3.2, kde je na obvod nahlíženo jako na jediný celek CCTA s několika externími součástkami. Touto koncepcí byl definován úplně nový prvek CGCCCTA, který zatím nebyl v literatuře použit. V tomto celku jsou zahrnuty dva diamantové tranzistory jako OTA sekce s předřazeným ECCII-, který je v diskutované aplikaci oscilátoru plně využit. Pokud je na obvod nahlíženo uvedeným způsobem, oscilátor poté obsahuje pouze dva zemněné kondenzátory a dva zemněné rezistory. Výhoda, kterou disponuje oproti jiným obvodům, je v možnosti přímého řízení oscilačního kmitočtu napětím, ve využití minima pomocných portů prvku, menší složitosti použité zpětné vazby a obou výstupů AP jen jediné polarity v kontrastu s již známými řešeními. Oscilátor je kvadrurní se vzájemnou nezávislostí podmínky oscilací i kmitočtu, ale opět zde existuje závislost jedné z generovaných amplitud na parametru nastavujícím oscilační kmitočet. Oscilační podmínka je nezávisle říditelná zemněným rezistorem, což je ještě mírná nevýhoda, kterou řeší zapojení v kap. 6.2.2, kde je možnost přímé napěťové kontroly, ale i zde lze rezistor nahradit elektronicky nastavitelným ekvivalentem.

V kap. 6.4.1 byly rozebrány koncepce oscilátorů, které využívají napěťové integrátory vytvořené na základě proudových AP (řiditelných proudových zesilovačů) a říditelné zpětné vazby získané přes virtuálně zemněný kondenzátor. V dalších modifikacích se ukázaly výhodné napěťové sledovače vkládané do jednotlivých větví obvodu, které snižují nároky kladené na hodnotu parametru (proudového zisku) nastavujícího oscilační podmínku. Zásadní výhoda vkládání sledovačů jako funkčních celků je automatická separace zdroje signálu od zátěže, na což bylo u některých předchozích typů potřeba použít extra sledovač navíc (zde jsou součástí hned z pohledu funkce). V ideálním případě jsou podmínka i oscilační kmitočet nezávisle říditelné napětím. To ale platí jen, pokud je vstupní odpor proudového zesilovače minimální (jednotky Ω). Prakticky je také zemněn pouze jediný kondenzátor a zbytek pasivních prvků (dva rezistory) a zbývající kondenzátor jsou plovoucí. Protože byl nutný invertující zesilovač, bylo třeba pro experimenty použít proudový prvek s touto schopností, ale ten neumožnil zesílení B_G větší jak 1. Proto byl rozsah změny kmitočtu oscilací omezen. Zásadní problémy této koncepce jsou větší vliv vstupních odporů proudových zesilovačů (pokud nejsou nízké), protože se nejen přičítají k pracovním rezistorům, ale činí i problémy s připojeným kondenzátorem do jednoho proudového vstupu. To má u tohoto typu za následek pronikání parametru nastavujícího f_0 do oscilační podmínky, který vynucuje při zvyšování f_0 zvyšování zesílení nastavující podmínku oscilací, jak bylo zjištěno z experimentů. V uvedeném rozsahu přeladění však nebyl problém nikterak zásadní, což dokládají výsledky měření.

Problémy předchozí verze vedly k řešení v kap. 6.4.2. Prakticky stačilo kondenzátor uzemnit a do obvodu přidat negativní řízený rezistor. Složitost z pohledu počtu AP nenarostla a získal se kvadrurní typ, kde je ale opět jedno napětí závislé na ladícím parametru. Pouze je nutný další plovoucí rezistor navíc. V zapojení byl ponechán invertující proudový zesilovač (zeslabovač) z předchozí kapitoly, čímž stále omezuje možnost větší změny B_G . Zde byla navržena jednoduchá koncepce AGC vhodného i pro další obvody oscilátorů v této práci, které mají možnost ovládat CO napětím, a s úspěchem vyzkoušena měřením. Z praktického hlediska návrhu je nutné počítat s vlivem vstupních odporů proudových zesilovačů. Lze volit vyšší hodnoty odporu pracovních rezistorů, ale pak je pro docílení stejného kmitočtového pásma nutno snižovat hodnoty pracovních kondenzátorů a na rozdíl ideální a reálné hodnoty oscilačního kmitočtu se velmi podstatně projeví i výstupní kapacity zesilovačů proudu a vstupní kapacity napěťových sledovačů.

V kap. 6.4.3 byly nevýhody předchozí koncepce kompletně odstraněny. Samozřejmostí je vzájemná nezávislost oscilační podmínky a kmitočtu a především byl odstraněn problém závislosti úrovně generovaného napětí na ladícím parametru. Řešení spočívá v rozšíření obvodu o další nastavitelnou časovou konstantu, která je pak v souběhu řízena s tou původní, což sice zavádí komplikaci, ale zase to rozšiřuje rozsah přeladění. Na rozdíl od předchozí verze zde byla nutná inverze ve smyčce soustředěna do invertujícího sledovače napětí. Díky tomu mohou být všechny proudové zesilovače stejného typu (neinvertujícího). Modifikace přinesla zkomplikování obvodu o další proudový zesilovač, ale všechny produkované amplitudy mají v průběhu ladícího procesu téměř neměnnou amplitudu. Nyní oscilátor díky pozitivním i negativním výstupům napěťových sledovačů poskytuje čtyřfázový výstup. Zde bylo aplikováno stejné AGC jako v předchozím případě (kap. 6.4.2). Výstupem dalšího proudového zesilovače trpí především uzel pracovního kondenzátoru C_2 , kde se takto opět navýšila parazitní kapacita zvyšující hodnotu oproti ideálnímu návrhu. V několika naposledy diskutovaných obvodech je možné použít nového prvku DACA (vyvíjeného Ústavem telekomunikací a ONsemiconductor), pokud tedy nebude vadit nespojitá změna kmitočtu. Problém je, že tento prvek určitě nelze použít namísto proudového zesilovače, který má na starost ovládat svým proměnným zesílením plnění oscilační podmínky.

V kap. 6.5 je vyzkoušena i verze oscilátoru obsahující proudový sledovač (distributor), říditelný proudový a napěťový zesilovač, dva plovoucí rezistory a dva zemněné kondenzátory. Ladění je zajištěno proměnným napěťovým zesílením a plnění podmínky oscilací proudovým zesilovačem. Podmínka oscilací i kmitočtet oscilací jsou kompletně nezávislé, ale opět existuje závislost amplitudy jednoho z generovaných kvadrurních průběhů na parametru řídicím f_0 . Rozsah přeladění je sice teoreticky značný, tj. úměrný změně zisku zesilovače napětí, ale největší problém je zde nutnost velkého zásahu do oscilační podmínky při kompletní škále přeladění. Tento problém byl diskutován v kap. 6.6 a týká se více typů uvedených oscilátorů s řízením pomocí proudového zesílení, i když se u ostatních projevuje v daleko menší míře. Z pohledu působení reálných vlivů AP je zde potřeba brát v úvahu přidavnou kapacitu v uzlu kondenzátoru C_2 a reálný vstupní odpor proudového sledovače. Využití proudových zesilovačů a sledovačů vždy přináší problémy s nutností uvažovat při návrhu reálný vstupní odpor proudového vstupu, který v kombinaci s dalšími reálnými parametry způsobuje především významné rozdíly mezi ideální a skutečnou hodnotou oscilačního kmitočtu.

Shrnutí hlavních vlastností je taktéž provedeno v **Tab. 7.1** a **Tab. 7.2**, kde $B_G(U_G)$ znamená řízení pomocí proudového zesílení nastavovaného napětím a $A_G(U_G)$ řízení pomocí napěťového zesílení nastavovaného napětím.

Tab. 7.1 Srovnání diskutovaných typů multifunkčních filtrů a jejich vlastností

Typ	Počet aktivních prvků	Počet pasivních prvků	Druh řízení	Dostupné přenosové funkce	Nezávislé řízení Q , K_0	Řízení BW u PP jediným parametrem	Plynulá změna přenosu z PZ na FČ bez přepojení	Útlum v nepropustném pásmu PP [dB]	Útlum v nepropustném pásmu HP [dB]	Útlum v minimu PZ [dB]	Parazitní pól
kap. 5.1.1	5+1(7 [*])	3 (11)	g_m	všechny a HPn, DPn	ano	ne	ne	43	81	34	ano
kap. 5.1.2	3	3	g_m	všechny	ne	ano	ne	46	89	38	ano
kap. 5.2.1	4	4(2 ^{**})	$R_X(I_b)$	všechny	ne	ne	ne	35	67	32	ne
kap. 5.2.1 modifikace	6	4(2 ^{**})	$R_X(I_b), B_G(U_G)$	všechny	ano	ne	ne	35 ⁺	67 ⁺	32 ⁺	ne
kap. 5.2.2	5+3, 5+1	8	$B_G(U_G)$	HP, PP, DP	ano	ne	ne	66	130	-	ano
kap. 5.2.3	2	4(2 ^{**})	$B_G(U_G), R_X(I_b)$	PZ, FČ	ne	ne	ano	-	-	45	ne
kap. 5.2.3 jiný přístup	7	7	$B_G(U_G)$	PZ, FČ ⁺⁺	ne ⁺⁺	ne	ano	-	-	-	ano

* obvod vyžaduje při řešení na základě diamantových tranzistorů 4 napěťové sledovače a 3 další DT navíc, další pasivní prvky taktéž

** pokud se uvažuje, že pracovní rezistory budou nahrazeny intrinzičnými hodnotami vstupních odporů proudových vstupů, jak lze často vidět v literatuře

+ útlumy jsou prakticky stejné, protože použitý model EL 2082 v proudových zesilovačích má několikanásobně lepší (větší) výstupní odpor než použité modely MO-CCCII

++ u této verze zatím nebyl proveden bližší průzkum dopadů reálných AP na činnost; nezávislé řízení K_0 je možné po dodání dalšího AP; struktura umožňuje i další typy přenosů, ty ale zatím nebyly předmětem zájmu

Tab. 7.2 Srovnání diskutovaných oscilátorů a jejich vlastností

Typ	Počet aktivních prvků	Počet pasivních prvků	Zemněné kondenzátory	Druh řízení f_0	Druh řízení CO	Elektronické řízení CO ^{**}	Nezávislé řízení f_0 a CO	Kvadratický typ	Vliv laděcího procesu na amplitudu jednoho z výstupních napětí
kap. 6.1	2	3	ano	g_m	g_m	ano	ne	ne	-
kap. 6.2.1	2	4(2)	ne	$B_G(U_G)$	$B_G(U_G)$	ano	ne	ne	-
kap. 6.2.2	3 [*]	5(3)	ano	$B_G(U_G)$	$B_G(U_G)$	ano	ano	ano	ano
kap. 6.3.1	3	4(2)	ano	$B_G(U_G)$	R	ne	ne	ne	-
kap. 6.3.2	1	4(3)	ano	$B_G(U_G)$	R	ne	ano	ano	ano
kap. 6.4.1	2-4	4(3)	ne	$B_G(U_G)$	$B_G(U_G)$	ano	teoreticky ano	ne	-
kap. 6.4.2	3-4	5(3)	ano	$B_G(U_G)$	$B_G(U_G)$	ano	ano	ano	ano
kap. 6.4.3	4-5	5(2)	ano	$B_G(U_G)$	$B_G(U_G)$	ano	ano	ano	ne
kap. 6.5	3	4(3)	ano	$A_G(U_{GA})$	$B_G(U_G)$	ano	ano	ano	ano

* sledovače napětí nejsou započítány, pokud nejsou funkčně nutnou součástí obvodu (týká se kap. 6.4.1 - 6.4.3), tedy pokud slouží jako pouhé impedanční oddělení vysoko-impedančního uzlu

** pokud je možno podmínku oscilací nastavovat elektronicky

V závorce je naznačena možná redukce počtu pasivních pracovních součástek, pokud lze rezistory (plovoucí) nahradit hodnotami odporů proudových vstupů

8 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 požadavky 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 používám 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 grafy signálových toků 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 byly 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 zajímavých 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 nastavovacího-ladícího (f_0) 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). Ta byla ve většině případů potvrzena i experimentálně. Dalším diskutovaným projevem je závislost amplitudy jednoho z generovaných signálů (u kvadrurních 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 měření.

Disertační práce prezentuje několik modifikovaných 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 netypickou 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 řešení oscilátorů 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 se vzájemným fázovým posuvem 90° a vícefázový výstup.

Práce byla koncipována tak, že zachycuje téměř veškerou činnost a problematiku, kterou jsem se po dobu svého studia zabýval, a proto je vidět, že ne všechny prezentované obvody jsou úplně nevhodnější a nejlepší, ale sloužily k pochopení problému a umožnily najít lepší řešení. Nejvíce si cením toho, že tento přístup k práci mi umožnil naučit se používat řadu metod syntézy obvodů, naučil mne pečlivě zkoumat vliv reálných vlastností obvodů, který je důležitý pro praxi, a naučil mne kritickému pohledu na věc. Bylo poukázáno na problémy a vyzkoušena různá vylepšení především z hlediska potřebného pro praxi. V rámci práce byla prozkoumána řešení založená na známých metodách, některá modifikována či rozšířena o možnost elektronického řízení a nalezena i některá nová a zcela unikátní řešení v oblasti říditelných multifunkčních filtrů a oscilátorů. Variabilnost vždy šla ruku v ruce se složitostí. Většinou se velmi jednoduché obvody setkávaly s problémy nějakého omezení ohledně řízení a zase naopak ty rozsáhlejší umožnily téměř cokoliv, ale za cenu složitosti a většího dopadu reálných vlastností AP na činnost.

9 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] DOSTÁL, T. *Teorie elektronických obvodů*. Brno: FEKT VUT v Brně, Ústav radioelektroniky, učební texty, 2006, 170 stran.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] JIANG, J., WANG, Y. Design of a tunable frequency CMOS fully differential fourth-order Chebyshev filter. *Microelectronics Journal*, 2006, roč. 37, č. 1, s. 84-90.
- [8] SPINELLI, E. M., MAYOSKY, M. A., MANTZ, R. J. Independent common-mode and differential-mode design of fully differential analog filters. *IEEE Transactions Circuits and Systems II*, 2006, roč. 53, č. 7, s. 572-576.
- [9] MASSAROTTO, M., CASAS, O., FERRARI, V., PALLAS-ARENY, R. Improved Fully Differential Analog Filters. *IEEE Trans on Instrumentation and Measurement*, 2007, roč. 56, č. 6, s. 2464-2469.
- [10] SOLIMAN, E. A., MAHMOUD, S. A. New CMOS fully differential current conveyor and its application in realizing sixth order complex filter. In *IEEE International Symposium on Circuits and Systems ISCAS 2009*. 2009, s. 57-60.
- [11] SHAKER, M. O., MAHMOUD, S. A., SOLIMAN, A. M. New CMOS Fully-Differential Transconductor and Application to a Fully-Differential Gm-C Filter. *ETRI Journal*, 2006, roč. 28, č. 2, s. 175-181.
- [12] SPINELLI, E. M., MAYOSKY, M. A., CHRISTIANSEN, C. F. Dual-mode design of fully differential circuits using fully balanced operational amplifiers. *IET Circuits, Devices & Systems*, 2008, roč. 2, č. 2, s. 243-248.
- [13] ALTUN, M., KUNTMAN, H. Design of a fully differential current mode operational amplifier with improved input-output impedances and its filter applications. *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, 2008, roč. 62, č. 3, s. 239-244.
- [14] SMITH, K. C., SEDRA, A. The Current Conveyor: a New Circuit Building Block. *Proceedings of the IEEE*, 1968, roč. 56, č. 8, s. 1368-1369.
- [15] DOSTÁL, T., POSPÍŠIL, J. Current and voltage conveyors – a family of three port immittance converters. In *IEEE International Symposium on Circuits and Systems ISCAS 1982*. Italy: Roma 1982, s. 419-422.
- [16] ČAJKA, J., DOSTÁL, T., VRBA, K. Nové názvosloví a sjednocující pohled na proudové konvejoary. *Elektrorevue*, roč. 2001, č. 24, s. 1-10.
- [17] DOSTÁL, T.; ČAJKA, J.; VRBA, K. General view on current conveyors. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2004, roč. 2004, č. 3, s. 133-138.
- [18] BIOLEK, D., VRBA, K., ČAJKA, J., DOSTÁL, T. General three-port current conveyor: a useful tool for network design. *Journal of Electrical Engineering*, 2000, roč. 51, č. 1-2, s. 36-39.
- [19] FABRE, A. Third generation current conveyor: a new helpful active element. *Electronics Letters*, 1995, roč. 31, č. 5, s. 338-339.

- [20] SMITH, K. C., SEDRA, A. A second-generation current conveyor and its application. *IEEE Transactions on Circuit Theory*, 1970, roč. 17, č. 1, s. 132-134.
- [21] VRBA K., JEŘÁBEK J. Universal Current Conveyor, its real characteristics and example of applications. *International Transactions on Communication and Signal Processing*, 2006, roč. 6, č. 1, s. 25-28.
- [22] VRBA, K., ČAJKA, J. On Voltage Conveyors. *Internet Journal: www.ElectronicsLetters.com*, 2003, roč. 11, č. 1, s. 1-4.
- [23] KOTON, J.; VRBA, K.; HERENCSÁR, N. Variable Q and ω_0 Multifunction Filter Using Universal Voltage Conveyors. In *Proceedings of the 2009 RISP International Workshop on Nonlinear Circuits and Signal Processing*, Japan: 2009, s. 597-600.
- [24] KOTON, J.; HERENCSÁR, N.; VRBA, K. Single-input three- output variable Q and ω_0 filters using universal voltage conveyors. *International Journal of Electronics*, 2010, roč. 97, č. 5, s. 531-538.
- [25] AD844: 60 MHz, 2000 V/ μ s Monolithic Op Amp, Analog Devices [online]. 1989, poslední aktualizace 2/2009 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD844.pdf>
- [26] SVOBODA, J. A. MCGORY, L. WEBB, S. Applications of a commercially available current conveyor. *International Journal of Electronics*, 1991, roč. 70, č. 1, s. 159-164.
- [27] JAIKLA, W., SIRIPRUCHYANUN, M. Low-component Elektronically Controlable Dual-mode Universal Biquad Filter using DO-CCCIIs, In *proceedings of Asia-Pacific conference on Communications APCC 2007*, Thailand: Bangkok 2007, s. 331-334.
- [28] WANG, Ch., ZHAO, Y., ZHANG, Q., DU, S. A New Current Mode SIMO-Type Universal Biquad Employing Multi-Output Current Conveyors (MOCCIIIs). *Radioengineering*, 2009, roč. 18, č. 1, s. 83-88.
- [29] 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.
- [30] SIRIPRUCHYANUN, M., CHANAPROMMA, C., SILAPAN, P., JAIKLA, W. BiCMOS Current-Controlled Current Feedback Amplifier (CC-CFA) and Its Applications. *WSEAS Transactions on Electronics*, 2008, roč. 5, č. 6, s. 203-219.
- [31] MINAEI, S., SAYIN, O. K., KUNTMAN, H. A new CMOS electronically tunable current conveyor and its application to current-mode filters. *IEEE Transaction on Circuits and Systems I: Regular papers*, 2006, roč. 53, č. 7, s. 1448-1457.
- [32] GEIGER, R. L., SANCHEZ-SINENCIO, E. Active Filter Design Using Operational Transconductance Amplifiers: A Tutorial. *IEEE Circuits and Devices Magazine*, 1985, roč. 1, s. 20-32.
- [33] DELIYANNIS, T., SUN, Y., FIDLER, J. K. Continuous-Time Active Filter Design. *CRC Press*, Boca Raton, 1999, 464 stran.
- [34] CHEN, W.K. *The circuits and filters handbook*. Florida: CRC Press, Boca Raton, 1995, 2896 stran.
- [35] LM13700: Dual Operational Transconductance amplifier with Linearizing Diodes and Buffers, National Semiconductor [online]. 2004, poslední aktualizace 9/2004 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.national.com/ds/LM/LM13700.pdf#page=1>>
- [36] LT1228: 100 MHz Current Feedback Amplifier with DC Gain Control, Linear Technology [online]. 1994, [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://cds.linear.com/docs/Datasheet/1228fc.pdf>>
- [37] MAX435-436: Wideband Transconductance Amplifiers, Maxim Dallas Semiconductor [online]. 1993, poslední aktualizace 4/1993 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX435-MAX436.pdf>>
- [38] AD633: Low Cost Analog Multiplier AD 633, Analog Devices [online]. poslední aktualizace 4/2011 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD633.pdf>

- [39] MLT04: Four-Channel, Four-Quadrant Analog Multiplier, Analog Devices. 1993, poslední aktualizace 10/1993 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/M/L/T/0/MLT04.shtml>
- [40] AD734: 10 MHz, Four-Quadrant Multiplier/Divider, Analog Devices [online]. 2011, poslední aktualizace 2/2011 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD734.pdf>
- [41] AD834: 500 MHz Four-Quadrant Multiplier, Analog Devices [online]. 2005, poslední aktualizace 5/2009 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD834.pdf>
- [42] 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>>
- [43] 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>>
- [44] LIU, S.I., CHEN, J.J., HWANG, Y.-S. New current mode biquad filters using current followers. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 1995, roč. 42, č. 7, s. 380-382.
- [45] ALZAHER, H. A., ISMAIL, M. Current-mode universal filter using unity gain cells. *Electronics Letters*, 1999, roč. 35, č. 25, s. 2198-2200.
- [46] SENANI, R., GUPTA, S. S. New universal filter using only current followers as active elements. *International Journal of Electronics and Communication (AEU)*. 2006, roč. 60, č. 3, s. 251-256.
- [47] GUPTA, S. S., SENANI, R. New voltage-mode/current-mode universal biquad filter using unity gain cells. *International Journal of Electronics*, 2006, roč. 93, č. 11, s. 769-775.
- [48] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Design of High-Frequency Filters Working in the Pure Current Mode with CMI. In *Second International Conference on Systems ICONS 2007*. Martinique: Sainte-Luce 2007, s. 1-4.
- [49] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Novel Universal Filter Using Only Two Current Active Elements. In *Proceedings of the Third International Conference on Systems ICONS 2008*. Mexico: Cancun 2008, s. 285-289.
- [50] JEŘÁBEK, J., VRBA, K. Tunable Universal Filter Using Multiple-Output Current Followers. In *Proc of the 2009 RISP International Workshop on Nonlinear Circuits and Signal Processing*. Japonsko 2009, s. 601-604.
- [51] SOULIOTIS, G., PSYCHALINOS, C. Current-Mode Linear Transformation Filters Using Current Mirrors. *IEEE Transaction on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 2008, roč. 55, č. 6, s. 541-545.
- [52] SOULIOTIS, G. A. current-mode automatic frequency tuning system for filters with current mirrors. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2009, roč. 38, č. 6, s. 591-606.
- [53] 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.
- [54] VCA810: High Gain Adjust Range, Wideband, variable gain amplifier, Texas Instruments [online]. 2003, poslední aktualizace 12/2010 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/sbos275f/sbos275f.pdf>>
- [55] VCA824: Variable Gain Amplifier VCA 824, Texas Instruments [online]. 2007, poslední aktualizace 12/2008 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/vca824.pdf>>
- [56] LMH6505: Wideband, Low power, Linear-in-dB, Variable Gain Amplifier, National Semiconductor [online]. 2007, [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.national.com/ds/LM/LMH6505.pdf>>
- [57] LMH6518: 900 MHz, Digitally Controlled, Variable Gain Amplifier from the PowerWise Family, National Semiconductor [online]. 2008, [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.national.com/ds/LM/LMH6518.pdf>>

- [58] LT1256: 40 MHz Video Fader and DC Gain Controlled Amplifier, Linear Technology [online]. 1994, [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://cds.linear.com/docs/Datasheet/12516fa.pdf>>
- [59] AD603: Low Noise, 90 MHz Variable Gain Amplifier, Analog Devices [online]. 2003, poslední aktualizace 3/2010 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD603.pdf>
- [60] 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>>
- [61] OPA861: Wide Bandwidth Operational Transconductance Amplifier (OTA), Texas Instruments [online]. 2005, poslední aktualizace 5/2011 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa861.pdf>>
- [62] OPA615: Wide-Bandwidth, DC Restoration Circuit, Texas Instruments [online]. 2004, poslední aktualizace 9/2009 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa615.pdf>>
- [63] OPA2662: Dual, Wide Bandwidth Operational Transconductance Amplifier, Texas Instruments [online]. 1994, poslední aktualizace 9/2001 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa2662.pdf>>
- [64] BIOLEK, D., BIOLKOVA, V. Implementation of Active Elements for Analog Signal Processing by Diamond Transistors, *Electronic Devices and Systems EDS' 09 IMAPS CS International Conference 2009*. Czech Republic: Brno 2009, s. 304-309.
- [65] KESKIN, A. U., BIOLEK, D., HANCIOGLU, E., BIOLKOVA, V. Current-mode KHN filter employing Current Differencing Transconductance Amplifiers, *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, 2006, roč. 60, č. 6, s. 443-446.
- [66] DUMAWIPATA, T., TANGSRIRAT, W., SURAKAMPONTORN, W. Current-mode Universal Filter with Four Inputs and One Output using CDTAs, *In proceedings of IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems APCCAS 2006*, Republic of Singapore: Singapore 2006, s. 892-895.
- [67] KESKIN, A., BIOLEK, D. Current mode quadrature oscillator using current differencing transconductance amplifiers (CDTA). *IEE Proceedings - Circuits, Devices and Systems*, 2006, roč. 153, č. 3, s. 214-218.
- [68] BIOLEK, D.; KESKIN, A.; BIOLKOVÁ, V. Quadrature oscillator using CDTA-based integrators. *WSEAS Transactions on Electronics*, 2006, roč. 3, č. 9, s. 463-469.
- [69] BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V. Tunable ladder CDTA-based filters. *WSEAS Transactions on Circuits*, 2003, roč. 6, č. 1, s. 121-123.
- [70] LAHIRI, A., CHOWDHURY, A. A novel First-Order Current-Mode All-Pass Filter Using CDTA. *Radioengineering*, 2009, roč. 18, č. 3, s. 300-305.
- [71] LAHIRI, A. New current-mode quadrature oscillators using CDTA. *IEICE Electronics Express*, 2009, roč. 6, č. 3, s. 135-140.
- [72] PROKOP, R., MUSIL, V. CCTA a new modern circuit block and its internal realization. *International Conference Electronic Devices and Systems EDS-IMAPS CZ 2005*, Czech Republic: Brno, 2005, s. 89-93.
- [73] PROKOP, R., MUSIL, V. Modular approach to design of modern circuit blocks for current signal processing and new device CCTA. *Proceedings of the Seventh IASTED International Conference on Signal and Image Processing*, USA: Anaheim 2005, s. 494-499.
- [74] PROKOP, R. *Modular approach to design of modern analog devices in CMOS technology*. Disertační práce (PhD.), Brno: FEKT VUT, Ústav mikroelektroniky, 2009, 98 stran.
- [75] HERENC SAR, N., KOTON, J., VRBA, K. Electronically Tunable Phase Shifter Employing Current-Controlled Current Follower Transconductance Amplifiers (CCCFTAs). In *Proceedings of the 32nd International Conference on Telecommunications and Signal Processing - TSP' 2009*. Hungary: Dunakiliti 2009, s. 54-57.
- [76] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. *Kmitočtové filtry*, BEN-technická literatura, Praha, 2002, 536 stran.

- [77] 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.
- [78] MASON, S. J. Feedback Theory: Further properties of Signal Flow Graphs. *Proceedings of IRE*, 1956, roč. 44, č. 7, s. 920-926.
- [79] COATES, C. L. Flow-graph Solution of Linear Algebraic Equations. *IRE Transactions on Circuit Theory*, 1959, roč. 6, č. 2, s. 170-187.
- [80] KVASIL, J. ČAJKA, J. Úvod do syntézy lineárních obvodů, Praha: SNTL, 1981, 311 stran.
- [81] DOSTÁL, T., ŠOTNER, R., FRYDRYCH, J. Syntéza moderních analogových obvodů pomocí grafů signálových toků. *Logos Polytechnikos*, 2011, roč. 1, č. 4, s. 51-65.
- [82] BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V. Signal Flow Graphs Suitable for Teaching Circuit Analysis. In *Proceedings of the International Conference Radioelektronika 2001*, s. 310-313.
- [83] BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V. Analysis of Circuits Containing Active Elements by using Modified T-graphs. *Proceedings of the International Conference on: Circuits, Systems, Communications and Computers CSCC 2001*. Greece 2001, s. 4431-4435.
- [84] BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V. Modelling and Optimization of Active Filters by Hybrid "VIV-MMC"-Graphs. *Proceedings of the 4th World Multi-Conference on: Circuits, Systems, Communications and Computers CSCC'2000*. Greece: Athens 2000, s. 1321-1326.
- [85] BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V. Optimization of Filters with grounded OpAmps using "VIV"-graphs. *Proceedings of the International Conference on Telecommunications (ICT 2000)*, s. 602-605.
- [86] DOSTÁL, T. Filters with Multi-Loop Feedback Structure in Current Mode. *Radioengineering*, 2003, roč. 12, č. 3, s. 6-11.
- [87] 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.
- [88] 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.
- [89] ABUELMAATTI, M. T., BENTRICA, A. A novel mixed-mode OTA-C universal filter. *International Journal of Electronics*, 2005, roč. 92, č. 7, s. 375-383.
- [90] SUN, Y., FIDLER, J. K. Novel OTA-C realizations of biquadratic transfer functions. *International Journal of Electronics*, 1993, roč. 75, č. 2, s. 333-348.
- [91] SUN, Y., FIDLER, J. K. Current-mode multiple-loop feedback filters using dual output OTAs and grounded capacitors. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 1997, roč. 25, č. 2, s. 69-80.
- [92] SUN, Y., FIDLER, J. K. Current-mode OTA-C realization of arbitrary filter characteristics, *Electronics Letters*, 1996, roč. 32, č. 13, s. 1181-1182.
- [93] SUN, Y., FIDLER, J. K. Structure Generation of Current-Mode Two Integrator Dual output-OTA Grounded Capacitor Filters. *IEEE Transaction on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, 1996, roč. 43, č. 9, s. 659-663.
- [94] SUN, Y. Second-order OTA-C filters derived from Nawrocky-Klein biquad, *Electronics Letters*, 1998, roč. 34, č. 15, s. 1449-1450.
- [95] NAWROCKY, R., KLEIN, U. New OTA-capacitor realisation of a universal biquad, *Electronics Letters*, 1986, roč. 22, č. 15, s. 50-51.
- [96] 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.
- [97] TSUKUTANI, T., SUMI, Y., FUKUI, Y. Electronically tunable current-mode OTA-C biquad using two-integrator loop structure. *Frequenz*, 2006, roč. 60, č. 3-4, s. 53-56.
- [98] CHANG, CH. M. New Multifunctional OTA-C Biquads. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, 1999, roč. 46, č. 6, s. 820-824.

- [99] TSUKUTANI, T., SUMI, Y., FUKUI, Y. Novel current-mode biquad filter using OTAs and DO-CCII. *International Journal of Electronics*, 2007, roč. 94, č. 2, s. 99-105.
- [100] BAKER, J. *CMOS Circuit Design, Layout and Simulation*, Wiley-IEEE Press Series on Microelectronic Systems, 2005, 902 stran.
- [101] HFA3046, 3096, 3127, 3128: Ultra High Frequency Transistor Arrays, Intersil (Elantec) [online]. 2005, [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.intersil.com/data/fn/fn3076.pdf>>
- [102] 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.
- [103] KOLKA, Z. SNAP - Program for Symbolic Analysis. *Radioengineering*, 1999, roč. 8, č. 1, s. 23-24
- [104] CHEN, H., LIAO, Y., LEE, W. Tunable mixed-mode OTA-C universal filter. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, Springer, 2008, roč. 58, č. 2, s. 135-141.
- [105] BHASKAR, D. R., SINGH, A. K., SHARMA, R. K., SENANI, R. New OTA-C universal current-mode/trans-admittance biquad. *IEICE Electronics Express*, 2005, roč. 2, č. 1, s. 8-13.
- [106] RAMIREZ-ANGULO, J., ROBINSON, M., SANCHEZ-SINENCIO, E. Current-Mode Continuous-time Filters: Two Design Approaches. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, 1992, roč. 39., č. 6, s. 337-341.
- [107] CHEN, H., SHEN, S., WANG, J. Electronically tunable versatile voltage-mode universal filter. *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, 2008, roč. 62, č. 4, s. 316-319.
- [108] MONGKOLWAI, P., PUKKALANUN, T., TANGSRIRAT, W. Current-mode universal biquad with orthogonal ω 0-Q tuning using OTAs. In *6th International Conf. on Information, Communications and Signal Processing ICICS 2007*, Republic of Singapore: Singapore 2007, s. 1-4.
- [109] WANG, CH., ZHOU, L., LI, T. A new OTA-C current-mode biquad filter with single input and multiple outputs. *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, 2008, roč. 62, č. 3, s. 232-234.
- [110] PROMMEE, P., SOMDUNYAKANOK, M., DEJHAN, K. Independent tunable-Q current-mode OTA-C universal filter. In *Proceedings of IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems*, Republic of Singapore: Singapore 2006, s. 900-903.
- [111] BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V., KOLKA, Z. Universal currentmode OTA-C KHN biquad. *International Journal of Electronics, Circuits and Systems*, 2007, roč. 1, č. 4, s. 214-217.
- [112] BIOLEK, D., BIOLKOVÁ, V., KOLKA, Z. Universal current-mode Gm-C biquad. In *Proceedings of the 18th International Conference Radioelektronika 2008*. 2008, s. 137-139.
- [113] PAL, K. Modified current conveyors and their applications. *Microelectronics Journal*, 1989, roč. 20, č. 4, s. 37-40.
- [114] ELDBIB, I., MUSIL, V. Self-Cascode Current Controlled CCII Based-Tunable Band Pass Filter. In *Proceedings of the 18th International Conference Radioelektronika 2008*, 2008, s. 119-122.
- [115] MANGKALAKEREEREE, S., DUANGMALAI, D., SIRIPRUCHYANUN, M. Current-mode KHN Filter Using Single CC-CCTA. In *the seventh PSU Engineering Conference 2009*, 2009, s. 306-309.
- [116] TANGSRIRAT, W. Current-tunable current-mode multifunctional filter based on dual-output current-controlled conveyors. *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, 2007, roč. 61, č. 8, s. 528-533.
- [117] BIOLEK, D., SIRIPRUCHYANUN, M., JAIKLA, W. CCII and OTA based Current-mode Universal Biquadratic Filter. In *the sixth PSU Engineering Conference 2008*, 2008, s. 238-241.
- [118] KOTON, J., HERENC SAR, N., CICEKOGLU, O. VRBA, K. Current-mode KHN equivalent frequency filter using ECCIs. In *Proceedings of the 33th International Conference on Telecommunications and Signal Processing - TSP 2010*, Austria: Baden, 2010, s. 27-30.

- [119] MARCELLIS A., FERRI G., GUERRINI N. C., SCOTTI G., STORNELLI, V., TRIFILETTI A. The VGC-CCII: a novel building block and its application to capacitance multiplication. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2009, roč. 58, č. 1. s. 55-59.
- [120] BUF634: 250 mA High-speed buffer, Texas Instruments [online]. 1996, poslední aktualizace 9/2000 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/buf634.pdf>>
- [121] OPA633: High speed buffer amplifier, Texas Instruments [online]. 1993, poslední aktualizace 9/2000 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa633.pdf>>
- [122] ZBOŘIL, J. *Aktivní říditelný kmitočtový filtr v proudovém módu*. Brno: VUT v Brně, FEKT, Ústav radioelektroniky, 2010, 31 stran, 12 stran příloh, Bakalářská práce, Vedoucí práce: prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.
- [123] MINAEI, S., YUCE, E., CICEKOGLU, O. Electronically tunable multi-input single-output voltage-mode filter. In *Proceedings of the 2005 European Conference on Circuit Theory and Design*. Ireland: Cork 2005, s. III/401- III/404.
- [124] PANDEY, N., PAUL, S. K., JAIN, S. B. Voltage Mode Universal Filter using two Plus Type CCII's. *International Journal of Active and Passive Electronic Devices*, 2008, roč. 3, č. 2, s.165-173.
- [125] KUMAR, M., SRISTAVA, M. C., KUMAR, U. Tunable Multifunctional Filter Using Current Conveyor. *International Journal of Computer Science and Information Security*, 2010, roč. 8, č. 1. s. 95-98.
- [126] LIU, S., LEE, L. Voltage-mode universal filters using two current conveyors. *International Journal of Electronics*, 1997, roč. 82, č. 2. s. 145-149.
- [127] CHANG, C. M. Current mode allpass/notch and bandpass filter using single CCII. *Electronics Letters*, 1991, roč. 27, č. 20, s. 1812-1813.
- [128] CHEN, H. P. Single CCII- based voltage-mode universal filter. *Analog Integrated Circuits Signal Processing*, 2010, roč. 62, č. 2, s. 259-262.
- [129] LIU, S., KUO, J., TSAY, J. New CCII- based current-mode biquadratic filters. *International Journal of Electronics*, 1992, roč. 72, č. 2, s. 243-252.
- [130] SHARMA, S., RAJPUT, S. S., PAL, K., MANGOTRA, L. K., JAMUAR, S. S. Low-voltage CCII based all-pass/ notch filter. *Indian Journal of Pure and Applied Physics*, 2006, roč. 44, č. 11, s. 871-874.
- [131] KUMAR, P., PAL, K. Variable Q all-pass, notch and band-pass filters using single CCII. *Frequenz*, 2005, roč. 59, č. 9-10, s. 235-239.
- [132] SOLIMAN, A. M. New all-pass and notch filters using current conveyors. *Frequenz*, 1999, roč. 53, č. 3-4, s. 84-86.
- [133] HIGASHIMURA, M., FUKUI, Y. Realization of all-pass and notch filters using a single current conveyor. *International Journal of Electronics*, 1988, roč. 65, č. 4, s. 823-828.
- [134] KOTON, J., VRBA, K. New Multifunctional Frequency Filter Working in Current-mode. In *IFIP International Federation for Information Processing, Personal Wireless Communications*, Boston: Springer 2007. roč. 245, s. 569-577.
- [135] 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>>
- [136] HORNG, J. W., LEE, H., WU, J. Electronically Tunable Third-Order Quadrature Oscillator Using CDTAs. *Radioengineering*, 2010, roč. 19, č. 2, s. 326-330.
- [137] BHASKAR, D. R., SENANI, R. New CFOA-based Single-Element-Controlled Sinusoidal Oscillators. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, 2006, roč. 55, č. 6, s. 2014-2021.
- [138] 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.

- [139] SINGH, V. K., SHARMA, R. K., SINGH, A. K., BHASKAR, D. R., SENANI, R. Two New Canonic Single-CFOA Oscillators With Single Resistor Controls. *IEEE Transaction on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, 2005, roč. 52, č. 12, s. 860-864.
- [140] MARTINEZ, P. A., SABADELL, J., ALDEA, C. Grounded resistor controlled sinusoidal oscillator using CFOAs. *Electronics Letters*, 1997, roč. 33, č. 5, s. 346-348.
- [141] GUPTA, S. S., BHASKAR, D. R., SENANI, R. New voltage controlled oscillators using CFOAs. *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, 2009, roč. 63, č. 3, 209-217.
- [142] LAHIRI, A. Explicit-current-output Quadrature Oscillator using Second-generation Current Conveyor Transconductance Amplifier. *Radioengineering*, 2009, roč. 18, č. 4, s. 522-526.
- [143] HORNG, J. W. A sinusoidal oscillator using current-controlled current conveyors. *International Journal of Electronics*, 2001, roč. 88, č. 6, s. 659-664.
- [144] LAHIRI, A., GUPTA, M. Realizations of Grounded negative Capacitance Using CFOAs. *Circuits, Systems and Signal Processing*, 2011, roč. 30, č. 1, s. 134-155.
- [145] LAHIRI, A. Current-mode variable frequency quadrature sinusoidal oscillator using two CCs and four passive components including grounded capacitors. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2011, v tisku (zatím online), s. 1-9.
- [146] TANGSRIRAT, W. Electronically Tunable Multi-Terminal Floating Nullor and Its Application. *Radioengineering*, 2008, roč. 17, č. 4, s. 3-7.
- [147] KUNTMAN, H. OZPINAR, A. On the realization of DO-OTA-C oscillators. *Microelectronics Journal*, 1998, roč. 29, č. 12, s. 991-997.
- [148] RODRIGUEZ-VAZQUEZ, A., LINARES-BARRANCO, B., HUERTAS, L., SANCHEZ-SINENCIO, E. On the Design of Voltage-Controlled Sinusoidal Oscillators Using OTA's. *IEEE Transaction on Circuits and Systems*, 1990, roč. 37, č. 2, s. 198-211.
- [149] SWAMY, M., RAUT, R., TANG, Z. Generation of OTA-C oscillator structures using network transposition. In *proceedings of 47th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*. Japan: Hiroshima 2004, s. 73-76.
- [150] LINARES-BARRANCO, B., SERANO-GORARREDONA, T., RAMOS-MARTOS, J., CEBALLOS-CACERES, J., MORA, J., LINARES-BARRANCO, A. A precise 90 Quadrature OTA-C Oscillator Tunable in the 50-130 MHz range. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular papers*, 2004, roč. 51, č. 4, s. 649-663.
- [151] CAM, U., KUNTMAN, H., ACAR, C. On the realization of OTA-C oscillators. *International Journal of Electronics*, 1998, roč. 85, č. 3, s. 313-326.
- [152] SINGH, V. Equivalent forms of dual-OTA RC oscillators with application to grounded-capacitor oscillators. *IEE Proc - Circuits Devices Systems*, 2006, roč. 153, č. 2, s. 95-99.
- [153] LINARES-BARRANCO, B., RODRIGUEZ-VAZQUEZ, A., SANCHEZ-SINENCIO, E., HUERTAS, L., J. CMOS OTA-C High frequency sinusoidal oscillators. *IEEE Journal of Solid-state Circuits*, 1991, roč. 26, č. 2, s. 160-165.
- [154] ABUELMAATTI, M. T., KHAN, M. H. New minimum-component OTA-based sinusoidal oscillators. *Active and Passive Electronic Components*, 1996, roč. 19, č. 1, s. 33-40.
- [155] ABUELMAATTI, M. T., KHAN, M. H. New electronically-tunable oscillator circuit using only two OTAs. *Active and Passive Electronic Components*, 1998, roč. 20, č. 4, s. 189-194.
- [156] TAO, Y., FIDLER, J. K. Electronically tunable Dual-OTA Second-order sinusoidal oscillators/filters with non-interacting controls: A systematic synthesis Approach. *IEEE Transaction on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 2000, roč. 47, č. 2, s. 117-129.
- [157] CHANG, CH. M., LIAO, T. Novel sinusoidal oscillator using a single dual current output OTA. *International Journal of Electronics*, 2002, roč. 89, č. 6, s. 493-503.
- [158] SOLIMAN, A. M., SOLIMAN, A. M. CMOS balanced output transconductor and applications for analog VLSI. *Microelectronics Journal*, 1999, roč. 30, č. 1, s. 29-39.

- [159] PROMEE, P., ANGKEAW, K., CHANWUTIUM, J., DEJHAN, K. Dual Input All-pass networks Using MO-OTA and its application. In *ECTI-CON conference, 2007*, s. 129-132.
- [160] GALAN, J., CARVAJAL, R. G., TORRALBA, A., MUNOZ, F., RAMIREZ-ANGULO, J. A low-power low-voltage OTA-C sinusoidal oscillator with large tuning range. *IEEE Transaction on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 2005, roč. 52, č. 2, s. 283-291.
- [161] ABUELMAATTI, M. T., KHAN, M. H. Grounded capacitor oscillators using a single operational transconductance amplifier. *Active and passive Electronic Components*, 1996, roč. 19, č. 2, s. 91-98.
- [162] ON-Semi C5 0.5 mm Wafer Electrical Test Data and SPICE Model Parameters, The MOSIS Service [online], [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.mosis.com/Technical/Testdata/ami-c5-prm.html>>
- [163] SHU-XIANG, S., GUO-PING, Y., HUA, C. A new CMOS electronically tunable current conveyor based on translinear circuits. In *Proceedings of the 7th International Conference on ASIC (ASICON)*, 2007, s. 569-572.
- [164] SEDIGHI, B., BAKHTIAR, M. S. Variable gain current mirror for high-speed applications. *IEICE Electronics Express*, 2007, roč. 4, č. 8, s. 277-281.
- [165] TANGSRIRAT, W., PUKKALANUN, T. Digitally programmable current follower and its applications. *International Journal of Electronics and Communications (AEU)*, 2009, roč. 63, č. 5, s. 416-422.
- [166] SOULIOTIS, G., PSYCHALINOS, C. Electronically controlled multiphase sinusoidal oscillators using current amplifiers. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2009, roč. 37, č. 1, s. 43-52.
- [167] KUMNGERN, M., CHANWUTIUM, J., DEJHAN, K. Electronically tunable multiphase sinusoidal oscillator using translinear current conveyors. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2010, roč. 65, č. 2, s. 327-334.
- [168] LAHIRI, A. Additional realization of single-element-controlled oscillators using single ICCII-. *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, 2009, roč. 1, č. 3, s. 303-306.
- [169] KILINC, S., JAIN, V., AGGARWAL, V., CAM, U. Catalogue of variable frequency and single-resistance-controlled oscillators employing a single differential difference complementary current conveyor. *Frequenz*, 2006, roč. 60, č. 7-8, s. 142-146.
- [170] KUMAR, V., PAL, K. Single element controlled sinusoidal oscillators using current conveyors. *Journal of Active and Passive Electronic Devices*, 2009, roč. 4, č. 3, s. 197-202.
- [171] TOKER, A., KUNTMAN, H., CICEKOGLU, O., DISCIGIL, M. New oscillator topologies using inverting second-generation current conveyors. *Turk. J. Elec. Engin.*, 2002, roč. 10, č. 1, s. 119-129.
- [172] SHEN-IUAN, L. Single-resistance-controlled/voltage controlled oscillator using current conveyors and grounded capacitors. *Electronic Letters*, 1995, roč. 31, č. 5, s. 337-338.
- [173] SOLIMAN, A. M. Current-mode oscillators using single output current conveyors. *Microelectronics Journal*, 1998, vol. 29, č. 11, s. 907-912.
- [174] KHAN, A. A., BIMAL, S., DEY, K. K., ROY, S. S. Novel RC sinusoidal oscillator using second-generation current conveyor. *IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement*, 2005, roč. 54, č. 6, s. 2402-2406.
- [175] PANDEY, N., PAUL, K. A novel electronically tunable sinusoidal oscillator based on CCCII (-IR). *Journal of Active and Passive Electronic Devices*, 2008, roč. 3, č. 2, s. 135-141.
- [176] HORNG, J. W. Current conveyors based allpass filters and quadrature oscillators employing grounded capacitors and resistors. *Computers and Electrical Engineering*, 2005, roč. 31, č. 1, s. 81-92.
- [177] CHANG, C. M. Novel current-conveyor-based single-resistance-controlled/voltage-controlled oscillator employing grounded resistors and capacitors. *Electronic Letters*, 1994, roč. 30, č. 3, s. 181-183.
- [178] TOKER, A., KUNTMAN, H., CICEKOGLU, O., DISCIGIL, M. New oscillator topologies using inverting second-generation current conveyors, *Turk. J. Elec. Engin.*, 2002, roč. 10, č. 1, s. 119-129.

- [179] SOLIMAN, A. M. Synthesis of grounded capacitor and grounded resistor oscillators. *Journal of the Franklin Institute*, 1999, roč. 336, č. 4, s. 735-746.
- [180] ABUELMAATTI, M. T. New sinusoidal oscillators with fully uncoupled control of oscillation frequency and condition using three CCII+s. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2000, roč. 24, č. 3, s. 253-261.
- [181] MARTINEZ, P. A., SABADELL, J., ALDEA, C., CELMA, S. Variable frequency sinusoidal oscillators based on CCII+. *IEEE Transaction on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 1999, roč. 46, č. 11, s. 1386-1390.
- [182] NANDI, R., BANDYOPADHYAY, T. K., SANYAL, S. K., DAS, S. Selective Filters and Sinusoidal oscillators Using CFA Transimpedance Pole. *Circuit Systems and Signal Processing*, 2009, roč. 28, č. 3, s. 349-359.
- [183] NANDI, R. Tunable active-R oscillator using a CFA. *IEICE Electronics Express*, 2007, roč. 5, č. 8, s. 248-253.
- [184] ABUELMAATTI, M. T., FAROOGI, A. A., ALSHAHRANI, S. M. Novel RC oscillators using the current-feedback operational amplifier. *IEEE Transaction Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 1996, roč. 43, č. 2, s. 155-157.
- [185] PETRZELA, J., VYSKOCIL, P., PROKOPEC, J. Fundamental oscillators based on diamond transistors. In *Proceedings of 20th International Conference Radioelektronika 2010*. Brno 2010, s. 217-220.
- [186] VÁGNER, P. Metody měření fázového šumu a stability zdrojů signálů. *Elektrorevue*, roč. 2006, č. 25, s. 1.
- [187] JAIKLA, W., SILAPAN, P., CHANAPROMMA, C., SIRIPRUCHYANUN, M. Practical Implementation of CCTA Based on Commercial CCII and OTA. *International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 2008)*, Thailand: Bangkok 2008, s. 1-4.
- [188] SIRIPRUCHYANUN, M., JAIKLA, W. Current controlled current conveyor transconductance amplifier (CCCCTA): a building block for analog signal processing. *Electrical Engineering Springer*, 2008, roč. 90, č. 6, s. 443-453.
- [189] PISUTTHIPONG, N., SILAPAN, P., SIRIPRUCHYANUN, M. CC-CCTA-based Current-mode Quadrature Oscillator. *The Seventh PSU Conference*, 2009, s. 302-305.
- [190] SIRIPRUCHYANUN, M., SILAPAN, P., JAIKLA, W. Realization of CMOS Current Controlled Current Conveyor Transconductance amplifier (CCCCTA) and its applications. *Journal of Active and Passive Electronic Devices*, 2009, roč. 4, č. 1-2, s. 35-53.
- [191] LAHIRI, A., JAIKLA, W., SIRIPRUCHYANUN, M. Voltage-mode quadrature sinusoidal oscillator with current tunable properties. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2010, roč. 65, č. 2, s. 321-325.
- [192] BUMRONGHOKE, T., JAIKLA, W., SIRIPRUCHYANUN, M. An Electronic Controllable, Simple Current-mode Oscillator Using Single MO-CCCCTA and Grounded Capacitors. In *Proceedings of the 1st International Conference on Technical Education (ICTE2009)*, Thailand, s. 217-220.
- [193] DACA: Dvojité 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>>
- [194] 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.
- [195] CHEN, J. J., CHEN, C. C., TSAO, H. W., LIU, S. I. Current-mode oscillators using single current follower. *Electronics Letters*, 1991, roč. 27, č. 22, s. 2056-2059.
- [196] ABUELMAATTI, M. T. Grounded capacitor current-mode oscillator using single current follower. *IEEE Transaction on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 1992, roč. 39, č. 12, s. 1018-1020.

- [197] SOLIMAN, A. M. Novel oscillators using current and voltage followers. *Journal of the Franklin Institute*, 1998, roč. 335, č. 6, s. 997-1007.
- [198] MARTINEZ, P. A., MONGE-SANZ, B. M. Single resistance controlled oscillator using unity gain cells. *Microelectronics Reliability*, 2005, roč. 45, č. 1, s. 191-194.
- [199] GUPTA, S. S., SENANI, R. New Single-resistance-controlled oscillator configurations using unity-gain cells. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2006, roč. 46, č. 2, s. 111-119.
- [200] GUPTA, S. S., SENANI, R. New single resistance controlled oscillators employing a reduced number of unity-gain cells. *IEICE Electronic Express*, 2004, roč. 1, č. 16, s. 507-512.
- [201] BIOLKOVÁ, V., BAJER, J., BIOLEK, D. Four-phase Oscillators Employing Two Active Elements. *Radioengineering*, 2011, roč. 20, č. 1, s. 334-339.
- [202] MIKSL, J. *Analýza, vlastnosti a aplikace komerčně dostupných proudových násobiček*. Brno: VUT v Brně, FEKT, Ústav radioelektroniky, 2011, 79 stran, Diplomová práce, Vedoucí práce: Roman Šotner.
- [203] LT1364: Dual and Quad 70 MHz, 1000 V/ μ s, Op Amps, Linear Technology [online]. 1994 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://cds.linear.com/docs/Datasheet/13645fa.pdf>>
- [204] LATTENBERG, I., VRBA, K. Low Input-Impedance Current-Mirror for High-Speed Data Communication, In *Proceedings of the 6th International Conference on Networking ICN07*, Martinique: Sainte-Luce 2007, s. 1-4.
- [205] PUNČOCHÁŘ, J. *Operační zesilovače: historie a současnost*. Praha: BEN-technická literatura, 2002, 68 stran.
- [206] WILSON, B. Floating FDNR employing new CCII- conveyor implementation. *Electronics Letters*, 1985, roč. 21, č. 21, s. 996-997.
- [207] ABUELMAATTI, M. T., TASADDUQ, N. A. Electronically tunable capacitance multiplier and frequency-dependent negative-resistance simulator using the current-controlled conveyor. *Microelectronics Journal*, 1999, roč. 30, č. 9, s. 869-873.
- [208] BARTHELEMY, H., FABRE, A. A second generation current-controlled conveyor with negative intrinsic resistance. *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, 2002, roč. 49, č. 1, s. 63-65.
- [209] PAL, K., PSYCHALINOS, C. All-pass filters realised using the current-controlled CCII with intrinsic negative resistance. *International Journal of Electronics*, 2010, roč. 97, č. 5, s. 491-498.
- [210] SOLIMAN, A. M. Generation and classification of CCII and ICCII based negative impedance converter circuits using NAM expansion. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 2010, v tisku (online), s. 1-10.
- [211] BC547C: NPN Epitaxial Silicon Transistor, Fairchild Semiconductor [online]. poslední aktualizace 8/2002 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <<http://www.fairchildsemi.com/ds/BC/BC547.pdf>>
- [212] 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>
- [213] KOPEČEK, P. *Analýza, vlastnosti a aplikace komerčně dostupných napěťových násobiček*. Brno: VUT v Brně, FEKT, Ústav radioelektroniky, 2011, 68 stran, 14 stran příloh, Diplomová práce, Vedoucí práce: Roman Šotner.
- [214] AD8045: Ultralow Distortion Voltage Feedback High Speed Amplifier, Analog Devices [online]. poslední aktualizace 9/2004 [cit.28.7.2011]. Dostupné z URL: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8045.pdf>
- [215] BIOLEK, D., HÁJEK, K., KR TIČKA, A., ZAPLATÍLEK, K., DOŇAR, B. *Elektronické obvody I*. Brno: Univerzita obrany, Fakulta vojenských technologií, Katedra elektrotechniky U-2299, učebnice, 2006, 318 stran.
- [216] BIOLEK, D., HÁJEK, K., KR TIČKA, A. *Analogové elektronické obvody*. Brno: VUT v Brně, FEKT, Ústav mikroelektroniky, 2007, 264 stran.

Vlastní práce

[x1] ŠOTNER, R., SLEZÁK, J., DOSTÁL, T. Universal Mixed-mode Multi-loop Video Filter Employing Diamond Transistors and Buffers. In *Proceedings of the 17th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems MIXDES 2010*. Technical University of Lodz, Poland: 2010. s. 441-446. ISBN: 978-83-928756-3-5.

[x2] ŠOTNER, R., JEŘÁBEK, J., DOSTÁL, T., VRBA, K. Multifunctional adjustable CM biquads based on distributed feedback VM prototype with OTA-s. *INTERNATIONAL JOURNAL OF ELECTRONICS* (IF(2010) = 0,252), 2010, roč. 97, č. 7, s. 797-809. ISSN: 0020-7217.

[x3] ŠOTNER, R., SLEZÁK, J., DOSTÁL, T., FRYDRYCH, J. Signal Flow Graph Block Approach to the Design of the Universal Mixed-mode Multi-loop Filter and Study of Non-ideal Properties. *International Journal of Microelectronics and Computer Science*, 2011, roč. 1, č. 3, s. 314-323. ISSN: 2080-8755.

[x4] ŠOTNER, R., SLEZÁK, J., DOSTÁL, T. Influence of Mirroring of Current Output Responses through Grounded Passive Elements. In *Proceedings of the 20th International Conference RADIOELEKTRONIKA 2010*. Brno: MJ servis, spol. s r. o., Božetěchova 133, 612 00, Brno, 2010. s. 177-180. ISBN: 978-1-4244-6319-0.

[x5] ŠOTNER, R., PETRŽELA, J., SLEZÁK, J. Current-Controlled Current-Mode Universal Biquad Employing Multi-Output Transconductors. *Radioengineering* (IF(2009) = 0,312), 2009, roč. 18, č. 3, s. 285-294. ISSN: 1210-2512.

[x6] 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.

[x7] 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.

[x8] ŠOTNER, R., PETRŽELA, J. Možnosti elektronického ladění filtrů KHN struktury s různými komerčně dostupnými aktivními bloky. *Elektrorevue - Internetový časopis* (<http://www.elektrorevue.cz>), 2009, roč. 2009, č. 28, s. 1-15. ISSN: 1213-1539.

[x9] ŠOTNER, R., SLEZÁK, J., DOSTÁL, T. Multifunctional Electronically Tunable Current Mode Biquad Using Commercially Available Current Conveyors. In *Proceedings of the 16th International Conference Mixed Design of Integrated Circuits and Systems MIXDES 2011, Lodz, Poland 25 - 27 June*. Technical University of Lodz, Poland: 2009. s. 652-655. ISBN: 978-83-928756-0-4.

[x10] ŠOTNER, R., SLEZÁK, J., DOSTÁL, T. Electronically controlled multifunctional current mode filter based on commercially available current conveyors and buffers. In *Proceedings of 19th International Conference Radioelektronika 2009*. 2009. s. 309-312. ISBN: 978-80-214-3865-1.

[x11] ŠOTNER, R., SLEZÁK, J., DOSTÁL, T. Multifunctional Voltage Adjustable CM Biquad Using Commercially Available Current Conveyors. *Elektronika*, 2010, roč. 2009, č. 12, s. 61-64. ISSN: 0033-2089.

[x12] ŠOTNER, R., ŠEVČÍK, B., BRANČÍK, L., DOSTÁL, T. Multifunctional Adjustable Biquadratic Active RC Filters: Design Approach by Modification of Corresponding Signal Flow Graphs. *Przeglad Elektrotechniczny* (IF(2010) = 0,242), 2011, roč. 87, č. 2, s. 225-229. ISSN: 0033-2097.

[x13] ŠOTNER, R., JEŘÁBEK, J., ŠEVČÍK, B. Pásmová zádrž 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.

- [x14] 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. 11, s. 1-6. ISSN 1392-1215. (přijato k publikaci)
- [x15] ŠOTNER, R., JEŘÁBEK, J., PETRŽELA, J., DOSTÁL, T., VRBA, K. Electronically tunable simple oscillator based on single-output and multiple- output transconductor. *IEICE Electronics Express* (IF(2009) = 0,51), 2009, roč. 6, č. 20, s. 1476-1482. ISSN: 1349-2543.
- [x16] 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.
- [x17] ŠOTNER, R., HRUBOŠ, Z., ŠEVČÍK, B., SLEZÁK, J., PETRŽELA, J., DOSTÁL, T. An Example of Easy Synthesis of Active Filter and Oscillator Using Signal Flow Graph Modification and Controllable Current Conveyors. *Journal of Electrical Engineering* (IF(2010) = 0,27), 2011, roč. X, č. X, s. X-X. ISSN: 1335-3632. (v recenzi)
- [x18] ŠOTNER, R., ŠEVČÍK, B., SLEZÁK, J., PETRŽELA, J., BRANČÍK, L. Sinusoidal Oscillator based on Adjustable Current Amplifier and Diamond Transistors with Buffers. *Przegląd Elektrotechniczny* (IF(2010) = 0,242), 2011, roč. 87, č. 1, s. 266-270. ISSN: 0033-2097.
- [x19] 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.
- [x20] ŠOTNER, R., FRYDRYCH, J., SLEZÁK, J., DOSTÁL, T., BAŠTA, M. Voltage Controlled Oscillator Using Adjustable Current-mode Selective Section with Current Attenuators. In *Proceedings of the 21st International Conference RADIOELEKTRONIKA 2011*. Brno: Tribun EU s.r.o. Gorkeho 41, 602 00 Brno, 2011, 2011. s. 57-60. ISBN: 978-1-61284-322-3.
- [x21] 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.

Seznam obrázků

- Obr. 2.1 Vybrané typy proudových prvků: a) symbol a popis CCII+, b) symbol a popis CCII- s řízením proudového zisku B , c) symbol CCCII (MO-CCII) se čtyřmi výstupy obou polarit, d) behaviorální model MO-CCII, e) značka UCC. 5
- Obr. 2.2 Nejběžnější typy transkonduktorů: a) OTA-SISO, b) OTA-DIDO (BOTA), c) OTA-SIDO, d) MO-OTA 6
- Obr. 2.3 Příklady dostupných analogových násobiček: a) napěťová násobička AD734, b) napěťová násobička AD834, c) proudová násobička EL2082, d) proudová násobička EL4083 8
- Obr. 2.4 Vybrané možnosti realizace proudových sledovačů: a) prostý proudový sledovač, b) možná realizace s CCII, c) proudový sledovač se čtyřmi výstupy obou polarit, d) realizace s UCC 9
- Obr. 2.5 Vybrané příklady říditelných napěťových zesilovačů: a) VCA810, b) AD603 9
- Obr. 2.6 Princip a aplikace DT: a) proudový konvektor CCII, b) transkonduktor, c) proudový sledovač, d) transimpedační zesilovač 10
- Obr. 2.7 Vybrané typy nových AP (zleva: symbol, behaviorální model, princip): a) CDTA, b) CCTA na základě CCII, d) CCTA na základě CCII, d) CFTA 12
- Obr. 5.1 Příklad vyhodnocení jednoduchého obvodu bez smyčky: a) zapojení, b) GST 18
- Obr. 5.2 Příklad složitějšího obvodu se smyčkou: a) zapojení, b) GST 19
- Obr. 5.3 Příklad na analýzu pasivního obvodu: a) RC sekce, b) GST 20

Obr. 5.4 Obecné grafy FLF struktur v CM: a) základní, b) modifikace	21
Obr. 5.5 Verze s distribucí na vstupu i výstupu	21
Obr. 5.6 Struktury používané pro syntézu multifunkčních bikvadů: a) verze se vstupní sumací FLF, b) verze s výstupní distribucí IFLF, c) kombinovaná verze s přeskokováním, d) kombinovaná verze s přeskokováním se záměnou pořadí bloků	21
Obr. 5.7 Multifunkční filtr s distribucí: a) GST, b) obvodová realizace	25
Obr. 5.8 Možné realizace distributoru: a) jednotlivými OTA, b) jediným OTA s více výstupy, c) proudovým konvejorem ve funkci sledovače	26
Obr. 5.9 Výsledky počítačové analýzy filtru: a) postupně dostupné přenosové funkce, b) ladící proces HP, c) řízení BW u PP, d) řízení K_0 u DP	27
Obr. 5.10 Modifikace filtru pro práci s napětovou odezvou a buzením: a) GST, b) obvodová realizace	28
Obr. 5.11 Srovnání měřených, simulovaných a ideálních modulových kmitočtových charakteristik filtru: a) všechny dostupné přenosové funkce, b) ladící proces zachycený na PP v detailu, c) řízení BW u PP, změna K_0 u DP	30
Obr. 5.12 Výsledky měření a simulace univerzální struktury ve funkci HPn a DPn	30
Obr. 5.13 Výsledky detailního měření filtru z obr. 5.4 na $f_C = 590$ kHz: a) DP, b) PP, c) HP, d) PZ, e) FČ	31
Obr. 5.14 Migrace kořenů čitatele (5.46): a) změna f_Z u DPn pomocí g_{m8} , b) změna f_Z u HPn pomocí g_{m6}	32
Obr. 5.15 Výsledky analýzy na počítači změny polohy nulových bodů: a) DPn, b) HPn	33
Obr. 5.16 Fotografie prototypu: a) vlastní filtr, b) převodník napětí na proud - distributor	33
Obr. 5.17 Model obvodu pro studium parazitních vlastností	34
Obr. 5.18 Parazitní nulový bod a konečný útlum reálné přenosové funkce PP: a) modulová kmitočtová charakteristika celé PP, b) detailní situace při ladění f_C	35
Obr. 5.19 Problémy reálné HP v nepropustném pásmu	36
Obr. 5.20 Modifikace předchozí varianty: a) GST, b) realizace	40
Obr. 5.21 Filtr s možností řízení BW jediným g_m : a) GST, b) obvodová realizace	43
Obr. 5.22 Modulové přenosové funkce filtru: a) všech současně dostupných přenosů, b) při ladění PZ, c) změně BW u PP, d) demonstrace nežádoucího zásahu změny g_{m3} do činnosti DP, e) zachování šířky pásma PP při ladění, f) opačný jev	44
Obr. 5.23 Model obvodu respektující důležité parazitní parametry	45
Obr. 5.24 Postižení přenosové funkce PP reálnými vlastnostmi AP	46
Obr. 5.25 Postižení přenosové funkce HP reálnými vlastnostmi AP	46
Obr. 5.26 Vliv reálných parazitních parametrů AP na PZ	47
Obr. 5.27 Filtr 2. řádu založený na struktuře s distribucí a prvky MO-CCCII: a) GST, b) obvodová realizace	50
Obr. 5.28 Závislost vstupního odporu proudové vstupní svorky (R_X) na proudu I_b	51
Obr. 5.29 Dostupné modulové frekvenční charakteristiky: a) DP, PP, HP, b) PZ a FČ, c) ladění změnou I_b sledované na DP, d) fázová charakteristika FČ	52
Obr. 5.30 Odezva DP na obdelníkové buzení ($f = 50$ kHz)	53
Obr. 5.31 Nejpodstatnější parazitní vlivy ve filtru	53
Obr. 5.32 Problémy s konečným útlumem v nepropustném pásmu PP	55
Obr. 5.33 Problémy s konečným útlumem v nepropustném pásmu HP	55
Obr. 5.34 Modifikace pro řízení Q a K_0 : a) GST, b) obvodová realizace	58
Obr. 5.35 Další dostupné možnosti elektronického řízení získané přidáním říditelných proudových zesilovačů: a) řízení základního přenosu K_0 , b) změna šířky pásma PP	58
Obr. 5.36 Základní struktura druhého řádu: a) sumační realizace, b) realizace s distribucí	60
Obr. 5.37 Modifikace grafu se smíšeným sumačním distribučním popisem a transformacemi: a) sumační struktura, b) struktura s distribucí	60
Obr. 5.38 Detailní princip důležitého uzlu grafu s konverzemi: a) sumační bod, b) distribuční bod	61
Obr. 5.39 Konkrétní GST obvodů na Obr. 5.40: a) se sumací, b) s distribucí	62
Obr. 5.40 Konkrétní obvodové realizace: a) se sumačním bodem, b) s distribučním bodem	62
Obr. 5.41 Výsledky analýzy na počítači: a) modulové frekvenční charakteristiky všech dostupných přenosů, b) řízení f_C u PP, c) řízení BW sledované u PP, d) řízení K_0 sledované u DP	64
Obr. 5.42 Změřené výsledky: a) dostupné modulové frekvenční charakteristiky filtru, b) ladění f_C PP, změna BW u PP, řízení K_0 u DP	65
Obr. 5.43 Vliv hodnoty R_6 na rozsah kmitočtové použitelnosti HP	66
Obr. 5.44 Modelování parazitních jevů ve struktuře s distribucí z Obr. 5.40b	66

Obr. 5.45 Dvouúčelový filtr s možností elektronické změny typu přenosové funkce: a) realizace s jedním ECCII- a napěťovým sledovačem, b) realizace s dvěma ECCII-	71
Obr. 5.46 Varianta s řízením f_C pomocí: a) FET, R_X proudových vstupů	72
Obr. 5.47 Migrace kořenů čitatele (5.160) dle hodnoty B_G	72
Obr. 5.48 Detailní analýza chování filtru v kmitočtové oblasti při změně $B_G(U_G)$	73
Obr. 5.49 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 ($U_G = 2,65$ V)	74
Obr. 5.50 Model pro studium parazit způsobených reálnými AP	75
Obr. 5.51 Plně říditelná struktura filtru PZ/FČ: GST, b) obvodová realizace s ECCII- a dalšími pomocnými prvky	77
Obr. 5.52 Kmitočtové charakteristiky filtru na Obr. 5.51 při elektronické změně parametrů: a) záměna typu přenosu sledovaná na modulové charakteristice, b) záměna typu přenosu sledovaná na argumentové charakteristice, c) řízení změny z PZ na FČ - modulová charakteristika, d) děj sledovaný na argumentové charakteristice	78
Obr. 5.53 Další možnosti variabilnosti struktury poskytující PZ: a) ladění f_C sledované na modulové kmitočtové charakteristice, b) ladění sledované na argumentové charakteristice, c) řízení šířky pásma sledované na modulové charakteristice, d) změna šířky pásma sledovaná na argumentové charakteristice.	79
Obr. 6.1 Koncepce jednoduchého oscilátoru s transkonduktory: a) GST, b) obvodová realizace	83
Obr. 6.2 Výsledky počítačové analýzy oscilátoru: a) časová oblast, b) spektrum	83
Obr. 6.3 Řízení kmitočtu oscilací: a) časová oblast, b) kmitočtová oblast	84
Obr. 6.4 Základní neideální model OTA respektující nejpodstatnější malosignálové parametry v navržené koncepci oscilátoru	85
Obr. 6.5 Výsledky ladícího procesu: a) závislost f_0 na g_{m1} , b) závislost výstupní úrovně na f_0	85
Obr. 6.6 Výsledky měření oscilátoru s komerčně dostupnými OTA: a) časová oblast, b) spektrum pro $f_0 = 1$ MHz, c) spektrum pro $f_0 = 7$ MHz	86
Obr. 6.7 Obecný autonomní obvod specifikovaný s uvedenými požadavky	89
Obr. 6.8 Dvě konkrétní odvozené realizace oscilátorů využívající: a) pouze dva ECCII- a plovoucí kondenzátor, b) doplňující invertor a oba kondenzátory uzemněny	89
Obr. 6.9 Minimální realizace oscilátoru s ohledu na počet nutných pasivních prvků	91
Obr. 6.10 Výsledky počítačové analýzy oscilátoru: a) v časové oblasti, b) v kmitočtové oblasti	91
Obr. 6.11 Výsledky měření: a) v časové, b) v kmitočtové-spektrální oblasti	92
Obr. 6.12 Grafická reprezentace vybraných výsledků z tab. 6.2: a) srovnání získaných ladících charakteristik, b) závislost THD na kmitočtu oscilací	93
Obr. 6.13 Důležité reálné vlastnosti prvků a struktury: a) malosignálové parametry ECCII-, b) neideální model oscilátoru	94
Obr. 6.14 Základní GST bikvadratické struktury s distribucí	95
Obr. 6.15 Základní integrátory s jednoduchými CCII±: a) bezeztrátový, b) ztrátový	96
Obr. 6.16 Dvě možnosti realizace dílčích přenosů: a) invertující ztrátový integrátor a F_2 , b) neinvertující ztrátový integrátor a F_2	96
Obr. 6.17 Navržený oscilátor s odděleným elektronickým řízením oscilační podmínky a kmitočtu: a) GST, b) obvod	97
Obr. 6.18 Fotografie prototypu: a) horní strana, b) spodní strana	98
Obr. 6.19 Výsledky počítačové analýzy: a) časová oblast, b) spektrum	99
Obr. 6.20 Výsledky měření pro jednu diskrétní hodnotu kmitočtu: a) časová oblast, b) spektrum U_{OUT1} , c) spektrum U_{OUT2}	100
Obr. 6.21 Srovnání ideálního, očekávaného, měřeného a simulací získaného průběhu ladící závislosti	101
Obr. 6.22 Model obvodu zahrnující parazitní impedance uzlů způsobené reálnými vstupními a výstupními parametry AP	101
Obr. 6.23 Detail spektra pro měření fázového šumu	103
Obr. 6.24 Říditelný oscilátor využívající ztrátové proudové integrátory: a) koncepční GST, b) obvodová realizace	104
Obr. 6.25 Výsledky experimentů: a) časová oblast, b) spektrum	105
Obr. 6.26 Fotografie měřeného prototypu: a) horní strana, b) spodní strana	106
Obr. 6.27 Srovnání výsledků experimentů, předpokladů a simulace u závislosti oscilačního kmitočtu na řídicím napětí nastavujícím proudový zisk	107

Obr. 6.28 Modely pro zkoumání reálných vlastností: a) hlavní ne-ideality AP, b) obvod oscilátoru s problémovými prvky	107
Obr. 6.29 Model CCTA s možností řízení proudového přenosu: a) diskrétní realizace, b) princip, c) behaviorální model, d) symbol	110
Obr. 6.30 Jednoduchý oscilátor založený na CGCCCTA: a) obvodové zapojení, b) GST	111
Obr. 6.31 Výsledky experimentálního měření oscilátoru: a) časová oblast, b) spektrum U_{OUT2}	112
Obr. 6.32 Modely pro uvažování hlavních parazitních problémů: a) model AP, b) model obvodu oscilátoru zahrnující parazitní impedance uzlů způsobené reálnými parametry AP	112
Obr. 6.33 Srovnání měření, simulacemi a předpokladem získaných výsledků závislosti oscilačního kmitočtu na B_G	114
Obr. 6.34 Měření prototyp: a) horní strana, b) spodní strana	115
Obr. 6.35 Oscilátor aplikovaný jako jednoduchý přímý frekvenční modulátor	116
Obr. 6.36 Výsledky činnosti oscilátoru se střídavou složkou superponovanou k řídicímu napětí: a) časová oblast, b) kmitočtová oblast	116
Obr. 6.37 Realizace napěťových integrátorů s proudovými AP: a) bezeztrátový, b) ztrátový s nastavitelnou proudovou zpětnou odbočkou	119
Obr. 6.38 Základní bloková koncepce oscilátoru	119
Obr. 6.39 Oscilátor založený na napěťových integrátorech s proudovými AP: a) varianta obsahující pouze proudové zesilovače, b) c) varianty s jedním napěťovým sledovačem, d) varianta se dvěma sledovači	120
Obr. 6.40 Proudová násobička EL 4083: a) symbol, b) zapojení násobičky jako proudového prvku s proměnným přenosem	121
Obr. 6.41 Model oscilátoru s hlavními ovlivňujícími parametry reálných AP	122
Obr. 6.42 Výsledky simulace: a) časový průběh oscilací v obou uzlech, b) spektrum	123
Obr. 6.43 Měřené výsledky: a) časový průběh, b) spektrum	123
Obr. 6.44 Výsledky získané ladící charakteristiky bez AGC: a) srovnání ideální, měřené a předpokládané charakteristiky, b) měřených, předpokládaných a odsimulovaných výsledků	124
Obr. 6.45 Vyrobený prototyp pro experimentální testy: a) horní strana, b) spodní strana	124
Obr. 6.46 Přejechod od oscilátoru na obr. 6.40d k variantě bez plovoucího kondenzátoru	126
Obr. 6.47 Elektronicky říditelný ekvivalent negativní impedance s proudovým zesilovačem	127
Obr. 6.48 Hlavní typy přenosových parametrů mezi uzly založené na proudových zesilovačích a napěťových sledovačích	128
Obr. 6.49 Obvod sestavený na základě známé syntézy metodou stavových rovnic	130
Obr. 6.50 Zapojení s minimálním počtem AP	130
Obr. 6.51 Model obvodu oscilátoru s nejvýznamněji ovlivňujícími parametry reálných AP	131
Obr. 6.52 Experimentálně testovaný obvod oscilátoru doplněný o jednoduché AGC	133
Obr. 6.53 Princip činnosti jednoduché AGC smyčky: a) převodní charakteristika, b) detail na předpokládanou oblast regulace U_{G2}	134
Obr. 6.54 Výsledky měření: a) časová oblast, b) spektrum U_{OUT1} , c) spektrum U_{OUT2}	135
Obr. 6.55 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}	136
Obr. 6.56 Měřená experimentální realizace oscilátoru: a) horní strana, b) spodní strana	137
Obr. 6.57 Detail spektra pro odhad fázového šumu	137
Obr. 6.58 Rozšiřující modifikace umožňující řízení bez závislosti amplitudy generované signálu na řídicím parametru: a) pouhé rozšíření o CA, b) záměna pozice napěťového sledovače, c) minimální konfigurace	138
Obr. 6.59 Model oscilátoru s nejvýznamnějšími ovlivňujícími parametry reálných AP	140
Obr. 6.60 Finální zapojení oscilátoru z obr. 6.59a s možností odběru signálů několika fází	142
Obr. 6.61 Časový průběh dostupných výstupních napětí	142
Obr. 6.62 Přeladění zaznamenané v časové oblasti	142
Obr. 6.63 Spektrum výstupních signálů specifických výstupů: a) U_{OUT1}^+ , b) U_{OUT2}^-	143
Obr. 6.64 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	144
Obr. 6.65 Dvě možné koncepce kvadraturního oscilátoru: a) s proudovým sledovačem-distributorem obou polarit výstupního proudu a nastavitelným neinvertujícím proudovým a napěťovým zesilovačem, b) s proudovým sledovačem jedné výstupní polarity a invertujícím napěťovým zesilovačem	146

Obr. 6.66 Graf signálových toků oscilátoru na obr. 6.66a využívajícího nastavitelného napěťového a proudového zesílení pro řídicí účely	146
Obr. 6.67 Zapojení násobičky ve funkci VCA	148
Obr. 6.68 Oscilátor s modelováním nejdůležitějších malosignálových reálných projevů	149
Obr. 6.69 Výsledky simulací oscilátoru s VCA založeným na AD834: a) časová oblast, b) frekvenční oblast	150
Obr. 6.70 Výsledky simulací ladícího procesu: a) závislost oscilačního kmitočtu na napěťovém zesílení A_G , b) změna výstupních úrovní při ladícím procesu, c) závislost THD na oscilačním kmitočtu, d) závislost U_{C2} na A_G	150
Obr. 6.71 Srovnání ladící charakteristiky ideálního průběhu, předpokladu a simulace s VCA810 na pozici VA	152
Obr. 6.72 Obvod oscilátoru s přerušenou smyčkou ZV	153
Obr. 6.73 Srovnání ideální a reálné kmitočtové charakteristiky dvojbranu	154
Obr. 6.74 Vliv změny zesílení B na plnění oscilačních podmínek	154
Obr. 6.75 Situace při podstatném zvyšování zesílení A_G určujícího oscilační kmitočet	155
Obr. 6.76 Situace při nedostatečném zesílení $A_G = 0,2$ a vliv ve smyčce	156
Obr. 10.1 Interní struktura OTA s více výstupy použitá pro počítačové analýzy	186
Obr. 10.2 Výsledky analýzy vlastností používaného OTA: a) závislost transkonduktance na kmitočtu a řídicím proudu, b) závislost zisku na kmitočtu při nezatíženém výstupu, c) vstupně-výstupní charakteristiky pro různý řídicí (biasovací proud)	186
Obr. 10.3 Závislost impedance na kmitočtu a řídicím proudu: a) vstup OTA, b) výstup OTA	187
Obr. 10.4 Interní struktura MO-CCCIH použitá pro počítačové analýzy	187
Obr. 10.5 Vstupně-výstupní charakteristiky branových přenosů při změně řídicího (biasovacího) proudu od 30 μ A do 3 mA: a) mezi X a Y, b) mezi Z a X	187
Obr. 10.6 Přenosové vlastnosti mezi porty: a) X a Z, b) X a Y	188
Obr. 10.7 Závislost vstupních a výstupních impedancí na kmitočtu a řídicím (biasovacím) proudu I_b : a) vstupní impedance portu X, b) závislost rezistivní složky na I_b , c) vstupní impedance portu Y, d) výstupní impedance	188
Obr. 10.8 Změna proudového zisku sledované: a) na vstupně-výstupní charakteristice modelu, b) závislost proudového zesílení na řídicím napětí	189
Obr. 10.9 Přenosové modulové kmitočtové charakteristiky mezi branami při změně U_G (proudového zisku): a) X a Z, b) mezi Y a X	189
Obr. 10.10 Kmitočtové závislosti impedance na U_G : a) proudového vstupu, b) proudového výstupu	189
Obr. 10.11 Model CMOS transkonduktoru pro účely simulací	191
Obr. 10.12 Výsledky nejdůležitějších analýz: a) závislost g_m na I_{SET} a kmitočtu, b) závislost napěťového zesílení na I_{SET} při vysoké impedanci na výstupu, c) detail vstupně-výstupní charakteristiky v závislosti na I_{SET} , d) závislost g_m na I_{SET}	191
Obr. 10.13 Hlavní parametry přenosu mezi vstupním proudovým portem X a výstupním portem CGCCCTA: a) vstupně-výstupní charakteristika, b) závislost přenosu na kmitočtu	193
Obr. 10.14 Kmitočtové závislosti impedancí: a) pomocného portu Z, b) výstupu CGCCCTA	194
Obr. 10.15 Kompletní funkční zapojení filtru distribuované struktury	194
Obr. 10.16 Převodník napětí na proud a proudový distributor	195
Obr. 10.17 Navržený plošný spoj filtru (skutečný rozměr 64x47): a) osazovací plán, b) horní strana, c) spodní strana	195
Obr. 10.18 Navržený plošný spoj distributoru (skutečný rozměr 55x35): a) osazovací plán, b) horní strana, c) spodní strana	196
Obr. 10.19 Kompletní zapojení oscilátoru	196
Obr. 10.20 Navržený plošný spoj (skutečný rozměr 72x40): a) osazovací plán, b) spodní strana	196
Obr. 10.21 Kompletní zapojení oscilátoru	197
Obr. 10.22 Navržený plošný spoj (skutečný rozměr 47x36): a) osazovací plán, b) horní strana, c) spodní strana	197
Obr. 10.23 Kompletní zapojení	198
Obr. 10.24 Navržený plošný spoj (skutečný rozměr 51x33): a) osazovací plán, b) horní strana, c) spodní strana	198
Obr. 10.25 Kompletní zapojení	199
Obr. 10.26 Navržený plošný spoj (skutečný rozměr 53x31): a) osazovací plán, b) horní strana, c) spodní strana	199
Obr. 10.27 Kompletní zapojení pro testování všech variant oscilátoru	200

Obr. 10.28 Navržený plošný spoj (skutečný rozměr 59x45): a) osazovací plán, b) horní strana, c) spodní strana	200
Obr. 10.29 Kompletní zapojení	201
Obr. 10.30 Navržený plošný spoj (skutečný rozměr 59x45): a) osazovací plán, b) horní strana, c) spodní strana	201
Obr. 10.31 Uspořádání měřicího řetězce pro manuální měření dvojbranů	202
Obr. 10.32 Uspořádání měřicího řetězce při automatickém měření vektorovým analyzátozem	203
Obr. 10.33 Uspořádání měřicího řetězce při měření autonomních obvodů (oscilátorů)	203

Seznam tabulek

Tab. 5.1	Základní komponenty grafů signálových toků blokového přístupu.....	23
Tab. 5.2	Orientační rozptyl ($\pm\Delta$) parametrů PP pro různé tolerance pasivních prvků a malosignálových parametrů modelů AP	38
Tab. 5.3	Orientační rozptyl ($\pm\Delta$) parametrů PP pro různé tolerance pasivních prvků a malosignálových parametrů modelů AP	48
Tab. 5.4	Orientační rozptyl ($\pm\Delta$) parametrů PP pro různé tolerance pasivních prvků a malosignálových parametrů modelů AP	57
Tab. 5.5	Orientační rozptyl ($\pm\Delta$) parametrů PP pro různé tolerance pasivních prvků a malosignálových parametrů modelů AP	68
Tab. 5.6	Orientační rozptyl ($\pm\Delta$) parametrů PZ pro různé tolerance pasivních prvků a malosignálových parametrů modelů AP	76
Tab. 6.1	Shrnutí výsledků analýzy a předpokladu	85
Tab. 6.2	Shrnutí výsledků počítačové analýzy a měření	92
Tab. 6.3	Výsledky měření a simulace při ladícím procesu.....	100
Tab. 6.4	Výsledky počítačových a experimentálních analýz oscilátoru při ladícím procesu	106
Tab. 6.5	Srovnání měřených, simulovaných a předpokládaných hodnot	114
Tab. 6.6	Detailní výsledky měření	124
Tab. 6.7	Souhrn měřených výsledků parametrů oscilátoru při ladění	135
Tab. 6.8	Shrnutí výsledků získaných simulací a předpoklady symbolické analýzy	144
Tab. 6.9	Detailnější shrnutí výsledků simulací	151
Tab. 7.1	Srovnání diskutovaných typů multifunkčních filtrů a jejich vlastností	162
Tab. 7.2	Srovnání diskutovaných oscilátorů a jejich vlastností	162

ŽIVOTOPIS

Osobní údaje:

Jméno: Roman Šotner

Datum a místo narození: 22.9.1983 ve Znojmě

Adresa: Vémyslice 282, 671 42

Kontakt: e-mail: xsotne00@stud.feec.vutbr.cz, tel.: +420 541 149 140

Jazyky: německý jazyk (začátečník), anglický jazyk (mírně pokročilý)

Vzdělání:

2008 - 2011 Vysoké učení technické v Brně/ Ústav radioelektroniky

Studium doktorského programu Elektrotechnika, elektronika, komunikační a řídicí technika v oboru Elektronika a sdělovací technika - státní doktorská zkouška složena 17.6.2010

2006 - 2008 Vysoké učení technické v Brně/ Ústav radioelektroniky

Studium navazujícího magisterského programu Elektronika a sdělovací technika ukončeno dne 9.6.2008 státní závěrečnou zkouškou a obhajobou diplomové práce na téma *Vícefunkční přeladitelný aktivní filtr*

2003 - 2006 Vysoké učení technické v Brně/ Ústav radioelektroniky

Bakalářské studium oporu Elektronika a sdělovací technika ukončeno dne 19.6.2006 státní závěrečnou zkouškou a obhajobou bakalářské práce na téma *Oscilátory s moderními funkčními bloky*

Pedagogická praxe:

2008 - 2011 Vysoké učení technické v Brně / Ústav radioelektroniky

- výuka počítačových a laboratorních cvičení v kurzu *Teorie elektronických obvodů a Návrh analogových filtrů* na Ústavu radioelektroniky, vyžádané přednášky vybraných témat v kurzech *Návrh analogových filtrů* a *Teorie elektronických obvodů*

- vedení 7 diplomových a 5 bakalářských prací

Účast na projektech:

Projekty podporované Grantovou Agenturou České Republiky

- člen řešitelského kolektivu doktorského projektu s označením GD102/08/H027 *Pokročilé metody, struktury a komponenty elektronické bezdrátové komunikace*, hlavním řešitelem doc. Ing. Aleš Prokeš, Ph.D.

- člen řešitelského kolektivu vědeckého projektu s označením GA102/09/1681 *Počítačové automatizování metod syntézy lineárních funkčních bloků a výzkum nových aktivních prvků*, hlavním řešitelem prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

Projekty podporované Ministerstvem Školství Mládeže a Tělovýchovy

- MSM0021630513 *Elektronické komunikační systémy a technologie nových generací (ELKOM)*, řešitelé: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, prof. Ing. Kamil Vrba, CSc., prof. Ing. Jiří Jan, CSc.

- OC09016 *Komponenty pokročilých radiokomunikačních systémů*, řešitel: prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

- FRVŠ 103/2009/G1 *Nové laboratorní úlohy s moderními funkčními bloky*, hlavní řešitel: Ing. Josef Slezák
- FRVŠ 450/2011/G1 *Rozšíření laboratorní výuky moderních analogových obvodů v oblasti generace signálů*, hlavní řešitel: Roman Šotner

Projekty Vysokého učení technického v Brně

- FEKT-S-10-9 *Výzkum robustních hardwarových řešení pro bezdrátové komunikační systémy*, Řešitel: prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.

Členství ve vědeckých a profesních společnostech:

od r. 2008:

studentské členství v Institute of Electrical and Electronic Engineers (IEEE)

Vyžádané recenze pro vědecké časopisy a konference:

- Elektrovue, internetový časopis
- International Journal of Electronics
- Radioengineering
- 34 International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP 2011)

Publikace:

Počet publikovaných či přijatých příspěvků v časopisech s impaktním faktorem: 9

Počet prezentovaných či přijatých příspěvků na mezinárodních konferencích indexovaných databází Thomson Reuters (ISI WoS): 9

Citace:

Co: ŠOTNER, R., HRUBOŠ, Z., SLEZÁK, J., DOSTÁL, T. Simply Adjustable Sinusoidal Oscillator Based on Negative Three-Port Current Conveyors. *Radioengineering*, 2010, roč. 19, č. 3, s. 446-453.

Kde: KUMNGERN, M., TORTEANCHAI, U., DEJHAN, K. Voltage-Controlled Floating Resistor Using DDCC. *Radioengineering*, 2011, roč. 20, č. 1, s. 327-333.

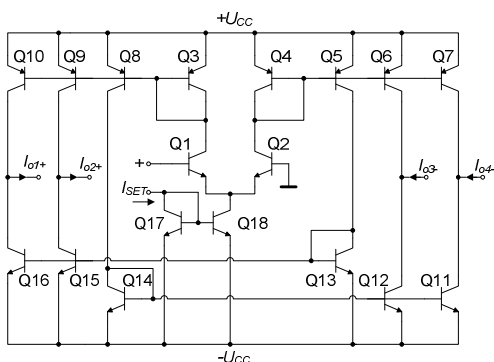
Kde: LAHIRI, A. Current-mode variable frequency quadrature sinusoidal oscillators using two CCs and four passive components including grounded capacitors, *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, 2011, online verze (v tisku)

10 Přílohy

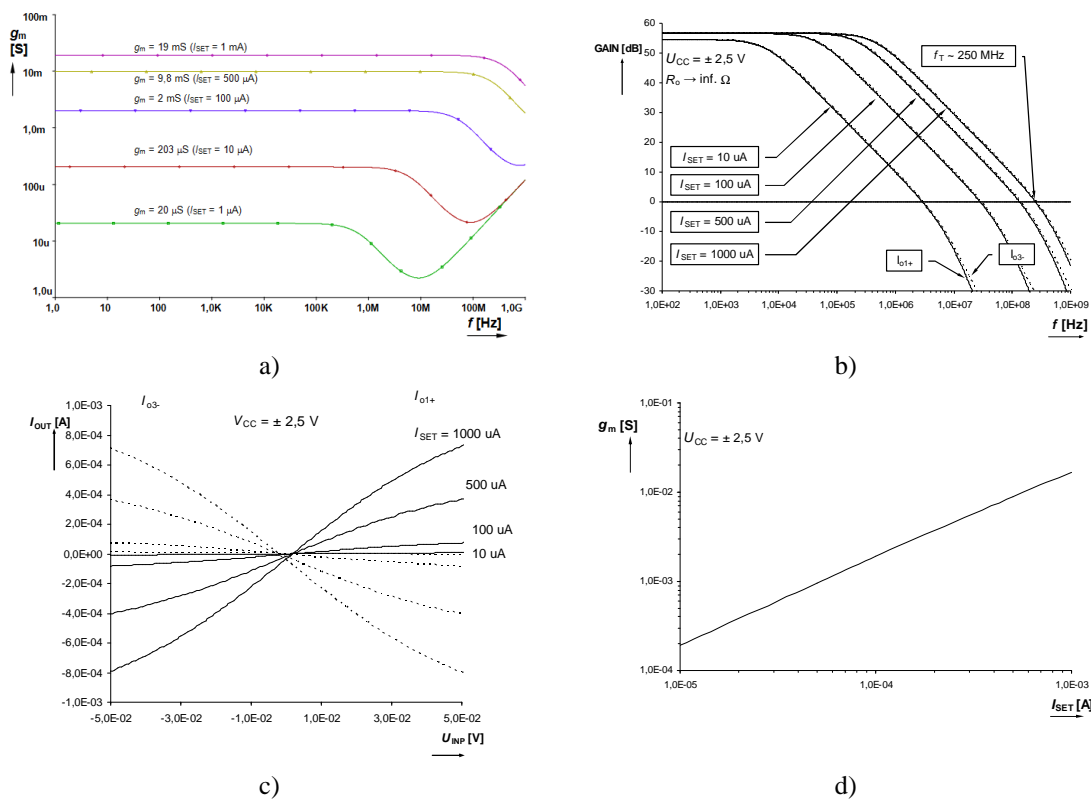
V této části jsou uvedeny některé detailní výsledky počítačových analýz aktivních prvků s komentářem a konstrukční podklady.

10.1 P-1

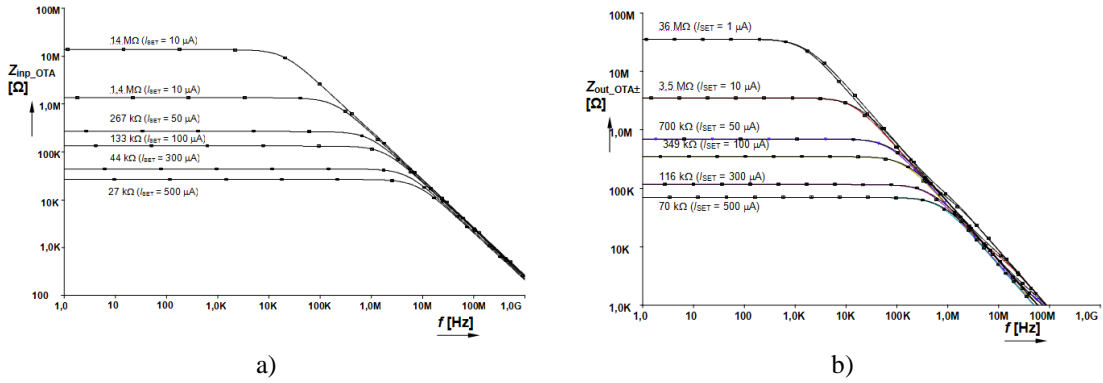
Všechny výsledky standardní OTA struktury [65], [74], [100], [106] s tranzistory HFA3046/3096/3127/3128 [101] jsou pro napájecí napětí $\pm 2,5$ V a proměnný I_{SET} v rozsahu 1; 10 μ A až 1 mA.



Obr. 10.1 Interní struktura OTA s více výstupy použitá pro počítačové analýzy



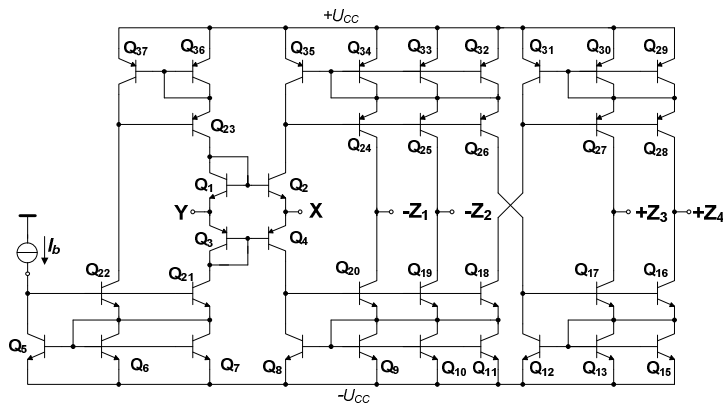
Obr. 10.2 Výsledky analýzy vlastností používaného OTA: a) závislost transkonduktance na kmitočtu a řídicím proudu, b) závislost zisku na kmitočtu při nezátíženém výstupu, c) vstupně-výstupní charakteristiky pro různé řídicí (biasovací) proudy



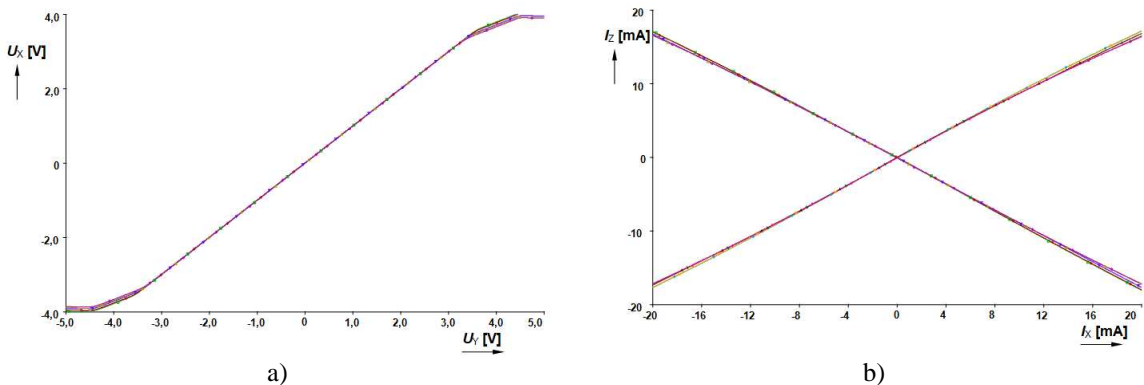
Obr. 10.3 Závislost impedance na kmitočtu a řídicím proudem: a) vstup OTA, b) výstup OTA

10.2 P-2

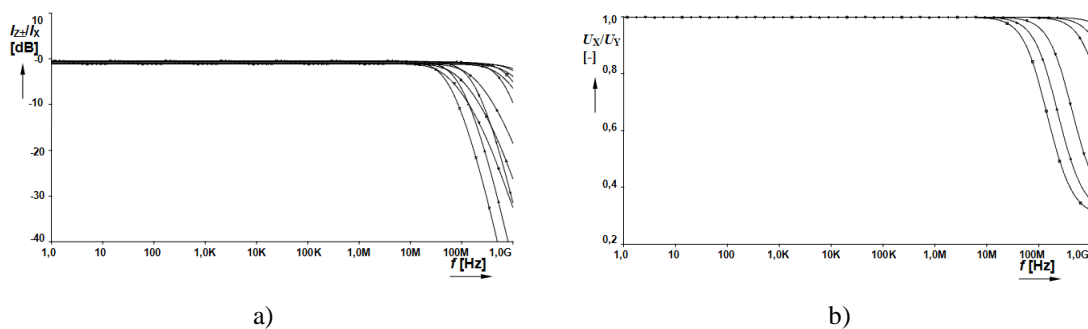
Všechny výsledky struktury [29], [74], [88], [100] jsou pro napájecí napětí ± 5 V a proměnný I_b v rozsahu $30 \mu A$ až 1 mA. Pro I_b pod $200 \mu A$ je 3 dB pokles přenosu I_Z/I_X pod 100 MHz a liší se dle výstupu (pozitivní/ negativní). Model elementárního tranzistoru je využit z makromodelu OPA860 [60] (jeden dílčí tranzistor).



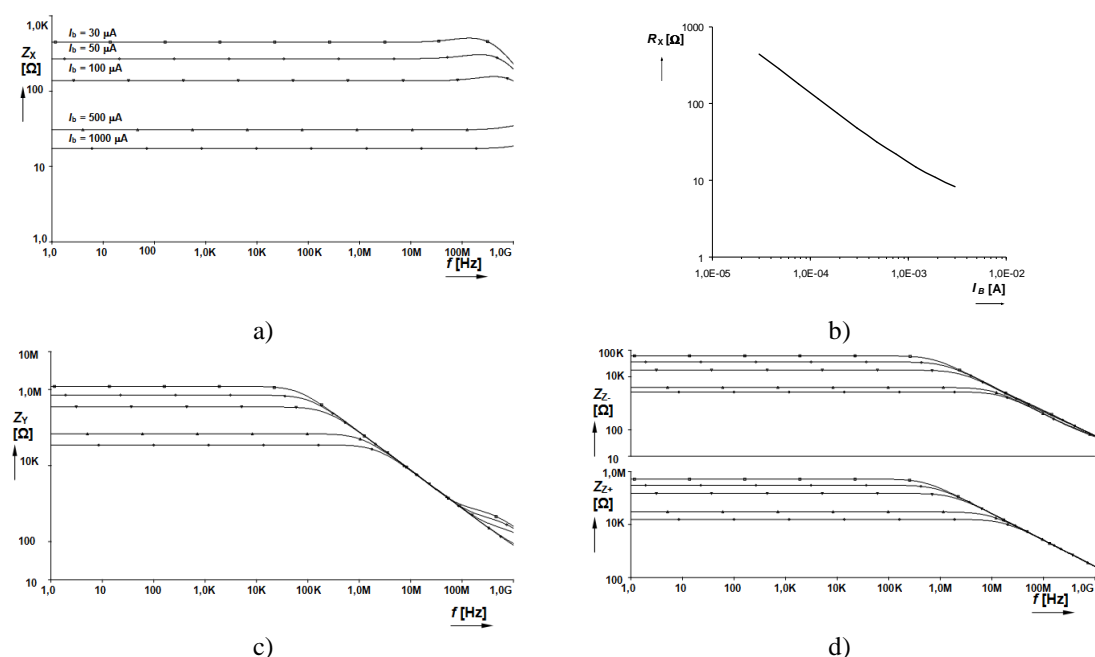
Obr. 10.4 Interní struktura MO-CCCII použitá pro počítačové analýzy



Obr. 10.5 Vstupně-výstupní charakteristiky branových přenosů při změně řídicího (biasovacího) proudu od $30 \mu A$ do 3 mA: a) mezi X a Y , b) mezi Z a X



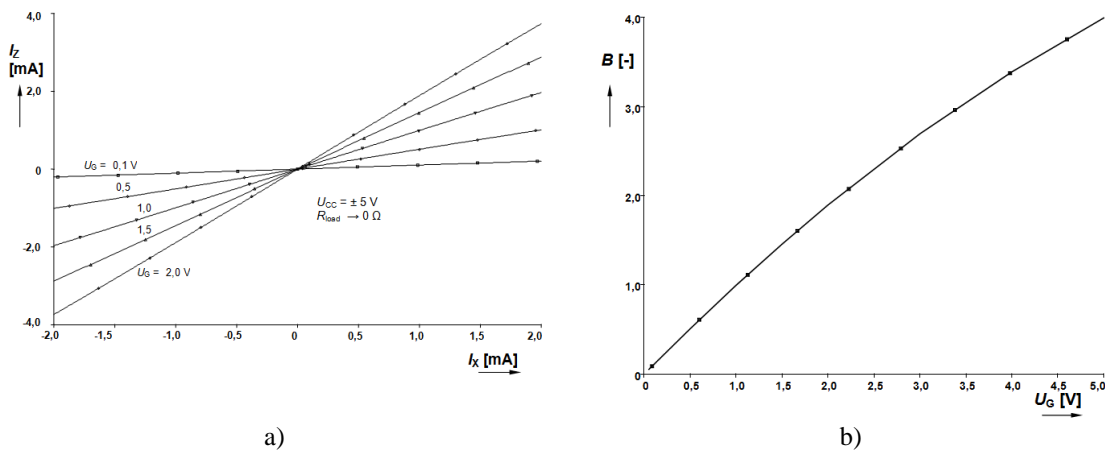
Obr. 10.6 Přenosové vlastnosti mezi porty: a) X a Z, b) X a Y



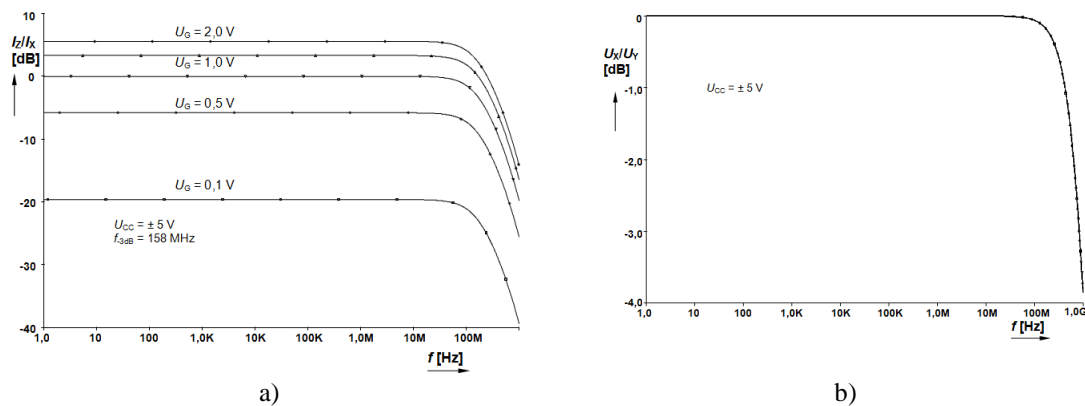
Obr. 10.7 Závislost vstupních a výstupních impedancí na kmitočtu a řídicím (biasovacím) proudu I_b : a) vstupní impedance portu X, b) závislost rezistivní složky na I_b , c) vstupní impedance portu Y, d) výstupní impedance

10.3 P-3

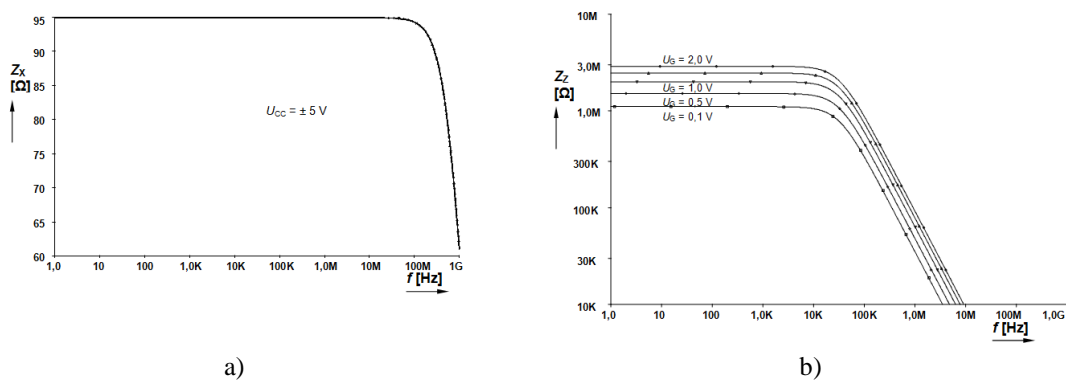
Následující stránky popisují výsledky počítačových analýz prvku EL2082 [42], používaného jako ECCII- či jako součást aplikací, kde vystupuje jako říditelný proudový zesilovač. Analýzy jsou provedeny pro napájení ± 5 V pro $U_G \sim B$ (nastavovací napětí) v rozsahu 0,1 - 1 V. Výsledky měření rozmanitých charakteristik lze nalézt v práci mého diplomanta [202]. Vstupní impedance napěťového vstupu není modelována jako kmitočtově závislá ($R_Y = 2$ MΩ).



Obr. 10.8 Změna proudového zisku sledované: a) na vstupně-výstupní charakteristice modelu, b) závislost proudového zesílení na řídicím napětí



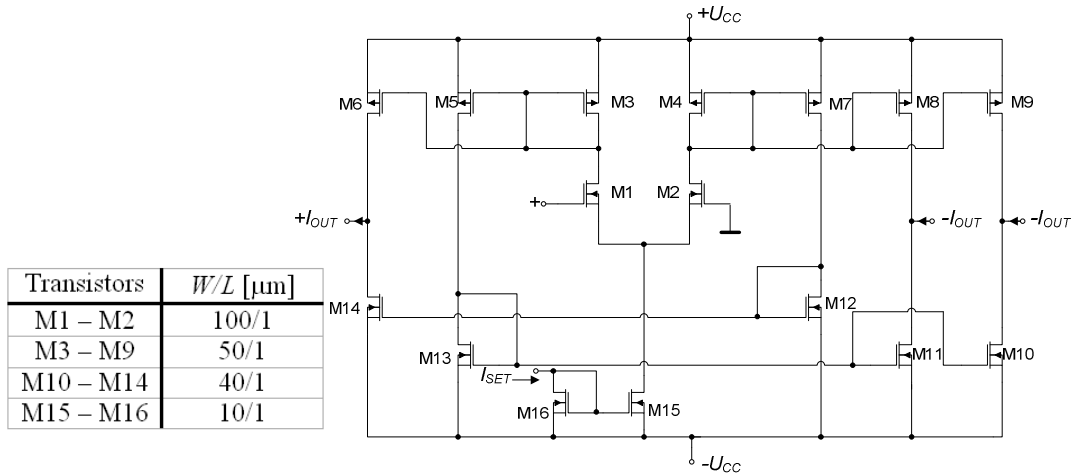
Obr. 10.9 Přenosové modulové kmitočtové charakteristiky mezi branami při změně U_G (proudového zisku): a) X a Z, b) mezi Y a X



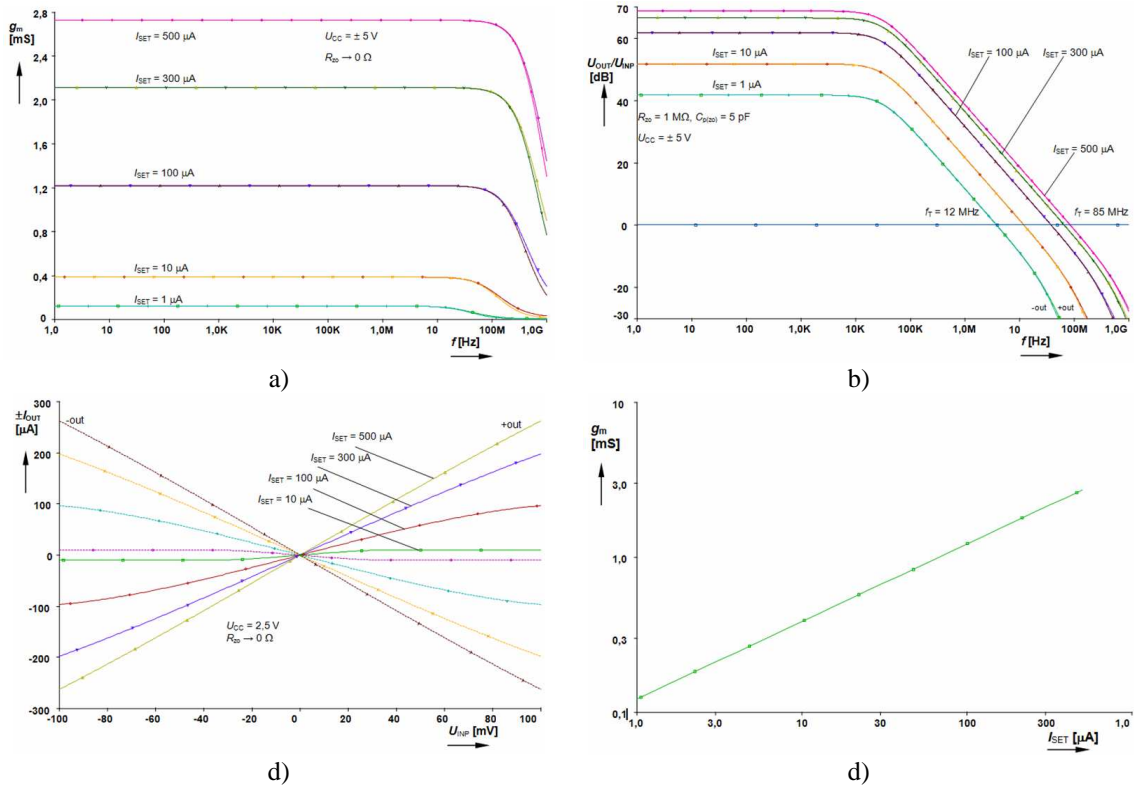
Obr. 10.10 Kmitočtové závislosti impedance na U_G : a) proudového vstupu, b) proudového výstupu

10.4 P-4

Pokud by se předpokládala realizace celého obvodu aplikace na čipu, pak se do pracovních hodnot kapacit nemusí započítávat parazitní kapacita vývodů pouzdra způsobená tzv. bondováním a ESD ochranami. Při vyvedení z pouzdra je nutné tuto skutečnost zohlednit především v případě, že se na pin k tomu určený bude připojovat pracovní externí prvek (hlavně jedná-li se o vysoko-impedanční uzel). Zde jsou dokumentovány výsledky analýzy modelu CMOS MO-OTA [65], [74], [88], [100], [106], [111], [112]. Parametr simulující kapacitu vývodů je zde značen C_{zo} a jeho standardní hodnota činí asi 5 pF [74], [100]. Pro některé testy je nutná zátěž, kterou je buďto zkrat či vysoká impedance (1 M Ω) označená jako R_{zo} . Protože by mohlo docházet k matení čtenáře, je pracovní zátěž značena R_L . Jinak by mohlo docházet k záměně s R_Z , což je zde standardně výst. impedance proudového konveju. Je zde kmitočtová závislost zesílení OTA (**obr. 10.12b**) při vysoké impedanci na výstupu ($R_{zo} = 1 \text{ M}\Omega / C_{zo} = 5 \text{ pF}$) na biasovacím proudu, zde značen jako I_{SET} . Na dalším **obr. 10.12a** je kmitočtová závislost transkonduktance pro několik diskretních hodnot I_{SET} při zkratovaných výstupech ($R_{zo} \rightarrow 0$). Na **obr. 10.12c** je vstupně-výstupní charakteristika ($R_{zo} \rightarrow 0$) obou výstupních polarit. Je vidět, že lineární rozsah vstupní dynamiky není nijak velký (desítky mV), což je pro tyto AP typické. Závislost transkonduktance na řídicím proudu je na **obr. 10.12d**. Změna g_m je umožněna v rozsahu asi 120 μS až 2,7 mS při řídicím proudu I_{SET} od 1 μA do 500 μA . Bez modelování připojovací kapacity pinu je vstupní impedance na nízkých kmitočtech obrovská, prakticky dána pouze kapacitou hradlového oxidu MOS tranzistoru. Na kmitočtu 1 MHz je stále více jak 1,3 M Ω . Výstupní impedance OTA obou polarit mají moduly na kmitočtu 1 MHz větší jak 5 M Ω . V případě použití $C_{zo} = 5 \text{ pF}$ se zde situace ztelně zhorší. Na řídicím proudu vstupní ani výstupní impedance příliš nezávisí, ne tedy v oblasti, kde by mohla výrazně zasáhnout do činnosti aplikace, ale na nízkých kmitočtech, kde má řádově stovky M Ω . Při všech testech a simulacích zde bylo použito napájecí napětí $\pm 2,5 \text{ V}$. Model byl stažen ze [162] a textový výpis konkrétního modelu (na stránkách je jich mnoho) je na konci P-4.



Obr. 10.11 Model CMOS transkonduktoru pro účely simulací



Obr. 10.12 Výsledky nejpodstatnějších analýz: a) závislost g_m na I_{SET} a kmitočtu, b) závislost napěťového zesílení na I_{SET} při vysoké impedanci na výstupu, c) detail vstupně-výstupní charakteristiky v závislosti na I_{SET} , d) závislost g_m na I_{SET}

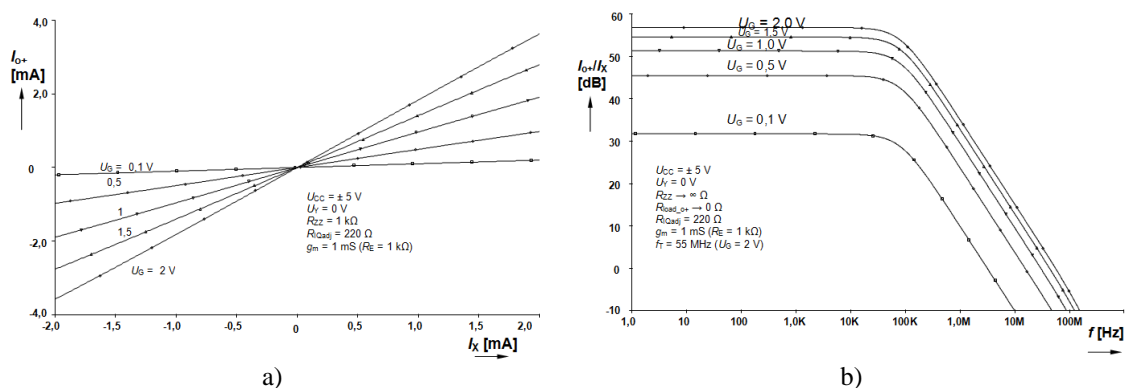
```

.model CMOSP pmos
+ version=3.1
+ tnom=27
+ tox=1.39e-008
+ xj=1.5e-007
+ nch=1.7e+017
+ vth0=-0.921435
+ k1=0.555372
+ k2=0.00876333
+ k3=6.30636
+ k3b=-0.648736
+ w0=1.2807e-008
+ nlx=2.594e-008
+ dvt0w=0
+ dvt1w=0
+ dvt2w=0
+ dvt0=2.51312
+ dvt1=0.548054
+ dvt2=-0.118649
+ u0=212.017
+ ua=-2.80712e-009
+ ub=-1e-021
+ uc=-5.82128e-011
+ vsat=171360
+ a0=0.843002
+ aga=0.132861
+ b0=7.11791e-007
+ b1=5e-006
+ keta=-0.00367486
+ a1=4.77502e-005
+ a2=0.3
+ rdsw=2837.21
+ prwg=-0.0363908
+ prwb=-1.01672e-005
+ wr=1
+ wint=2.83804e-007
+ lint=5.52881e-008
+ xl=0
+ xw=0
+ dwg=-1.60639e-008
+ dwb=2.26639e-008
+ voff=-0.0558512
+ nfactor=0.934249
+ cit=0
+ cdsc=0.00024
+ cdsd=0
+ cdsb=0
+ eta0=0.325188
+ etab=-0.0580325
+ dsub=1
+ pclm=2.24096
+ pdiblc1=0.0411445
+ pdiblc2=0.00335557
+ pdiblc3=-0.0551797
+ drout=0.20369
+ pscbe1=6.44809e+009
+ pscbe2=6.30085e-010
+ pvag=0
+ delta=0.01
+ rsh=101.6
+ mobmod=1
+ prt=59.494
+ ute=-1
+ kt1=-0.2942
+ kt11=1.68e-009
+ kt2=0
+ ua1=4.5e-009
+ ub1=-6.3e-018
+ uc1=-1e-010
+ at=1000
+ wl=0
+ win=1
+ ww=0
+ wwn=1
+ wwl=0
+ ll=0
+ lln=1
+ lw=0
+ lwn=1
+ lw1=0
+ capmod=2
+ xpart=0.5
+ cgdo=2.9e-010
+ cgso=2.9e-010
+ cgbo=1e-009
+ cj=0.000723553
+ pb=0.952736
+ mj=0.495529
+ cjsw=2.69279e-010
+ pbaw=0.99
+ mjsw=0.295839
+ cjswg=6.4e-011
+ pbawg=0.99
+ mjswg=0.295839
+ cf=0
+ pvth0=0.00598016
+ prdsw=14.8598
+ pk2=0.00373981
+ wketa=0.00529216
+ lketa=-0.0042059
+ af=1
+ kf=0
+ wr=1
+ wint=2.47235e-007
+ lint=3.59761e-008
+ xl=0
+ xw=0
+ dwg=-1.28716e-008
+ dwb=5.30659e-008
+ voff=0
+ nfactor=0.836558
+ cit=0
+ cdsc=0.00024
+ cdsd=0
+ cdsb=0
+ eta0=0.0246738
+ etab=-0.00140612
+ dsub=0.254346
+ pclm=2.59452
+ pdiblc1=-0.428234
+ pdiblc2=0.00231174
+ pdiblc3=-0.0272914
+ drout=0.728357
+ pscbe1=5.59862e+008
+ pscbe2=5.46165e-005
+ pvag=0
+ delta=0.01
+ rsh=81.8
+ mobmod=1
+ prt=8.621
+ ute=-1
+ kt1=-0.2501
+ kt11=-2.58e-009
+ kt2=0
+ ua1=5.4e-010
+ ub1=-4.8e-019
+ uc1=-7.5e-011
+ at=100000
+ wl=0
+ win=1
+ ww=0
+ wwn=1
+ wwl=0
+ ll=0
+ lln=1
+ lw=0
+ lwn=1
+ lw1=0
+ capmod=2
+ xpart=0.5
+ cgdo=2e-010
+ cgso=2e-010
+ cgbo=1e-009
+ cj=0.000419777
+ pb=0.99
+ mj=0.451504
+ cjsw=3.24272e-010
+ pbaw=0.1
+ mjsw=0.115399
+ cjswg=1.64e-010
+ pbawg=0.1
+ mjswg=0.115399
+ cf=0
+ pvth0=0.0585501
+ prdsw=133.286
+ pk2=-0.0299638
+ wketa=-0.0248758
+ lketa=0.00117319
+ af=1
+ kf=0

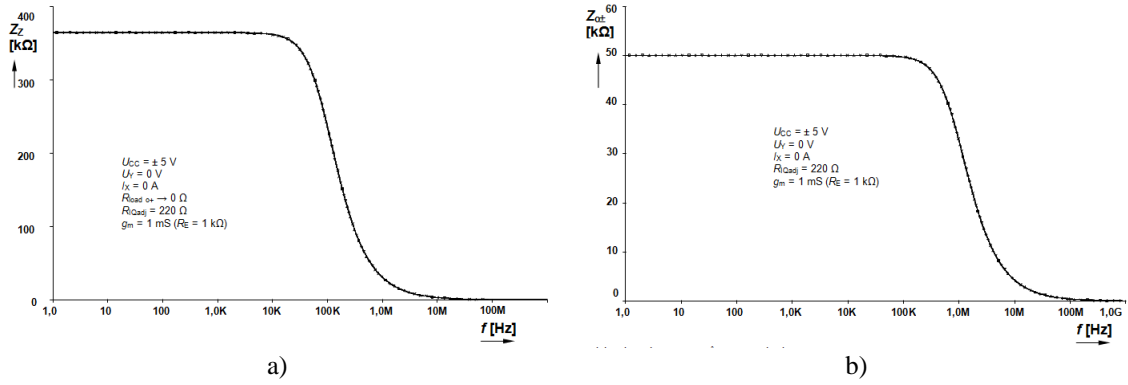
```

10.5 P-5

Tento prvek je sestaven z již dříve rozebrané EL2082 [42], a proto jsou uvedeny jen výsledky týkající se celkové koncepce CGCCCTA. Na ostatní parametry (především vstupní imedance portů EL2082) lze odkázat do **P-3**. Většina parametrů je zaznamenávána pro U_G (B) měnící se v rozsahu 0,1 - 2 V. Ze simulací vyplynulo několik zajímavých údajů. Vstupně-výstupní charakteristika a kmitočtová závislost přenosu proudu mezi branami I_{o1+} a I_X je zachycena na **obr. 10.13** pro několik hodnot U_G a vysokou impedanci na portu Z. Pro I_{o2+} je to prakticky identické (oba výstupy jsou pozitivní). Je vidět, že pokud je na portu Z vysoká impedance (zde 1 k Ω) pracuje obvod jako proudový zesilovač s vysokým zesílením. Tranzitní kmitočet je pro $U_G = 2$ V asi 55 MHz. Velice zajímavou oblastí jsou malosignálové parametry, tj. především impedance portů CGCCCTA. Většina impedancí spojených s EL2082 (CCII částí) a jejich kmitočtových závislostí již byla popsána v příloze **P-3**. Zde tedy jsou diskutovány hlavně ty parametry dané spojením CCII a DT a DT samotnými. Na **obr. 10.14b** je závislost výstupní impedance CCTA (g_m sekce) na kmitočtu (Z_{o+}). Hodnoty klidového I_{QADJ} (nastavující interní transkonduktanci) OPA860 [60] ani transkonduktance dominantně daná tzv. degradačním rezistorem (označován jako R_E) nemá na charakteristiku významný vliv. Hodnota odporu R_{o+} pro nízké kmitočty se pohybuje kolem 50 k Ω a kapacitní složka C_{o+} (u DT C_{C_DT}) ~ 2 pF. Pro oba výstupy je to totožné. Horší situace je v případě impedance portu Z. Zde je hodnota dle analýzy na počítači podstatně ovlivněna hodnotou degradačního rezistoru DT a transkonduktancí (danou R_E). Hodnota na nízkých kmitočtech se pohybuje v rozmezí několika set k Ω (pro $R_{QADJ} = 220 \Omega$ a $R_E = 1$ k Ω je 380 k Ω). Parazitní kapacita uzlu Z je odhadována (dle katalogových údajů a simulací) na 5-7 pF. Typická závislost impedance portu Z na kmitočtu při specifikovaných parametrech (údaje v obrázku) je **obr. 10.14a**.



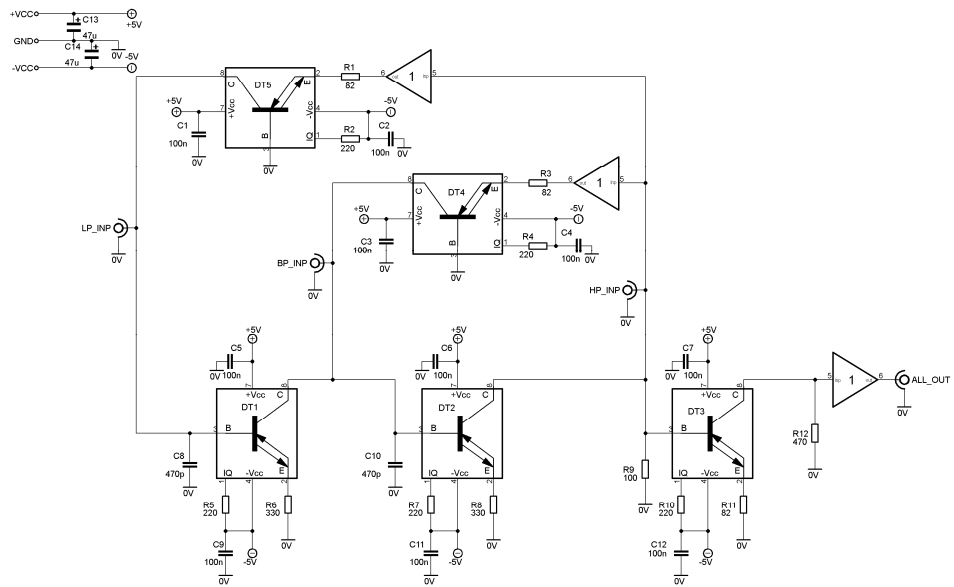
Obr. 10.13 Hlavní parametry přenosu mezi vstupním proudovým portem X a výstupním portem CGCCCTA: a) vstupně-výstupní charakteristika, b) závislost přenosu na kmitočtu



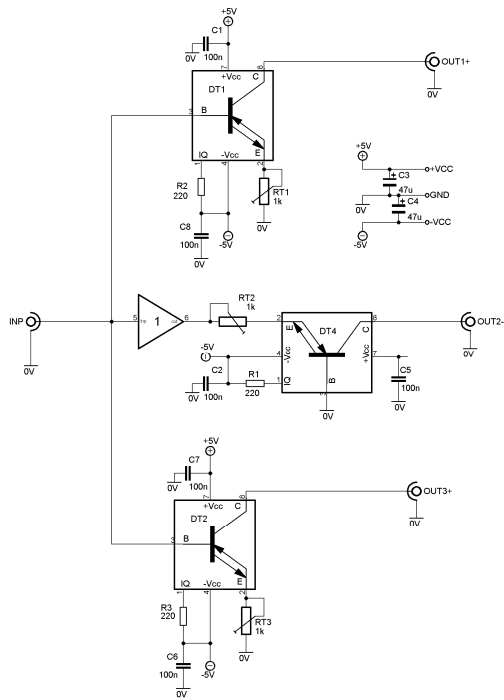
Obr. 10.14 Kmitočtové závislosti impedancí: a) pomocného portu Z, b) výstupu CGCCCTA

10.6 P-6 - Konstrukční podklady

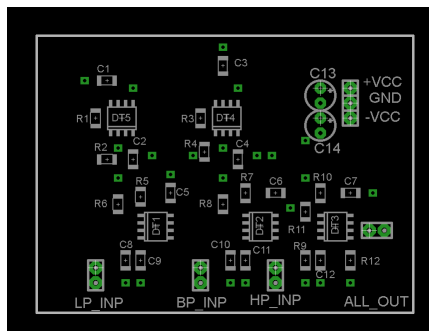
10.6.1 Multifunkční filtr z kap. 5.1.1



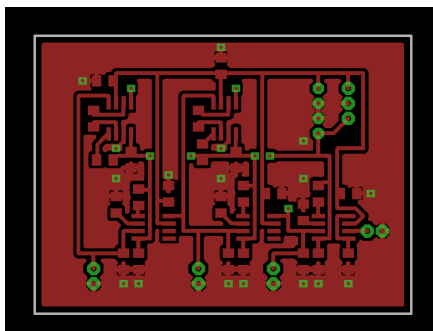
Obr. 10.15 Kompletní funkční zapojení filtru distribuované struktury



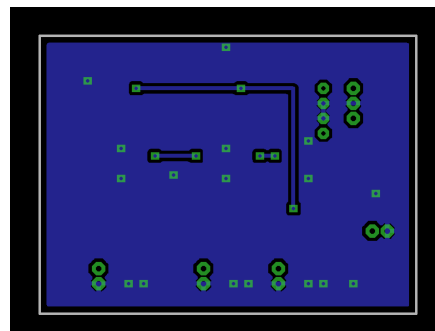
Obr. 10.16 Převodník napětí na proud a proudový distributor



a)

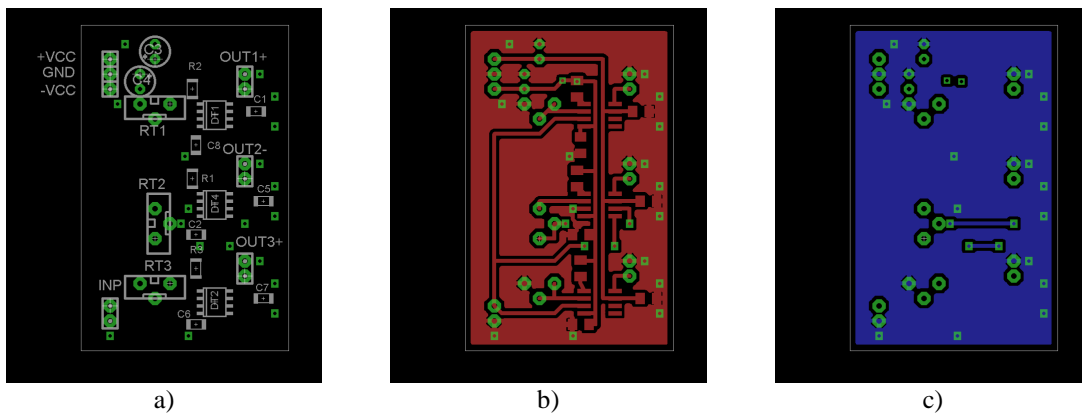


b)



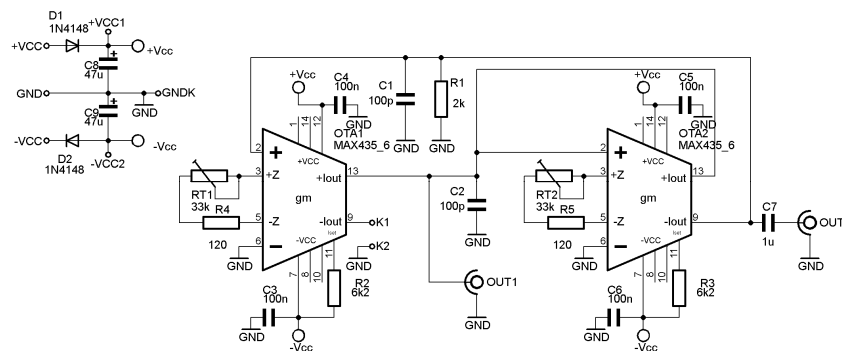
c)

Obr. 10.17 Navržený plošný spoj filtru (skutečný rozměr 64x47): a) osazovací plán, b) horní strana, c) spodní strana

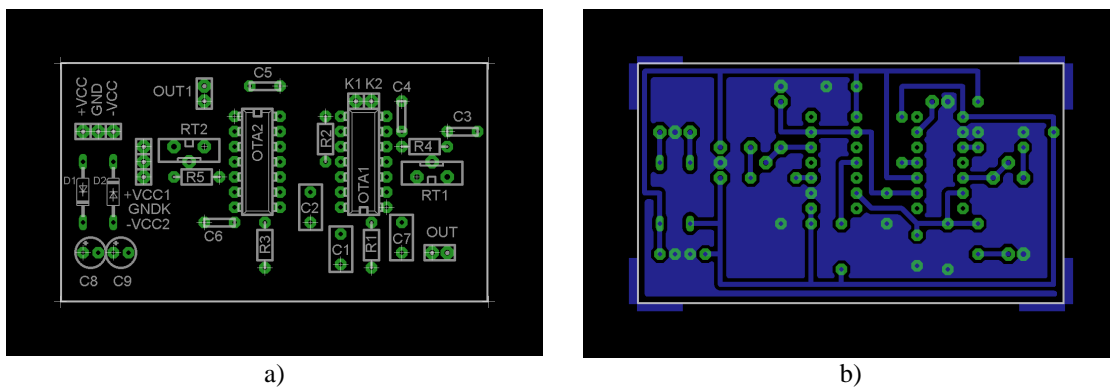


Obr. 10.18 Navržený plošný spoj distributoru (skutečný rozměr 55x35): a) osazovací plán, b) horní strana, c) spodní strana

10.6.2 Oscilátor s transkonduktory z kap. 6.1

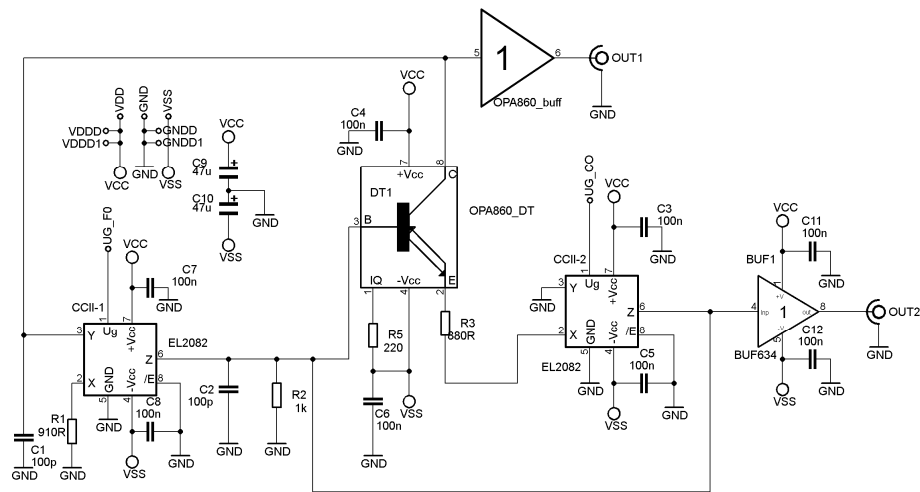


Obr. 10.19 Kompletní zapojení oscilátoru

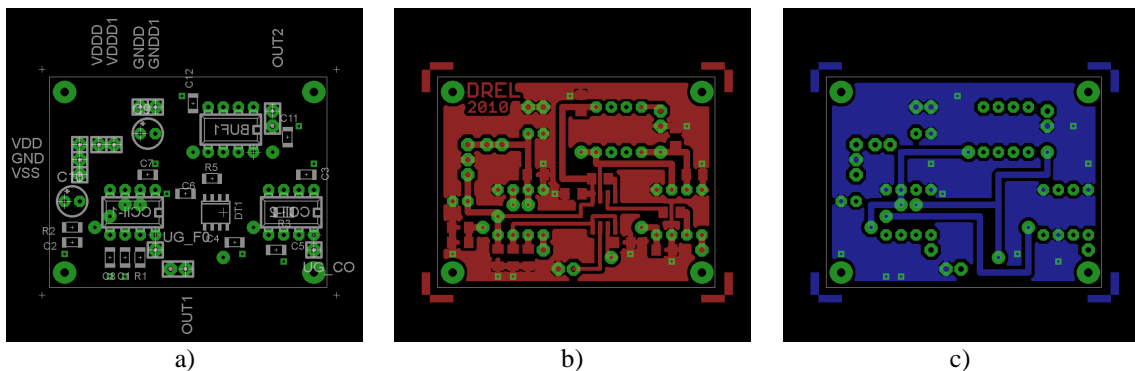


Obr. 10.20 Navržený plošný spoj (skutečný rozměr 72x40): a) osazovací plán, b) spodní strana

10.6.3 Oscilátor s dvěma ECCII- a CCII+ z kap. 6.2.2

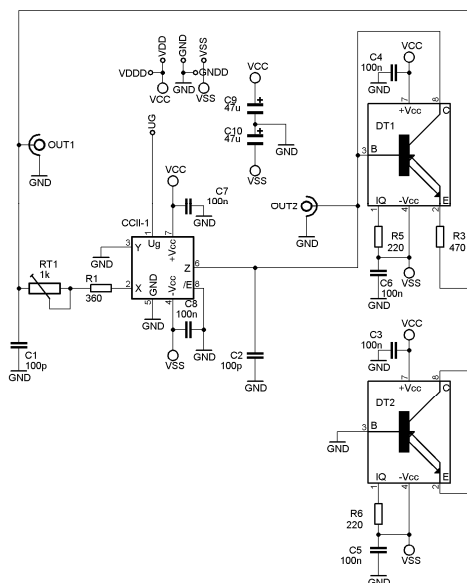


Obr. 10.21 Kompletní zapojení oscilátoru

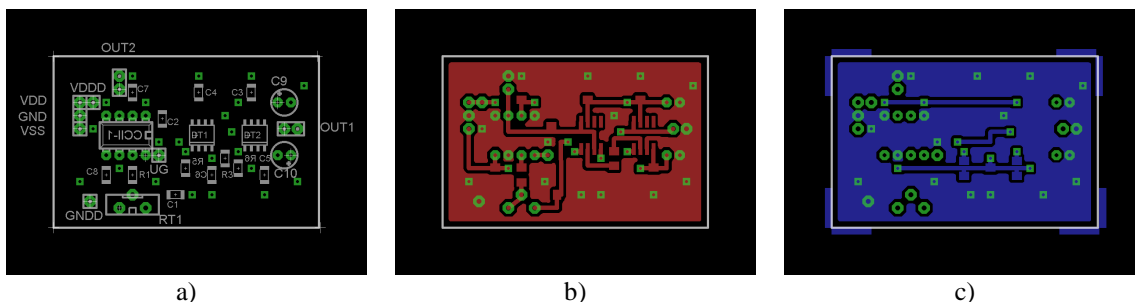


Obr. 10.22 Navržený plošný spoj (skutečný rozměr 47x36): a) osazovací plán, b) horní strana, c) spodní strana

10.6.4 Oscilátor s proudovým zesilovačem a diamantovými tranzistory z kap. 6.3.1

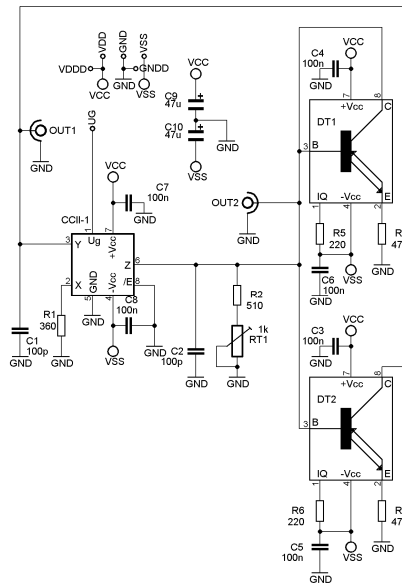


Obr. 10.23 Kompletní zapojení

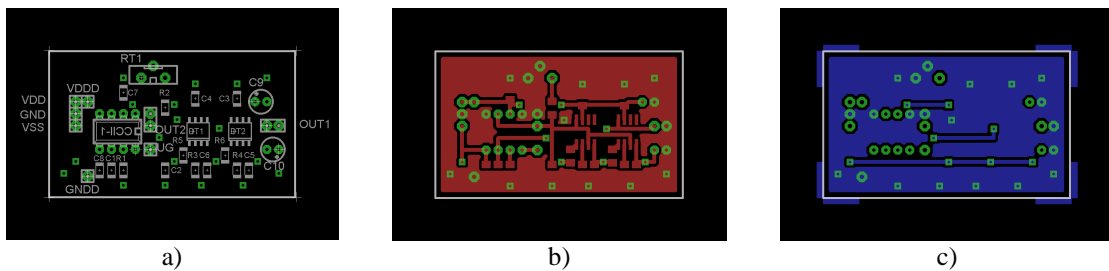


Obr. 10.24 Navržený plošný spoj (skutečný rozměr 51x33): a) osazovací plán, b) horní strana, c) spodní strana

10.6.5 Oscilátor s CGCCCTA z kap. 6.3.2

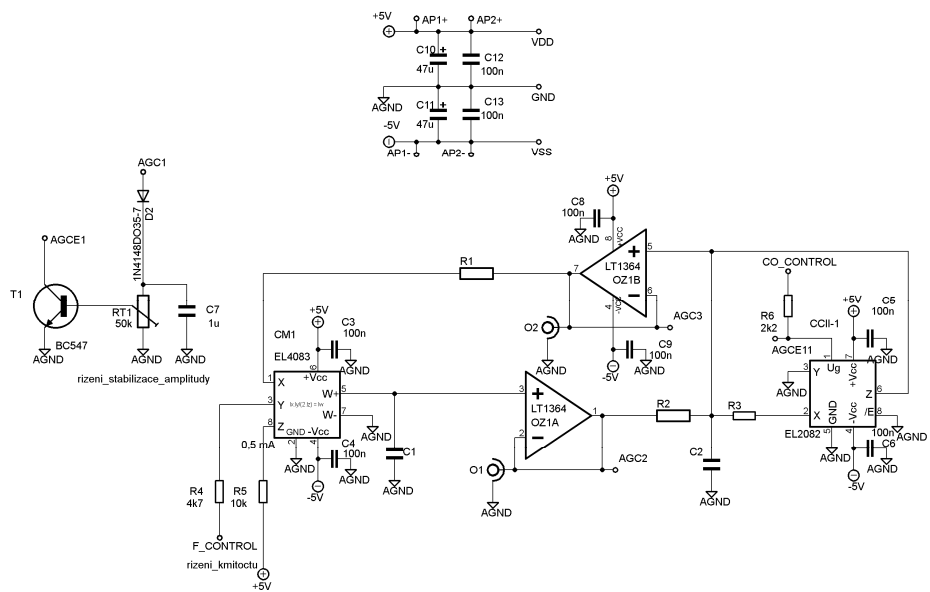


Obr. 10.25 Kompletní zapojení

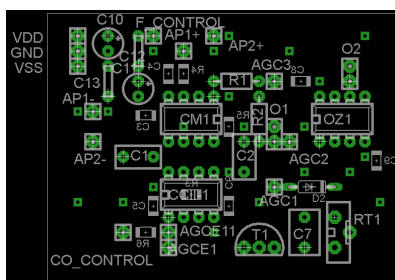


Obr. 10.26 Navržený plošný spoj (skutečný rozměr 53x31): a) osazovací plán, b) horní strana, c) spodní strana

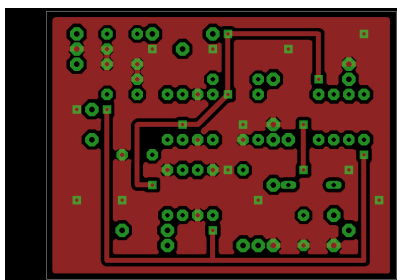
10.6.7 Oscilátor s proudovými zesilovači z kap. 6.4.2



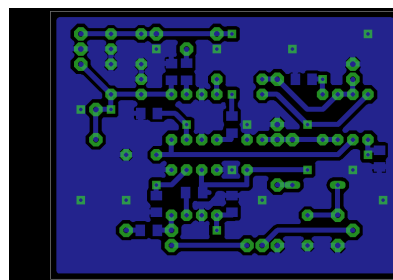
Obr. 10.29 Kompletní zapojení



a)



b)



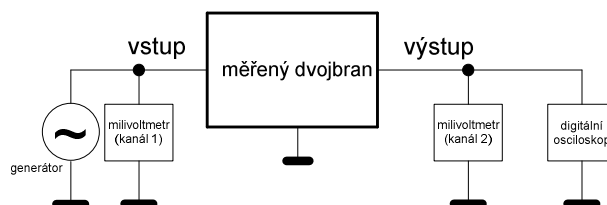
c)

Obr. 10.30 Navržený plošný spoj (skutečný rozměr 59x45): a) osazovací plán, b) horní strana, c) spodní strana

10.7 P-7 - Měřicí řetězce

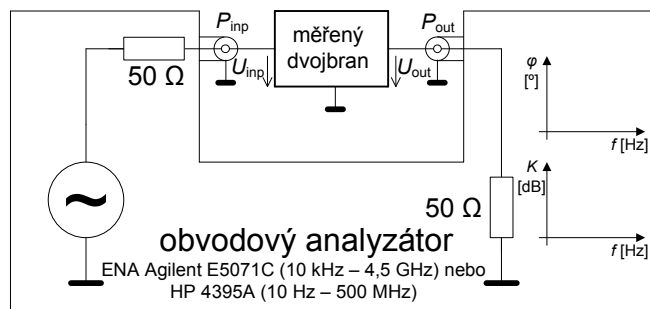
10.7.1 Měření dvojbranů

Při měření dvojbranů (zde filtrů) je použita standardní metoda měření modulové přenosové charakteristiky za pomoci základního laboratorního vybavení, tj. generátoru (Agilent 33220 A), milivoltmetru s dvěma kanály či dvou samostatných (INSTEK) a osciloskop HP 54600 série pro kontrolu tvaru výstupního harmonického signálu. Standardní metoda byla používána pro ověření funkce. Její zřejmé uspořádání je na **obr. 10.31**. Manuální měření je velmi náročné a neumožní získat přesné a kvalitní výsledky především do počtu bodů. Samozřejmě se předpokládá přizpůsobení vstupů a výstupů dvojbranu. V případě měření obvodů v proudovém módu (respektive s buzením a výstupních signálech ve formě proudu) je třeba navíc zařadit převodníky-konvertory napětí na proud a naopak, pokud již nejsou součástí koncepce filtru. S dostupným vybavením laboratoře analogových obvodů na UREL lze provádět měření do 1 MHz (s ohledem na milivoltmetr), maximálně však do 20 MHz s ohledem na nejvyšší kmitočet generátoru. Zásadní problém je, že metoda poskytne informaci pouze o modulové kmitočtové charakteristice. Sice lze osciloskopem měřit rozdíl fází napětí na vstupu i výstupu (použijí se dva kanály), ale pro malé úrovně (pásmo útlumu filtru), kdy již nedostačuje dostupné bitové rozlišení osciloskopu, je údaj velmi nepřesný nebo nedostupný.



Obr. 10.31 Uspořádání měřicího řetězce pro manuální měření dvojbranů

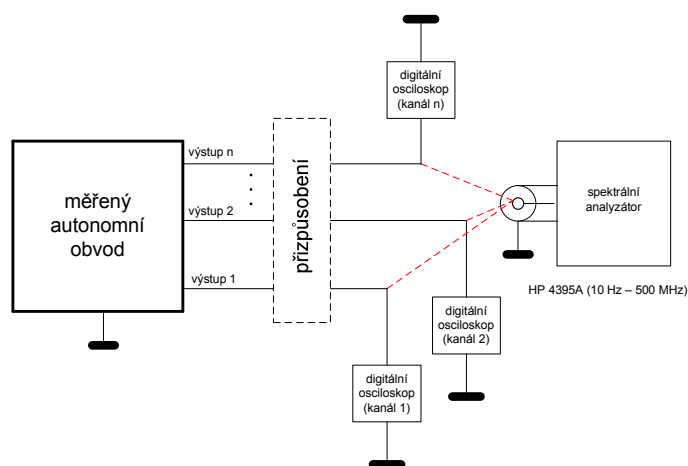
Přesnější a rychlejší měření umožňuje vektorový obvodový analyzátor. Na pracovišti byl pro měření vhodný a dostupný typ Agilent ENA E5071C (10 kHz až 4,5 GHz), později pak také HP 4395A (10 Hz až 500 MHz). Metoda umožní snadné získání i argumentové kmitočtové charakteristiky, zpracování a export výsledků do excelu a to vše v celkem rychlém čase. Měřicí řetězec je velmi jednoduchý a sestává pouze z analyzátoru a testovaného dvojbranu (a samozřejmě napájecího zdroje), **obr. 10.32**. Tato metoda byla použita ve většině případů. Měřený rozsah byl u většiny obvodů 10 kHz až 100 MHz (filtry byly měřeny s E5071C). Předpokládalo se přizpůsobení vstupu i výstupu měřeného filtru (na vstupu 50Ω a na výstupu odělení sledovačem napětím s výst. odporem 50Ω). Většinou s tím bylo počítáno při výrobě testovací desky.



Obr. 10.32 Uspořádání měřicího řetězce při automatickém měření vektorovým analyzátořem

10.7.2 Měření autonomních obvodů

Měření autonomních obvodů (oscilátorů) bylo prováděno osciloskopem se sondou (sondami) 1x nebo 10x, pokud se měřilo na vysoko-impedančních uzlech obvodu. Sondy nebyly třeba, pokud byl výstup za sledovačem napětí. Veškeré údaje o úrovni a kmitočtu poskytl digitální osciloskop Tektronix 2024B, který umožnil přes adaptér GPIB-USB sejmout aktuální snímek obrazovky. Zkreslení bylo možné ve většině případů určovat ze spektra pomocí FFT zobrazení digitálního osciloskopu (dominantní vyšší harmonické složky byly dobře patrné). Údaje o zkreslení a případně hlavně o fázovém šumu byly měřeny i pomocí vektorového/spektrálního analyzátořu HP 4395A. Pro to bylo někdy nutné přizpůsobení výstupu měřeného autonomního obvodu. Vstupní impedance analyzátořu (50Ω) ve vysoko-impedančním uzlu měřeného obvodu samozřejmě totálně znemožní činnost. Proto je nutné použít impedanční oddělení pomocí napěťového sledovače. Většinou byly součástí testovacích desek, protože tak přídatné parazitní vlivy nejméně znehodnocují měření. Spektrální analyzátoř umožnil zobrazit spektrum pouze jediného výstupu (v případě kvadraturních a více-fázových oscilátorů), digitální osciloskop pak až 4 signály současně. Měřicí řetězec je na **obr. 10.33**.



Obr. 10.33 Uspořádání měřicího řetězce při měření autonomních obvodů (oscilátorů)