VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

APLIKAČNÍ MOŽNOSTI PROGRAMOVATELNÉHO ZESILOVAČE LNVGA

DIPLOMOVÁ PRÁCE MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

Bc. JOSEF SOBOTKA

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

APLIKAČNÍ MOŽNOSTI PROGRAMOVATELNÉHO ZESILOVAČE LNVGA

DIPLOMOVÁ PRÁCE MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE AUTHOR Bc. JOSEF SOBOTKA

VEDOUCÍ PRÁCE SUPERVISOR

Ing. JAN JEŘÁBEK, Ph.D.

BRNO 2015



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Ústav telekomunikací

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor Telekomunikační a informační technika

Student:	Bc. Josef Sobotka
Ročník:	2

ID: 136584 *Akademický rok:* 2014/2015

NÁZEV TÉMATU:

Aplikační možnosti programovatelného zesilovače LNVGA

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte v literatuře problematiku programovatelných a řiditelných aktivních prvků pro analogové kmitočtové filtry, zaměřte se především na blok Low-Noise Variable Gain Amplifier (LNVGA). V rámci diplomové práce vytvořte vhodné simulační modely tohoto prvku a dále se zaměřte na návrh min. čtyř struktur s tímto a popř. i dalšími moderními aktivními prvky. Hlavním cílem práce je nalezení aplikačních možností zejména v oblasti kmitočtových filtrů, usměrňovačů, zesilovačů či oscilátorů. Proveďte simulace základních vlastností nalezených řešení za pomoci dostupných modelů a výsledky vyhodnoťte. Uvažujte i diferenční varianty řešení. Dvě z obvodových řešení prakticky zrealizujte a jejich vlastnosti ověřte měřením.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] JEŘÁBEK, J.; VRBA, K.; KOTON, J.; HERENCSÁR, N.; KOUDAR, I.: LNVGA; Prototyp obvodu Low Noise Variable Gain Amplifier (LNVGA). Dostupné online

<http://www.utko.feec.vutbr.cz/~jerabekj/lnvga.pdf>, citováno 15.9.2014.

[2] KOUDAR, I. Low Noise Variable Gain Analog Front. Technická zpráva. ON Semiconductor, 2012.

[3] CHEN, W-K: The circuits and filters handbook (second edition), CRC Press LLC, USA, 2003.

Termín zadání: 9.2.2015

Termín odevzdání: 26.5.2015

Vedoucí práce: Ing. Jan Jeřábek, Ph.D. Konzultanti diplomové práce:

> doc. Ing. Jiří Mišurec, CSc. Předseda oborové rady

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá nejprve teoretickým popisem kvalitativních vlastností a parametrů některých moderních aktivních prvků, dále rozebírá teorii grafů signálových toků na úrovni použitelné pro následující metody návrhu kmitočtových filtrů. V práci je rovněž obecně rozebrána problematika obvodového simulátoru PSpice s teorií modelování napěťového a proudového zesilovače na 6-ti základních úrovních. Praktická část práce je rozdělena na dvě části. První část se věnuje návrhu čtyř úrovní simulačních modelů dílčích částí prvku LNVGA. Druhá praktická část práce obsahuje podrobné teoretické návrhy tří obvodových struktur realizujících kmitočtové filtry 2. řádu (na bázi základní OTA-C struktury) metodou grafů signálových toků s možností konfigurace jejich Q a f_m na základě parametrů aktivních prvků v obvodové struktuře a jejich následné ověření připravenými úrovněmi modelu prvku LNVGA.

KLÍČOVÁ SLOVA

OTA, TIA, BOTA, BTIA, MOTA, CF, MO-CF, FD-CF, DACA, UCC, LNVGA, LNA, VGA, FGA, OZ, FVA, CFA, FD-VFA, PSpice, SNAP, návrh, kmitočtové, filtry, grafy, signálových, toků, modelování, proudový, napěťový, zesilovač, simulace, mód

ABSTRACT

This thesis deals with the theoretical description of the qualitative characteristics and parameters of some modern active elements, also discusses the theory of signal flow graphs at the level applicable for the following frequency filter design methods. The thesis is also generally discussed the issue with the circuit simulator PSpice modeling theory and voltage amplifiers on the basic 6-levels. The practical part of the work is divided into two parts. The first practical part is dedicated to design four levels of simulation model of components LNVGA element. The second practical part contains detailed theoretical proposals for three circuit structures implementing the frequency filters 2nd order (based on the basic structure of the OTA-C) using signal flow graphs with configuration options of Q and $f_{\rm m}$ based on the parameters of active elements in the peripheral structure and their verification with prepared LNVGA model layers.

KEYWORDS

OTA, TIA, BOTA, BTIA, MOTA, CF, MO-CF, FD-CF, DACA, UCC, LNVGA, LNA, VGA, FGA, OA, FVA, CFA, FD-VFA, PSpice, SNAP, design, frequency, filters, graph, signal, flow, modeling, current, voltage, amplifier, simulation, mode

SOBOTKA, Josef *Aplikační možnosti programovatelného zesilovače LNVGA*: diplomová práce. UTKO FEKT Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2015. 156 s. Vedoucí práce byl Ing. Jan Jeřábek, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma "Aplikační možnosti programovatelného zesilovače LNVGA" jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení §11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

UTKO FEKT Brno

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Chtěl bych poděkovat vedoucímu své diplomové práce panu lng. Janu Jeřábkovi, Ph.D. za jeho ochotu, odborné vedení, vstřícnost při konzultacích, a za pomoc a rady při zpracování této práce.

Dále bych chtěl poděkovat panu doc. Ing. Jaroslavu Kotonovi, Ph.D. za pomoc a rady při měření prvku LNVGA a jeho mimořádné konzultace.

V neposlední řadě bych chtěl poděkovat své rodině a přátelům za podporu během studia.

UTKO FEKT Brno

(podpis autora)



Faculty of Electrical Engineering and Communication Brno University of Technology Purkynova 118, CZ-61200 Brno Czech Republic http://www.six.feec.vutbr.cz

PODĚKOVÁNÍ

Výzkum popsaný v této diplomové práci byl realizován v laboratořích podpořených z projektu SIX; registrační číslo CZ.1.05/2.1.00/03.0072, operační program Výzkum a vývoj pro inovace.

UTKO FEKT Brno

(podpis autora)





EVROPSKÁ UNIE EVROPSKÝ FOND PRO REGIONÁLNÍ ROZVOJ INVESTICE DO VAŠÍ BUDOUCNOSTI



OBSAH

Ú	Úvod 17			17
1	Teo	reticky	ý základ	18
	1.1	Někte	ré moderní aktivní prvky	18
		1.1.1	Prvek OTA	18
		1.1.2	Prvek TIA	22
		1.1.3	Prvek CF	25
		1.1.4	Prvek DACA	27
		1.1.5	Prvek UCC	29
		1.1.6	Prvek LNVGA	35
	1.2	Záklao	ly teorie grafů signálových toků	42
	1.3	Úvod	do kmitočtových filtrů	46
		1.3.1	Vybrané metody návrhu kmitočtových filtrů	52
		1.3.2	Metody transformace nedifirenčních struktur na diferenční	56
	1.4	Úvod	do simulace elektronických obvodů	57
	1.5	Úvod	do modelování elektronických prvků	61
		1.5.1	Ideální model prvku (1. úroveň)	62
		1.5.2	Rezistivní model prvku (2. úroveň)	63
		1.5.3	Kmitočtově závislý (rezistivně-reaktanční) model prvku (3. úroveň) .	63
		1.5.4	Nelineární model prvku (4. úroveň)	65
		1.5.5	Profesionální makromodel (5. úroveň)	66
		1.5.6	Podrobný mikromodel (6. úroveň)	67
2	Náv	rh díl	čích úrovní modelu prvku LNVGA	68
	2.1	Metod	lika měření obvodových veličin prvku LNVGA	68
		2.1.1	Teoretický pohled na postup měření obvodových veličin $\ .\ .\ .$.	68
		2.1.2	Možnosti superponace stejnosměrné složky	70
		2.1.3	Pokročilé AC měření na prvku LNVGA	73
	2.2	Realiz	ace modelů prvku LNVGA pro simulační nástroj OrCAD (PSpice)	75
		2.2.1	Ideální úroveň modelu analogového multiplexeru	75
		2.2.2	Ideální úroveň modelu prvku LNVGA	79
		2.2.3	Rezistivní a reaktanční úroveň modelu prvku LNVGA	80
		2.2.4	Nelineární úroveň modelu prvku LNVGA	92
		2.2.5	Zhodnocení tvorby modelů první až čtvrté úrovně	93
	2.3	Realiz	ace pomocného programového nástroje DDA	93
3	Náv	rh pře	edpisu diferenčního napěťového zesilovače pro symbolický ana-	
	lyzź	itor SN	NAP	97
	3.1	Defini	ce prototypu prvku FD-VFA	97

4	Ap	likace	prvku LNVGA	99
	4.1	Kmite	očtové filtry	. 99
		4.1.1	Varianta univerzálního kmitočtového filtru s minimem pasivních kom-	-
			ponent	. 100
		4.1.2	Varianta univerzálního kmitočtového filtru s nezávislým laděním pa-	
			rametrů čistě napěťovými prvky	. 107
		4.1.3	Varianta univerzálního kmitočtového filtru s nezávislým laděním pa-	
			rametrů smíšenými prvky	. 117
		4.1.4	Zhodnocení návrhu filtračních aplikačních možností	. 130
5	Zá	věr		135
\mathbf{L}^{i}	itera	tura		137
Se	ezna	m sym	bolů, veličin a zkratek	141
Se	ezna	m přílo	bh	143
\mathbf{A}	Ele	ektroni	cká příloha na optickém nosiči CD	144
в	Vý	sledky	AC měření dílčích bloků prvku LNVGA	145
\mathbf{C}	Scł	némata	navržených modelů z prostředí simulátoru OrCAD PSpice	156
	C.1	Makr	oobvod kombinované přiváděcí a meziblokové sady přepínačů $\ .\ .\ .$. 156
	C.2	Makr	oobvod frekvenční tabulky s impedančním charakterem (ZFREQ) $~$.	. 156
	C.3	Makr	oobvod ideální (první) úrovně modelu aktivního prvku LNVGA $~$. 156
	C.4	Makr	oobvod nelineární (čtvrté) úrovně modelu aktivního prvku LNVGA	. 156

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Zjednoduššené blokové schéma prvku OTA (upraveno podle $[17])$ 20		
1.2	Architektura prvku BOTA uvnitř struktury LNVGA (upraveno podle [17])	20	
1.3	Schématická značka prvku OTA (a) a jeho úplný M-C graf (b) [4], [6] \ldots .	21	
1.4	Schématická značka prvku MOTA (a) a jeho úplný M-C graf (b) $\ \ldots \ \ldots$	21	
1.5	Zjednoduššené blokové schéma prvku TIA (struktura CFA) (upraveno podle		
	$[17]) \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots $	22	
1.6	Architektura BTIA uvnitř struktury LNVGA (upraveno podle [17])	23	
1.7	Principielní struktura VFA zesilovače	24	
1.8	Možná nediferenční implementace prvku TIA použitého jako I-U převodník		
	(a) a úplný M-C graf prvku (b) [7], [6]	25	
1.9	Schématická značka prvku BTIA (a) a jeho úplný M-C graf (b)	25	
1.10	Schématická značka prvku FD-CF (a) a jeho úplný M-C graf (b) [22]	26	
1.11	Architektura prvku DACA (upraveno dle [30])	28	
1.12	Schématická značka prvku DACA (a) a jeho úplný M-C graf (b) [22]	28	
1.13	Struktura první úrovně simulačního modelu prvku DACA $\ .\ .\ .\ .$	29	
1.14	Struktura čtvrté úrovně simulačního modelu prvku DACA	29	
1.15	Idealizovaná architektura prvku UCC (upraveno dle [2]) $\ldots \ldots \ldots \ldots$	30	
1.16	Schématická značka prvku UCC (a) a jeho úplný M-C graf (b) (3-Y a 4-Z $$		
	branový GCC)[5]	31	
1.17	Schématická značka prvku GCC (upraveno dle [18]) $\hfill \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots$	31	
1.18	Struktura první úrovně simulačního modelu vnořeného CCII+/- $[36]$	32	
1.19	Struktura první úrovně simulačního modelu prvku UCC [36]	32	
1.20	Struktura čtvrté úrovně simulačního modelu vnořeného CCII+/- $[36]$	33	
1.21	Struktura čtvrté úrovně simulačního modelu prvku UCC [36] \ldots	33	
1.22	Schématická značka prvku UVC [14] $\hdotspace{14}$	34	
1.23	Struktura první úrovně simulačního modelu prvku UVC [36]	34	
1.24	Struktura čtvrté úrovně simulačního modelu prvku UVC [36] \ldots	34	
1.25	Obecná struktura grafu signálového toku napěťového zesilovače ve struktuře \hfill		
	prvku LNVGA	36	
1.26	Architektura prvku BOTA uvnitř struktury LNVGA (převzato z $[35])$	37	
1.27	Člen redukce vstupní impedance (převzato z [35])	38	
1.28	Architektura bloku LNA (převzato z [35])	39	
1.29	Architektura diferenčního kanálu přiváděcího a kladného kanálu meziblo-		
	kového vnitřního signálového multiplexu uvnitř prvku LNVGA (převzato z		
	$[35]) \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots $	41	
1.30	Elementární grafová struktura	42	
1.31	Elementární grafová struktura s vlastními smyčkami $\ .$	43	
1.32	Analogový filtrační celek jako dvoj-bran v diferenční variantě	48	

1.33	Řez rovinou komplexní frekvence p pro modul (a) a fázi (b) přenosu napě-	
	ťového racionálně lomenného výrazu	51
1.34	Význačné oblasti na modulové filtrační charakteristice [11]	51
1.35	Odečtení hodnoty čiitele jakosti přímo z grafu modulové přenosové kmi-	
	točtové charakteristiky [29]	52
1.36	Činnost obvodu v napěťovém (a $\rightarrow \texttt{OFF}$, b $\rightarrow \texttt{ON}$, U_{OUT}) proudovém (a $\rightarrow \texttt{ON}$,	
	b \rightarrow OFF, I_{OUT}), smíšeném (U-I (a \rightarrow OFF, b \rightarrow ON, I_{OUT}), I-U (a \rightarrow ON,	
	$b \rightarrow OFF, U_{OUT})$ režimu [23]	54
1.37	Realizace úplné admitanční sítě prvku BOTA z pohledu uzlů (a) a prvku (b)	54
1.38	Transformace nediferenční struktury na diferenční strukturu pomocí me-	
	tody příčných (a) a podélných prvků (b)	57
1.39	Implementace Wienova-Robinsova můstku a jeho netlist	58
1.40	Zjednodušená struktura výpočetního algoritmu simulátoru typu SPICE $\left[10\right]$	59
1.41	Ukázka modelu 1. úrovně klasického OZ	63
1.42	Ukázka modelu 2. úrovně klasického OZ	63
1.43	Ukázka modelu 3. úrovně klasického OZ	64
1.44	Ukázka modelu 4. úrovně (ABM model) vakuové diody	66
2.1	Impedanční pohled na dílčí typy funkčních bloků přítomných v prvku LNVGA	69
2.2	Struktura 5C vazebního článku při simulaci napěťového módu (dle návháře	
	prvku LNVGA)	72
2.3	Simulované průběhy 5C vazebního článku	72
2.4	Definice dvojitého nediferečního měření obvodových veličin makrobloků prvku	
	LNVGA	74
2.5	Principielní zapojení proudového "vysavače" podbloku BOTA makrobloku	
	LNA prvku LNVGA	74
2.6	Principielní zapojení proudového "posunovače" podbloku BTIA makrob-	
	loku LNA prvku LNVGA	75
2.7	Přiváděcí sada přepínačů, mezibloková sada přepínačů (pro kladný i záporný	
	kanál) a element spínače jako rezistor	76
2.8	Odporová reprezentace spínače (varianta jedna), reprezentace spínače jako	
	zdroje napětí se stavem vysoké impedance, využití druhé varianty při mo-	
	delaci proudové přiváděcí přepínačové sady mezi bloky BOTA, BTIA mak-	
	robloku LNA prvku LNVGA	77
2.9	Aplikace makroobvodu kombinované (přiváděcí/meziblokové) sady přepínačů	79
2.10	Simulační schéma modelu 1. úrovně pvku LNVGA (spolu se schématickou	
	značkou makroobvodu modelu)	81
2.11	Simulované průběhy diferenčního modulu komplexního přenosu 1. úrovně	
	modelu prvku LNVGA	81
2.12	Ukázka vlivu postupně se zvyšující hodnoty $R_{\rm OUT}$ napěťového zdroje na	
	skutečnou úroveň napětí $U_{\rm IN_{A2}}$ na vstupu podbloku A2 bloku FGA přítomné	83

2.13	Struktura příčně-podélného odpojitelného impedančního kontejneru s pří-	
	kladem jeho použití ve druhé úrovni modelu	84
2.14	Lineární obvodová reprezentace $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{OUT}}$ podbloku BOTA makrobloku LNA	85
2.15	Lineární obvodová reprezentace $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{IN}}$ podbloku BTIA a $\boldsymbol{Z}_{\mathrm{IN}}$ podbloku BOTA	
	makrobloku LNA	85
2.16	Lineární obvodová reprezentace $Z_{\rm IN,OUT}$ obecného napěťového zesilovače .	86
2.17	Struktura podbloku BOTA zesilovače makrobloku LNA (K_GM)	89
2.18	Struktura podbloku BTIA zesilovače makrobloku LNA (K_TIA)	90
2.19	Struktura obecného napěťového zesilovače (K_VA) (pro tento případ podblok	
	A2 makrobloku FGA)	90
2.20	Fragment struktury podmíněně připojitelné frekvenční tabulky EFREQ	
	KCond4stAll a příklad jejího použití v kladném kanále podbloku A3 mak-	
	robloku FGA prvku LNVGA	90
2.21	Simulované průběhy modulu diferenčního komplexního přenosu 4. úrovně	
	modelu prvku LNVGA	91
2.22	Simulované průběhy fáze diferenčního komplexního přenosu 4. úrovně mo-	
	delu prvku LNVGA	91
2.23	Principielní zapojení frekvenční tabulky EFREQ impedančního charakteru	
	(ZFREQ)	93
2.24	Architektura programového nástroje "Discrete Data Aproximation"	96
3.1	Definiční schéma prototypu prvku FD-VFA pro sestavu pseudo-admitanční	
	matice (a) a schématická značka z editoru MicroSim Schematic (b)	98
3.2	Parametrický popis schématického modelu součástky FD-VFA pro editor	
	MicroSim Schematic dle "doporučeného postupu" v [24]	98
3.3	Matematická definice prototypu prvku FD-VFA v knihovně prvků analyzá-	
	toru SNAP "doporučeného postupu" v [24]	98
4.1	Vnitřní zapojení struktury XInputsSwapper	100
4.2	Nediferenční varianta OTA-C filtru s minimálním počtem pasivních kom-	
	ponent	104
4.3	Diferenční varianta OTA-C filtru s minimálním počtem komponent \ldots .	104
4.4	Simulovaný modul komplexního přenosu pro OTA-C filtr s minimálním po-	
	čtem komponent s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA 	105
4.5	Simulovaná fáze komplexního přenosu pro OTA-C filtr s minimálním po-	
	čtem komponent s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA 	105
4.6	Nediferenční varianta rozšířeného OTA-C filtru s nezávislým laděním para-	
	metrů napěťovými aktivními prvky	111
4.7	Diferenční varianta rozšířeného OTA-C filtru s nezávislým laděním parame-	
	trů napěťovými aktivními prvky	111
4.8	Simulovaný modul komplexního přenosu funkce dolní propusti pro napěťo-	
	vými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní	
	stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA	112

4.9	Simulovaná fáze komplexního přenosu funkce dolní propusti pro napěťovými	
	prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní	
	stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA	. 112
4.10	Simulovaný modul komplexního přenosu funkce horní propusti pro napěťo-	
	vými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní	
	stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA	. 113
4.11	Simulovaná fáze komplexního přenosu funkce horní propusti pro napěťo-	
	vými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní	
	stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA	. 113
4.12	Simulovaný modul komplexního přenosu funkce pásmové propusti pro na-	
	pěťovými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro	
	diskrétní stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA	. 114
4.13	Simulovaná fáze komplexního přenosu funkce pásmové propusti pro napěťo-	
	vými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní	
	stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA	. 114
4.14	Simulovaný modul komplexního přenosu funkce pásmové zádrže pro napěťo-	
	vými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní	
	stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA	. 115
4.15	Simulovaná fáze komplexního přenosufunkce horní propusti pro napěťovými	
	prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní	
	stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA	. 115
4.16	Simulovaný modul komplexního přenosu funkce fázovacího článku pro na-	
	pěťovými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro	
	diskrétní stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA $\ .$. 116
4.17	Simulovaná fáze komplexního přenosu funkce horní propusti pro napěťo-	
	vými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní	
	stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA $\hfill \ldots \ldots \ldots \ldots \ldots$. 116
4.18	Nediferenční varianta pokročilého OTA-C filtru s nezávislým laděním para-	
	metrů smíšenými aktivními prvky	. 122
4.19	Diferenční varianta pokročilého OTA-C filtru s nezávislým laděním para-	
	metrů smíšenými aktivními prvky	. 123
4.20	Simulovaný modul komplexního přenosu funkce dolní propusti pro smíše-	
	nými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní	
	stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA $\ .\ .\ .$. 123
4.21	Simulovaná fáze komplexního přenosu funkce dolní propusti pro smíšenými	
	prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní	
	stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA $\ .\ .\ .$. 124
4.22	Simulovaný modul komplexního přenosu funkce horní propusti pro smíše-	
	nými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní	
	stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA $\ .\ .\ .$. 124

4.23	Simulovaná fáze komplexního přenosu funkce horní propusti pro smíšenými	
	prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní	
	stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA 1	125
4.24	Simulovaný modul komplexního přenosu funkce pásmové propusti pro smí-	
	šenými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro dis-	
	krétní stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA $$ 1	125
4.25	Simulovaná fáze komplexního přenosu funkce horní propusti pro smíšenými	
	prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní	
	stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA 1	26
4.26	Simulovaný modul komplexního přenosu funkce pásmové zádrže pro smíše-	
	nými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní	
	stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA 1	26
4.27	Simulovaná fáze komplexního přenosu funkce horní propusti pro smíšenými	
	prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní	
	stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA $\ .$ 1	127
4.28	Simulovaný modul komplexního přenosu funkce fázovacího článku pro smí-	
	šenými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro dis-	
	krétní stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA $$ 1	127
4.29	Simulovaná fáze komplexního přenosu funkce horní propusti pro smíšenými	
	prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní	
	stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA $\ .$ 1	128
4.30	Sčítací uzly jednoduchého OTA-C filtru s minimem pasivních komponent $~$. 1	130
4.31	Srovnání fázových kmitočtových charakteristik přenosu dílčích podbloků	
	prvku LNVGA	131
4.32	Pohled na funkčně-filtrační charakteristiku pásmové propusti jednoduchého	
	OTA-C filtru s minimem pasivních prvků pro jeho diferenční a nediferenční	
	variantu zapojení pro vstupní signál $I_{\rm IN}=1\mu{\rm A},$ testovací kmitočet $f_{\rm I_{IN}}=$	
	120 kHz a zesílení makrobloku FGA $A_{\text{FGA}_{\text{NEDIFF}}} = \{14, 20, 25\} \text{dB} \dots \dots$	132
4.33	Detail nestability filtračního celku jednoduchého OTA-C filtru v nedife-	
	renční podobě vlivem "fázového offsetu" podbloku FGA prvku LNVGA	
	při srovnání časové analýzy první a třetí úrovně modelu prvku LNVGA	
	pro vstupní signál $I_{\rm IN} = 1 \mu A$, testovací kmitočet $f_{\rm I_{\rm IN}} = 120 \rm kHz$ a zesílení	
4.9.4	makrobloku FGA $A_{\text{FGA}_{\text{NEDIFF}}} = 14 \text{dB}$	133
4.34	Nestabilita filtračního celku jednoduchého OTA-C filtru v nediferenční po-	
	době vlivem "fazového offsetu" podbloku FGA prvku LNVGA při srovnání	
	casove analyzy prvni a treti úrovné modelu prvku LNVGA pro vstupní sig-	
	nal $I_{\rm IN} = 1 \mu {\rm A}$, testovaci kmitocet $f_{\rm I_{\rm IN}} = 120 \rm kHz$ a zesileni makrobloku	194
ר ז	$\mathbf{F}\mathbf{G}\mathbf{A}_{\mathbf{F}\mathbf{G}\mathbf{A}_{\mathbf{N}\mathbf{E}\mathbf{D}\mathbf{I}\mathbf{F}\mathbf{F}}} = 20\mathrm{dB}\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$	134
В.1	Keierenchi modulove impedanchi kmitočtové charakteristiky $\mathbf{Z}_{\text{IN}\pm} = f(f)$	47
	prvku linvga	147

B.2	Referenční modulové impedanční kmitočtové charakteristiky $\mathbf{Z}_{\text{OUT}\pm} = f(f)$ prvku LNVGA	148
B.3	Referenční fázové impedanční kmitočtové charakteristiky $\phi_{Z_{\text{IN}\pm}} = f(f)$	140
B.4	Referenční fázové impedanční kmitočtové charakteristiky $\phi_{Z_{\text{OUT}\pm}} = f(f)$	149
	prvku LNVGA	149
B.5	Referenční modulové přenosové kmitočtové charakteristiky $\left \mathbf{K}_{\mathrm{U,g_m,r_T}} \right =$	
	f(f) podbloků s fixním zesílením prvku LNVGA	150
B.6	Referenční modulové přenosové kmitočtové charakteristiky $ \mathbf{K}_{\mathrm{U}} = f(f)$ zá-	
	porného kanálu podbloku VGA1 makrobloku VGA prvku LNVGA	150
B.7	Referenční modulové přenosové kmitočtové charakteristiky $ \mathbf{K}_{\mathrm{U}} = f(f)$	
	kladného kanálu podbloku VGA 1 makrobloku VGA prv ku LNVGA	151
B.8	Referenční modulové přenosové kmitočtové charakteristiky $ \pmb{K}_{\rm U} =f(f)$ zá-	
	porného kanálu podbloku VGA2 makrobloku VGA prvku LNVGA $\ .\ .\ .$	151
B.9	Referenční modulové přenosové kmitočtové charakteristiky $ \pmb{K}_{\rm U} ~=~f(f)$	
	kladného kanálu podbloku VGA2 makrobloku VGA prvku LNVGA	152
B.10	Referenční fázové přenosové kmitočtové charakteristiky $\phi_{K_{\text{U,gm,rT}}} = f(f)$	
	podbloků napěťových, transkonduktančních a transimpedančních zesilovačů	
	s fixním zesílením prvku LNVGA	152
B.11	Referenční fázové přenosové kmitočtové charakteristiky $\phi_{\mathbf{K}_{\text{U}}} = f(f)$ zápor-	
	ného kanálu podbloku VGA1 makrobloku VGA prvku LNVGA	153
B.12	Referenční fázové přenosové kmitočtové charakteristiky $\phi_{K_{\text{U}}} = f(f)$ klad-	
	ného kanálu podbloku VGA1 makrobloku VGA prvku LNVGA	153
B.13	Referenční fázové přenosové kmitočtové charakteristiky $\phi_{\mathbf{K}_{U}} = f(f)$ zápor-	
	ného kanálu podbloku VGA2 makrobloku VGA prvku LNVGA	154
B.14	Referenční fázové přenosové kmitočtové charakteristiky $\phi_{\mathbf{K}_{\mathrm{U}}} = f(f)$ klad-	
	ného kanálu podbloku VGA2 makrobloku VGA prvku LNVGA	154
B.15	Limitní převodní charakteristika vstupně-výstupních veličin $U_{OUTDEOUTDEOUTDEOUTDEOUTDEOUTDEOUTDEOUTDE$	
	$f(U_{\text{INBLOKU}}) (U_{\text{OUTBLOKU}} = f(I_{\text{INBLOKU}}))$ dílčích podbloků prvku LNVGA .	155

SEZNAM TABULEK

1.1	Vlastnosti bloku proudového zesilovače prvku DACA [16] \ldots
1.2	Definice dílčích generací proudových konvejorů pomocí parametrů α,β,γ
	prvku GCC
1.3	Vlastnosti bloku LNA uvnitř prvku LNVGA [17] 38
1.4	Vlastnosti bloku VGA uvnitř prvku LNVGA [17]
1.5	Vlastnosti podbloku A2 bloku FGA uvnitř prvku LNVGA [17] 39
1.6	Vlastnosti podbloku A3 bloku FGA uvnitř prvku LNVGA [17] 39
1.7	Kroky napěťového zisku VGA podle hodnoty v kontrolním registru struk-
	tury prvku LNVGA [17]
1.8	Pravidla pro zjednodušování grafů [34]
1.9	Vývoj zjednodušeného grafu GCC z plného grafu UCC
1.10	Hodnoty koeficientů a_i pro dosažení požadované filtrační funkce celku 2.
	řádu [32] plynoucí z citlivosti funkčních průběhů filtrační funkce po normo-
	vání polynomu čitatele na $a_2 = 1$ (prefix <i>i</i> X označuje znaménkovou inverzi
	vůči zavedeným znaménkovým konvencím filtrační veličiny) 50
1.11	Význačné oblasti modulové přenosové kmitočtové charakteristiky 50
1.12	Obecné obvodové struktury pro modelaci přenosu dvoj-branu [37] 65
2.1	Nalezené koeficienty obvodové struktury Z_GM pro modelování impedanč-
	ních kmitočtových charakteristik
2.2	Nalezené koeficienty obvodové struktury Z_TIA pro modelování impedanč-
	ních kmitočtových charakteristik
2.3	Nalezené koeficienty obvodové struktury Z_VA pro modelování impedanč-
	ních kmitočtových charakteristik
2.4	Přehled maxim modulových přenosových kmitočtových charakteristik nere-
	gulovatelných podbloků v řetězci LNVGA
2.5	Hodnoty absolutních a "harmonických" maxim rozkmitu vstupních zpra-
	covávaných veličin podbloků napěťových (převodních) zesilovačů $\ldots\ldots$ 92
4.1	Přibližné oblasti činnosti dílčích podbloků v prvku LNVGA
4.2	Hodnoty funkčních parametrů filtračních funkcí varianty OTA-C filtru s
	minimálním počtem pasivních komponent pro jeho nediferenční variantu . . 106
4.3	Hodnoty funkčních parametrů filtračních funkcí varianty OTA-C filtru s
	minimálním počtem pasivních komponent pro jeho diferenční variantu \ldots 106
4.4	Přehled navzájem nezávislých změn kvalitativních parametrů pokročilého
	OTA-C filtru řízených napěťovými aktivními prvky $f_{\rm MEZ} = f(A_{\rm VGA})$ a
	$Q_{\rm FILTRU} = f(A_{\rm FGA}^{-1}) \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots $
4.5	Přehled navzájem nezávislých změn kvalitativních parametrů pokročilého
	OTA-C filtru řízených napěťovými aktivními prvky $f_{\rm MEZ} = f(A_{\rm VGA})$ a
	$Q_{\rm FILTRU} = f(A_{\rm FGA}^{-1}) \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots $

4.6	Teoretické, simulované ideální (reálné) hodnoty mezního kmitočtu $f_{\rm MEZ}$ fil-
	tračního celku pro nediferenční a diferenční variantu pokročilého OTA-C
	filtru řízených napěťovými aktivními prvky $\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$ 118
4.7	Teoretické, simulované ideální (reálné) hodnoty činitele jakost i $Q_{\rm FILTRAČNÍHOCELKU}$
	pro nediferenční a diferenční variantu pokročilého OTA-C filtru řízených
	čistě napěťovými aktivními prvky
4.8	Přehled navzájem nezávislých změn kvalitativních parametrů pokročilého
	OTA-C filtru řízených smíšenými aktivními prvky $f_{\rm MEZ} = f(B_{\rm DACA})$ a
	$Q_{\rm FILTRU} = f(A_{\rm VGA}^{-1}) \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots $
4.10	Teoretické, simulované ideální (reálné) hodnoty mezního kmitočtu $f_{\rm MEZ}$ fil-
	tračního celku pro nediferenční a diferenční variantu pokročilého OTA-C
	filtru řízených smíšenými aktivními prvky $\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$ 129
4.9	Přehled navzájem nezávislých změn kvalitativních parametrů pokročilého
	OTA-C filtru řízených smíšenými aktivními prvky $f_{\rm MEZ} = f(B_{\rm DACA})$ a
	$Q_{\rm FILTRU} = f(A_{\rm VGA}^{-1}) \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots \dots $
4.11	Teoretické, simulované ideální (reálné) hodnoty činitele jakosti $Q_{\rm FILTRAČNÍHOCELKU}$
	pro nediferenční a diferenční variantu pokročilého OTA-C filtru řízených
	smíšenými aktivními prvky $\dots \dots \dots$

ÚVOD

Napříč dílčími obory analogové techniky při návrhu funkčních celků vytváříme teoretická zapojení, která simulujeme, následně realizujeme a měříme. Za dobu existence tohoto odvětví elektrotechniky bylo vytvořeno mnoho typů aktivních prvků realizujících celou řadu matematických operací nad napěťovou i proudovou veličinou. Jedním takovým aktivním prvkem je i programovatelný multi-zesilovač LNVGA, jenž mi byl představen na začátku zimního semestru. Pro tento obvod existuje programovací přípravek a ovládací program pro PC. Mým úkolem bylo pro multi-zesilovač, který umíme uvést pomocí výše zmíněného přípravku a programu do návrhářem specifikovaného funkčního stavu, navrhnout dílčí úrovně simulačních modelů pro simulátor OrCAD a dále navrhnout 3 obvodové struktury definované funkce z oblasti kmitočtových filtrů a jejich prostřednictvím ověřit správnou funkci navržených simulačních modelů tohoto prvku.

1 TEORETICKÝ ZÁKLAD

V této kapitole budou teoreticky rozebrány nezbytné celky potřebné pro praktickou část celé práce. Budou rámcově popsány některé moderní aktivní prvky, dále základy teorie grafů s úvodem do kmitočtových filtrů (včetně dílčích metod, které z teorie grafů vychází) a v poslední řadě princip obvodového simulátoru OrCAD-PSpice spolu s teorií návrhu dílčích úrovní simulačního modelu obecného zesilovače (včetně dvou pohledů na obecný napěťový zesilovač). V textu níže bych se chtěl dopustit určité elektrotechnické nepřesnosti – je mi všeobecně známo, že veličina konduktance (vodivost) G není obecně komplexního charakteru (komplexicitu zajišťuje její zobecnění – admitance \mathbf{Y}), podobně jako "převodní veličina" reálného přenosu (zesílení) transkonduktančního zesilovače $K_{\text{OTA}} = g_{\text{m}}$. V textu níže bude za normálních okolností reálné hodnotě transkonduktance g_{m} přisouzen význam veličiny komplexního přenosu obecného transadmitančního zesilovače $\mathbf{K}_{\text{OTA}} = \mathbf{g}_{\text{m}}$ (nesprávně nazývaného transkonduktanční, protože i jeho přenos je obvykle komplexního charakteru) – podobně je dále v práci symbolu r_{t} přisuzován význam komplexní přenosové veličiny transimpedančního zesilovače $\mathbf{K}_{\text{TIA}} = \mathbf{r}_{\text{t}}$.

1.1 Některé moderní aktivní prvky

1.1.1 Prvek OTA

Transkonduktanční (transadmitanční) zesilovač OTA patří spolu s klasickým OZ a prvkem TIA k elementárním MISO moderním aktivním prvkům, které dokáží v dnešní době vykonávat celou řadu matematických operací. Principem představuje převodník napětí-proud s konečnou hodnotou převodní transkonduktance g_m^{-1} , pro korektní funkci nevyžaduje zpětnou vazbu. Pro dokonalé zpracování vstupních diferenčních napětí je nutná velikost impedance napěťových vstupů ideálně $|\mathbf{Z}_{\text{IN}_{\text{IDEAL}}}| \approx \infty \Omega$, reálně však $|\mathbf{Z}_{\text{IN}_{\text{REAL}}}| \approx 1 \,\text{M}\Omega$, výstupní impedance proudového výstupu prvku činí ideálně $|\mathbf{Z}_{\text{OUT}_{\text{IDEAL}}}| \approx 0 \,\Omega$, reálně typicky $|\mathbf{Z}_{\text{OUT}_{\text{REAL}}}| \approx 1 \,\text{k}\Omega$. Svojí konstrukcí je tvořen zpravidla tranzistorovým diferenčním párem se zavedenou hodnotou stejnosměrného předpětí (pro unipolární řešení) U_{BIAS} do jejich bází. Proudy $i_{IN+}, i_{IN-},$ vzniklé na transkonduktancích g_{m1}, g_{m2} tranzistorů jsou pomocí proudových zrcadel přeneseny na výstupní větev, kde je realizován jejich rozdíl a ten následně jako proud i_{OUT} odebírán [35]. Jeho nejčastějším použitím je realizace velmi rychlých kmitočtových filtrů pracujících v proudovém módu. Prvek existuje dále ve svých MIMO variantách jako BOTA, MOTA, které se od klasického prvku OTA odlišují ve dvou, v případě prvku MOTA i několika-násobném diferenčním výstupu. Přenosová transkonduktace jednoho diferenčního páru obecného diferenčního prvku MOTA nabývá pro kladný a záporný kanál stejné hodnoty a nezajišťuje tak zachování celkové energie signálu rozděleného do obou diferenčních párů. V práci však bude dále popisována její neobvyklá "plně diferenční" varianta, pro niž nabývá pro jeden diferenční pár přenosové

¹Obecně jsou všechny veličiny obvodové struktury popisující komplexního charakteru a tato konvence bude pro účely této práce dodržena.

transkonduktance g_m pouze poloviční hodnoty pro zachování celkové energie signálu, která je v případě plně diferenční varianty při diferenčním módu zpracování rozdělena do obou kanálů rovnoměrně - pokud tyto diferenční signály poté odečteme do jednoho, zůstane energie signálu zachována (analogicky na prvku plně diferenčního proudového sledovače v [22]). Její plně diferenční variantou se budeme dále v rámci textu zabývat z důvodu její přítomnosti v níže popisovaném aktivním prvku LNVGA. Takové prvky OTA a MOTA jsou plně popsány následujícími maticovými rovnicemi [19] (rovnice (1.2) přitom odpovídá prvku MOTA s dvěma diferenčními kanály):

Grafy signálových toků pro prvky OTA a MOTA jsou potom pouze grafickým znázorněním vzájemně závislého systému lineárních rovnic 1.1,1.2. Pro přímé sestavení grafu je třeba ještě doplnit k systému admitančních rovnic obecný admitanční a impedanční vztah mezi veličinami napětí a proudem:

$$\boldsymbol{I}_{\text{UZLEM}} = \boldsymbol{Y}\boldsymbol{U}_{\text{UZEL}},\tag{1.3}$$

$$\mathbf{ZI}_{\text{UZLEM}} = \mathbf{U}_{\text{UZEL}}.$$
 (1.4)

Blokové schéma prvku OTA je uvedeno na Obr. 1.1, dále principielní zapojení možné implementace prvku v unipolární podobě je uvedeno na Obr. 1.2. Pomocí rezistorů R₁, R₂ přivedeme do bází tranzistorů T₁, T₁₀ stejnosměrný proud I_{BIAS} , jímž nastavíme jejich pracovní bod na U_{BIAS} $\approx 0.65 \text{ V}$ (pro křemíkový substrát). Tranzistory T₂, T₉ slouží jako aktivní zátěž, skupina tranzistorů T₃, T₆, T₁₂, T₁₁ jako zdroje konstantního proudu. Pro diferenční a přesnou převodní funkci zapojení jsou klíčové stejné parametry tranzistorů pro kladnou i zápornou větev a jeho diferenční užití. Přibližný princip činnosti kladného kanálu zapojení je následující: Napětí U_{IN1} vyvolá na T₁ Δi_{E1} . Tranzistory T₃, T₂ umožní protéct proudu I_{C3} pouze tak velkému, jakému odpovídá proud tekoucí tranzistorem T₁ v jeho klidovém pracovním bodě bez dalšího buzení ($\Delta I_{\text{C1}_{\text{BIAS}}}$). Kladná změna proudu Δi_{E1} komplementuje se zápornou změnou Δi_{C1} . Uzel s impedancemi reprezentující transkonduktanci zapojení Z_{gm} představuje pro střídavý signál zem (v diferenčním módu užití se zde oba navzájem komplementární signály sečtou a vyruší). Gaty P-MOS tranzistorů T₄, T₅ reagují na změnu napětí $\Delta u_{\text{GS4}, \text{GS5}} = -\Delta i_{\text{C1}} \frac{Z_{\text{gm}}}{2}$ kladnou změnou proudů $\Delta i_{\text{DS4}, \text{DS5}}$, přičemž tranzistor T₄ svým Δi_{DS4} "zesiluje" kladné změny $\Delta u_{\frac{Z_{gm}}{2}}$. Výstupní proud kladného kanálu je poté dán jako $\Delta i_{OUT+} = \Delta i_{DS5} - I_{DS6}$. Záporný kanál zapojení pracuje naprosto stejně, pouze uváděné změny veličin proudu a napětí jsou znaménkově otočené. Schématické značky spolu s grafy signálových toků aktivních prvků BOTA (MOTA) jsou uvedeny na Obr. 1.3,1.4. Více o prvku OTA např. v [4] či [22].



Obr. 1.1: Zjednoduššené blokové schéma prvku OTA (upraveno podle [17])



Obr. 1.2: Architektura prvku BOTA uvnitř struktury LNVGA (upraveno podle [17])



Obr. 1.3: Schématická značka prvku OTA (a) a jeho úplný M-C graf (b) [4], [6]



Obr. 1.4: Schématická značka prvku MOTA (a) a jeho úplný M-C graf (b)

1.1.2 Prvek TIA

Transinpedanční zesilovač TIA patří spolu s výše popisovaným prvkem OTA opět k jednomu z nejvíce užívaných prvků používaných především pro vysoko-frekvenční zpracování signálů v celé šíři aplikací (širokopásmové zesilovače s $f_{\rm m} \approx 100 \,\mathrm{MHz}$, obrazové zesilovače) [1]. Principem představuje převodník proud-napětí, jeho zesílení není konečné a proto je nutné zavádět zápornou proudovou zpětnou vazbu (podobně jako u klasického OZ), celek lze též jinak nazvat jako zesilovač s proudovou zpětnou vazbou (CFA), jenž bude ještě zmíněn níže ve srovnání s VFA zesilovačem. Velikost vstupní impedance proudového vstupu činí pro prvek TIA $|\mathbf{Z}_{IN_{IDEAL}}| \approx 0 \Omega$, reálně však $|\mathbf{Z}_{IN_{REAL}}| \approx 1 k\Omega$, výstupní impedance napěťového výstupu prvku činí ideálně $|\mathbf{Z}_{\text{OUT}_{\text{IDEAL}}}| \approx 0 \Omega$, reálně typicky $|\mathbf{Z}_{\text{OUT}_{\text{REAL}}}| \approx 1 \text{ k}\Omega$. Konstrukcí na tranzistorové úrovni je tvořen zpravidla komplementárními proudovými zrcadly, jenž mají za úkol přenést proudy $i_{+} = I_{\rm BIAS} + i_{\rm IN+}, i_{-} = I_{\rm BIAS} - i_{\rm IN-}$ na výstupní komplementární pár těmito dvěma proudy řízený a tvořící vlastně napěťový dělič, ze kterého poté odebíráme požadované u_{OUT} (v tomto případě můžeme jako převodní transimpedance označit hodnoty $\mathbf{Z}_{T1, T2} \approx \mathbf{Z}_{CE1, CE2}$ koncového komplementárního páru [35]. Ve své MIMO variantě se prvek OTA vyskytuje pouze jako BTIA, pro který je nediferenční výstup upraven do diferenční podoby se stejnou hodnotou přenosu pro oba navzájem diferenční kanály. V textu bude však podobně jako u výše zmíněného OTA popisována opět jeho neobvyklá "plně diferenční" varianta zajišťující poloviční hodnotu přenosu na diferenční pár pro zachování celkové energie signálu v diferenčním páru rozděleného (tato neobvyklá "plně diferenční" varianta prvku BTIA je opět implementována v aktivním prvku LNVGA, který je rozebrán v textu níže) - pro jeho aplikaci ve formě převodníku U-I platí následující vztahy [7]:

$$\boldsymbol{U}_{\text{OUT}_{\text{TIA}}} = \begin{bmatrix} -\boldsymbol{Z}_{\text{T}} & \boldsymbol{Z}_{\text{T}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_{\text{IN+}} \\ \boldsymbol{I}_{\text{IN-}} \end{bmatrix} , \begin{bmatrix} \boldsymbol{U}_{\text{OUT+}_{\text{BTIA}}} \\ \boldsymbol{U}_{\text{OUT-}_{\text{BTIA}}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{\boldsymbol{Z}_{\text{T}}}{2} & \frac{\boldsymbol{Z}_{\text{T}}}{2} \\ \frac{\boldsymbol{Z}_{\text{T}}}{2} & -\frac{\boldsymbol{Z}_{\text{T}}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_{\text{IN+}} \\ \boldsymbol{I}_{\text{IN-}} \end{bmatrix}$$
(1.5)



Obr. 1.5: Zjednoduššené blokové schéma prvku TIA (struktura CFA) (upraveno podle [17])

Blokové schéma možné implementace prvku TIA spolu s odpovídající strukturou grafu signálových toků je uvedeno na Obr. 1.5², principielní zapojení možné implementace prvku

 $^{^{2}}$ Vzhledem k přítomnosti napěťového sledovače ve smyčce diferenčního proudového vstupu je kladná

BTIA je uvedeno na Obr. 1.6 a k němu odpovídající signálových toků je uveden na Obr. 1.9. Kořenovou myšlenkou zapojení je stabilizace hodnoty sou-fázové složky. Stejnosměrné předpětí není v tomto případě na gaty tranzistorů T₇, T₈ přivedeno, protože z podstaty MOS technologie není tranzistor nikdy plně zavřen. Tranzistory T₁, T₂ jsou zapojeny jako diody, skupina tranzistorů T₉, T₁₂, T₁₃ jako zdroje konstantního proudu a dále skupina tranzistorů T₃, T₄, T₅, T₆ jako aktivní zátěže. Přibližný princip činnosti kladného kanálu je následující: Proud I_{DS9} tranzistorem T₉ pro klidový stav bez buzení je dán součtem proudů dílčích tranzistorových větví $I_{DS9} = I_{DS1, DS5} + I_{DS3, DS7} + I_{DS4, DS8} + I_{DS2, DS6}$ stejně tak proudy I_{DS10} , I_{DS11} tranzistory T_{10} , T_{11} jsou ve stavu bez vnějšího buzení minimální. Pokud na proudový vstup $\textbf{\textit{I}}_{\rm IN1}$ přivedeme určitou hodnotu proudu $\textbf{\textit{i}}_{\rm IN1},$ proud poteče přes transimpedanci Z_{TIA} a tranzistor T_{12} do země VSSA. Tranzistor T_7 na vzniklé napětí ideálně rovné $u_{\text{GS7}} = i_{\text{IN1}} Z_{\text{TIA}}$ zareaguje ve formě kladné změny napětí Δu_{D7} , která přivře tranzistor T₁₀ a umožní tak protékat pouze proudu $\textit{\textbf{i}}_{\text{D12}}=\textit{\textbf{i}}_{\text{IN1}}.$ Napětí $\textit{\textbf{u}}_{\textit{Z}\text{TIA}}$ poté přes analogovou zem VAGND odebíráme na výstupu jako napětí u_{O1} . Záporný kanál pracuje podobným způsobem, pouze reaguje na opačnou polaritu vstupního signálu, tedy napětí u_{IN2} . Více o prvku TIA např. v [1].



Obr. 1.6: Architektura BTIA uvnitř struktury LNVGA (upraveno podle [17])

Analogickou kaskádou výše zmíněných prvků OTA a TIA vznikne např. za podmínky $|g_{\rm m}| \rightarrow \infty$ implementace klasického (napětového) operačního zesilovače OPA pracujícího vnitřně v proudovém módu, která se několikrát v určité obdobě s konečnou hodnotou

svorka vysoko-impedančního a záporná svorka nízko-impedančního charakteru, což dělá vstup impedančně nesymetrickým. Proud ve vstupní smyčce $I_{\rm D}$ tekoucí je zrcadlen na větev výstupní, kde tekoucí trans-impedancí $Z_{\rm T}$ vytváří výstupní napětí $U_{\rm OUT}$ impedančně oddělené napěťovým sledovačem. Více např. v datasheetu prvku AD844.

zesílení nižší hodnoty nachází v níže popisovaném prvku LNVGA. Při zachování hodnot vstupních (výstupních) impedancí $Z_{\rm IN}$, $Z_{\rm OUT}$ kaskádou definovaných bývá obvykle vnitřní struktura OPA minimálně tvořena diferenčním párem na vstupu a koncovým stupněm (zpravidla komplementárním zapojením emitorových sledovačů v klidovém stavu s nulovou hodnotou výstupní veličiny) na výstupu (univerzální (širokopásmové či nízkošumové) implementace obsahují zpravidla 3 stavební bloky), přičemž struktura jako taková pracuje vnitřně v napětovém módu. Vstupní diferenční pár potom definuje většinu parametrů výsledného celku a může být tvořen bipolární implementací (zajištuje vyšší hodnoty vstupních proudů $I_{\text{IN}\pm}$, k nim analogicky horší hodnotu vstupní impedance Z_{IN} a v souvislosti s malou rychlostí přeběhu i nízko-frekvenční použití) či unipolární (zajištuje minimální hodnoty vstupních proudů $I_{\text{IN}\pm}$, k nim analogicky výborné hodnoty vstupní impedance $Z_{\rm IN}$ a v souvislosti s velkou rychlostí přeběhu (dynamikou) i vysoko-frekvenční použití) – z něhož principem velmi podobným pro 1.2 odebíráme kolektorová napětí u_{C+}, u_{C-} (u_{D+}, u_{C-}) u_{D-}), jejichž změny v čase pro kladný (neinvertující) a záporný (invertující) kanál jsou znovu navzájem opačného charakteru, a jejichž rozdíl pro MISO variantu prvku zesilujeme jedním koncovým stupnem, pro MIMO (diferenční) variantu dvěma koncovými stupni ve srovnání navzájem komplementárními. Klasický OPA lze též jinak nazvat strukturou VFA zesilovače s nekonečnou hodnotou zesílení $A_{\rm U}$, později byla objevena implementace OPA jako struktury CFA (ekvivalentním názvem pro CFA je trans-impedanční zesilovač TIA zde rozebíraný), přičemž obě struktury VFA a CFA definují jako svoji výstupní veličinu (pro zde uvažovanou MISO variantu) napětí U_{OUT} , které je však jejich strukturami ze vstupních veličin zesilovače získáváno odlišným způsobem – struktura VFA snímá hodnoty napětí $U_{\rm IN+},~U_{\rm IN-}$ na vstupních vysoko-impedančních uzlech a jejich rozdíl $U_{\rm D}$ násobený zesílením $A_{\rm U}$ posílá na výstupní vysoko-impedanční uzel jako $U_{\rm OUT}$, narozdíl od struktury CFA snímající proud
y $\pmb{I}_{\rm IN+}, \; \pmb{I}_{\rm IN-}$ tekoucí (vytékající) ze vstupního nízkoimpedančního (vysoko-impedančního) uzlu a jejich rozdíl $I_{\rm D}$ násobený hodnotou převodní impedance $Z_{\rm T}$ posílaný na výstupní vysoko-impedanční uzel jako $U_{\rm OUT}$ (CFA viz. 1.5, VFA viz. 1.7).



Obr. 1.7: Principielní struktura VFA zesilovače



Obr. 1.8: Možná nediferenční implementace prvku TIA použitého jako I-U převodník (a) a úplný M-C graf prvku (b) [7], [6]



Obr. 1.9: Schématická značka prvku BTIA (a) a jeho úplný M-C graf (b)

1.1.3 Prvek CF

Proudový sledovač CF opět patří spolu s výše uvedenými elementárními prvky k jednomu z nejpoužívanějších především v oblasti návrhu kmitočtových filtrů v proudovém módu.

V jeho SISO variantě se jedná o proudový ekvivalent napětového sledovače, častěji je však vyžíván ve svých MIMO variantách obecně jako nediferenční více-výstupový MO-CF či plně diferenciální FD-CF. MIMO varianty prvku zpravidla respektují přenos energie signálu v diferenčním páru a proto by měly být proudové signály před svojí diferenciací a po opětovném sloučení stejné energie. Na základě teorie proudového sledovače CF bylo odvozeno mnoho dalších podobných aktivních prvků - jedná se zejména o dvou-výstupové proudové zrcadlo (s jedním vstupem konvenčním a druhým invertujícím) CMI a jeho zobecněnou podobu GCMI včetně jeho MIMO diferenčního ekvivalentu DCMI. Prvek FD-CF³ je plně popsán následující maticovou rovnicí [22] (odpovídající graf signálových toků je uveden na Obr. 1.10):



Obr. 1.10: Schématická značka prvku FD-CF (a) a jeho úplný M-C graf (b) [22]

 $^{^{3}}$ Jako ukázka schématické značky a k ní náležejícímu M-C grafu je uveden právě prvek FD-CF, protože je z této skupiny "opakovacích" aktivních prvků nejobecnější a protože ostatní z něho můžeme vytvořit pouhým přidáním či odebráním vstupních (výstupních) cest.

1.1.4 Prvek DACA

Digitálně říditelný proudový zesilovač DACA [16] byl vyvinut na Ústavu telekomunikací v letech 2008-2010 ve spolupráci s návrhářskou divizí dnešní firmy ON Semiconductor. Radí se do skupiny širokopásmových plně diferenčních proudových zesilovačů, jeho topologie je implementována v $0.35\,\mu\text{m}$ a vsazena do pouzdra 44PLCC. Mezi jeho katalogové aplikace patří např. užití v komunikačních systémech či systémech pro zpracování videa, zařízeních vysoko-rychlostního sběru dat, použití jako aktivního prvku v nediferenčních nebo diferenčních kmitočtových filtrů pracujících v proudovém módu či repeateru diferenční proudové sběrnice. Celek MIMO prvku obsahuje dvojici navzájem nezávislých plně diferenčních proudových zesilovačů, jejichž zesílení je diskrétně říditelné (což zajišťuje přesnější parametry) v 8-mi krocích dle 3-bitové vlastnosti v rozmezí $|B_{\rm I}| \in \langle 1; 8 \rangle$ po kroku $\Delta_{|B_{\rm I}|} = 1$ na základě propojení 6-jice fyzicky vyvedených pinů reprezentujících 3-bitovou logickou sběrnici (piny D1_G_A{ x_1 } na D2_G_A{ x_2 }, kde $x_1 = x_2 = x, x \in \{1, 2, 3\}$). Pokud 6-tici pinů propojíme jiným způsobem pro který $x_1 \neq x_2$, dostaneme dílčí hodnoty proudového zesílení $|B_{\rm I}|$ s krokem $\Delta_{|B_{\rm I}|} < 1$. Analogové části prvku jsou napájeny symetrickým napětím $U_S = \pm 1,65 V$. Struktura jednoho prvku DACA je složena z dvojice proudových sledovačů, jejichž principielní uspořádání je znázorněno na Obr. 1.11 (odpovídající graf signálových toků viz. Obr. 1.12), následující vztahy (podle [30]) platí pro případ celočíselného kroku proudového zesílení $\Delta_{|B_1|} = 1$:

$$I_{10} = I_{\rm IN+}, \quad I_{20} = I_{\rm IN-},$$
 (1.7)

$$I_{11} = B_{I1}I_{IN+}, \quad I_{21} = B_{I1}I_{IN-},$$
 (1.8)

$$I_{12} = B_{12}I_{10}, \quad I_{22} = B_{12}I_{20}, \tag{1.9}$$

$$B_{11} = B_{12},$$
 (1.10)

$$I_{\rm OUT+} = I_{21} - I_{12} = B_{\rm I2}I_{\rm IN+} - B_{\rm I1}I_{\rm IN-} = B_{\rm I}(I_{\rm IN+} - I_{\rm IN-}), \qquad (1.11)$$

$$I_{\rm OUT-} = -(I_{11} - I_{22}) = -(B_{\rm I1}I_{\rm IN+} - B_{\rm I2}I_{\rm IN-}) = -B_{\rm I}(I_{\rm IN+} - I_{\rm IN-}), \qquad (1.12)$$

$$\boldsymbol{I}_{\text{OUT}} = \boldsymbol{I}_{\text{OUT}+} - \boldsymbol{I}_{\text{OUT}-} = 2\boldsymbol{B}_{\text{I}}(\boldsymbol{I}_{\text{IN}+} - \boldsymbol{I}_{\text{IN}-}).$$
(1.13)

Přehled dalších parametrů dílčích zesilovačů uvnitř prvku DACA lze nalézt v Tab. 1.1, podrobnější popis se nachází v [16], použití v pokročilejších filtračních strukturách čistého proudového módu včetně měření přenosu vnitřních proudových zesilovačů lze nalézt v [22]. Na Obr. 1.13,1.14 jsou dále uvedeny struktury první a čtvrté úrovně simulačního modelu prvku v praktické části práce použité. Pro prvek DACA jako celek dále platí vztahy (pro nediferenční a diferenční použití):

$$\boldsymbol{I}_{\text{OUT}} = \begin{bmatrix} -2\boldsymbol{B} & 2\boldsymbol{B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_{\text{IN+}} \\ \boldsymbol{I}_{\text{IN-}} \end{bmatrix} , \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_{\text{OUT+}} \\ \boldsymbol{I}_{\text{OUT-}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\boldsymbol{B} & \boldsymbol{B} \\ \boldsymbol{B} & -\boldsymbol{B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{I}_{\text{IN+}} \\ \boldsymbol{I}_{\text{IN-}} \end{bmatrix} .$$
(1.14)



Obr. 1.11: Architektura prvku DACA (upraveno dle [30])



Obr. 1.12: Schématická značka prvku DACA (a) a jeho úplný M-C graf (b) [22]

Symbol	Parametr	Min	Тур	Max	Jednotky
DACA_ZISK_MIN	Minimální hodnota diskrétního zesílení	-	1	-	dB
DACA_ZISK_MAX	Zesílení v pásmu pro kód 8	-	8	-	dB
DACA_ZISK_S	Krok zesílení	-	1	-	dB
DACA_BW_f _L	$f_{\rm MIN}$ hranice šířky pásma $(-3{\rm dB})$ pro kód 1	0	-	-	kHz
DACA_BW_f _H	$f_{\rm MAX}$ hranice šířky pásma $(-3{\rm dB})$ pro kód 1	380	-	-	MHz
DACA_I _{OUTMAX}	$\left oldsymbol{I}_{ ext{OUT}\pm_{ ext{MAX}}} ight ext{ pro } orall oldsymbol{B}_{ ext{X}} \in oldsymbol{B}_{ ext{A}, ext{B}}$	-	300	-	μA

Tab. 1.1: Vlastnosti bloku proudového zesilovače prvku DACA [16]



Obr. 1.13: Struktura první úrovně simulačního modelu prvku DACA



Obr. 1.14: Struktura čtvrté úrovně simulačního modelu prvku DACA

1.1.5 Prvek UCC

Univerzální proudový konvejor UCC [26] byl vyvinut na Ústavu telekomunikací v letech 2006-2008 ve spolupráci s návrhářskou divizí dnešní firmy ON Semiconductor v technologii 0,35 µm pod označením UCC_N1B_0349, později byl návrh vylepšen pod označením UCC N1B 0520 (pouzdro obsahuje navíc jeden prvek CCII+/- pro rozšíření jeho aplikačních možností). Mezi jeho katalogové aplikace patří použití v senzorové technice automobilu, komunikačních řetězcích či v systémech vysokorychlostního sběru dat. Jeho napájecí napětí činí $U_{CC} = \pm 1,65 \, V$, maximální proud kterékoliv proudové svorky $|I_{OUT_{MAX}}| = 700 \,\mu\text{A}$, rozsah lineární oblasti vstupního napětí činní U_{ROZKMIT} = ±1 V, obvod je vsazen do pouzdra PLCC44. Svým principem umožňuje ve své univerzálnosti realizaci velkého množství aktivních prvků pro smíšený mód (spojení myšlenky napětových a proudových sledovačů v jeden kombinovaný trojbran) - tedy všechny tři generace proudových konvejorů včetně jejich invertujících variant či vícevstupových variant (v komerční sféře stále se prosazují) i základních prvků pro proudový mód - tedy realizace prvků BOTA, MOTA, MO-CF, apod. Svojí konstrukcí je tvořen třívstupovým rozdílovým zesilovačem, dále proudovým sledovačem, který sleduje proud tekoucí z rozdílového zesilovače přes externě připojenou impedanci a v poslední řadě čtyři zdroje proudu tímto proudovým sledovačem řízené z nichž dva mají vytékající proud záporné polarity. Na Obr. 1.15

je zobrazena idealizovaná bloková topologie prvku s odpovídajícím grafem signálových toků na Obr. 1.16, na Obr. 1.19,1.21 (Obr. 1.18,1.20) jsou dále uvedeny struktury první a čtvrté úrovně simulačního modelu prvku včetně vnořeného CCII+/- v praktické části práce použité, jejichž podrobný popis lze nalézt v [36]. Idealizovaná topologie zahrnuje vysokoimpedanční (napěťové) vstupy Y₁, Y₂, Y₃, dále nízko-impedanční terminál X (jedná se o napěťový výstup rozdílového zesilovače a zároveň proudový vstup proudu I_X) a v poslední řadě nízko-impedanční proudové výstupy Z₁₊, Z₁₋, Z₂₊, Z₂₋. Funkce prvku je definována následujícími rovnicemi [18]:



Obr. 1.15: Idealizovaná architektura prvku UCC (upraveno dle [2])

Pro pochopení principu činnosti jednotlivých generací proudových konvejorů je vhodné zadefinovat tzv. zobecněný proudový konvejor GCC [18] (schématická značka je uvedena pod Obr. 1.17). Zobecněný proudový konvejor obsahuje podobně jako zástupci všech tří generací proudových konvejorů tři vstupní brány - tedy Y jako vysoko-impedanční napěťový (proudový) vstup, X jako nízko-impedanční napěťový výstup (proudový vstup) a Z jako nízko-impedanční proudový výstup. Svým principem se jedná o imitanční konvertor s jedním nezávislým proudem a dvěma nezávislými napětími. Vztahy mezi veličinami proudu a napětí dílčích bran jsou parametricky definovány následujícími vztahy [18, 2] (rovnice (1.17) v sobě zarhnuje nekonečné zesílení rozdílového zesilovače):



Obr. 1.16: Schématická značka prvku UCC (a) a jeho úplný M-C graf (b) (3-Y a 4-Z branový GCC)[5]

$$\begin{bmatrix} \mathbf{U}_{\mathrm{X}} \\ \mathbf{I}_{\mathrm{Y}} \\ \mathbf{I}_{\mathrm{Z}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & 0 \\ \beta & 0 & 0 \\ \gamma & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{\mathrm{X}} \\ \mathbf{U}_{\mathrm{Y}} \\ \mathbf{U}_{\mathrm{Z}} \end{bmatrix}, \qquad (1.16)$$

$$\frac{I_{\rm X}}{\infty} = \alpha U_{\rm Y} - U_{\rm X}, \qquad (1.17)$$

$$\alpha \in \{-1,1\} \ , \ \beta \in \{1,0,-1\} \ , \ \gamma \in \{-1,1\}. \tag{1.18}$$



Obr. 1.17: Schématická značka prvku GCC (upraveno dle [18])

Význam dílčích prvků symbolického zápisu pro účel této práce definovaného jako "aCCbc", kterým se označují dílčí typy proudových konvejorů spočívá v následujícím významu: Pokud symbol a není obsažen, potom hovoříme o konvenčním (neinvertujícím)

proudovém konvejoru a znamená to, že napětí (popřípadě rozdíl napětí) ze vstupních svorek Y, tedy $U_{Y_x}, x \in \{1, 2, 3\}$ jsou na svorku X přeneseny v zachované polaritě. Pokud však je symbol *a* obsažen, potom je souhrnné napětí U_Y ze vstupu Y přeneseno na vstup X invertovaně. Symbol *b* pro své možné hodnoty $b = \{1, 0, -1\}$ přiřadí vzestupně postupně jdoucí generaci - ta určuje přenos proudu I_Y tekoucího do napětového vstupu Y na základě hodnoty proudu I_X proudového vstupu X. Poslední symbol *c* určuje polaritu přenosu proudu I_Z proudovým výstupem Z - proudové zřídlo představuje kladnou polaritu, proudová nora potom zápornou polaritu.

Dílčí generace konvenčních (nekonvenčních) proudových konvejorů (včetně neinvertujících či invertujících) lze definovat pomocí volby parametrů α , β , γ z prvku GCC [18]:

GCC	Definované proudové konvejory											
Parametr	CCI+	CCI-	CCII+	CCII-	CCIII+	CCIII-	ICCI+	ICCI-	ICCII+	ICCII-	ICCIII+	ICCIII-
α	1	1	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1
β	1	1	0	0	-1	-1	1	1	0	0	-1	-1
γ	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1	-1

Tab. 1.2: Definice dílčích generací proudových konvejorů pomocí parametrů $\alpha,\,\beta,\,\gamma$ prvku GCC



Obr. 1.18: Struktura první úrovně simulačního modelu vnořeného CCII+/- [36]



Obr. 1.19: Struktura první úrovně simulačního modelu prvku UCC [36]

Na základě principu duality obvodových prvků [3] lze k zobecněnému proudovému konvejoru GCC definovat zobecněný napětový konvejor GVC jako trojbran [14] s ekvivalentním funkčním principem, pouze s "prohozenou" úlohou sledování (zrcadlení) obvodových veličin. Ve srovnání s funkčním popisem výše uvedeného GCC, v případě GVC



Obr. 1.20: Struktura čtvrté úrovně simulačního modelu vnořeného CCII+/- [36]



Obr. 1.21: Struktura čtvrté úrovně simulačního modelu prvku UCC [36]

vysoko-impedanční terminál X (jedná se podobně jako je uvedeno výše pro diferenční podobu prvku o kombinaci proudového výstupu a napěťového vstupu) sleduje proud $\alpha I_{\rm Y}$ při přenosu napětí $\beta U_{\rm Y}$ z nízko-impedanční brány Y. Napětí vytvářené na impedanci $Z_{\rm X}$ je potom s koeficientem přenosu γ přenášeno na vysoko-impedanční napěťový výstup Z. Dle [36] byla dále definována implementace napěťového konvejoru jako čtyř-branu zahrnující pomocnou vysoko-impedanční svorku W sloužící jako napěťový vstup realizující rozdíl napětí $U_{\rm W}$ s hodnotou napětí $U_{\rm Y}$ nacházející se na svorce Y. Podobně jako prvek UCC byl rovněž na Ústavu telekomunikací vyvinut ve spolupráci s návrhářskou divizí dnešní firmy ON Semiconductor v letech 2008-2010 prototyp univerzálního napěťového konvejoru UVC obsahující principielně duální strukturu ke svému protějšku UCC založenou na rozdílovém proudovém zesilovači s přítomností pomocného vysoko-impedančního vstupu W (více informací o prvku v [13], [36]). Prvek UVC se schématickou značkou uvedenou na Obr. 1.22 může být popsán vztahem maticové rovnice (1.19). Na Obr. 1.23,1.24 jsou dále uvedeny struktury první a čtvrté úrovně simulačního modelu prvku v praktické části práce použité, jejichž podrobný popis lze rovněž nalézt v [36]. Prvkem UVC lze implementovat méně známou MIMO variantu prvku TIA, dále vzájemné propojení prvků UCC a UVC umožňuje implementovat MIMO variantu aktivního prvku FD-CF, která bude použita níže v praktické části práce.



Obr. 1.22: Schématická značka prvku UVC [14]



Obr. 1.23: Struktura první úrovně simulačního modelu prvku UVC [36]



Obr. 1.24: Struktura čtvrté úrovně simulačního modelu prvku UVC [36]

1.1.6 Prvek LNVGA

Programovatelný multi-zesilovač LNVGA [17] byl vyvinut v roce 2012 na Ústavu telekomunikací ve spolupráci s místní návrhářskou divizí firmy ON Semiconductor a řadí se do skupiny nízko-šumových zakázkových analogových aktivních prvků, jeho topologie je implementována v $0.35\,\mu\text{m}$ a vsazena do pouzdra LQFP. Jeho typickou aplikací je zesilování velmi slabých signálů téměř na úrovni šumu (např. signálu z ultrazvukových snímačů), je napájen nesymetrickým napětím $U_{CC} = 12 V$. Fyzicky je složen z bloku lineární regulace vstupní impedance v rozmezí $\mathbf{Z}_{\text{IN}} \in \langle 50 \, \mathrm{k}\Omega; 800 \, \Omega \rangle$ dle přiloženého napětí $U_{DAMP CTRL} \in \langle 0, 0V; 3, 3V \rangle$, dále kaskádním zapojením tří bloků plně diferenčních napěťových zesilovačů (vnějším chováním typu VFA) vnitřně pracujících v proudovém módu, jednoho $\Sigma - \Delta$ modulátoru a vřazeného obousměrného signálového multiplexu. Konkrétní bloky lze dle specifikace prvku konfigurovat přes 6 B logických hodnot se zakódovanými informace a uloženými ve vnitřní logice prvku. Veškeré zesilovací bloky uvnitř svých podbloků obsahují kaskádní zapojení aktivních prvků BOTA a BTIA mnohdy s regulovatelnými převodními veličinami $g_{\rm m}$ a $r_{\rm t}$. Tři bloky zesilovačů patří mezi výkonné části prvku a jsou to bloky LNA, VGA (s podbloky VGA1, VGA2) a FGA (s podbloky A2, A3), jednotlivé bloky mají postupně ve své posloupnosti vyšší maximální hodnotu vstupního napětí $U_{\rm IN_{MAX}}$ pro kterou není výstupní napětí bloku zkresleno nebo omezeno, parametry dílčích bloků dle specifikace prvku jsou umístěny níže. Blok LNA a podblok VGA1 bloku VGA obsahují implementovanou tzv. servo-smyčku, kterou se rozumí zavedení slabé zpětné vazby mezi výstupem a vstupem obsažených BTIA pro filtraci stejnosměrné složky přičtené na užitečný střídavý signál. Blok LNA dle specifikace má největší vliv na výsledný šumový výkon, je určen pro zesilování velmi slabých signálů téměř na úrovni šumu. Dílčí podbloky bloku VGA dále umožňují až 30 dB dynamiku napěťového zesílení - jsou určeny pro řízení hlavního zesílení řetězce. Blok FGA zajišťuje jako poslední stupeň maximální rozkmit výstupního napětí, pokud se nějaký z bloků předcházejících nedostane do saturační oblasti. Specifikace prvku definuje úzkopásmovost celého řetězce, avšak po provedeném pozorování se ne všechny bloky jeví jako úzkopásmové, jejich kaskáda však ano. Blok $\Sigma - \Delta$ modulátoru nebyl schválen pro další používaní a proto zde nebude více rozebírán. Podrobnější popis prvku LNVGA včetně návrhu programátora a ovládacího softwaru se nalézá v [35]. Katalogové informace ohledně funkčních vlastností implementovaných zesilovacích bloků jsou uvedeny v Tab. 1.3, 1.4, 1.7, 1.5. Pohled na kladný kanál diferenčního páru celkového analogového řetězce (nediferenční pohled) je uveden na Obr. 1.29, odkud jsou zřejmé i užitečné piny prvku. Napěťové zesilovače nacházející se ve struktuře prvku LNVGA mohou být popsány grafem signálových toků dle Obr. 1.25 dále obvodový celek může být funkčně popsán následujícími rovnicemi⁴:

 $^{^4\}mathrm{P}$ řípona prvního proudu $\mathtt{OP+}$ bloku BOTA makrobloku LNA ukazuje na proudovou noru.


Obr. 1.25: Obecná struktura grafu signálového toku napěťového zesilovače ve struktuře prvku LNVGA

Vnitřní signálový multiplex

Původní podoba prvku vykazovala řízení po sériové sběrnici, dvojici vstupů a výstupů. Pro naše akademické účely byly do prvku implementovány dva typy sad obousměrných signálových přepínačů. První sada je v prvku obsažena celkem pětkrát, obsahuje pro oba kanály celkově 10 spínačů a jejím účelem je v původním nastavení propojit dílčí bloky zesilovačů do kaskády, na základě uživatelské konfigurace je sada schopna konkrétní blok uvnitř řetězce obejít či kaskádu na úrovni dílčích podbloků jako takovou rozpojit a připojit do ní signál ze svého vnějšího vstupu, nebo ji rozdělit a umožnit použití dílčích zesilovacích bloků zvlášť nezávisle na sobě. Druhá sada přepínačů je v obvodu obsažena třikrát, obsahuje celkem 6 spínačů a mezi její účely patří za prvé současné propojení výstupů vnitřních zesilovacích bloků na fyzické piny dostupné na pouzdře a současné přivedení signálové cesty z fyzického pinu na pouzdře do vnějšího signálového vstupu první sady – za druhé přemostění těchto vstupně výstupních cest ještě uvnitř prvku. Na základě signálové reprezentace jsou schopny obě sady přenášet jak napětovou tak i proudovou podobu signálu.

Rozdíly ve specifikaci

Již v mém předcházejícím snažení s prvkem LNVGA [35] byla částečně od návrháře a částečně empiricky zjištěna informace, že před použitím konkrétních bloků řetězce uvnitř prvku LNVGA je nutné do signálové cesty zařadit horní propusť, která zajistí skutečnost, že stejnosměrná složka generovaná měkkým zdrojem napětí přes PN přechod polovodičové diody (tranzistoru) na vstupech dílčích podbloků prvku (zpravidla ± 0.65 V nebude "zatlačena" naším užitečným signálem, nýbrž náš užitečný signál bude amplitudově sečten s hodnotou stejnosměrné složky a potom úspěšně zesilovacím blokem zpracován (více o problému v [35]). Tuto stejnosměrnou složku ale generují pouze bloky LNA a podblok VGA2 bloku VGA. Podblok VGA1 bloku VGA není na její ztrátu tolik citlivý jako blok FGA. Tato absence vstupní požadované stejnosměrné složky se projeví nesprávnou funkcí požadovaného bloku a to tak, že výstupní signál se sice mění spolu se signálem vstupním, ale má charakter jednocestně usměrněného průběhu kladných půlvln pro jeden nebo záporných půlvln pro druhý differenční výstup, při vyšších amplitudách vstupního signálu již není jednocestné usměrnění natolik zřejmé, ale objeví se silné harmonické zkreslení a výstupní signál má charakter derivovaného obdélníku. Problém je řešitelný pomocí signálového multiplexu a to "krátkodobým" sepnutím (přepnutím) výstupu předcházejícího bloku či podbloku na blok následující, přičemž v rámci kontinuálně běžícího signálu poté bloky pracují již správně. Uvedený postup však nemusí být za všech situací použitelný.



Obr. 1.26: Architektura prvku BOTA uvnitř struktury LNVGA (převzato z [35])



Obr. 1.27: Člen redukce vstupní impedance (převzato z [35])

Vlastnost	Parametr	Min	Тур	Max	Jednotka
BOTA_ZISK	BOTA Hodnota převodní transkonduktance		3	-	mS
BTIA_ZISK	BTIA Hodnota převodní transimpedance	-	30	-	kΩ
LNA_ZISK	Zesílení bloku LNA v pásmu	36,1	39,1	42,1	dB
LNA_OFFSET	hodnoty offsetu na výstupu LNA		-	600	mV
LNA_BW_f _L	$\rm f_{MIN}$ hranice šířky pásma bloku LNA $(-3\rm dB)$ 20 -		-	kHz	
LNA_BW_f _H	f _{MAX} hranice šířky pásma bloku LNA $(-3 \mathrm{dB})$ 150		-	-	kHz
LNA_NVSD	Maximální hodnota šumu na vstupu LNA		5	-	nV/\sqrt{Hz}
	pro $R_{\rm S} = 1 {\rm k} \Omega$				
LNA_THD	Celkové zkreslení harmonického signálu		-	-30	dB
	bloku LNA pro $U=0.5\mathrm{V_{PP}}$ a $f=80\mathrm{kHz}$				
LNA_CMMO	Výstupní napětí bloku LNA		-	2,2	V
	pro souhlasnou hodnotu napětí na vstupech				

Tab. 1.3: Vlastnosti bloku LNA uvnitř prvku LNVGA [17]

Symbol	Parametr	Min	Тур	Max	Jednotky
VGA_ZISK_MIN	Zesílení v pásmu pro kód 00	-7	-10	-11	dB
VGA_ZISK_MAX	Zesílení v pásmu pro kód 63	19	20	21	dB
VGA_ZISK_S	Krok zesílení	0,1	0,476	0,9	dB
VGA_OFFSET	Offsetové napětí vstupu	-	-	42	mV
VGA_BW_fL	$f_{\rm MIN}$ hranice šířky pásma $(-3{\rm dB})$ pro kód 63		-	-	kHz
VGA_BW_f _H	$f_{\rm MAX}$ hranice šířky pásma (-3 dB) pro kód 63		-	-	kHz
VGA_N_PSD	Maximální vstupní hodnota šumu		500	-	$\rm nV/\sqrt{Hz}$
VGA_LinRng	harmonické zkreslení pro $U=2,0{\rm V}$ a $f=80{\rm kHz}$		-	-	dB
VGA_CMMO	Výstupní napětí pro souhlasné signály na vstupech	1,5	-	1,8	V

Tab. 1.4: Vlastnosti bloku VGA uvnitř prvku LNVGA [17]



Obr. 1.28: Architektura bloku LNA (převzato z [35])

Vlastnost	Parametr	Min	Тур	Max	Jednotky
A2_ZISK	Zesílení v pásmu		20,8	23,8	dB
A2_OFFSET	Výstupní offsetové napětí	-600	-	600	mV
$A2_BW_f_L$	$f_{\rm MIN}$ hranice šířky pásma (-3 dB)	15	-	-	kHz
A2_BW_f _H	$f_{\rm MAX}$ hranice šířky pásma (-3 dB)	160	-	-	kHz
A2_THD	Celkové harmonické zkreslení	-	-	-30	dB
	pro $U = 1 \mathrm{V_{PP}}$ a $f = 80 \mathrm{kHz}$				
A2_CMMO	Rozsah výstupního napětí	1,2	-	2,2	V

Tab. 1.5: Vlastnosti podbloku A2 bloku FGA uvnitř prvku LNVGA [17]

Vlastnost	Parametr	Min	Тур	Max	Jednotky
A3_ZISK	Zisk v pásmu pro SDBUFFGAINp5dB = OFF	4	6	8	dB
A3_ZISK	Zisk v pásmu pro SDBUFFGAINp5dB = ON	8,8	10,8	12,8	dB
A3_OFFSET	Offset výstupu (pro SDBUFFGAINp5dB = OFF)	-40	-	40	mV
A3_OFFSET	Offset výstupu (pro SDBUFFGAINp5dB = ON)		-	78	mV
A3_BW_f _L	$f_{\rm MIN}$ hranice šířky pásma $(-3{\rm dB})$		-	-	kHz
A3_BW_f _H	$f_{\rm MAX}$ hranice šířky pásma $(-3{\rm dB})$		-	-	kHz
A3_THD	Celkové harmonické zkreslení		-	-30	dB
	pro $U = 2,42 \mathrm{V_{PP}}$ a $f = 80 \mathrm{kHz}$				
A3_CMMO	Výstupní napětí pro napěťový mód		-	2,2	V

Tab. 1.6: Vlastnosti podbloku A3 bloku FGA uvnitř prvku LNVGA [17]

Kód zisku VGA	Odpovídající zisk	Odpovídající zisk		
číslo [5:0]	zisk [dB]	číslo [5:0] zisk [dB]		
0	-10,000 32 5		5,232	
1	-9,524	33	5,708	
2	-9,048	34	6,184	
3	-8,572	-8,572 35		
4	-8,096	36 7,136		
5	$-7,\!62$	37	7,612	
6	-7,144	38	8,088	
7	-6,668	39	8,564	
8	-6,192	40	9,040	
9	-5,716	41	9,516	
10	-5,240	42	9,992	
11	-4,764	43	10,468	
12	-4,288 44 10,944		10,944	
13	-3,812 45		11,420	
14	-3,336	46	11,896	
15	-2,860	47	12,372	
16	-2,384	48	12,848	
17	-1,908	49	13,324	
18	-1,432	50 13,800		
19	-0,956	51 14,276		
20	-0,480	52	14,752	
21	-0,004	53	15,228	
22	$0,\!472$	54	15,704	
23	0,948	55	16,180	
24	1,424	56	16,656	
25	1,900	1,900 57 1		
26	2,376	2,376 58 17		
27	2,852	2,852 59 18,		
28	3,328	60	18,560	
29	3,804	61	19,036	
30	4,280	62	19,512	
31	4,756	63 19,988		

Tab. 1.7: Kroky napětového zisku VGA podle hodnoty v kontrolním registru struktury prvku LNVGA [17]





1.2 Základy teorie grafů signálových toků

Graf signálových toků je topologická forma orientovaného grafu, který je definována množinou vrcholů (uzlů) V a kartézským součinem této množiny tvořící množinu hran E mezi těmito vrcholy. Původně byly publikovány v roce 1953 Masonem, poté byly v roce 1956 Coatesem zobecněny. Funkčně jde o grafickou reprezentaci skupiny vzájemně závislých lineárních rovnic, které zkoumaný celek dobře popisují. Jejich teorie nám poskytuje následující objekty pro cílovou konstrukci grafových struktur [34]:

- uzel \rightarrow bod grafu, reprezentuje závislou nebo nezávislou veličinu,
- větev \rightarrow orientovaná spojnice dvou uzlů, je charakterizována přenosem větve,
- vstupní uzel \rightarrow uzel, který odpovídá vstupující veličině (pro konkrétní větev nezávisle proměnnou),
- výstupní uzel → uzel, který odpovídá výstupní veličině (pro konkrétní větev závisle proměnná),
- spotřebičový uzel \rightarrow uzel grafu do něhož větve pouze vstupují (žádná z něj nevychází),
- zdrojový uzel \rightarrow uzel grafu z něhož orientované větve pouze vystupují (žádná do něj nevchází),
- zdrojový uzel \rightarrow uzel grafu z nějž větve pouze vystupují (žádná do něj nevchází),
- kaskádní uzel \rightarrow uzel se nenachází v žádné smyčce,
- cesta \rightarrow souvislá dráha tvořená jednou či více shodně orientovanými větvemi,
- přímá cesta → cesta ze vstupního uzlu na uzel výstupní, v níž se libovolný uzel grafu vyskytuje maximálně jedenkrát,
- smyčka \rightarrow cesta podél orientovaných větví přes více uzlů, která se vrací do uzlu výchozího, opět může každým uzlem projít pouze jednou,
- vlastní smyčka \rightarrow cesta, která se vrací do výchozího uzlu a žádným jiným uzlem neprochází,
- nedotýkající se smyčky \rightarrow smyčky, které nemají společný žádný uzel.

Nyní bych chtěl ukázat souvislost elementárních grafových celků s k nim korespondujících lineárním rovnicím. Máme danou rovnici $x_2 = ax_1$, pro kterou chceme vytvořit grafovou strukturu. Na základě informací uvedených výše, uzel x_2 (nora) je uzel závisle a uzel x_1 (zřídlo) nezávisle proměnným - tedy orientovaná šipka pude z nezávisle (koncového) do závisle proměnného uzlu (počátečního), dále přenos cesty bude dán přímo hodnotou parametru a.

$$o \rightarrow o \\ x_1 a x_2$$

Obr. 1.30: Elementární grafová struktura

Dále do jednoduché struktury vneseme vlastní smyčky přes dodatečnou dvojici rekurzivních lineárních rovnic $x_1 = bx_1, x_2 = cx_2$ - potom oba uzly získají vlastní smyčky s přenosy b, c a celý elementární graf bude systémem 3 lineárních rovnic. Přitom můžeme celou strukturu číst jako rovnici $cx_2 = a(bx_1)$. Tímto způsobem je třeba nahlížet na celé množiny uzlů složitější grafické celky tvořící.



Obr. 1.31: Elementární grafová struktura s vlastními smyčkami

Dále bylo dle [34] definováno pravidlo součtu a přenosu větví grafu. Pravidlo součtu říká, že **veličina uzlu je dána součtem všech veličin do uzlu vstupujících**. Pravidlo přenosu zase dokazuje, že **signál uzlu je přenášen všemi větvemi z uzlu vycházejícího**. Současně s oba pravidly uvedenými výše existují dle [34] pravidla pro zjednodušování grafů, jsou shrnuty v Tab. 1.8 (rekurzivním způsobem můžeme grafy naopak zesložiťovat).

Nyní bych chtěl na základě pravidel uvedených v Tab. 1.8 ukázat jakým způsobem můžeme z grafu aktivního prvku UCC (jehož grafem je vlastně MIMO GCC) dostat redukovanou grafovou strukturu prvku GCC. Cest jak se dostat k výsledku je v případě grafů signálových prvků nekonečně mnoho, výsledek však musí být stejný:

- Protože ve směru přímé cesty jsou na na sobě uzlové veličiny závislé pouze mezi dvojicemi uzlů, můžeme vypustit ty uzly a větve, které nejsou v našem zájmu.
- Odstraníme vlastní smyčku uzlu Y_X , přičemž jejím přenos
em podělíme přenos jediné vstupující větve.
- Při odstraňování uzlu U_X zjistíme, že není tranzitním uzlem pro žádnou přímou cestu, pouze pro smyčku, kterou zachováme pro uzel I_X , její přenos bude součin dopředného a zpětného přenosu této smyčky do odstraňovaného uzlu U_X .
- Odstraníme dvojici smyček v uzlu I_X sloučením do jedné s přenosem rovným součtu obou slučovaných smyček.
- Odstraníme vlastní smyčku v uzlu I_X podělením přenosů vstupujících větví do tohoto uzlu přenosem odstraňované vlastní smyčky.
- Chceme od sebe oddělit členy αY_X přenosu mezi uzly U_Y , I_X , proto použijeme rekurzivní pravidlo k pravidlu **Součin přenosů** a vložíme mezi uzly U_Y , I_X nový uzel a příslušně mezi obě vzniklé větve rozdělíme přenos větve původní - protože platí $I_X = Y_X U_X$, můžeme tento uzel pojmenovat U_X (výsledek koexistuje s [28]).

Obecně přenos z uzlu x_0 do x_i je pro nesmyčkové grafy metodou zjednoduššování daleko jednodušší než pro grafy smyčkové. Při řešení přenosu smyčkového grafu se doporučuje postupně odstraňovat takové uzly grafu, které nás pro cílový přenos nezajímají a řešení je proto tolikrát variantní, kolik je dvojic uzlů přenosového zájmu. Řešení grafů metodou signálových toků čistě jen zjednodušováním je velmi pracné - na základě toho bylo Masonem definováno pravidlo, které tento problém značně zjednodušuje. Vztah Masonova pravidla platí pouze, pokud je uzel x_0 zřídlem je definováno vztahem (1.22). Pokud uzel x_0 zřídlovým uzlem není, je třeba odstranit všechny orientované větve do uzlu x_0 směřující

Elementární metody úpravy grafových struktur					
Název operace	Popis metody	Graf před úpravou	Graf po úpravě		
Součin přenosů	Přenos přímé cesty shodně orientovaných větví je dán součinem přenosů dílčích větví cesty.	$\begin{array}{cccccccccccccccccccccccccccccccccccc$	x_1 ab x_3		
Součet přenosů	Shodně orientované paralelně řazené cesty mezi dvěma uzly lze sloučit do jediné větve s přenosem rovné součtu přenosů těchto větví.	x_1 a x_2 b	$\begin{array}{c} O \longrightarrow O \\ x_1 & a+b & x_2 \end{array}$		
Vyloučení uzlu (nesmyčko- vého)	Pokud odstraňujeme uzel, musíme poté vytvořit všechny dílčí přímé cesty, které přes tento odstraňovaný uzel vedly se zachováním přenosů dílčích přímých cest.	x_1 a_1 b_1 b_2 z_2 a_2 y b_2 z_2 a_3 b_3 z_m	a_1b_1 a_2b_1 a_nb_1 a_nb_m a_nb_m a_nb_m z_2 a_nb_m z_2 a_nb_m z_2		
Sloučení vlastních smyček	Pokud se v rámci jednoho uzlu vyskytuje více vlastních smyček, můžeme je nahradit vlastní smyčkou jedinou o přenosu daném sumou $a = \sum_{1}^{i} a_{i}$ přenosů těchto dílčích vlastních smyček.	x_1 b_1 a_1 a_2 a_2 a_2 a_3 a_1 a_2 a_2 a_3 a_1 a_2 a_2 a_3 a_1 a_2 a_3 a_3 a_4 a_1 a_2 a_3 a_4	x_1 b_1 a y y b_2 y		
Vyloučení vlastní smyčky	Vypouštíme-li vlastní smyčku z uzlu, musíme přenosy všech větví do uzlu vstupující podělit hodnotou přenosu vlastní smyčky (vstupující větve se nezmění).	x_1 b x_2 a_1 b a_2 y a_n a_n	x_1 x_2 a_1/b a_2/b y a_n/b		

Tab. 1.8: Pravidla pro zjednodušování grafů [34]

popřípadě odstranit pro účely výpočtu vlastní smyčku nad uzlem nyní "zbytečnou" a zřídlovým uzlem jej udělat (tímto způsobem ze zpravidla úplného grafu vznikne redukovaný graf):

$$K = \frac{x_i}{x_0} = \frac{1}{\Delta} \sum_{1}^{n} P_i \Delta_i [4], \qquad (1.22)$$

kde $n \dots$ počet přímých cest vedoucích z x_0 do $x_i, P_i \dots$ přenos přímé cesty $x_0 \to x_i$ grafem a $\Delta_i \dots$ determinant podgrafu, který neobsahuje uzly a větvě cesty P_i (podgraf



Tab. 1.9: Vývoj zjednodušeného grafu GCC z plného grafu UCC

se cesty P_i nedotýká, čili jako bychom tyto větve a uzly vyjmuly). Pokud by po vyjmutí konkrétních uzlů a větví zůstal mateřský graf prázdný (vyjímaná přímá cesta P_i by zahrnovala všechny uzly), platilo by $\Delta_i \cong 1$. Determinat celého grafu Δ z něhož vyjímáme dílčí cesty P_i je poté definován vztahem [4]:

$$\Delta = V + \sum_{x=1}^{\infty} \sum_{y=1}^{n} (-1)^{x} S_{x}^{(y)} V_{x}^{(y)} = V - \sum_{y_{x}=1}^{k} S_{1}^{(y_{x})} V_{1}^{(y_{x})} + \sum_{y_{x}=1}^{l} S_{2}^{(y_{x})} V_{2}^{(y_{x})} - \sum_{y_{x}=1}^{m} S_{3}^{(y_{x})} V_{3}^{(y_{x})} + \dots, \quad (1.23)$$

kde $V \ldots$ je součin přenosů vlastních smyček všech uzlů přítomných ve grafu, x \ldots xtice smyček, jejichž cesty nemají společnou žádnou větev či uzel (nedotýkají se navzájem), y \ldots skutečný počet takových x-tic smyček (k, l, m) v grafu přítomných. Při výpočtu determinantu Δ počítáme vždy součin přenosů vlastních smyček násobený přenosem x-tic vzájemně nedotýkajících se větvových smyček takových uzlů s vlastními smyčkami, pro které platí, že nejsou součástí cesty, kudy smyčky procházejí (opět se nedotýkají). V určité fázi výpočtu Δ při dosažení konkrétní hodnoty x zjistíme, že se již všechny uzly s vlastními smyčkami a větvové smyčky v grafu vzájemně dotýkají, tedy např. člen rovnice $V_x^{(y_x)} \cong 1$ a výpočet skončí.

1.3 Úvod do kmitočtových filtrů

Jako obvod realizující kmitočtovou filtrační funkci můžeme obecně nazvat dvoj-bran, který určitým způsobem tvaruje výstupní amplitudu a fázi sledované veličiny. Dle oblasti uplatnění můžeme filtrační celky rozdělit na korekční, selektivní a fázovací. Korekční filtry nalézají své uplatnění jako ekvalizační členy v komunikačních přenosových kanálech – tvar jejich modulové přenosové charakteristiky je rozdílem námi požadovaného a skutečného tvaru, tedy při zapojení těchto filtrů spolu s přenosovým kanálem do kaskádního zapojení je kmitočtový modulový přenos kanálu námi požadovaný. Pro účely této práce se však budeme dále zabývat pouze selektivními a fázovacími filtry. Dle způsobu realizace můžeme dále rozdělit filtrační celky na pasivní RC (RLC), ARC, ASC, mikrovlnné realizace, apod. V případě pasivních RC filtrů dosahujeme činitele jakosti maximálně $Q_{\rm RC_{MAX}}\approx 0.5$ – filtry RLC jsou omezeny konstrukčními proporcemi cívek zvláště pro nízké kmitočty, jejich kmitočtový rozsah použitelnosti $f_{\text{POUZITELNOST}} \in \langle 100 \, \text{kHz}; 300 \, \text{MHz} \rangle$. Dále filtry ARC nahrazují cívky použitím aktivních prvků či syntetických dvojpólů, a proto jsou jejich kmitočtové vlastnosti zpravidla omezeny kmitočtovými parametry použitých aktivních prvků - dále jsou jednoduchým způsobem přeladitelné buď změnou hodnoty zesílení aktivního prvku nebo hodnot parametrů pasivních součástek. Filtrační struktury ARC nahrazují pasivní okolí spínanými kondenzátory - jejich hlavní výhodou je snadnost monolitické integrace a snadná přeladitelnost na základě změny spínacího kmitočtu f_{SPINANI} kondenzátorů. Poslední jmenované mikrovlnné filtry pracují s kmitočtem $f_{POUZITELNOST} \in (300 \text{ MHz}; 100 \text{ GHz})$ a proto bývají realizovány ze součástek s rozprostřenými parametry.

Obecně oblast modulové přenosové charakteristiky filtračního dvoj-branu dělíme na nepropustné pásmo, které je filtrem úplně či částečně potlačeno a propustné pásmo, které je filtrem úplně či částečně propuštěno. Mezi pásmem propustným a nepropustným se nachází přechodové pásmo, jehož kmitočtová šířka (ideálně nulová) určuje řád kmitočtového filtru (čím je toto pásmo užší, tím je křivka přechodu strmější). Dle oblasti výběru lze dále filtrační celky rozdělit [11]:

- Dolní propusť (DP) \rightarrow propouští složky signálu s kmitočty nižšími než mezní kmitočet f_{MEZ}, definováno jedno přechodové pásmo kmitočtem f_{MEZ} počínající,
- Horní propusť (HP) \rightarrow propouští složky signálu s kmitočty vyššími než mezní kmitočet f_{MEZ}, definováno opět jedno přechodové pásmo kmitočtem f_{MEZ} končící,
- Pásmová propusť (PP) \rightarrow propouští složky signálu mezi dolním mezním f_{MEZ1_H} a horním mezním kmitočtem f_{MEZ2_D} , definována dvěma přechodovými pásmy intervalem $X_{PRECHODOVE_{DOLNI}} \cong (f_{MEZ1_D}, f_{MEZ1_H}), X_{PRECHODOVE_{HORNI}} \cong (f_{MEZ2_D}, f_{MEZ2_H}),$
- Pásmová zádrž (PZ) \rightarrow nepropouští složky signálu mezi dolním mezním f_{MEZ1_H} a horním mezním kmitočtem f_{MEZ2_D} , definována opět se dvěma přechodovými pásmy $X_{PRECHODOVE_{DOLNI}} \cong (f_{MEZ1_D}, f_{MEZ1_H}), X_{PRECHODOVE_{HORNI}} \cong (f_{MEZ2_D}, f_{MEZ2_H}),$
- Fázovací článek (FČ) \rightarrow propouští složky signálu v rámci celého spektra (modul

přenosová kmitočtová charakteristiky je vůči kmitočtové ose invariantní a roven $K_{U,I} = \text{konst.}$) a z definice nezahrnuje ani jedno přechodové pásmo, zato však tvaruje fázi dílčích kmitočtových složek,

- Ostrá dolní propusť (DPN) \rightarrow propouští složky signálu s kmitočty nižšími než mezní kmitočet f_{MEZ}, navíc na počátku pásma nepropustnosti průvodič reálné složky modulu přenosu "padá" do přítomného pólu, její přechodové pásmo se vyznačuje minimální šířkou B_{PRECHODOVE},
- Ostrá horní propusť (HPN) \rightarrow propouští složky signálu s kmitočty vyššími než mezní kmitočet f_{MEZ}, navíc na počátku pásma nepropustnosti průvodič reálné složky modulu přenosu "padá" do přítomného pólu, její přechodové pásmo se vyznačuje minimální šířkou B_{PRECHODOVE}.

Podobně jako tomu bylo u výše zmíněných aktivních prvků, může mít filtrační dvojbran svoji diferenční variantu. Potom uvnitř struktury ve kladném a záporném kanále diferenčního páru tečou signály o polovičních hodnotách vzhledem k variantě nediferenční pro zachování energie odpovídajícího nediferenčního signálu za použití diferenčních aktivních prvků jako symetrie celého celku [22]. Každá analogová ARC filtrační struktura se všeobecně skládá z pasivních prvků ve struktuře umístěných příčně (jedním koncem uzemněny) a podélně (plovoucích mezi dvěma uzly obvodu). Transformace nediferenční filtrační struktury na strukturu diferenční je provedena ozrcadlením celé struktury vůči referenčnímu uzlu metodou podélné nebo příčné transformace, které budou rozebrány níže. Přenos analogového filtračního dvoj-branu (na Obr. 1.32 uveden v diferenční variantě, pro variantu nediferenční si musíme odmyslet jeden vstup a výstup) pro napětovou a proudovou veličinu s ohledem na nediferenční (diferenční) použití je matematicky popsán následujícími vztahy [11], [22] ⁵:

$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{U_{NEDIF}}} = K_{\mathrm{U_{NEDIF}}} \mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi} = \frac{U_{\mathrm{OUT}} \mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{\mathrm{OUT}}}}{U_{\mathrm{IN}} \mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{\mathrm{IN}}}},\tag{1.24}$$

$$\boldsymbol{K}_{\mathrm{I}_{\mathrm{NEDIF}}} = K_{\mathrm{I}_{\mathrm{NEDIF}}} \mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi} = -\frac{I_{\mathrm{OUT}} \mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{\mathrm{OUT}}}}{I_{\mathrm{IN}} \mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi_{\mathrm{IN}}}},\tag{1.25}$$

$$\boldsymbol{K}_{\rm U_{\rm DIF}} = K_{\rm U_{\rm DIF}} e^{j\phi} = \frac{U_{\rm OUT+} e^{j\phi_{\rm OUT+}} - U_{\rm OUT-} e^{j\phi_{\rm OUT-}}}{U_{\rm IN+} e^{j\phi_{\rm IN+}} - U_{\rm IN-} e^{j\phi_{\rm IN-}}},$$
(1.26)

$$\mathbf{K}_{I_{\text{DIF}}} = K_{I_{\text{DIF}}} e^{j\phi} = \frac{I_{\text{OUT}-} e^{j\phi_{\text{OUT}-}} - I_{\text{OUT}+} e^{j\phi_{\text{OUT}+}}}{I_{\text{IN}+} e^{j\phi_{\text{IN}+}} - I_{\text{IN}-} e^{j\phi_{\text{IN}-}}}.$$
 (1.27)

Pokud bychom chtěli výše uvedené vztahy vyjádřit v časové oblasti, budou v podílech polynomů vystupovat derivace a celý racionálně lomenný výraz bychom museli řešit jako

⁵Obecný čtyř-bran definuje 4 proudy tekoucí dovnitř, my však zastáváme konvenci, že vstupní brána je pro kladný proud norou a záporný proud zřídlem (přesně opačně to platí pro bránu výstupní) – pro nedifereční proudový přenos dvoj-branu $K_{I_{NEDIF}}$ a jemu příslušejícímu vstupnímu proudu I_{IN} a výstupnímu proudu I_{OUT} při logické úvaze "pokud proud jednou branou vtíká, musí druhou branou vytíkat" dospějeme ke znaménku mínus v rovnici (1.25), které se uplatní i u vztahu (1.27) při uvažování diferenčního proudového přenosu $K_{I_{DIF}}$ čtyř-branu.



Obr. 1.32: Analogový filtrační celek jako dvoj-bran v diferenční variantě

obecnou diferenciální rovnici. Proto se na oba polynomy racionálně lomeného výrazu aplikuje Laplaceova transformace a získáme obraz přenosu v rovině komplexní frekvence pobecně daný sumou (pro obecný komplexní přenos K) [11]:

$$K(\boldsymbol{p}) = \frac{\sum_{i=0}^{m} a_i \boldsymbol{p}^i}{\sum_{j=0}^{n} b_j \boldsymbol{p}^j} = \frac{\prod_{i=1}^{m} (\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_{a_i})}{\prod_{j=1}^{n} (\boldsymbol{p} - \boldsymbol{p}_{b_j})}$$
(1.28)

Komplexní frekvence $\boldsymbol{p}(\boldsymbol{s})$ je poté definována jako $\boldsymbol{p} = \sigma + j\omega$. Koeficient n poté určuje řád filtračního celku, pro racionalitu výrazu musí platit $m \leq n$. Kořeny výrazu jmenovatele přenosového výrazu potom představují póly přenosové funkce, pro stabilitu musí být umístěny v levé polorovině od imaginární osy roviny. Pro filtrační celky sudých řádů se nulové body a póly vyskytují vždy v komplexně sdružených dvojicích, naopak pro liché řády se vyskytují vždy jednotlivě a reálné. Pokud provedeme řez rovinou pro $\sigma = 0$, získáme modulovou a fázovou přenosovou kmitočtovou charakteristiku $K(j\omega)$ (viz. Obr. 1.33 pro $K_{\rm U}(\boldsymbol{p}) = 0.585 \frac{\boldsymbol{p}^{2+4}}{\boldsymbol{p}^{2}+0.6\boldsymbol{p}+2.34}$). Stejný Fouriérův obraz bychom získali, pokud bychom v časové oblasti filtračním celkem "prohnali" Diracův impulz $\delta(x)$ a sledovali amplitudu a fázový odstup dílčích harmonických složek na výstupu celku. Modulové přenosové kmitočtové charakteristiky někdy pro potřeby měření činitele jakosti Q přímo z grafu normujeme podle kmitočtu pólu fp, tedy pro $\exists f \in R : \boldsymbol{K}(f) = \max(|\boldsymbol{K}|)$. Vztah této modulové a fázové přenosové kmitočtové charakteristiky získáme také pokud obecnou komplexní frekvenci \boldsymbol{p} nahradíme frekvencí čistě imaginární $\boldsymbol{p} = j\omega$ dle vztahu:

$$K(\omega) = \sqrt{\Re(\boldsymbol{K}(j\omega))^2 + \Im(\boldsymbol{K}(j\omega))^2}$$
(1.29)

$$\phi(\omega) = \operatorname{arctg} \frac{\Im(\boldsymbol{K}(j\omega))}{\Re(\boldsymbol{K}(j\omega))}$$
(1.30)

Z hodnot koeficientů a_i , b_i přenosové funkce nelze bez dalších výpočtů o popisovaném filtračním celku zjistit žádné bližší informace. Avšak pokud zavedeme rozklad přenosových funkcí čitatele a jmenovatele na součin kořenových činitelů (např. ve (1.28) při dílčí separaci reálných σ_p a imaginárních složek kořenů ω_p , můžeme přímo definovat pro každý kořen dílčí rezonanční kmitočet $\Omega_{\text{KOŘENU}} = \sqrt{\sigma_p^2 + j\omega_p^2}$ a jakost $Q_{\text{KOŘENU}} = \frac{\sqrt{\sigma_p^2 + j\omega_p^2}}{-2\sigma_p}$, které svými polohami v komplexní rovinně p dají vzniknout činiteli jakosti Q, meznímu (rezonančnímu) úhlovému kmitočtu ω_0 celku a úhlové šířce pásma B_{ω} , jenž je předchozími parametry Q

a ω_0 definován dle rovnice (1.34) a odpovídá přímo členu $\frac{b_1}{b_2} p$ polynomu normovaného jmenovatele.

Pro racionálně lomený výraz filtračních celků 2. řádu, jimiž se budu dále v práci zabývat platí [29]:

$$K(\mathbf{p}) = \frac{a_2 \mathbf{p}^2 + a_1 \mathbf{p} + a_0}{b_2 \mathbf{p}^2 + b_1 \mathbf{p} + b_0} = a_2 \frac{\mathbf{p}^2 + \frac{a_1}{a_2} \mathbf{p} + \frac{a_0}{a_2}}{b_2 \mathbf{p}^2 + b_1 \mathbf{p} + b_0} = a_2 \frac{\mathbf{p}^2 + \frac{a_1}{a_2} \mathbf{p} + \frac{a_0}{a_2}}{\mathbf{p}^2 + \frac{b_1}{b_2} \mathbf{p} + \frac{b_0}{b_2}} = a_2 \frac{K_{\text{CITATEL}_2.\,\tilde{\text{KAD}}}(\mathbf{p})}{\mathbf{p}^2 + \frac{\omega_0}{Q} \mathbf{p} + \omega_0^2} = a_2 \frac{K_{\text{CITATEL}_2.\,\tilde{\text{KAD}}}(\mathbf{p})}{\mathbf{p}^2 + B_\omega \mathbf{p} + \omega_0^2}$$
(1.31)

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} \tag{1.32}$$

$$Q = \frac{b_2}{b_1} \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} = \frac{1}{b_1} \sqrt{b_2 b_0}$$
(1.33)

$$B_{\omega} = b_1 = \frac{\omega_0}{Q} \tag{1.34}$$

Odvození hodnoty činitele jakosti Q z koefiecientů jmenovatele přenosového není pro vyšší hodnoty řádu filtračního celku než druhého definováno, definován je pouze mezní kmitočet celku vztahem $\omega_0 = \sqrt[n]{\frac{b_0}{b_n}}$, kde *n* je řádem filtračního celku, příslušný činitel jakosti $Q_{\rm n}$ musíme změřit ze simulované (fyzicky změřené) modulové přenosové charakteristiky. Jiná situace nastane v případě, že cílený filtrační celek vyššího řádu vzniká kaskádní syntézou dvou systémů, u nichž jsou $Q_{\rm SYSTÉMU_1}$ a $Q_{\rm SYSTÉMU_2}$ známé hodnoty - potom je činitel jakosti kaskády roven $Q_{\rm KASKÁDA}=Q_{\rm SYSTÉMU_1}Q_{\rm SYSTÉMU_2}.$ Na základě hodnot koeficientů a_i výrazu čitatele přenosové funkce $K_{\text{CITATEL} 2.\text{ }\text{\AA}D}(p)$ rozlišujeme realizace dílčích filtračních funkcí 2. řádu dle Tab. 1.10. Základní filtrační obvodové struktury napěťového (proudového) módu musí poskytovat funkčně-filtrační výstupy "základních" filtračních funkcí dolní, horní a pásmové propusti – potom lineární kombinací těchto funkčněfiltračních napěťových (proudových) výstupů získáme dle Tab. 1.10 "pokročilejší" filtrační funkce pásmové zádrže a fázovacího článku (proudové funkčně-filtrační výstupy se pro případ proudového módu v takové struktuře musí navíc objevit ve své konvenční a invertované podobě miminálně pro funkčně-filtrační výstup pásmové propusti). V Tab. 1.10 jsou rovněž uvedeny limitní hodnoty fázové kmitočtové charakteristiky ϕ_{MAX}, ϕ_{MIN} dílčích filtračních funkcí konvenčních i invertujících (jejich průběhy jsou jistou kontrolou správného návrhu struktury vytvářející dílčí filtrační funkce – tedy až na vyjímku funkce PZ musí být fázové funkce frekvence monotónně klesající).

Každá modulová přenosová kmitočtová charakteristika s nižší hodnotou Q je popsatelná následujícími parametry též uvedenými v Obr. 1.34 (zobecněno na případ pásmové zádrže). Na Obr. 1.35 je znázorněno jakým způsobem lze z modulové přenosové kmitočtové charakteristiky obecného průběhu filtrační funkce odečíst hodnotu činitele jakosti Q a s ním variantní maximální šířku pásma B_{PASMA}.

Tun filtrační funkca	Koeficienty čitatele			Limity fáze		
	a_2	a_1	a_0	$\max_{f \in \mathbb{R}_0^+} \phi(f) \leftrightarrow (\lim_{f \to 0} \phi(f))$	$\min_{f \in \mathbb{R}^+_0} \phi(f) \leftrightarrow (\lim_{f \to \infty} \phi(f))$	
DP	0	0	ω_0^2	0 (0)	-180(-180)	
iDP	0	0	$-\omega_0^2$	180 (180)	0 (0)	
HP	1	0	0	180 (180)	0 (0)	
iHP	-1	0	0	0 (0)	-180(-180)	
PP	0	$\frac{\omega_0}{Q}$	0	90 (90)	-90 (-90)	
iPP	0	$-\frac{\omega_0}{Q}$	0	-90 (-90)	-270(-270)	
PZ	1	0	ω_0^2	90 (0)	-90(0)	
iPZ	-1	0	$-\omega_0^2$	270 (180)	90 (180)	
FČ	1	$-\frac{\omega_0}{Q}$	ω_0^2	0 (0)	-360(-360)	
iFČ	-1	$\frac{\omega_0}{Q}$	$-\omega_0^2$	180 (180)	-180(-180)	

Tab. 1.10: Hodnoty koeficientů a_i pro dosažení požadované filtrační funkce celku 2. řádu [32] plynoucí z citlivosti funkčních průběhů filtrační funkce po normování polynomu čitatele na $a_2 = 1$ (prefix *i*X označuje znaménkovou inverzi vůči zavedeným znaménkovým konvencím filtrační veličiny)

Popis modulové přenosové kmitočtové charakteristiky				
$K_{\rm PROPUSTNÉ}_{\rm ZVLNĚNÍ} = K_{\rm ZVL1} - K_{\rm ZVL2} $ Nejvyšší možné zvlnění propustné oblasti charakteri				
$K_{\mathrm{NEPROPUSTN}\acute{\mathrm{E}}_{\mathrm{ZVLN}\check{\mathrm{E}}\mathrm{N}\acute{\mathrm{I}}}} = K_{\mathrm{POT1}} - K_{\mathrm{POT2}} $	Nejvyšší možné zvlnění nepropustné oblasti charakteristiky			
$B_{\rm NEPROPUSTN\acute{E}_{P\acute{A}SMO}} = f_{\rm MEZ2D} - f_{\rm MEZ1H}$	Šířka pásma nepropustné oblasti (funkční oblast PZ)			

Tab. 1.11: Význačné oblasti modulové přenosové kmitočtové charakteristiky

Pro obvody libovolného řádu je mezní kmitočet $f_{\text{MEZ}}(f_0)$ pro hodnoty činitele jakosti Q < 1 funkcí horní a dolní propusti určen kmitočtem při poklesu maximální hodnoty $\mathbf{K}_{\text{MAX}}(f)$ přenosu na hodnotu $\frac{\sqrt{2}}{2}\mathbf{K}_{\text{MAX}}(f) \approx (-3 \text{ dB})$, pro hodnoty činitele jakosti Q > 1 potom přímo kmitočtem maxima modulu přenosu $\mathbf{K}_{\text{MAX}}(f)$ a pro hodnotu činitele jakosti Q = 1 splývá bod určující f_{MEZ} s hodnotou $\mathbf{K}_{\text{MAX}}(f)$ – tento kmitočet též představuje na kmitočtové ose místo průsečíku Bodeho asymptot při určování hodnot f_{MEZ} , Q pro neznámý řád filtračního celku. Pro funkce pásmové propusti a zádrže představuje hodnotu mezního kmitočtu f_{MEZ} maximum (minimum) modulu přenosové funkce $\mathbf{K}_{\text{MAX}}(f)$ ($\mathbf{K}_{\text{MIN}}(f)$), hodnota činitele jakosti je potom dána buď vztahem (1.35) [11], kde kmitočty $f_{\text{MEZ}_{1\text{H}}}$, $f_{\text{MEZ}_{2\text{D}}}$ určující B_{PASMA} jsou dány kmitočtem pro pokles (navýšení) maxima (minima) $\mathbf{K}_{\text{MAX}}(f)$ ($\mathbf{K}_{\text{MIN}}(f)$ na hodnotu $\frac{\sqrt{2}}{2}K_{\text{MAX}}(f)$ ($\frac{\sqrt{2}}{2}K_{\text{MIN}}(f)$), nebo graficky pomocí vzdálenosti průsečíku pomyslných Bodeho asymptot a maxima (minima) $\mathbf{K}_{\text{MAX}}(f)$ ($\mathbf{K}_{\text{MIN}}(f)$) (dle Obr. 1.35).

$$Q_{\text{FITRAČNÍ FUNKCE}} = \frac{f_{\text{MEZ}}}{B_{\text{PASMA}} \frac{\sqrt{2}}{2} \kappa_{\text{MAX}^{(f)}} (\frac{\sqrt{2}}{2} \kappa_{\text{MIN}^{(f)}})}} = \frac{f_{\text{MEZ}}}{f_{\text{MEZ}_{2D}} - f_{\text{MEZ}_{1H}}}$$
(1.35)

Pro návrh filtračních celků bylo objeveno mnoho metod např. metoda úplné admitanční sítě, metoda návrhu autonomních obvodů metoda využití grafů signálových toků, z nichž třetí uvedená bude níže rozebrána nejpodrobněji a bude v rámci práce použita. Na základě



Obr. 1.33: Řez rovinou komplexní frekvence p pro modul (a) a fázi (b) přenosu napěťového racionálně lomenného výrazu



Obr. 1.34: Význačné oblasti na modulové filtrační charakteristice [11]

toho, jakou veličinu ve filtračním obvodu sledujeme, dělíme filtrační úlohu na proudovou



Obr. 1.35: Odečtení hodnoty čiitele jakosti přímo z grafu modulové přenosové kmitočtové charakteristiky [29]

(sledujeme čistě proudy tekoucí dílčími větvemi na základě uzlového buzení proudem), napěťovou (sledujeme napětí v uzlech na základě napěťového buzení větví) a smíšenou (tedy buď sledujeme uzlové výstupní napětí na základě uzlového buzení proudem, nebo výstupní měříme výstupní proud ve větví při napěťovém buzení větve) (viz. Obr. 1.36 podle [23]). Trendem v oblasti návrhu kmitočtových filtračních celků je s tendencí stálého snížování úrovně napájecího napětí $U_{\rm CC}$ v důsledku vyšší integrace na křemíkovém substrátu aktivních prvků a vyšší odolnosti vůči aditivnímu šumu především proudový (smíšený) mód s aktivními prvky do této skupiny patřících.

1.3.1 Vybrané metody návrhu kmitočtových filtrů

V následující podkapitole budou stručně popsány některé metody návrhu kmitočtových filtrů, obecně se o nich dá o uvedené dvojici metod tvrdit, že postupně každá navazuje na svoji "přechůdkyni" a určitým způsobem ji vylepšuje.

Metoda autonomních obvodů

Autonomním obvodem dle [28], [23] rozumíme obvodovou strukturu pasivních a aktivních prvků, která není ve svých uzlech (větvích) buzena žádným zdrojem proudu (napětí) a taktéž zde není snímána proudová či napěťová odezva. Na základě matematických operací vykonávaných aktivními prvky a pasivního okolí můžeme sestavit admitanční matici celé

struktury (postup podobný maticovému zápisu metody uzlových napětí). Determinant $\Delta_{\mathbf{Y}}$ admitanční matice se potom rovná tzv. charakteristické rovnici $CE(\mathbf{p})$ sestaveného autonomního obvodu. Ta poté definuje řád daného autonomního obvodu (roven počtu akumulačních prvků v obvodu přítomných) a je identická se jmenovatelem přenosového kmitočtového racionálně lomeného výrazu. Číselné vyjádření charakteristické rovnice potom definuje stabilitu analyzovaného obvodu. Pasivní okolí aktivních prvků autonomního obvodů s různými variacemi pasivního okolí aktivních prvků může vzniknout velké množství a jejich např. toleranční (citlivostní) analýza na hodnoty parametrů použitých pasivních prvků se může i velmi lišit. Sjednocením všech možných variant autonomního obvodu je potom autonomní obvod s úplnou admitanční sítí. Úplná admitanční sítí platí následující vztah:

$$N_{\rm UZL\mathring{U}} = n(m+1),$$
 (1.36)

$$N_{\rm Y} = \frac{N_{\rm UZL\mathring{U}}(N_{\rm UZL\mathring{U}} + 1)}{2}, \qquad (1.37)$$

kde n... počet aktivních prvků, m... počet bran aktivního prvku. Např. úplná admitanční síť jediného prvku BOTA (viz. Obr. 1.37) bude obsahovat $N_{\rm UZL\mathring{U}} = 5$ uzlů se vzájemně propojených admitancemi a dále z každého uzlu $N_{\rm X}$ připojíme další admitanci do uzlu referenčního (země). Struktura úplné admitanční sítě s jediným aktivním prvkem dá vzniknout filtračnímu celku druhého řádu, který však bude většinou realizovat pouze jednu filtrační funkci. Naší návrhářskou snahou je vytvořit multifunkční filtrační celek realizující všech 5 filtračních funkcí - toho lze docílit dvěma (a více) aktivními prvky ve struktuře autonomního obvodu. Všeobecně je počet a typ aktivních prvků v rámci autonomního obvodu závislý na požadovaném počtu pasivních prvků ve struktuře autonomního obvodu čím méně bude těchto pasivních prvků ve struktuře autonomního obvodu, tím méně bude filtrační celek citlivý na tolerance a změny jejich parametrů. Dle [28] se pro celky druhého řádu doporučuje použít právě čtyř pasivních prvků už jen pro snadný následný numerický návrh. Filtrační obvod hledaný přes polynom charakteristické rovnice bude realizovatelný, pokud bude polynom obsahovat všechny mocniny Laplaceova operátoru (tedy n+1 pro celek n-tého řádu) a pokud budou dílčí jednočleny kladné (pro zajištění stability). Další postup návrhu činí pomocí vhodného simulačního nástroje či ručním způsobem analyzovat odebírání konkrétních přenosů filtračních funkcí z uzlů (větví) autonomního obvodu a poté pouze numerický nález vhodných parametrů pasivních prvků.



Obr. 1.36: Činnost obvodu v napěťovém (a $\rightarrow OFF$, b $\rightarrow ON$, U_{OUT}) proudovém (a $\rightarrow ON$, b $\rightarrow OFF$, I_{OUT}), smíšeném (U-I (a $\rightarrow OFF$, b $\rightarrow ON$, I_{OUT}), I-U (a $\rightarrow ON$, b $\rightarrow OFF$, U_{OUT})) režimu [23]



Obr. 1.37: Realizace úplné admitanční sítě prvku BOTA z pohledu uzlů (a) a prvku (b)

Metoda grafů signálových toků

Metoda grafů signálových toků [28], [21] principielně vychází z metody návrhu autonomních obvodů. Na základě vztahů (1.31), (1.32), (1.33) definujeme požadovaný tvar jmenovatele přenosové funkce, který, jak už bylo zmíněno výše, je charakteristickou rovnicí a rovněž determinantem grafu syntézovaného filtračního celku. Počtem a vhodnou volbou proměnných představujících pasivní prvky, akumulační prvky a přenosy dílčích aktivních prvků v rámci dílčích jednočlenů výsledného mnohočlenu charakteristické rovnice dáme za vznik charakteristickým rovnicím umožňujícím pouhou multifunčnost kmitočtového filtračního celku, dále možnost nezávislé změny mezního kmitočtu f_{MEZ} na hodnotě činitele jakosti Q, či možnost nezávislé změny činitele jakosti Q na hodnotě hodnotě mezního kmitočtu f_{MEZ} , nebo kombinaci změn obou faktorů filtračního celku dílčími proměnnými parametrů pasivních či aktivních prvků (dále můžeme především pro případ pásmové propusti na základě parametrů předchozích definovat konstatní či proměnnou šířku pásma $B_{\text{PASMA}})^6$. V [28] bylo několik takových charakteristických polynomů definováno a které zde budou uvedeny. Charakteristické rovnice (1.38) či (1.39), pro které platí $Q = f(\frac{1}{G_3})$ $(Q = f(G_3))$ se avšak s volba f_{MEZ} do hodnoty Q promítne vždy, protože koeficienty b₀, b₁ jsou spolu v relaci násobení při volbě nestejných hodnot parametrů. Další rovnice (1.40) společně s (1.41) při volbě parametrů $G_2 = G_3$ a $G_4 = G_5$ nejprve vyrušíme relaci násobení koeficientů b₀, b₁ a poté parametrem G_2 volíme f_M a parametrem G_4 volíme Q(pro rovnici (1.41) je parametr G_5 parametrem G_4 již nahrazen) [28].

$$CE(\mathbf{p}) = \Delta = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_1 G_3 + G_1 G_2 = 0$$
(1.38)

$$CE(\mathbf{p}) = \Delta = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 G_3 + \mathbf{p} C_1 G_1 G_2 + G_1 G_2 G_3 = 0$$
(1.39)

$$CE(\mathbf{p}) = \Delta = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 G_5 + \mathbf{p} C_1 G_1 G_2 + G_2 G_3 G_4 = 0$$
(1.40)

$$CE(\mathbf{p}) = \Delta = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 G_4 + \mathbf{p} C_1 G_1 G_2 + G_2 G_3 G_4 = 0$$
(1.41)

Pokud bychom v rámci grafu signálových toků uvažovali pouze aktivní prvky realizující přenosovou hodnotu $|\mathbf{K}| = \pm 1$, potom musí graf realizující filtrační celek pro dílčí jednočleny charakteristického polynomu obsahující pouze dvě proměnné dle parametrů pasivních prvků s možností závislosti činitele jakosti Q na f_{MEZ} obsahovat tolik napěťových uzlů (vlastních smyček) a tolik vzájemně se dotýkajících orientovaných smyček, jaký je jeho řád. Pokud bychom chtěli v dílčích jednočlenech charakteristického polynomu tři proměnné parametry reprezentující pasivní prvky (taková struktura již umožňuje nezávislou změnu činitele jakosti Q na mezním kmitočtu celku f_{MEZ}), musí graf filtračního celku obsahovat tolik a jeden napěťový uzel (vlastní smyčku) a tolik a jednu vzájemně se dotýkajících orientovanou smyčku, jaký je jeho řád. Charakteristický polynom nezachycuje přenos v pásmu propustnosti a proto jím ho nelze z principu věci řídit - pokud ho však řídit chceme, musíme zvolit kaskádu bloků řídícího např. v různých kombinacích hodnotu Q, f_{MEZ} filtračního celku a jednoduchého obecně impedančního děliče. Pokud je cílem návrhu neříditelný filtr, je dalším postupem stanovení "klidové" hodnoty činitele jakosti $Q_{\rm POČÁTEČNÍ}$ a $f_{\rm MEZ_{POČÁTEČNÍ}}$. Další návrh je podobně jako v případě metody autonomních obvodů již čistě numerický [28].

⁶Pokud experimentálně pro filtrační celek druhého řádu zvolíme člen první mocniny komplexní frekvence p charakteristické rovnice konstatním a budeme sledovat změny modulu komplexního přenosu filtrační funkce pásmové propusti v závislosti na změně členu nulté mocniny komplexní frekvence p charakteristické rovnice $|\mathbf{K}_{\rm PP}| = f(f_{\rm MEZ})$, zjistíme, že šířka pásma dílčích funkcí pásmové propusti $\forall f_{\rm MEZ} \in \mathbb{R}_{>0}$: $B_{\rm PASMA}$ = konst. a tedy postupně zvyšující se hodnota $Q_{\rm PP}$ je dána rostoucí hodnotou mezní frekvence $f_{\rm MEZ}$ a ono postupné "zašpicování" funkčního průběhu modulu komplexního přenosu pásmové propusti je dáno logaritmickým měřítkem osy frekvence f.

1.3.2 Metody transformace nedifirenčních struktur na diferenční

Mezi výhody nediferečních varianty kmitočtových filtračních celků patří realtivně nízká složitost zapojení a leckdy i minimální počet potřebných pasivních prvků, avšak mezi jejich nevýhody patří zejména nízká odolnost vůči aditivnímu šumu, indukujícího se např. ze špatné konstrukce napájecího zdroje či indukcí ze vzduchu, jehož eliminace se pro čím dál tím více snižující se úrovně napájení aktivních prvků a tedy i poměrové úrovně v celém realizovaném zapojení stává prioritou [22]. Zavedením diferenčních (symetrických) struktur dochází v místě zpracování kladného a záporného kanálu signálu k eliminaci souhlasných a většinou i sudých harmonických složek signálu. Pro transformaci nediferenčních filtračních struktur na diferenční byly vyvinuty metody přímé, podélné prvkové transformace Obr. 1.38⁷ [31], které budou níže popsány. Metody obecně využívají skutečnosti, že v místě styku kladného a záporného kanálu v uzlu se nachází střídavá zem. Obecně získáme diferenční strukturu z nediferenční ozrcadlením této struktury proti referenčnímu uzlu (zemi). Nevýhodou diferenčních struktur je dvojnásobný počet pasivních prvků, z nichž by dvojice z nich měli být naprosto stejných parametrů (toho lze většinou těžko docílit).

Metoda transformace podélných prvků

Prvky ležící ve větvi (plovoucně \equiv podélně) kladného kanálu se ozrcadlí na záporný kanál před nejbližší uzel a oba prvky přijmou buď poloviční hodnotu parametru, pokud jsou rezistivního charakteru, nebo dvojnásobnou hodnotu parametru, pokud jsou kapacitního charakteru z původní nediferenční struktury, přičemž prvky ležící příčně (připojeny v uzlu vůči referenčnímu uzlu (zemi)) zůstanou bezezměny svého parametru připojeny mezi kladný a záporný kanál.

Metoda transformace příčných prvků

Prvky ležící ve struktuře příčně (připojeny v uzlu vůči referenčnímu uzlu (zemi)) kladného kanálu přijmou buď dvojnásobnou hodnotu parametru, pokud jsou rezistivního charakteru, nebo poloviční hodnotu parametru, pokud jsou kapacitního charakteru z původní nediferenční struktury. Větve s prvky připojeny do uzlu příčného prvku v původně kladném kanále se bezezměny hodnot parametrů součástek v symetrii tohoto uzlu ozrcadlí na kanál záporný.

Metoda transformace aktivních prvků

Nejjednodušší je situace, pokud ve transformované struktuře využíváme MIMO prvků, musíme zajistit souběh diferenčních kanálů a poté s respektováním polarity dílčích signálů

 $^{^7 \}rm Nezabývám se transformacemi prvků cívek, protože se přes své konstrukční rozměry a řadu nežádoucích jevů v "laboratorních" zapojeních nepoužívají.$

tyto z výstupů aktivního prvku opět odebírat (což většinou při využití více výstupů požaduje větší množství těchto aktivních prvků). Počet SIMO prvků zpravidla zdrojnásobujeme pro oba diferenční kanály či měníme jejich typ za plně diferenční.



Obr. 1.38: Transformace nediferenční struktury na diferenční strukturu pomocí metody příčných (a) a podélných prvků (b)

1.4 Úvod do simulace elektronických obvodů

Simulací pochodů v elektronických obvodech obecně rozumíme proces, při kterém je na základě vyhodnocování matematického popisu aproximujícího reálný elektronický obvod získána přibližná informace o jeho charakteristikách či parametrech [25]. Proces umožňuje leckdy počáteční ruční návrh verifikovat po stránce funkčně technologické a umožňuje vyhnout se opakované sérii pokusných realizací, které můžou býti především v oblasti návrhu integrovaných obvodů velmi nákladné. Současně proces simulace umožňuje vykonávat statistické operace s parametry obvodových prvků, jejichž měření nelze běžně realizovat. Dnešní simulační nástroje jsou založeny na moderních metodách řešení obvodových celků zpravidla Modifikovanou metodou uzlových napětí (MMUN), jejíž podstatou od klasické maticové metody uzlových napětí je možnost vložit do admitanční matice prvek, který nemá rozměr admitance - tedy např. přenosové (převodové) parametry aktivních prvků. Simulační nástroje dělíme na systémy s čistě numerickou analýzou (např. Spectre, PSpice, MicroCap, TINA, apod.), dále symbolickou či semisymbolickou analýzou (např. SNAP). Simulační programy založené na standardu SPICE (prakticky všechny známé simulátory založené na metodě numerické analýzy) umožňují analyzovat jako celek elektronický obvod součástek se soustředěnými parametry na úrovni svorkových napětí a proudů elementárních obvodových prvků s výstupem v podobě textového souboru (tzv. netlistu jehož možný příklad je uveden na Obr. 1.39), který je poté vstupním souborem pro samotný simulátor.



Obr. 1.39: Implementace Wienova-Robinsova můstku a jeho netlist

Uzly obvodu jsou kódovány symbolickými jmény, uzel refereční je vždy označen nulou. Soubor netlistu zpravidla obsahuje informace použitých knihovnách, dále definici profilu simulace včetně jejích parametrů a v poslední řadě vloženou samotnou definici simulovaného obvodu se symbolem konce souboru.

Pokud je v rámci definice samotných součástek na určité pozici netlistu definovatelná pouze svým parametrem (např. rezistor), potom je její definice umístěná pouze na jednom řádku a syntaxe zní model_jmenoSoucastky uzel1 uzel2 hodnotaParametru. Dále může být součástka odvozena od svého modelu uloženého v knihovně a specifikována parametry tohoto modelu, potom je daná součástka definována řetězcem model_jmenoSoucastky uzel1 uzel2 odkazNaModel a níže v souboru je umístěna struktura upřesňující parametry tohoto modelu (např. dioda). Struktura zápisu umožňuje více-řádkovou definici součástky, potom je každý nový řádek definice uvozen znakem plus. Simulátor tento soubor zpracuje a na základě požadovaných výsledků v netlistu popsaných zahájí konkrétní typ analýzy, zaznamená hodnoty svorkových veličin, které na závěr nabídne ve formě grafů, které umožní dle dostupných výstupních nástrojů dále analyzovat). Matematické rovnice obvodových prvků jsou napevno uloženy v simulátoru a jejich parametrické použití v rámci modelů součástek je modifikovatelně uložené v souborech knihoven.

V rámci návrhu libovolného elektronického zapojení zpravidla postupujeme metodou Návrh na základě opakované analýzy [25], při které na základě myšlenky cílového zapojení nejprve pomocí jednoduchých ideálních modelů stanovíme cílovou funkci zapojení a poté pomocí až velmi podrobných reálných modelů zahrnujících všemožné aspekty zapojení dolaďujeme a v jeden okamžik při známých hodnotách cílových parametrů se rozhodneme pro pokusnou realizaci, na které svůj návrh otestujeme - pokud by výsledek neodpovídal teoretickému očekávání, vracíme se znovu do fáze ladění. V rámci historie simulačních nástrojů se prozatím nezdařilo z celé metody odstranit výchozí úlohu návrháře, proto musíme vždy danému simulovanému celku teoreticky porozumět a "vědět", jaký přibližný výsledek můžeme od simulátoru očekávat.

Zjednoduššený výpočetní algoritmus simulačních systémů založených na standardu SPICE může být popsán vývojovým diagramem na Obr. 1.40. Simulační prostředí je obvykle složeno z výpočetního jádra simulátoru, schématického editoru a podpůrných nástrojů (např. nástroje pro přímý návrh desky plošného spoje).



Obr. 1.40: Zjednodušená struktura výpočetního algoritmu simulátoru typu SPICE [10]

Simulační program na úrovni symbolické (semisymbolické) analýzy se od systému čistě numerické analýzy odlišuje tím, že je schopen kromě grafických výstupů spolu s výstupním zpracováním nabídnout symbolické výrazy řešení (tedy matematický výraz se symboly parametrů, který je dále zpracováván), a dále semi-symbolickou (zobrazení matematického výrazu s dosazenými čísly za koeficienty). Soustava simulovaného obvodu se soustředěnými parametry rozkládá celkovou strukturu elektronického obvodu na prvky o konkrétních parametrech připojených do struktury uzlů, ve kterých je přenos energie popisován 1. a 2. Kirchhoffovým zákonem, které rovněž zajištují svázání svorkových veličin a jejich nositelů do simulátorem řešené soustavy lineárních rovnic.

Simulační prostředí umožňuje získat následující základní typy analýz (dále je u každé uveden její přibližný princip) [25], [10]:

- Stejnosměrná (DC) \rightarrow Předpokladem je neměnnost svorkových veličin v čase, celek je připojen na max. regulovatelný zdroj stejnosměrného napětí (proudu), výstupem je závislost svorkových veličin či jejich součinu na nějakém parametru (např. teplotě, velikosti hodnoty R_X , apod.)
 - V principu nejsou při tomto typu analýzy uvažovány žádné setrvačné prvky.
 - Řešení je pro čistě lineární obvod získáno sestavením a vyřešením maticové rovnice $G_{\rm X} \times U_{\rm X} = I_{\rm X}$. Pokud jsou v analyzovaném obvodu přítomny nelineární prvky, je nutné nejprve pomocí odhadnutých pracovních bodů

 $U_{\rm PRACOVNÍ_BOD_VÝCHOZÍ}$ sestavit linearizované modely (dány směrnicí a úsekem přímky) v oblasti těchto odhadnutých pracovních bodů a ty pro řešení $U_{\rm X}$ v určitém $U_{\rm PRACOVNÍ_BOD} \in (U_{\rm PRACOVNÍ_BOD_VÝCHOZÍ} + \epsilon, U_{\rm PRACOVNÍ_BOD_VÝCHOZÍ} - \epsilon)$ otestovat na konvergenci řešení, v případě divergence je třeba zvolit jiné výchozí pracovní body $U_{\rm PRACOVNÍ_BOD_VÝCHOZÍ}$.

- Při krokové DC analýze je výpočetní cyklus opakován pro každý krok známého napětí.
- Střídavá (AC) → Předpokladem je linearita obvodu a eliminace harmonického zkreslení, celek je připojen na rozmítaný zdroj sinusového napětí (proudu),výstup poskytuje komplexní přehled (modulu a fáze) nad přenosem, impedancí či admitancí prvku či skupiny prvků.
 - Simulátor podobně jako v případě DC analýzy nalezne pracovní bod, v němž konverguje řešení nalezených linearizovaných modelů (všechny setrvačné prvky jsou ignorovány).
 - Je sestavena maticová soustava $Y_X \times U_X = I_X$ s reálnými a imaginárními částmi každého obecně setrvačného prvku v matici obsaženého (tedy indukčností, kondenzátorů, apod.). Pokud by byl v analyzovaném celku přítomný nějaký polovodivý prvek, je nahrazen svým malosignálovým (linearizovaným) modelem. Dále jsou všechny napěťové a proudové zdroje nahrazeny svými vnitřními impedancemi Z_I a soustava $Y_X \times U_X = I_X$ je řešena pro hodnoty komplexních uzlových napětí U_X pro každou hodnotu frekvence f z určeného rozsahu.
- Časová (Transient) \rightarrow Do celku je přiveden časově variantní signál různého tvaru, výsledkem jsou časové průběhy obvodových veličin odpovídá laboratornímu oscilopickému experimentu.
 - Simulátor opět jako v případě DC analýzy nalezne pracovní bod, v němž konverguje řešení nalezených linearizovaných modelů (všechny setrvačné prvky jsou ignorovány).
 - Je sestavena maticová soustava $G_X \times U_X = I_X$, ve které jsou všechny setrvačné i nelineární prvky opět nahrazeny svými linearizovanými modely. Pro dílčí hodnoty elementů času jsou vypočteny hodnoty známých uzlových napětí

 $U_{\rm ZDROJE}$, a pro každý element známého napětí je soustava řešena pro $U_{\rm X}$ neznámé napětí. Výsledný časový průběh těchto neznámých napětí je výsledkem jejich zpětné Eulerovy numerické integrace. Krok elementu času je proměnný z důvodu časové náročnosti celého výpočtu.

Mezi dalšími pokročilejší typy analýz, které dnešní simulační nástroje typu SPICE nabízejí patří:

- Citlivostní → Na základě statistiského rozptylu konkrétního parametru obvodového prvku (např. tolerancí hodnot u prvků rezistorů či kondenzátorů) sledujeme změny na celkovou požadovanou funkčnost zapojení. Jejím speciálním případem je analýza "Nejhorčí případ" (Worst-Case), která je poté zaznamenanou nejhorší kombinační variantou z mnoha simulátorem procházených.
- Monte-Carlo \rightarrow Touto analýzou generujeme pro dílčí obvodové prvky náhodný charakter jejich parametrů, výsledkem je charakteristika změny funkčních parametrů obvodu na základě výrobního rozptylu a tolerancí těchto parametrů (např. ze 100000 vyrobených prototypů oscilátoru VCO s uvažovaným kmitočtem oscilací $f_{\rm OSCILACE}\approx$ 10,000 kHz jich bude v toleranci $\Delta_{\rm f_{OSC}}\approx 0,0001\,\%$ skutečně na tomto kmitočtu kmitat pouhých 7861.

1.5 Úvod do modelování elektronických prvků

Modelováním konkrétního elektronického prvku rozumíme tvorbu matematického obrazu na úrovni obvodové simulace jeho funkce do té míry podrobnou, jaká je zvolena cílená úroveň modelu prvku, přičemž dílčí úrovně modelu se od sebe odlišují především hloubkou úrovně abstrakce a množstvím aspektů ve své definici zahrnujících [7]. Pro obecně malé signálové změny v čase postačují modely "pomalé" (nízko-frekvenční rezistivní), naopak pro signály rychlých časových změn jsou nutné modely "rychlé" (vysoko-frekvenční). Při konstrukci modelu konkrétního prvku musíme uvažovat následující skutečnosti:

- Způsob identifikace matematických rovnic nejčastěji určena z fyzikální podstaty funkce modelovaného prvku či vnějším ohledáním (ABM modelování),
- Očekávanou přesnost matematického modelu dána vždy danou úrovní modelování a úrovní znalostí o modelovaném prvku při tvorbě modelu,
- Účel modelu má smysl modelovat v konkrétní úrovni pouze takovou vlastnost, které je reálný prvek schopen dosáhnout a je danou úrovní dobře popsatelná (např. teplotní drift $|\mathbf{A}_{\mathrm{U}}|$ pro 1. úroveň).

Modelování elektronických prvků dle hloubky abstrakce můžeme dále rozdělit [7]:

- Matematické (ABM) definovány čistým matematickým popisem bez mezi-výpočtové obvodové struktury,
- Obvodové vytvořeny strukturou ideálních obvodových prvků (řízenými zdroji a prvky RLC), ty lze dále dělit na:
 - globální prvek je popsán v celé své funkční oblasti, jedná se o "velko-signálový" většinou nelineární model (lineární pouze v případě aproximace celých oblastí

lomenými přímkami, model zahrnuje např. celkový vstupní (výstupní) napětový (proudový) rozsah, funkční popis na celé oblasti kmitočtového spektra konkrétního prvku),

- − lokální prvek je popsán malo-signálově pouze v okolí pracovního bodu, jedná se vždy o lineární model (model je platný pouze pro segment např. rozsahu vstupního napětí $U_{\rm IN} \in (U_{\rm IN-}, U_{\rm IN+})$ či úzkou oblast spektra $f_{\rm IN} \in (f_-, f_+)$ modelovaného prvku),
- statické model nezohledňuje setvačné prvky (svorkové veličiny včetně parametrů jsou reálná čísla),
- dynamické model zohledňuje setvačné prvky (svorkové veličiny včetně parametrů jsou komplexní čísla).

Charakteristiky obvodových veličin jsou většinou nelineární, proto pokud nad daný obvodovým celek vytváříme model, je nutné provést linearizaci těchto charakteristik. Nelineární charakteristiky aproximujeme např. obecným polynomem n-tého stupně, aproximace Taylorovou řadou (vykazuje maximálně plochou aproximaci pro oblast definice) či interpolační aproximaci (zvláště, pokud jsou východiskem sada naměřených hodnot).

Na základě [7], [9] můžeme definovat 6 možných úrovní modelů pro konkrétní obvodový prvek:

- 1. úroveň Ideální model
- 2. úroveň Rezistivní model
- 3. úroveň Kmitočtově závislý (setrvačný) model
- 4. úroveň Nelineární model
- 5. úroveň Profesionální makromodel
- 6. úroveň Podrobný mikromodel

Dílčí úrovně modelů jsou navrhovány z důvodu přehlednosti úrovňově se zvyšující se hodnotou informace tzv. hierarchickým způsobem, přičemž se zvyšující se úrovní přibývá parametrů modelu ale také jeho složitost. Též platí, že hloubka a význam získané informace ohledně modelovaného prvku na základě jeho objektové reprezentace je nepřímo úměrná úrovni abstrakce na základě které je konkrétní model vytvořen - příkladěm může býti procesorová jednotka PC, která je přes všechny úrovně abstrakce popsána od matematického algoritmu, její blokovou a logickou interpretaci po strukturu polovodičového substrátu fyzických tranzistorů (tedy daný model vždy poskytuje pouze takové vlastnosti s určitou přesností jaké se od něj na jeho úrovni očekávají).

1.5.1 Ideální model prvku (1. úroveň)

Ideální model je z celé skupiny úrovní modelů příslušejících konkrétnímu prvku nejjednodušší, z principu modeluje pouze idealizovaný reálný přenos prvku pomocí řízených zdrojů (tedy např. $E \rightarrow (U/U)$, $F \rightarrow (I,I)$, $G \rightarrow (U/I)$ či $H \rightarrow (I/U)$). Dále pro něj platí, že pro případ napětového vstupu či proudového výstupu modeluje modul vstupní impedance jako $|\mathbf{Z}_{IN}| \approx 0$ a pro případ napětového výstupu či proudového vstupu definuje modul výstupní impedance jako $|\mathbf{Z}_{OUT}| \approx \infty$ (je zajištěno použitými řízenými zdroji). Příklad modelu 1. úrovně klasického OZ je uveden na Obr. 1.41. Taková definice zpravidla nestačí ani pro stejnosměrné poměry, proto je třeba definovat model 2. úrovně.



Obr. 1.41: Ukázka modelu 1. úrovně klasického OZ

1.5.2 Rezistivní model prvku (2. úroveň)

Rezistivní model prvku hierarchicky navazuje na model ideální, který rozvíjí o neideální hodnoty vstupních a výstupních impedancí $\Re(\mathbf{Z}_{\text{IN}}, \mathbf{Z}_{\text{OUT}})$, avšak zachová pouze reálné hodnoty těchto impedancí s ohledem na jejich modul pro $f \to 0$ Hz, protože setrvačné jevy na např. impedanci se projevující nemají při stejnosměrném stavu vliv. Výstupní impedance zdroje napětí jakožto vstupní impedance zdroje proudu je součástí podélné vstupní větve, kdežto výstupní impedance zdroje proudu či vstupní impedance zdroje napětí je připojena příčně. Příklad modelu 2. úrovně klasického OZ je uveden na Obr. 1.42. Pro stejnosměrný signál je prvek modelem 2. úrovně již dostatečně definován, pro střídavý signál definujeme model 3. úrovně.



Obr. 1.42: Ukázka modelu 2. úrovně klasického OZ

1.5.3 Kmitočtově závislý (rezistivně-reaktanční) model prvku (3. úroveň)

Reaktanční model prvku k výše uvedeným zohledňuje komplexní přenos modelovaného prvku a přiřazení komplexních hodnot vstupních (výstupních) impedancí $Z_{\rm IN}$, $Z_{\rm OUT}$. Opět navazuje na model 2. úrovně, ke kterému přiřazuje akumulační prvky při modelování obvodovou strukturou. Do přenosu prvku jsou zaneseny informace o pólech filtračněmodulujících jinak reálnou přenosovou kmitočtovou charakteristiku $\Re(\mathbf{K}_{\rm X}(f))$ prvku, a jejichž přítomnost rovněž příslušným způsobem moduluje fázi $\phi_{\rm X}$ tohoto komplexního přenosu. Možné způsoby zanesení pólů do přenosu obvodovými prostředky jsou vyjádřeny v Tab. 1.12 (pro určení mezního kmitočtu při poklesu (stoupání) těchto charakteristik využíváme vztahu pro výpočet časové konstanty R-C (R-L) článku $\tau = RC = \frac{L}{R}$ [s]), další možností je využití ABM bloků modelujících přímo chování dané struktury. Bloky ABM funkčních bloků z rodiny řízených zdrojů obsažené v simulátoru PSpice můžeme rozdělit na následující skupiny:

- Zdroje napětí (proudu) řízené napětím a Laplaceovým lomeným výrazem ELAPLACE, GLAPLACE
- Zdroje napětí (proudu) řízené napětím a matematickým výrazem EVALUE, GVALUE
- Zdroje napětí (proudu) řízené napětím jejichž komplexní přenos je dán interpolovanou tabulkou s kmitočtovým klíčem – EFREQ, GFREQ
- Zdroje napětí (proudu) řízené napětím jejichž přenos řídící veličiny je dán klíčem a hodnotou v tabulce – ETABLE, GTABLE
- Dvojitě diferenční součtové zdroje napětí (proudu) řízené napětím ESUM, GSUM
- Dvojitě diferenční násobící zdroje napětí (proudu) řízené napětím EMULT, GMULT

Přítomnost pólu zjistíme nejjednodušeji na počtu a místech výskytu zlomů fázové charakteristiky $\mathbf{K}_{\rm X}(f)$, konkrétní aktivní prvky použijeme dle charakteru stoupání či klesání modulové přenosové kmitočtové charakteristiky v oblasti za zlomy ve fázové charakteristice. Dle počtu pólů model tvarujících může být model jednopólový, dvou-pólový či více-pólový. Komplexní hodnoty vstupní (výstupní) impedance $\mathbf{Z}_{\rm IN}$, $\mathbf{Z}_{\rm OUT}$ již kmitočtově závislé jsou modelovány obvodovými strukturami, které daný tvar modulu a fáze $\phi_{\mathbf{Z}_{\rm IN}}$, $\phi_{\mathbf{Z}_{\rm OUT}}$ impedance dobře popisují (zpravidla jsou pro daný tvar modulu a fáze impedance specifické) ⁹. Obecně počet "schodů" modulové impedanční charakteristiky uvádá kolikapólovou strukturou bude nutné daný průběh modelovat. Příklad modelu 3. úrovně klasického OZ je uveden na Obr. 1.43. Pro střídavý signál je prvek takovým modelem 3. úrovně již dostatečně definován, model však nezohledňuje možné nelinearity a proto definujeme model 4. úrovně.



Obr. 1.43: Ukázka modelu 3. úrovně klasického OZ

⁹Dle vztahu (1.30) případně Obr. 1.33 je zřejmá závislost modulové (fázové) kmitočtové charakteristiky na přímém rozložení nulových bodů a pólů v rovině komplexní frekvence p, proto obvodová struktura modelující konkrétní průběh modulové kmitočtové charakteristiky (přenosové či impedanční) podobný experimentálně zjištěnému musí též vykazovat podobný průběh fázové kmitočtové charakteristiky při experimentu zjištěný.



Tab. 1.12: Obecné obvodové struktury pro modelaci přenosu dvoj-branu [37]

1.5.4 Nelineární model prvku (4. úroveň)

Za nelineární úroveň modelu prvku můžeme považovat opět předchozí úroveň modelu doplněnou o prvky, které vytvoří příslušné nelinearity při zpracování velkých signálů mo-

delem. Za základní typ nelinearity můžeme považovat omezení – takový typ vnášejí např. didové omezovače či ABM blok LIMIT (zajišťující prosté omezení shora (zdola)). Pokud je nelinearita prvku specifická a matematicky definovaná, můžeme ji přímo nadefinovat rovnicí pomocí ABM modelování (narozdíl od obvodové struktury je "rychleji vypovídající" o funkci) s příslušným počtem vstupů (nezávisle proměnné v rovnici) a výstupů (závisle proměnné v rovnici). Většinou pro každou specifickou obvodovou strukturu existují specifické nelinearity, které nelze nijak zobecnit (např. pro klasický OZ je to nesymetrie vstupů či horní (dolní) saturace, kdežto pro bipolární tranzistor je to např. Earlyho jev – vhodný k modelování setrvačnými prvky). Příklad takové modelace pro vakuovou diodu (elektronku) rovnicí $I_{\rm A} = k_1 (U_{\rm GK} + k_2 U_{\rm AK})^{\frac{3}{2}}$ je uveden na Obr. 1.44.



Obr. 1.44: Ukázka modelu 4. úrovně (ABM model) vakuové diody

1.5.5 Profesionální makromodel (5. úroveň)

Pro účely opravdu realistického a velmi přesného modelu prvku se neobejdeme bez modelování konkrétních částí určitých prvků pomocí obvodovách struktur, jakými jsou skutečně realizovány ve své fyzické podobě (většinou diskrétní bipolární či unipolární tranzistorové struktury). Takového modely mají bloky klíčové pro jejich funkci modelovány na úrovni diskrétních tranzistorových struktur, dalšími částmi jsou potom ABM bloky a řízené zdroje. Takový makromodel poté naprosto přesně vystihuje impedanční i přenosové poměry celkové struktury, avšak pro jeho sestavení je třeba hodně zkušeností a znalostí z oboru chování elektronických obvodů. Pro potřeby simulací je zpravidla takový model příliš rozsáhlý a nepřehledný. Např. model OZ typu OP-250/AD nacházející se v knihovně ve PSpicu obsahuje více než 50 vnitřních prvků a několik dalších makroobvodů. Většina výrobců a distributorů elektronických součástek nabízí ke svým produktům makromodely volně k dispozici, protože pomocí nich můžeme s jejich obvodem provádšt simulace a poté ho taky použít v naší aplikaci – jsou šířeny v textové podobě netlistů. Na úrovni makromodelů je uložena v knihovně PSpice většina prvků od mnoha světových výrobců. Příkladem takových principielních makroobvodů jsou architektury bloků BOTA (Obr. 1.2) a BTIA (Obr. 1.6) moderního aktivního prvku LNVGA.

1.5.6 Podrobný mikromodel (6. úroveň)

Úroveň mikromodelů umožňuje dosáhnout naprosto realistických výsledků modelovaného obvodu a určit všechny svorkové veličiny obvodového funkčního celku spolu s obvodovými veličinami nacházejícími se uvnitř tohoto celku. Mikromodely jsou složeny výhradně z diskrétních tranzistorových struktur, rezistivních a kapacitních součástek. Podrobnost modelu je již tak extrémní, že jsme schopni z takového struktury daný funkční celek na diskrétní tranzistorové úrovni vyrobit.

2 NÁVRH DÍLČÍCH ÚROVNÍ MODELU PRVKU LNVGA

2.1 Metodika měření obvodových veličin prvku LNVGA

2.1.1 Teoretický pohled na postup měření obvodových veličin

Samotný prvek LNVGA je funkčně složen z propojitelně modifikovatelné kaskády dvou makrobloků dvoustupňových napětových zesilovačů, plně diferenčních převodníků $U \rightarrow I$ (BOTA), $I \rightarrow U$ (BTIA) a analogového multiplexeru. Na základě teoretického popisu jednotlivých dílčích úrovní modelu obvodového prvku byla provedena úvaha nad způsobem měření dílčích obvodových veličin. Pro dílčí bloky zesilovačů bylo nutné změřit jejich napěťový zisk $A_{\rm U}$ spolu s podélně uloženou impedancí $Z_{\rm IN}$ a příčně uvažovanou výstupní impedancí Z_{OUT} , pro bloky "převodníků" jejich převodní veličiny g_{m} , r_{T} , konkrétně pro blok BOTA zesilovače příčně uloženou vstupní impedanci $Z_{\rm IN}$ a k ní korespondující podélně umístěnou výstupní impedanci $Z_{\rm OUT}$ a poté pro blok BTIA zesilovače podélně uloženou vstupní impedanci $Z_{\rm IN}$ a k ní korespondující příčně uloženou výstupní impedanci $Z_{\rm OUT}$ takovým způsobem aby bylo dosaženo možná co nejmenší chyby měření $\Delta_{ABSOLUTNI}$, protože výchozím bodem tvorby dílčích úrovní modelu obvodového prvku jsou pro nás právě tyto naměřené charakteristiky (jednalo se o postup, kdy již jsme již měli identifikovanou matematickou strukturu, kterou můžeme obsahu "černé krabičky" přiřadit, ale parametry nalezené obvodové struktury mohly být zjištěny jedině měřením). Struktura napěťového zesilovače (makrobloky VGA a FGA) a obou "převodních" zesilovačů BOTA a BTIA s neideálním impedančním rozložením je znázorněna na Obr. 2.1 (veškeré impedance jsou rozkresleny pro nediferenční zkoumání, důvod bude uveden níže). Funkční blok analogového multiplexu dle vnějšího ohledání provedeného v [35] lze považovat za kmitočtově nezávislý a proto byl modelován pouze ideální úrovní. V průběhu textu pokud bude řeč o soustavě bloků (např. podbloků VGA1, VGA2 bloku VGA) ve vzájemném kontrastu, budu pracovně nazývat podbloky jako bloky a bloky jako "makrobloky" (makrobloky složené z bloků).

Pro dílčí funkční zesilovací (převodní) bloky s neideálním impedančním rozložením platí následující vztahy:

$$U_{\text{OUT}+\text{BOTA}\times\text{BTIA}} = \frac{Z_{21}}{Z_{\text{OUT}+} + Z_{21}} \frac{A_{+}(f)}{2} \frac{Z_{\text{IN}+}}{Z_{\text{IN}+} + Z_{11}} U_{1}, \qquad (2.1)$$

$$U_{\text{OUT-BOTA}\times\text{BTIA}} = \frac{Z_{22}}{Z_{\text{OUT}-} + Z_{22}} \frac{A_{-}(f)}{2} \frac{Z_{\text{IN}-}}{Z_{\text{IN}-} + Z_{12}} U_{2}, \qquad (2.2)$$

$$I_{\rm OUT+BOTA} = \frac{Z_{\rm OUT+}}{Z_{\rm OUT+} + Z_{21}} \frac{g_{\rm m_+}(f)}{2} \frac{Z_{\rm IN+}}{Z_{\rm IN+} + Z_{11}} U_1, \qquad (2.3)$$

$$I_{\rm OUT-BOTA} = \frac{Z_{\rm OUT-}}{Z_{\rm OUT-} + Z_{22}} \frac{g_{\rm m_{-}}(f)}{2} \frac{Z_{\rm IN-}}{Z_{\rm IN-} + Z_{12}} U_2, \qquad (2.4)$$

$$U_{\rm OUT+BTIA} = \frac{Z_{21}}{Z_{\rm OUT+} + Z_{21}} \frac{r_{\rm T_+}(f)}{2} \frac{Z_{11}}{Z_{\rm IN+} + Z_{11}} I_1, \qquad (2.5)$$

$$U_{\rm OUT-BTIA} = \frac{Z_{22}}{Z_{\rm OUT-} + Z_{22}} \frac{r_{\rm T_-}(f)}{2} \frac{Z_{12}}{Z_{\rm IN-} + Z_{12}} I_2.$$
(2.6)



Obr. 2.1: Impedanční pohled na dílčí typy funkčních bloků přítomných v prvku LNVGA

Aby byla změřena komplexní přenosová charakteristika bez vlivu vstupních (výstupných) Z_{11} , Z_{12} , Z_{21} , Z_{22} impedancí libovolné ze tří obsažených struktur, musel být modul těchto impedancí čistě reálného charakteru. Pro napětový vstup (výstup) bloku (tedy výstup kaskády obou stavebních bloků a bloku BTIA) muselo platit $Z_{21} \gg Z_{OUT+}$ spolu s $Z_{22} \gg Z_{OUT-}$ a dále muselo platit $Z_{11} \ll Z_{IN+}$ spolu s $Z_{12} \ll Z_{IN-}$ (ideálně $|Z_{11}| = |Z_{12}| = 0$, $|Z_{21}| = |Z_{22}| = \infty$) – při splnění těchto vztahů platila pro proudy tekoucí do napětových vstupů I_{IN+} , I_{IN-} a proudy tekoucí z napětových výstupů I_{OUT+} , I_{OUT-} argumentová rovnost opačného znaménka s příslušnou vstupní (výstupní) impedancí přes níž uvažovaný proud tekl, fáze (argumenty) proudů a impedancí se spolu v součinu "odečetly" a výsledkem byly komplexní rovnosti napětí ze zdrojů U_1 , U_2 do napětových vstupů U_{IN+} , U_{IN-} přiváděných a výstupních napětí U_{OUT+} , U_{OUT-} spolu s napětími na zátěžích U_{21} , U_{22} . Pro proudový vstup (výstup) bloku (tedy výstup prvku BOTA či vstup prvku BTIA) platilo $Z_{21} \ll Z_{OUT+}$ spolu s $Z_{22} \ll Z_{OUT-}$ a dále platilo ($Z_{11} \gg Z_{IN+}$ spolu s $Z_{12} \gg Z_{IN-}$) (ideálně $|Z_{11}| = |Z_{12}| = \infty$, $|Z_{21}| = |Z_{22}| = 0$) – při splnění těchto vztahů platila pro napětí U_{IN+} , U_{IN-} nacházející se na obou impedancích (Z_{11} s $Z_{\text{IN}+}$, Z_{12} s $Z_{\text{IN}-}$) při proudovém vstupu $I_{\text{IN}+}$, $I_{\text{IN}-}$ a napětí $U_{\text{OUT}+}$, $U_{\text{OUT}-}$ nacházející se na obou impedancích (Z_{21} a Z_{OUT+} , Z_{22} a Z_{OUT-}) při proudovém výstupu I_{OUT+} , $I_{\rm OUT-}$ argumentová rovnost s příslušnou vstupní (výstupní) impedancí na níž se uvažované napětí nacházelo, fáze (argumenty) napětí a impedancí se spolu v podílu "odečetly" a výsledkem byly komplexní rovnosti proudů ze zdrojů I_1 , I_2 do proudových vstupů I_{IN+} , $I_{\rm IN-}$ přiváděných a výstupních proudů $I_{\rm OUT+},\,I_{\rm OUT-}$ spolu s proudy tekoucími zátěžemi I_{21}, I_{22} . Výše uvedené podmínky byly při měření dílčích bloků pomocí obvodového analyzátoru jednoznačně dodrženy, dále byly správně nakonfigurovány rozsahy vstupní nezávislé veličiny a sledované výstupní závislé veličiny takovým způsobem, aby nedošlo k omezení měřených užitečných charakteristik. Při svém předchozím snažení s prvkem LNVGA v [35] nebyly tyto podmínky zcela dodrženy a veškeré zjištěné výstupní charakteristiky byly tímto způsobem zkresleny. Pokud jsme chtěli pomocí obvodového analyzátoru proměřit komplexní přenos funkčních bloků s proudovými vstupy či výstupy, museli jsme před konkrétní vstup či výstup vřadit příslušný převodník $U \to I$ či $I \to U$ jejichž komplexní přenos musel být reálný a konstatního charakteru alespoň pro oblast, pro kterou byly dílčí úrovně modelu navrhovány.

Měření výstupní impedance bylo realizováno prostřednictvím impedančního analyzátoru pomocí kterého byly proměřena dílčí impedance Z_{IN+} , Z_{IN-} , Z_{OUT+} , Z_{OUT-} každé brány proti referenční (zemní) svorce. Zjištěné impedanční charakteristiky byly poté modelovány na základě napětového (proudového) vstupu (výstupu) příčným (uzlovým) či podélným (větvovým) způsobem pomocí impedančních funkčních struktur, které odpovídaly budou danému tvaru modulu a fáze.

2.1.2 Možnosti superponace stejnosměrné složky

Pro pokročilé AC měření funkčních charakteristik dílčích bloků prvku LNVGA byly k dispozici dvě verze zkušebních desek, z nichž starší verze oplývala chybou návrhu způsobující parazitní zákmity při použití kaskády dílčích bloků LNA, VGA, FGA. Na základě této skutečnosti byla dle [35] vyhotovena verze, která předešlý problém s parazitními zákmity vyřešila. Protože dílčí podbloky bloků LNA, VGA, FGA pracují se vstupnímu napětími U_{IN+} , U_{IN-} nutně navýšenými o stejnosměrnou složku U_{OFFSET} bylo nutné tyto podmínky dodržet a určitým způsobem na vstupní brány přivádět náš užitečný signál U_{IN+} navýšený o tuto stejnosměrnou složku U_{OFFSET} pro všechny napětové vstupy dílčích BOTA-BTIA kaskád. Dle nových poznatků od konstruktéra obvodu dále podblok BOTA (BTIA) bloku LNA vyžadoval pro korektní odběr (přívod) výstupního (vstupního) proudu I_{gm1ON} , I_{gm1OP} (I_{TIAIIN} , I_{TIA1IP}) připojení svého výstupu (vstupu) na napětovou stejnosměrnou složku o hodnotě U_{OFFSET} z = 1,65 V, která vytvořila "virtuální střídavou nulu" nastavením pracovních bodů tranzistorů výstupní (vstupní) struktury podbloků stejnosměrnou složkou proudu U_{OFFSET} do proudových vstupů (výstupů) tekoucí (vytékající).

Pro následující činnost byla využita druhá verze zkušební desky navržené v [35]. Pohledy na způsob superponace užitečného signálu U_{IN+} na požadovanou stejnosměrnou složku U_{OFFSET} nutnou pro korektné činnost dílčích bloků napěťových makrozesilovačů mohly být vyjádřeny následovně:

Použití 5C vazebního členu

Dle [35] byla návrhářem obvodu doporučena vazební struktura (viz. Obr. 2.2 – součástky R_3 , R_4 pouze pro účely simulace), která vykazovala na rezistorech R_1 , R_2 napětí U_{R1} , U_{R2} , jejichž simulační výstup je uveden na Obr. 2.3). V praxi neideální parametry umístěných kondenzátorů způsobily, že odstup napětí $U_{\rm R1} \rightarrow U_{\rm R2}$ nebyl ideálních 60 dB, ale spíše $40\,\mathrm{dB}$ – pomocí této struktury byl potom užitečný signál rozdělen na svoji cca 99% a 1%část, která byla přirozeným způsobem přičtena na měkká napětí generovaná na vstupech některých elementárních BOTA nacházejících se v podblocích makrobloků prvku LNVGA. Z posledního simulovaného obvodu ϕ_{I_+} se strukturou vazebního článku, ve kterém byla generována a měřena proudová odezva je zřejmá nepoužitelnost článku pro vazbu proudové složky – avšak blok BTIA superponaci proudové střídavé složky na složku stejnosměrnou nevyžaduje. Generování této měkké stejnosměrné složky na svých vstupech postrádají makrobloky FGA a VGA – tedy postup "nahození" činnosti bloků krátkodobým či trvalým sepnutím spínače předcházejícího bloku v kaskádě pouze dočasně nabil parazitní kapacitu či trvale stejnosměrnou složku přítomnou ve výstupních napětích makrobloku předcházejícího $U_{\rm OUT+}~(U_{\rm OUT-})$ dodal na gaty FETů přítomných na vstupu následujícího elementárního BOTA bloku napěťového zesilovače v kaskádě a pokud tato kapacita $C_{\rm VSTUPNÍ_{PARAZITNÍ}}$ neměla možnost kam se vybýt či stejnosměrná složka přítomná v $U_{\rm OUT+}$ ($U_{\rm OUT-}$) byla stále přivedena, poté byly bloky funkční, avšak jejich činnost vykazovala nestabilitu. V průběhu experimentování se vyskytla vada na druhé verzi zkušební desky, jejíž příčinou se stala nefunkční metoda "krátko-dobého či trvalého připojení předcházejícího bloku", která nás svým způsobem přivedla na řešení variantou uvedenou níže, tedy zavést na vstupní brány bloků signály $U_{\rm IN+}$ ($U_{\rm IN-}$) s externě vytvořenou stejnosměrnou složkou a již nasuperponovaný vstupní užitečný signál do vstupů dílčích bloků nutit. Uvedená vazební metoda byla pro další postup též nepoužitelná, protože respektuje pouze diferenční buzení dílčích zesilovacích (převodních) bloků a s metodou "krátko-dobého či trvalého připojení předcházejícího bloku" znemožňovala použití přímo sousedících bloků v prvku (např. současné použití bloků LNA a VGA). Připravené aplikační možnosti počítají i s nediferenčním využitím dílčích částí prvku LNVGA, proto bylo nutné kladný a záporný kanál diferenčního páru proměřit zvlášť a zvlášť ho i modelovat – pokud byl poté konkrétní blok využit diferenčně, přenosy zvlášť modelováného kladného a záporného kanálu se spolu sečetly a negativní vlastnosti nediferenčního použití se vyrušily.

Přímé generování užitečného signálu $U_{\rm IN+},~U_{\rm IN-}$ na základní $U_{ m OFFSET}$

V rámci následujících experimentálních měření bylo stanoven z důvodů uvedených výše – především pro skutečnost nutnosti základní aplikace dílčích bloků prvku LNVGA v nedife-


Obr. 2.2: Struktura 5C vazebního článku při simulaci napěťového módu (dle návháře prvku LNVGA)



Obr. 2.3: Simulované průběhy 5C vazebního článku

renčím užití a nebylo možné naměřené charakteristiky pro diferenční buzení a superponaci stejnosměrné složky generované na vstupech dílčích elementárních BOTA s vazebním členem zobecnit pro oba diferenční kanály, nový způsob buzení a následného nediferenčního měření charakteristik obvodových veličin každého dílčího bloku prvku LNVGA.

2.1.3 Pokročilé AC měření na prvku LNVGA

Měření přenosových $K_{U,I}$ charakteristik

Na základě měřeného kladného kanálu konkrétního bloku v prvku LNVGA byl do tohoto kanálu přiveden signál užitečný $U_{\rm IN+}$ s takovou hodnotou stejnosměrné složky $U_{\rm OFFSET_+} \approx$ 0,6 V, pro kterou blok při přivedení stejnosměrného napětí $U_{\rm OFFSET_{-}} \approx 0.6 \, {\rm V}$ do druhého kanálu vykazoval dle svých $U_{\rm OUT+}, U_{\rm OUT-}$ funkčnost zobrazením nezkresleného harmonického průběhu umístěného na stejnosměrné složce ("common-módu") $U_{\rm CMM_{\pm}} \approx$ $U_{\rm OFFSET_{+}} + U_{\rm OFFSET_{-}} \approx 1.2 \,\rm V$, dále vstupní (výstupní) proudy podbloků BOTA (BTIA) bloku LNA vtékaly (vytékaly) do (z) výše definované proudové virtuální nuly tvořené stejnosměrnou složkou napětí $U_{\text{OFFSET}_{\text{VDDA}}} = 1,65 \,\text{V}$ (virtuální nula současně odpovídá stejnosměrné proudové složce $I_{\text{OFFSET}_{\text{BTIA}}} \cong 67 \,\mu\text{A}$) a přitom byly z výstupů tyto proudy sledovány (do vstupů generovány) – protože přenosový analyzátor Agilent 4395A neobsahoval ve své výbavě generaci stejnosměrné složky na měřící signál, byla tato skutečnost realizována pomocí periférních obvodů zahrnující napěťový součtový zesilovač a dva typy proudových "posunovačů" jejichž principielní struktura je uvedena na Obr. 2.5, 2.6. Tímto způsobem byly proměřeny všechny dílčí bloky zesilovačů pro makrobloku v kaskádě prvku LNVGA pro všechny konfigurace dílčích zesílení A_{BLOKU} měřených zesilovačů a pro přenos z kladné vstupní brány na kladnou výstupní bránu (označeno xxxx0P+), dále pro pro přenos z kladné vstupní brány na zápornou výstupní bránu (označeno xxxxON+) a podobně i pro zápornou vstupní bránu na obě brány výstupní (označeno záporný (označeno xxxx0P-, xxxx0N-) nediferenčně na základě úvahy viz. Obr. 2.4. Grafické závislosti modulových a fázových přenosových kmitočtových charakteristik jsou umístěny v příloze Přil. B jako Obr. B.5, B.6, B.7, B.8, B.9 a Obr. B.10, B.11, B.12, B.13, B.14.

Měření impedančních $Z_{\rm IN,OUT}$ charakteristik

Pro účely měření vstupních (výstupních) impedančních charakteristik $\mathbf{Z}_{IN\pm}(f)$, $\mathbf{Z}_{OUT\pm}(f)$ byly na vstupy dílčích zesilovacích bloků včetně vstupně-výstupního rozhraní mezi podbloky BOTA (BTIA) makrobloku LNA přiváděny měřící signály se stejnosměrnou složkou interně vytvořenou impedančním analyzátorem Agilent 4294A (předem správně nakalibrovaným), což vylučovalo nutnost použití výše uvedených periférních obvodů. Rozmítací signál bylo možno přímo realizovat v napětové (proudové) podobě (na rozdíl od přenosového analyzátoru Agilent 4395A, který vyžadoval nutnost převodníků obvodových veličin v měřené cestě) – tedy napětové vstupy (výstupy) podbloků byly buzeny napětovým signálem co nejnižší hodnoty, pro kterou měřená závislost $|\mathbf{Z}_{IN}| = f(f) (|\mathbf{Z}_{OUT}| = f(f))$ nevykazovala "šumovou nejednoznačnost" s hodnotou výše definované stejnosměrné složky $U_{\text{OFFSET}_{\text{IN}\pm}} = 600 \text{ mV}$ (napěťové výstupy byly poté měřeny bez filtrace jejich výstupní stejnosměrné složky $U_{\text{OFFSET}_{\text{OUT}\pm}}$ příslušných podbloků s nulovou hodnotou stejnosměrné složky do měřícího signálu U_{IN} vkládané. Proudové vstupy (výstupy) byly poté buzeny proudovým signálem I_{IN} s vkládanou proudovou stejnosměrnou složkou $I_{\text{OFFSET}_{\text{IN}\pm}} = I_{\text{OFFSET}_{\text{OUT}\pm}}$ pro vstupní i výstupní proudové brány. Tímto způsobem byly proměřeny impedanční charakteristiky pro všechny konfigurace dílčích zesílení A_{BLOKU} měřených zesilovačů (převodníků) pro $Z_{\text{IN}\pm}(f)$ a $Z_{\text{OUT}\pm}(f)$, přičemž výstupem těchto měření budou modulové (fázové) impedanční charakteristiky čtyř signálových bran zesilovače (převodníku) pro každou variantu nastavitelného zesílení bloku (principielní schéma zapojení měřícího obvodu je uvedeno na Obr. 2.4). Grafické závislosti modulových a fázových naměřených impedančních mitočtových charakteristik jsou umístěny v příloze Přil. B jako Obr. B.1, B.2 a Obr. B.3, B.4.



Obr. 2.4: Definice dvojitého nediferečního měření obvodových veličin makrobloků prvku LNVGA



Obr. 2.5: Principielní zapojení proudového "vysavače" podbloku BOTA makrobloku LNA prvku LNVGA



Obr. 2.6: Principielní zapojení proudového "posunovače" podbloku BTIA makrobloku LNA prvku LNVGA

2.2 Realizace modelů prvku LNVGA pro simulační nástroj OrCAD (PSpice)

V následující části budou detailně popsány dílčí návrhy jednotlivých úrovní modelu prvku LNVGA pro simulační nástroj OrCAD. Pro nástroj SNAP, jenž byl v rámci diplomové práce využit též, byla níže vytvořena definice prvku diferenčního napětového zesilovače s konečným zesílením $A_{\rm U}$ principielně shodným se strukturou VFA. První modelovanou strukturou se stal interní analogový multiplexer, který svojí podstatou byl modelován pouze na své ideální úrovni. V rámci definice dalších úrovní modelu prvku LN-VGA byl realizován softwarový nástroj DDA (*Discrete Data Aproximation*) s jehož pomocí byly v průběhu "výstupního zpracování" experimentálně získaných dat nahrazeny jejich nejednoznačné úseky jejich počástech lineární aproximací a dále proveden export jejich "reprezentantů" pro potřeby nástroje PSpice Optimizer a frekvenčních tabulek *FREQ* v dalších úrovních modelů použitých – jeho popis je umístěn níže.

2.2.1 Ideální úroveň modelu analogového multiplexeru

Globální analogový multiplexer lze v prvku LNVGA nalézt v napěťové (mezi všemi dílčími bloky makrobloků napěťových zesilovačů) a proudové podobě (pouze mezi bloky BOTA a BTIA v makrobloku LNA). Implementace atomárního spínače tohoto multiplexeru je v křemíkovém substrátu nejspíše provedena pomocí unipolárního tranzistoru, jehož gatem ovládáme hodnotu impedance mezi jeho kolektorem a emitorem. Hodnota tohoto odporu pro ideální spínač činí $|\mathbf{Z}_{ZAPNUTO}| \approx 0 \Omega, |\mathbf{Z}_{VYPNUTO}| \approx \infty \Omega$ – avšak pro reálnou implementaci se bude velikost impedance $|\mathbf{Z}_{ZAPNUTO}|$ pohybovat v řádu jednotek ohmů, $|\mathbf{Z}_{VYPNUTO}|$ v řádu stovek megaohmů. Obě typy spínacích soustav (mezibloková a přiváděcí) skrývají při bližším pohledu sérioparalelní kombinaci spínačů (přepínačů) jejichž uspořádání je nutné v modelu multiplexeru zachovat. Při implementaci jeho atomárního prvku a poté celé multiplexové soustavy byly definovány následující dva směry postupu, které byly pro další postup výchozí. Pohled na oba typy sad přepínačů, proudovou implementaci přiváděcí sady a oba atomy je uveden na Obr. 2.7, 2.8. Bloky přiváděcí a meziblokové sady přepínačů jsou implementovány v rámci dílčích úrovní modelu prvku LNVGA pouze jednou jako tzv. makroobvod (jedná se o předpis, který umožní použít jednu obvodovou strukturu vícekrát při zachování oddělených parametrů vzájemných vícenásobně použitých struktur), který je poté 5-krát v dílčí úrovni umístěn a zapojen. Aby funkce dílčích použití makroobvodů byla korektní, musí být jednotlivé prvky v rámci implementace makroobvodu jednoznačně referencovány (platí především pro funkce), pokud tomu tak není, stejně pojmenované funkční předpisy jsou v rámci posloupnosti textového souboru netlistu nahrazeny pozdější definicí.



Obr. 2.7: Přiváděcí sada přepínačů, mezibloková sada přepínačů (pro kladný i záporný kanál) a element spínače jako rezistor

Implementace rezistivní sítí

Atomární spínač byl definován rezistorem s výše uvedenými hodnotami reálné impedance pro binární stav zapnuto a vypnuto (byly zvoleny hodnoty $|\mathbf{Z}_{ZAPNUTO}| = 1 \text{ m}\Omega$, $|\mathbf{Z}_{VYPNUTO}| \approx 100 \text{ M}\Omega$). Při bližším testování s připojenými zdroji napětí (proudu) však bylo shledáno, že pro 16 možných kombinací spínačů a, b, c, d, g (a', b', c', d', g') meziblokové sady a 4 možných kombinací spínačů sady přiváděcí (vývod na výstup, přemostění) je nutné sestavit tabulku 64 kombinací pro stavy dílčích spínačů obou skupin a pro každou kombinaci stanovit korektní hodnoty $|\mathbf{Z}_{VYPNUTO}|$ ($|\mathbf{R}_{ZAPNUTO}| = 1 \text{ m}\Omega = \text{konst.}$), přičemž citlivost těchto pokusně stanovených $|\mathbf{Z}_{VYPNUTO}|$ byla vždy závislá na okolí připojeném k soustavě multiplexu. Pro kombinace se sepnutým spínačem b dosahovali hodnoty jeho impedance pro definovaný přenos spínače $|\mathbf{K}_{VYPNUTO}| = -60 \text{ dB}$ a korektní činnost multiplexeru hodnot v řádech stovek gigaohmů, které již hraničily s možnostmi numerického výpočtu simulace. Funkce řídící elementární odpor v závislosti na binární hodnotě měla podobu .FUNC Rx@funcref(binarni_hodnota) = {TABLE(binarni_hodnota,0,10G,1,1u)}. Na tomto základě byla varianta s odporovými spínači zcela opuštěna a bylo přistoupeno k variantě



Obr. 2.8: Odporová reprezentace spínače (varianta jedna), reprezentace spínače jako zdroje napětí se stavem vysoké impedance, využití druhé varianty při modelaci proudové přiváděcí přepínačové sady mezi bloky BOTA, BTIA makrobloku LNA prvku LNVGA

napěťového spínače s využitím řízených zdrojů uvedené níže. Při modelaci proudového bočníku realizujícího přiváděcí sadu přepínačů mezi bloky BOTA, BTIA makrobloku LNA byla snaha zachovat strukturu odporových spínačů, avšak neúspěšně, protože až 100000násobný velikostní poměr hodnot odporu mezi propojovací $R_{\rm PRO}$ a přemosťovací $R_{\rm PRE}$ větví se negativně odrážel na fázové kmitočtové charakteristice aplikačních možností uvedených níže – byla proto vytvořena modifikace zahrnující primárně dvojici zdrojů proudu řízených proudem v antiparalelním uspořádání pro zachování "obousměrnosti" doplněná o rezistory R_{ZEM} a R_{ODDELOVACI}. Rezistor R_{ZEM} zajišťuje v případě stavu vypnuto spínače při vysoké hodnotě odporu rezistoru R_{ODDELOVACI} otevřenou cestu přitékajícímu proudu do referenčního uzlu (země) – ve struktuře šesti takových atomů proudového spínače (viz. Obr. 2.8 (dole)) pro oba kanály diferenčního páru je jeho umístění bezpodmínečně nutné na diferenčním výstupu (vstupu) gm10 (TIA1I). Hodnota odporu rezistoru $R_{\text{ODDELOVACI}}$ je potom inverzní k hodnotě odporu rezistoru R_{ZEM} pro zachování funkce proudového bočníku¹. Níže je uveden funkční předpis řídící jeden z šestice atomů proudových spínačů proudové přiváděcí sady přepínačů mezi bloky BOTA a BTIA makrobloku LNA (zahrnující přiřazení hodnot odporů rezistorům R_{ZEM}, R_{ODDELOVACI} a záporně vzatý přenos antiparalelní dvojice proudových sledovačů):

¹V případě, že sepneme omylem obě vlastnosti **PREMOSTENI1**, **PROPOJENI1**, při výstupním proudu bloku BOTA I_{gm1o} nastane v ideálním zapojení v důsledku stejné hodnoty odporu rezistoru $R_{ODDELOVACI}$ rozdělení výstupního proudu bloku na poloviny, které potečou rozdělujícími se větvemi zároveň. V praxi však bude vždy byť nepatrně hodnota impedance jedné větve převažovat nad druhou a proudy se rozdělí zpravidla nesouměrně.

```
*Na zaklade kombinace bitovych vlastnosti @BIN_PROPOJENI1, @BIN_PREMOSTENI1 vrat {1,2,3,4}.
.FUNC A1@funcref() {IF(@BIN_PROPOJENI1==0&@BIN_PREMOSTENI1==0,1,0)}
. \texttt{FUNC A2@funcref() } \{ \texttt{IF}(\texttt{@BIN_PROPOJENI1} = = 0 \& \texttt{@BIN_PREMOSTENI1} = = 1, 2, 0) \} 
.FUNC A3@funcref() {IF(@BIN_PROPOJENI1==1&@BIN_PREMOSTENI1==0,3,0)}
.FUNC A4@funcref() {IF(@BIN_PROPOJENI1==1&@BIN_PREMOSTENI1==1,4,0)}
*Interakce od 4 funkci jednotne nedefinovatelnych secti.
.FUNC gA@funcref() {A1@funcref()+A2@funcref()+A3@funcref()+A4@funcref()}
*Dle tabulky s klici {1,2,3,4} vrat pri shode s promennou "a" parametry soucastek.
.FUNC RoddelovaciPropojeni@funcref(a) = {TABLE(a,1,10G,2,10G,3,1u,4,1u)}
.FUNC IprenosPropojeni@funcref(a) = {TABLE(a,1,0,2,0,3,-1,4,-1)}
.FUNC RzemPropojeni@funcref(a) = {TABLE(a,1,1u,2,1u,3,10G,4,10G)}
.FUNC RoddelovaciPremosteni@funcref(a) = {TABLE(a,1,10G,2,1u,3,10G,4,1u)}
.FUNC IprenosPropojeni@funcref(a) = {TABLE(a,1,0,2,-1,3,0,4,-1)}
.FUNC RzemPropojeni@funcref(a) = {TABLE(a,1,1u,2,10G,3,10G,4,10G)}
*Vracene parametry soucastkam nastav.
.FUNC RoddelovaciPropojeni@funcref() {RoddelovaciPropojeni@funcref(gA@funcref())}
.FUNC IprenosPropojeni@funcref() {IprenosPropojeni@funcref(gA@funcref())}
.FUNC RzemPropojeni@funcref() {RzemPropojeni@funcref(gA@funcref())}
.FUNC RoddelovaciPremosteni@funcref() {RoddelovaciPremosteni@funcref(gA@funcref())}
.FUNC IprenosPropojeni@funcref() {IprenosPropojeni@funcref(gA@funcref())}
.FUNC RzemPropojeni@funcref() {RzemPropojeni@funcref(gA@funcref())}
```

Implementace řízenými zdroji se stavem vysoké impedance

Vzhledem k faktu, že kromě přiváděcí sady přepínačů mezi bloky BOTA, BTIA makrobloku LNA (která jako jediná pracuje s proudem) ostatní meziblokové i přiváděcí sady pracují s napětím, byla navržena druhá varianta simulující napěťový spínač zdrojem napětí řízeným napětím s přenosem $|\pmb{K}_{\rm ZDROJE}| \in \{0,1\}$ dle kontrolní "bitové" vlastnosti (viz. Obr. 2.7 uprostřed). Pokud bude $|\mathbf{K}_{\text{ZDROJE}}| = 0$, bude rezistor připojený k výstupu řízeného zdroje simulovat vysokou impedanci, kterou oddělí větev od spínače napravo od referenčního (nulového) uzlu, pokud bude spínač ve stavu zapnuto, potom bude tento rezistor vykazovat minimální hodnotu impedance. Nevýhodou implementace je "průměrování" hodnot napětí pro více připojených zdrojů napětí do více vstupů paralelně (avšak toto je standardní reakce simulátoru pro paralelní spojení dvou zdrojů napětí). Tímto způsobem byly implementovány dílčí meziblokové sady přepínačů a sady přepínačů přivádějících. Oddělovací rezistor je potom řízen podobným způsobem jako první varianta implementace atomu analogového multiplexeru funkcí .FUNC Rx@funcref(binarni_hodnota) = {TABLE↔ (binarni_hodnota,0,10G,1,1u)}. Na Obr. 2.9 je ukázána aplikace makroobvodu "kombinovaného" typu multiplexeru mezi makrobloky LNA, VGA ve struktuře ideální úrovně modelu prvku LNVGA. Vstupy IN1, IN4 makroobvodu slouží k možnosti připojení interní "obkročné" signálové cesty do diferenčního kanálu vedeného na vstupy IN2, IN3 pomocí spínačů a, b, jejichž hodnotu nastavujeme binárně na vlastnostech swA, swB. Výstupy OUT1, OUT4 slouží k připojení signálu (většinou spínačem c řízeného vlastností swC) vedeného buď v diferenčním páru či "obkročnou" interní signálovou cestou, zatímco výstupy OUT2, OUT3 vedou diferenční signálový pár do následujícího zesilovacího bloku. Externí vstupy IN_EXT12 jsou fyzicky vyvedeny na pouzdře prvku LNVGA a představují místo pro přívod vnější diferenční signálové cesty, zatímco externí výstupy IN_EXT12 též externě vyvedené představují místo pro odběr vnitřní diferenční signálové cesty. Na základě vlstnosti swPro(pojeni) jsme schopni diferenční externí vstup (výstup) připojit či odpojit do (z) signálové sítě prvku LNVGA, pomocí vlastnosti swPre(pojeni) ve vnitřní struktuře multiplexeru provedeme vzájemné propojení kladných a záporných kanálů příslušejících vstupům IN_EXT1,2 a výstupům OUT_EXT1,2 bez potřeby propojení na pouzdře obvodu. Pokud makroobvod kombinovaného multiplexeru nemá nutně připojené veškeré vstupy, musí být tyto vstupy ve stavu vysoké impedance proti referenčnímu uzlu (zemi). Pokud nutně nevyužíváme všech spínačů ve struktuře makroobvodu, parametr, který nepoužívaný spínač řídí uvedeme do stavu trvalé logické nuly. Podrobné schéma zapojení makroobvodu kombinovaného multiplexeru jímž jsou aproximovány oba typy sad analogových multiplexerů uvnitř prvku LNVGA je uvedeno v příloze C.1.



Obr. 2.9: Aplikace makroobvodu kombinované (přiváděcí/meziblokové) sady přepínačů

2.2.2 Ideální úroveň modelu prvku LNVGA

Východiskem pro ideální úroveň modelu prvku byly katalogové hodnoty zesílení (převodu) dílčích prvků ve vnitřní struktuře prvku LNVGA a hotová implementace makroobvodu kombinovaného analogového multiplexu. Pro dílčí zesilovací struktury je dodrženo pravidlo zachování energie signálu diferenčního páru. Protože je předpokladem souměrné zesílení obou kanálů diferenčního páru, jsou modely dílčích zesilovacích celků vždy složeny z rozdílového stupně, který provede rozdíl diferenčních kanálů v jeden, tento kanál je poté zesílen katalogovou hodnotou zvoleného zesílení a v poslední řadě je provedeno

znovurozdělení na diferenční pár. Čistě napěťové stupně prvku LNVGA pracují se zdroji napětí řízenými napětím, stupně převodní (BOTA, BTIA bloku LNA) se zdroji napětí (proudu) řízenými napětím (proudem). Podbloky A2, A3 bloku FGA na základě experimentálního zjištění obrací význam neinvertujícího (invertujícího) výstupu a proto jsou jejich výstupy A2P, A3P modelovány jako invertující a výstupy A2N, A3N jako neinvertující (jako celek se makroblok FGA již s inverzí výstupů chová standardně). Celému řetězci prvku LNVGA předchází blok redukce vstupní impedance $Z_{\rm IN}$, jehož katalogová impedanční funkce $Z_{\text{DAMP}} = f(U_{\text{DAMP}})$ může být aproximována funkcí .FUNC DAMPCTRL@funcref(\leftrightarrow Udamp) {(-1.49090909e+04)a+5.0e+04}, která poté nastavuje reálnou impedanci rezistoru R_{DAMP} podélně připojeného mezi diferenční pár. Soustava dílčích zesilovacích stupňů je potom bloky multiplexeru propojena, přičemž jeho dílčí nevyužité vstupy a výstupy jsou připojeny na hodnotu vysoké impedance $|Z_{\text{ROZPOJENO}}| \approx 50 \,\text{M}\Omega$. V případě zesilovacího bloku, jehož zesílení je diskrétně řiditelné (makroblok VGA a blok A2 makrobloku FGA), je cílené zesílení měněno funkčním předpisem, který je leckdy pro velké množství diskrétních hodnot komplikovaný². Část implementace bloku VGA1 makrobloku VGA je definována jako:

```
*ABM blok Zesileni modelujici zisk bloku VGA1 zavola 7 funkci.
GAIN={X21@funcref()+X22@funcref()+X23@funcref()+X24@funcref()+X25@funcref()+X26@funcref()+↔
X27@funcref()}
*Kazda funkce overi jaka je hodnota parametru @NUM_VGA1_GAIN a jestli spada pod jeji obzor.
.FUNC X21@funcref() {IF(@NUM_VGA1_GAIN>=1&@NUM_VGA1_GAIN<=10,F1@funcref(@NUM_VGA1_GAIN,0)}
*Pokud spada, je opet dle tabulky nastavena hodnota zesileni (v bezrozmernych jednotkach).
.FUNC F1@funcref(g) = {TABLE(g↔
,1,0.316,2,0.334,3,0.353,4,0.373,5,0.394,6,0.416,7,0.439,8,0.464,9,0.490,10,0.518)}
```

Podobným způsobem je dále implementován blok VGA2 makrobloku VGA a blok A3 makrobloku FGA. Ideální úroveň modelu (jehož schématická značka je uvedena na Obr. 2.10 v simulačním obvodu a bude dále zachována) byl otestován jednoduchým způsobem připojením zdrojů do vstupních bran na požadované zisky vstupních veličin při diferenčním sledování – vybrané simulační výstupy modulu komplexního přenosu jsou uvedeny na Obr. 2.11 (fáze přenosu uvedena není, protože se ve struktuře nenachází žádný setrvačný prvek a proto má z principu konstantní charakter). Podrobné schéma zapojení makroobvodu ideální úrovně modelu prvku včetně vysvětlivek (1. úrovně) prvku LNVGA je uvedeno v příloze C.3.

2.2.3 Rezistivní a reaktanční úroveň modelu prvku LNVGA

Impementace druhé a třetí impedanční úrovně

Prvotním krokem ve tvorbě vyšších úrovní modelu bylo získání koeficientů pro lineární obvodovou reprezentaci impedančních $\mathbf{Z}_{\text{IN,OUT}} = f(f)$ a přenosových $\mathbf{K}_{\text{U,gm,r_T}} = f(f)$ charakteristik. S pomocí programového nástroje DDA byly exportovány diskrétní reprezentace

²Standard Spice přes svoji existenci definuje délku řádku v souboru netlistu pouhých 134 znaků, které leckdy pro podmíněné řízení nestačí. Proto budou funkce v dílčích implementacích modelu postupně "seslepovány" a leckdy i na první pohled složité, i když jejich význam je jednoduchý.



Obr. 2.10: Simulační schéma modelu 1. úrovně pvku LNVGA (spolu se schématickou značkou makroobvodu modelu)



Obr. 2.11: Simulované průběhy diferenčního modulu komplexního přenosu 1. úrovně modelu prvku LNVGA

obou typů charakteristik určené pro frekvenční tabulku EFREQ a sady hodnot pro přímou analýzu v nástroji PSpice Optimizer. Na základě logické úvahy bylo určeno, že pro impe-

danční kmitočtové charakteristiky budou sestaveny jejich lineární obvodové reprezentace³ a přenosové kmitočtové charakteristiky dílčích bloků napěťových (převodních) zesilovačů budou modelovány přímo frekvenčními tabulkami EFREQ naplněnými množinou bodů vzešlou z po částech lineárně aproximovaných přenosových kmitočtových charakteristik, protože potřebné množství obvodových prvků nutných pro korektní vymodelování požadovaného zpravidla "exotického" tvaru dvojice na sobě závislých modulových a fázových (především fázových) charakteristik konkrétního kanálu bloku napěťového (převodního) zesilovače (včetně tvorby funkčních předpisů pro kladný (záporný) kanál obou podbloků VGA1, VGA2 makrobloku VGA) by bylo časově velmi náročné. Přitom fázové charakteristiky dílčích napěťových (převodních) zesilovačů uvnitř řetězce LNVGA spolu pro splnění diferenčního uspořádání kladného a záporného výstupu svírají přímý úhel mnohdy pouze v určitých oblastech činnosti, nikoliv po celém svém spektru. Pro potřeby modelování lineárních obvodových reprezentací impedančních kmitočtových charakteristik byly pro dílčí typy zesilovacích celků v řetězci LNVGA nalezeny tři obvodové struktury uvedené na Obr. 2.14 (Z_GM), Obr. 2.15 (Z_TIA), Obr. 2.16 (Z_VA). Hodnoty nalezených koeficientů (dílčích součástkových hodnot) lineární obvodové reprezentace pro grafické závislosti impedančních kmitočtových charakteristik uvedených v příloze Pril. B včetně procentních odchylek δ_{MODUL} , δ_{FAZE} shrnují Tab. 2.1,2.2,2.3. Dílčí vstupní (výstupní) impedanční elementy však nemohou být připojeny k příslušným bránám přímo z důvodu existence vnitřního signálového (napěťového) multiplexeru mezi dílčími částmi řetězce LNVGA, který přenáší pouze napětovou informaci (a nikoliv proudovou)⁴ – proto byla sestavena struktura podmíněného serio-paralelního "impedančního kontejneru" ZCondXXstY, který umožňuje na základě splnění až 10 podmínek sepnutí konkrétních spínačů analogového multiplexeru vlastní lineární impedanční struktury Z_GM, Z_TIA, Z_VA připojit (odpojit) do (z) vlastní signálové cesty buď podélně nebo příčně (jeho struktura je uvedena na Obr. 2.13), jeho funkční předpis je uveden níže.

```
*Pokud je splnena sada podminek pro blok
.FUNC a@funcref@refDesParam()={IF(@cond1==1&@cond2==1&@cond3==1&@cond5==1&↔
@cond6==1&@cond7==1&@cond8==1&@cond9==1&@cond10==1,1,0)}
*Na zaklade skutecnosti, jestli se jedna o blok plovouci ci uzemneny a splneni podminky existence v retezci ↔
nastav dvojici rezistoru na rozpojeno ci zkrat
.FUNC bs@funcref@refDesParam()={IF(@isSerialType==0&{a@funcref@refDesParam()}==0,{@R0ffVal},0)}
.FUNC cs@funcref@refDesParam()={IF(@isSerialType==0&{a@funcref@refDesParam()}==1,{@R0ffVal},0)}
.FUNC ds@funcref@refDesParam()={IF(@isSerialType==1&{a@funcref@refDesParam()}==0,{@R0nVal},0)}
.FUNC es@funcref@refDesParam()={IF(@isSerialType==1&{a@funcref@refDesParam()}==1,{@R0ffVal},0)}
.FUNC bp@funcref@refDesParam()={IF(@isSerialType}==0&{a@funcref@refDesParam()}==0,{@R0ffVal},0)}
```

³Funkční průběhy modulu a fáze impedančních charakteristik již od prvotního vizuálního ohledání "slibovali" jednoduchost výsledných obvodových struktur pro jejich modelování (vyjímkou byl pouze transimpedanční zesilovač BTIA, jehož vstupní impedance vyžadovala díky jeho velmi nelineární fázové kmitočtové charakteristice pro svoji dokonalost až 15 prvků).

⁴Například zesilovač o jedné vstupní bráně by modelovanou impedanci obsahoval pouze na své jedné bráně i kdyby výsledných přívodu k této bráně bylo více. Pokud ale do cesty zařadíme napětové sledovače, je nutné modelovanou impedanci "předřadit" před takové sledovače a pokud by sledovače byly umístěny např. před všemi třemi vstupními periferními branami, že nutné takovou impedanci triplikovat před každý takový sledovače.

Užitím lineárních impedančních struktur Z_GM, Z_TIA, Z_VA s příslušnými parametry je vytvořena impedanční vrstva třetí úrovně modelu prvku LNVGA. Ukázka vlivu postupně se zvyšující hodnoty \mathbf{R}_{OUT} napěťového zdroje na skutečnou úroveň napětí $U_{\text{IN}_{A2}}$ na vstupu podbloku A2 bloku FGA je ukázána na Obr. 2.12. Modelování $\mathbf{Z}_{\text{IN}_{BOTA}}$ je realizováno na základě funkčních předpisů definujících 5 funkcí koeficientů pro druhou úroveň a 24 funkcí pro třetí úroveň lineární impedanční struktury Z_TIA $X_{\text{KOEF}_i} = f(U_{\text{DAMP}_{C}\text{TRL}})$ pro hodnoty $U_{\text{DAMP}} \in \{0, 0 \text{ V}; 1, 19 \text{ V}; 3, 30 \text{ V}\}.$

Druhá úroveň impedanční vrstvy je modelována rovněž s pomocí výše uvedených struktur Z_GM, Z_TIA, Z_VA, pouze jejich setrvačné prvky jsou umístěny do stavu pro $f \rightarrow 0$ Hz, tedy všechny kondenzátory jsou odpojeny a cívky zkratovány.



Obr. 2.12: Ukázka vlivu postupně se zvyšující hodnoty $R_{\rm OUT}$ napěťového zdroje na skutečnou úroveň napětí $U_{\rm IN_{A2}}$ na vstupu podbloku A2 bloku FGA přítomné



Obr. 2.13: Struktura příčně-podélného odpojitelného impedančního kontejneru s příkladem jeho použití ve druhé úrovni modelu

Brána	R1	R2	R3	R4	C1	C2	C3	$\delta_{ m MODUL}$	$\delta_{\mathrm{FÁZE}}$
	$[k\Omega]$	$[k\Omega]$	$[k\Omega]$	$[k\Omega]$	[pF]	[pF]	[pF]	[%]	[%]
gm10N	955,119	15,106	16,155	19,827	15,702	20,854	61,060	2,40	0,88
gm10P	955,118	15,106	16,155	19,827	20,320	20,328	65,505	2,80	0,82

Tab. 2.1: Nalezené koeficienty obvodové struktury $\tt Z_GM$ pro modelování impedančních kmitočtových charakteristik

Brána	R1	R2	R3	R4	R5	C1	C2	C3	C4
	$[\Omega]$	[Ω]	$[\Omega]$	$[\Omega]$	$[\Omega]$	[pF]	[pF]	[pF]	[pF]
tia1IN	273,340	3,340k	1,280k	8,037k	3,992k	23,267	1,592	9,562	19,037
tia1IP	222,109	2,904k	817,046	8,487k	1,965k	18,935	9,743	17,039	6,956
BT1IN1 _{0,00}	4,463	15,263k	23,755k	92,839k	18,382k	45,286	67,285	5,917	13,191
BT1IN1 _{1,19}	1,060	9,004k	13,326k	44,407k	9,498k	5,725	54,189	3,8824	8,223
BT1IN1 _{3,30}	55,269	25,249k	3,869k	78,627k	489,867	44,755	21,560	42,674	26,527
BT1IN20,00	100k	65,459k	40,482k	41,638k	1,000	22,295	26,279	10,472	9,799
BT1IN2 _{1,19}	1m	12,671k	43,782k	20,267k	$53,\!170$	497,174	142,722	10,439	11,301
BT1IN23,30	72,872	1,565	822,112	75,111	30,087k	61,578	5,840	35,026	16,070
Brána	C5	C6	C7	$\delta_{ m MODUL}$	$\delta_{\rm FÁZE}$				
Brána	C5 [nF]	C6 [pF]	C7 [pF]	$\delta_{ m MODUL}$ [%]	$\begin{bmatrix} \delta_{\rm FÁZE} \\ [\%] \end{bmatrix}$				
Brána tia1IN	C5 [nF] 4,919	C6 [pF] 110,104	C7 [pF] 131,308	$\frac{\delta_{\text{MODUL}}}{[\%]}$ 2,740	$\begin{array}{ c c c }\hline \delta_{\mathrm{FAZE}} \\ [\%] \\\hline 3,11 \end{array}$				
Brána tia1IN tia1IP	C5 [nF] 4,919 50,982	C6 [pF] 110,104 82,987	C7 [pF] 131,308 65,246	δ_{MODUL} [%] 2,740 4,970	$\begin{array}{ c c c } & \delta_{\mathrm{F}\mathrm{\dot{A}}\mathrm{Z}\mathrm{E}} \\ & [\%] \\ \hline & 3,11 \\ & 4,45 \end{array}$				
Brána tia1IN tia1IP BT11N1 _{0,00}	C5 [nF] 4,919 50,982 1,000	C6 [pF] 110,104 82,987 87,038	C7 [pF] 131,308 65,246 1,000	δ_{MODUL} [%] 2,740 4,970 0,53	$\begin{array}{ c c c c }\hline \delta_{\rm FAZE} & & & \\ [\%] & & \\\hline 3,11 & & \\ 4,45 & & \\\hline 1,72 & & \\\hline \end{array}$				
Brána tia1IN tia1IP BT11N1 _{0,00} BT11N1 _{1,19}	C5 [nF] 4,919 50,982 1,000 1,000	C6 [pF] 110,104 82,987 87,038 191,393	C7 [pF] 131,308 65,246 1,000 1,000		$\begin{array}{ c c c c c }\hline \delta_{\rm FÁZE} & & & \\ [\%] & & & \\\hline 3,11 & & \\ 4,45 & & \\ 1,72 & & \\ 2,04 & & \\\hline \end{array}$				
Brána tia1IN tia1IP BT1IN1 _{0,00} BT1IN1 _{1,19} BT1IN1 _{3,30}	C5 [nF] 4,919 50,982 1,000 1,000 3,355	C6 [pF] 110,104 82,987 87,038 191,393 82,242	C7 [pF] 131,308 65,246 1,000 1,000 1,000		$\begin{array}{ c c c c c c c c c c c c c c c c c c c$				
Brána tia1IN tia1IP BT11N10,000 BT11N11,19 BT11N13,300 BT11N20,000	C5 [nF] 4,919 50,982 1,000 3,355 100,000 100,000	C6 [pF] 110,104 82,987 87,038 191,393 82,242 62,675	C7 [pF] 131,308 65,246 1,000 1,000 1,000 100,000		$\begin{array}{ c c c c c }\hline \delta_{\rm F\dot{A}ZE} & & \\ \hline [\%] & & \\ \hline 3,11 & & \\ 4,45 & & \\ 1,72 & & \\ 2,04 & & \\ 2,81 & & \\ 1,93 & & \\ \end{array}$				
Brána tia1IN tia1IP BT11N10,000 BT11N11,19 BT11N13,300 BT11N20,000 BT11N21,19	$\begin{array}{ c c c c c c c c c c c c c c c c c c c$	C6 [pF] 110,104 82,987 87,038 191,393 82,242 62,675 41,467	C7 [pF] 131,308 65,246 1,000 1,000 1,000 1,000		$\begin{array}{ c c c c }\hline \delta_{\rm F\dot{A}ZE} & \\ \hline [\%] & \\ \hline 3,11 & \\ 4,45 & \\ 1,72 & \\ 2,04 & \\ 2,81 & \\ 1,93 & \\ 2,24 & \\ \hline \end{array}$				

Tab. 2.2: Nalezené koeficienty obvodové struktury **Z_TIA** pro modelování impedančních kmitočtových charakteristik

Implementace druhé a třetí vrstvy napěťových (převodních) zesilovačů

Východiskem pro implementaci druhé a třetí vrsty napěťových (převodních) zesilovačů byly experimentálně získané přenosové charakteristiky $\mathbf{K}_{\mathrm{U,g_m,r_{TOP,ON}}} = f(f)$ jejich kladného a záporného kanálu umístěné v příloze Pril. B.

Brána	L1	C1	R1	R2	$\delta_{ m MODUL}$	$\delta_{\mathrm{FÁZE}}$
	[nH]	[pF]	$[\Omega]$	$[\Omega]$	[%]	[%]
A2IA	1	51,798	9,111T	9,999T	1,04	1,96
A2IB	1	49,357	9,111T	9,999T	0,50	2,04
A3IA	1	52,000	9,111T	9,999T	0,96	2,01
A3IB	1	51,066	9,111T	9,999T	1,66	2,03
A20A	1	38,960	10,000p	3,444k	2,69	1,99
A20B	1	38,868	10,000p	3,444k	2,63	1,64
A30A	1	44,067	10,000p	3,444k	2,06	1,52
A30B	1	43,483	10,000p	3,444k	1,79	1,52
LNAON	1	50,782	10,000T	95,365k	1,14	3,27
LNAOP	1	52,895	10,000T	91,972k	2,41	3,27
VGA1I1	1	57,177	10,000T	10,000T	2,76	1,62
VGA1I2	1	56,902	10,000T	10,000T	1,87	1,53
VGA2I1	1	62,746	10,000T	10,000T	2,36	2,94
VGA2I2	1	60,498	10,000T	10,000T	1,91	2,9
VGA101	1	62,363	10,000T	1,643k	3,97	2,36
VGA102	1	56,850	10,000T	1,743k	3,86	2,33
VGA201	1	59,939	10,000T	1,841k	3,80	2,08
VGA202	1	55,262	10,000T	1,850	2,74	2,00

Tab. 2.3: Nalezené koeficienty obvodové struktury $\tt Z_VA$ pro modelování impedančních kmitočtových charakteristik



Obr. 2.14: Lineární obvodová reprezentace $\pmb{Z}_{\rm OUT}$ podbloku BOTA makrobloku LNA



Obr. 2.15: Lineární obvodová reprezentace $\pmb{Z}_{\rm IN}$ podbloku BTIA a $\pmb{Z}_{\rm IN}$ podbloku BOTA makrobloku LNA



Obr. 2.16: Lineární obvodová reprezentace $Z_{\text{IN,OUT}}$ obecného napěťového zesilovače

Ve druhé úrovni modelu byly původní principielní struktury cílové napětové a převodní zesilovače definující nahrazeny skutečnými strukturami použitelnými i v následujících úrovních modelu prvku LNVGA, ve kterých je možná přímá nahraditelnost dvojice řízených zdrojů (zpravidla E) pro kladný a záporný kanál frekvenční tabulkou EFREQ. Druhá úroveň dále definuje zachování limitních stavů fázového posunu pro kladný a záporný kanál a hodnotu zesílení jako $|\mathbf{K}_{\mathrm{U,gm,r_T}}| = \max_{f \in \mathbb{R}_0^+} |\mathbf{K}_{\mathrm{U,gm,r_T}}|$ (f). Maxima modulových přenosových kmitočtových charakteristik byly odvozeny z experimentálně získaných charakteristik vytříděných pro jejich "nejhorší případ" uvedených v příloze Přil. B, jejich přehled pro neregulovatelné zesilovače je uveden v Tab. 2.4, přehled maxim modulových přenosových kmitočtových charakteristik regulovatelných zesilovačů je uveden ve formě funkčního předpisu níže:

```
*VGA1P - kladny kanal
.FUNC F11@funcref(g) = {TABLE(g \leftrightarrow
     \{1, 0.403, 2, 0.427, 3, 0.462, 4, 0.468, 5, 0.501, 6, 0.513, 7, 0.525, 8, 0.556, 9, 0.596, 10, 0.631\}
.FUNC F21@funcref(g) = {TABLE(g \leftrightarrow
     ,11,0.684,12,0.716,13,0.750,14,0.767,15,0.794,16,0.871,17,0.923,18,0.977,19,1.059,20,1.122)
.FUNC F31@funcref(g) = {TABLE(g \leftrightarrow
     21,1.175,22,1.216,23,1.288,24,1.349,25,1.445,26,1.567,27,1.679,28,1.778,29,1.799,30,1.862
.FUNC F41@funcref(g) = {TABLE(g \leftrightarrow
     ,31,1.995,32,2.138,33,2.317,34,2.483,35,2.600,36,2.723,37,2.884,38,3.090,39,3.350,40,3.548)
.FUNC F51@funcref(g) = \{TABLE(g \leftrightarrow
     ,41,3.802,42,4.121,43,4.315,44,4.519,45,4.624,46,4.732,47,5.012,48,5.129,49,5.623,50,5.821)
.FUNC F61@funcref(g) = {TABLE(g \leftarrow
     ,51,6.166,52,6.383,53,6.531,54,6.918,55,7.244,56,7.762,57,8.414,58,9.016,59,9.333,60,9.772)
.FUNC F71@funcref(g) = \{TABLE(g, 61, 10.116, 62, 10.351, 63, 10.715, 64, 12.589)\}
*VGA1N - zaporny kanal (znamenko - je dodano externe nasledujicim blokem)
.FUNC F12@funcref(g) = {TABLE(g \leftrightarrow
     ,1,0.398,2,0.432,3,0.447,4,0.473,5,0.507,6,0.537,7,0.562,8,0.596,9,0.631,10,0.668)
.FUNC F22@funcref(g) = {TABLE(g \leftrightarrow
     ,11,0.700,12,0.733,13,0.776,14,0.813,15,0.912,16,0.955,17,1.035,18,1.096,19,1.135,20,1.161)\}
.FUNC F32@funcref(g) = {TABLE(g \leftrightarrow
     21,1.245,22,1.288,23,1.380,24,1.429,25,1.622,26,1.698,27,1.799,28,1.884,29,1.950,30,2.042)
.FUNC F42@funcref(g) = {TABLE(g \leftrightarrow
     ,31,2.065,32,2.138,33,2.291,34,2.455,35,2.661,36,2.851,37,2.884,38,3.055,39,3.162,40,3.199)\}
.FUNC F52@funcref(g) = {TABLE(g \leftarrow
     ,41,3.631,42,4.121,43,4.677,44,4.898,45,5.012,46,5.129,47,5.433,48,5.689,49,5.689,50,6.457)
.FUNC F62@funcref(g) = {TABLE(g \leftrightarrow
     ,51,6.761,52,7.079,53,7.328,54,7.586,55,7.852,56,9.120,57,9.661,58,10.000,59,10.471,60,10.839)
.FUNC \ F72@funcref(g) = \{TABLE(g, 61, 11.220, 62, 11.749, 63, 12.303, 64, 12.589)\}
*VGA2P - kladny kanal
.FUNC \ \texttt{W11@funcref}(g) = \{ TABLE(g { \longleftrightarrow }
```

```
,1,0.150,2,0.153,3,0.162,4,0.166,5,0.176,6,0.188,7,0.197,8,0.209,9,0.226,10,0.243)
.FUNC W21@funcref(g) = {TABLE(g \leftrightarrow
     \{11, 0.257, 12, 0.269, 13, 0.282, 14, 0.295, 15, 0.309, 16, 0.339, 17, 0.359, 18, 0.367, 19, 0.389, 20, 0.412\}
.FUNC \ \texttt{W31@funcref}(g) = \{ TABLE(g { \longleftrightarrow }
     ,21,0.432,22,0.452,23,0.457,24,0.479,25,0.501,26,0.525,27,0.556,28,0.582,29,0.661,30,0.716)\}
.FUNC W41@funcref(g) = {TABLE(g \leftarrow )
      ,31,0.741,32,0.785,33,0.813,34,0.861,35,0.933,36,0.977,37,1.035,38,1.096,39,1.175,40,1.216)
.FUNC W51@funcref(g) = {TABLE(g \leftrightarrow
      ,41,1.259,42,1.303,43,1.380,44,1.479,45,1.531,46,1.660,47,1.679,48,1.820,49,1.905,50,2.042)
.FUNC W61@funcref(g) = {TABLE(g \leftrightarrow
      51,2.113,52,2.265,53,2.344,54,2.483,55,2.630,56,2.661,57,2.818,58,3.020,59,3.236,60,3.428)
.FUNC W71@funcref(g) = {TABLE(g,61,3.589,62,3.758,63,3.890,64,4.027)}
*VGA2N - zaporny kanal (znamenko - je dodano externe nasledujicim blokem)
.FUNC W12@funcref(g) = {TABLE(g \leftrightarrow
      \{1, 0.170, 2, 0.180, 3, 0.184, 4, 0.191, 5, 0.202, 6, 0.204, 7, 0.211, 8, 0.221, 9, 0.232, 10, 0.254\}
.FUNC \ \texttt{W22@funcref}(g) = \{ TABLE(g { \longleftrightarrow }
      , 11, 0.272, 12, 0.279, 13, 0.282, 14, 0.305, 15, 0.324, 16, 0.335, 17, 0.351, 18, 0.367, 19, 0.380, 20, 0.407) \}
.FUNC \ \texttt{W32@funcref}(g) = \{TABLE(g {\hookleftarrow}
      , 21, 0.427, 22, 0.473, 23, 0.501, 24, 0.525, 25, 0.550, 26, 0.582, 27, 0.617, 28, 0.638, 29, 0.676, 30, 0.716) \}
.FUNC \ \texttt{W42@funcref}(g) = \{ TABLE(g \leftrightarrow
      31,0.741,32,0.776,33,0.813,34,0.851,35,0.902,36,0.955,37,1.012,38,1.084,39,1.135,40,1.175)
.FUNC W52@funcref(g) = {TABLE(g \leftrightarrow
      ,41,1.245,42,1.303,43,1.396,44,1.496,45,1.567,46,1.641,47,1.718,48,1.820,49,1.905,50,1.995)
.FUNC W62@funcref(g) = {TABLE(g \leftarrow
      ,51,2.089,52,2.239,53,2.344,54,2.512,55,2.661,56,2.818,57,2.985,58,3.126,59,3.273,60,3.350)
.FUNC W72@funcref(g) = {TABLE(g,61,3.548,62,3.802,63,3.936,64,4.074)}
```

Přenosové struktury pro modelování přenosu podbloků BOTA, BTIA makrobloku LNA a obecného napěťového zesilovače jsou uvedeny na Obr. 2.17 (K_GM), Obr. 2.18 (K_TIA), Obr. 2.19 (K_VA). Variabilita přenosu podbloku A3 bloku FGA na základě bitové vlastnosti BIN_A3_SDBUFGAINP5DB je z důvodu pouze jejích dvou možností určena funkčním předpisem.

Třetí a čtvrtou přenosovou vrstvu jsme získali nahrazením označenýchřízených zdrojů E v těchto strukturách frekvenční tabulkou EFREQ. Předpisy pro dílčí EFREQ bloky byly získány pomocí programového nástroje DDA na základě referenčních přenosových kmitočtových charakteristik umístěných v příloze Pril. B. Níže je ukázána funkční množina izolovaných bodů určující komplexní přenosovou charakteristiku kladného kanálu podbloku A2 makrobloku FGA (vždy se jedná o množinu uspořádaných trojic [**frekvence**, *modul*, *fáze*]):

*A2P – izolovane body definujici zesileni kladneho kanalu
$(1.0, -12.0, 183.6) \ (12.5, -11.9, 184.3) \ (24.4, -11.9, 184.4) \ (36.4, -11.9, 184.5) \ (48.3, -11.9, 184.6) \ (60.2, -11.9, 184.6) \longleftrightarrow$
$(72.2, -11.9, 184.7) \ (84.1, -11.9, 184.7) \ (96.0, -11.8, 184.8) \ (108.0, -11.8, 184.8) \ (119.9, -11.8, 184.8) \leftarrow 3.00 \ (108.0, -11.8, 184.8) \ $
$(131.8, -11.7, 186.1) \ (147.5, -11.6, 187.9) \ (163.5, -11.5, 189.6) \ (179.9, -11.4, 191.1) \ (201.2, -11.3, 193.0) \leftarrow 0.000 \ (1000, -10000, -1000, -1000, -1000, -1000, -1000, -100$
$(222.4, -11.2, 194.6) \ (246.6, -11.1, 196.3) \ (274.9, -11.0, 198.0) \ (303.2, -10.9, 199.6) \ (337.0, -10.8, 201.4) \leftarrow 0.000 \ (337.0, -10.8, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, 201.4) \ (337.0, -10.4, -10.4) \ (337.0, -10.4, -10.4) \ (337.0, -10.4, -10.4$
$(375.0, -10.7, 203.1) \ (413.0, -10.6, 204.7) \ (460.2, -10.5, 206.4) \ (510.7, -10.4, 208.1) \ (562.3, -10.3, 209.7) \leftarrow 0.000 \ (100000000000000000000000000000000$
$(629.5, -10.2, 211.5) \ (696.6, -10.1, 213.6) \ (769.2, -10.0, 215.8) \ (859.2, -9.9, 218.4) \ (949.3, -9.4, 220.6) \hookleftarrow$
$(1051.5, -8.9, 222.9) \ (1171.1, -8.3, 225.4) \ (1290.7, -7.7, 227.6) \ (1439.6, -7.1, 230.1) \ (1598.8, -6.5, 232.4) \leftrightarrow$
$(1757.9, -6.0, 234.6) \ (1966.4, -5.4, 237.1) \ (2179.9, -4.8, 239.5) \ (2398.8, -4.2, 241.6) \ (2682.6, -3.4, 243.7) \leftarrow 0.000 \ (200000000000000000000000000000000$
$(2966.3, -2.6, 243.3) \ (3288.1, -1.7, 242.8) \ (3665.5, -0.9, 242.4) \ (4042.9, -0.1, 242.0) \ (4494.4, 0.7, 241.5) \leftrightarrow 3000 \ (4494.4, -1.7, 242.8) \ (4042.9, -0.1, 242.0) \ (4494.4, -1.7, 242.8) \ (4042.9, -0.1, 242.0) \ (4494.4, -1.7, 242.8) \ (4042.9, -0.1, 242.0) \ (4494.4, -1.7, 242.8) \ (4042.9, -0.1, 242.0) \ (4494.4, -1.7, 242.8) \ (4042.9, -0.1, 242.0) \ (4494.4, -1.7, 242.8) \ (4042.9, -0.1, 242.8) $
$(5000.6, 1.6, 241.1) (5506.8, 2.3, 240.7) (6137.1, 3.2, 240.2) (6809.9, 4.0, 239.8) (7498.9, 4.8, 239.4) \leftarrow$
$(8393.9, 5.7, 238.9) \ (9288.9, 6.5, 237.0) \ (10257.8, 6.7, 234.4) \ (11458.1, 7.8, 231.5) \ (12658.5, 8.9, 228.9) \leftrightarrow$
$(14021.5, 9.1, 226.2) \ (15616.9, 10.0, 223.4) \ (17212.4, 10.6, 220.8) \ (19197.7, 11.4, 218.0) \ (21320.0, 11.9, 215.2) \leftrightarrow (1100.0, $

```
(23442.3,11.7,212.7) (26222.7,12.5,209.8) (29069.2,12.2,207.1) (31989.0,13.1,204.6) (35772.4,13.2,201.6) \leftarrow (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) \leftarrow (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35772.4,13.2,201.6) (35
(111934.6, 14.1, 163.9) (123869.3, 14.1, 160.0) (136789.8, 13.9, 156.1) (152796.8, 13.6, 151.9) \leftarrow
(256005.0, 12.4, 125.2) \\ (284306.5, 11.7, 114.8) \\ (312607.9, 11.3, 109.7) \\ (349685.4, 10.6, 102.4) \\ (387643.9, 10.1, 97.1) \\ \leftrightarrow
(426579.5, 8.8, 93.1) (477033.1, 8.2, 82.8) (527486.6, 7.3, 75.0) (584712.4, 6.0, 67.9) (651825.8, 5.2, 60.4) \leftrightarrow
(718939.1,3.8,53.6) (799230.3,2.7,46.3) (889244.0,1.2,38.9) (979257.8,-0.1,32.2) (1091342.3,-2.6,24.7) \leftrightarrow
(1210986.5, -4.7, 17.5) (1333521.4, -6.7, 10.8) (1492672.2, -9.0, 3.0) (1651823.1, -11.1, -4.0) \leftrightarrow
(1824121.6, -13.1, -10.8) (2037577.8, -15.4, -18.5) (2251034.1, -17.4, -25.4) (2493406.6, -19.5, -32.5) \leftrightarrow
(2777127.8, -21.7, -39.9) (3060849.0, -23.7, -46.7) (3413881.7, -25.9, -54.2) (3791287.8, -28.1, -61.5) \leftrightarrow
(4168693.8, -30.0, -68.0) (4663130.3, -32.3, -75.8) (5169314.8, -34.4, -82.9) (5688529.3, -36.4, -89.6) \leftrightarrow
(6361338.3, -38.6, -97.3) (7034147.3, -40.7, -104.3) (7797265.7, -42.8, -111.4) (8692236.5, -45.0, -118.9) \leftrightarrow
(9587207.3, -47.0, -125.7) (10657907.0, -49.2, -133.0) (11858259.7, -51.4, -140.4) \leftrightarrow
(13058612.4, -53.4, -147.1) (14553283.2, -55.6, -154.6) (16148764.7, -57.7, -161.8) \leftrightarrow
(17782794.1, -59.7, -168.4) (19905104.4, -62.0, -176.3) (22027414.6, -64.1, -183.3) \leftrightarrow
(24325052.1, -66.1, -190.1) \ (27171536.9, -68.4, -197.8) \ (30018021.8, -70.4, -204.7) \leftrightarrow
(33250112.1, -72.5, -211.8) \ (37033595.0, -74.7, -219.2) \ (40817077.9, -76.7, -226.0) \hookleftarrow
(45524844.2, -78.9, -233.5) \ (50557635.0, -81.1, -240.8) \ (55590425.7, -83.0, -247.3) \leftrightarrow
(62183841.8, -85.3, -255.1) \ (68933921.1, -87.4, -262.2) \ (75857757.5, -89.4, -268.8) \hookleftarrow
(84911098.4, -91.7, -276.7) \ (93964439.4, -93.8, -283.7) \ (493992017.2, -127.7, -398.5) \leftrightarrow
(1399326110.8, -149.0, -470.6) (2304660204.4, -159.2, -505.1) (3209994298.0, -166.0, -528.1) \leftrightarrow
(4115328391.6, -171.1, -545.3) (5020662485.2, -175.2, -559.0) (5925996578.8, -178.6, -570.5) \leftrightarrow (5925996578.8, -178.6, -570.5) 
(6831330672.4, -181.5, -580.3) \ (7736664766.0, -184.0, -588.9) \ (8641998859.6, -186.3, -596.6) \leftrightarrow (364198859.6, -186.3, -596.6) 
(9547332953.2, -188.3, -603.5)
```

Pro maximálně věrnou diskrétní definici konkrétní přenosové charakteristiky byl vždy zvolen co nejmaximálnější počet uspořádaných trojic do frekvenční tabulky EFREQ vložitelný (simulátor umožňuje až alfanumerických 4096 znaků, což odpovídá přibližně počtu 153 uspořádaných trojic). Původní představa počítala s vědeckým číselným formátem omezeným pouze na 3 desetinná místa – ukázalo se, že z pohledu přesnosti frekvenční souřadnice je to dostatečně málo a pro souřadnice modulu a fáze je tato přesnost až velká – pro dílčí uspořádané trojice v tabulce EFREQ je simulátorem vytvořena počástech lineární aproximace definovaná pro body modulu přenosové kmitočtové charakteristiky lineárnělogaritmicky a pro body fáze pouze lineárně. Dostatečná přesnost definovaných dvojic [modul, fáze] způsobovala "šum" vzniklý velmi přesnou po částech lineární aproximací na sebe navazujících úseků definovaných vstupními uspořádanými trojicemi – proto byl zvolen kompromis zachování co nejpřesnější frekvenční souřadnice a omezení souřadnice modulové a fázové pouze na jedno desetinné místo (v praxi způsobí maximálně $\delta_{\text{MODUL FÁZE}} \cong 1\%$, která je však pro podmínky za kterých byla všechna měření provedena zanedbatelná). Tímto způsobem jsou určeny přenosové vrstvy napěťových (převodních) zesilovačů ve třetí a čtvrté úrovni modelu prvku LNVGA.

Pro podbloky regulovatelných napěťových (převodních) zesilovačů byla narozdíl od podbloků neregulovatelných (u nichž postačí pouze dvojice tabulek EFREQ) definována struktura "podmínitelně připojitelné frekvenční tabulky EFREQ" KCond4stAll, který umožňuje na základě splnění 1 ze 64 hodnot externě definovaného parametru použít právě jednu frekvenční tabulku EFREQ definovanou externě vloženou posloupností izolovaných uspořádaných trojic k této hodnotě externě definovaného parametru příslušející (principielní fragment struktury viz Obr. 2.20). Simulované průběhy diferenčního modulu a fáze komplexního přenosu jsou uvedeny na Obr. 2.21,2.22.

Přenos	K _{BLOKU}
podbloku	[-]
$-$ gm1 $_{\rm P}$	$2,540\mathrm{mS}$
$\mathtt{gm1}_{\mathrm{N}}$	$2,\!2380\mathrm{mS}$
$\mathtt{tia1}_{\mathrm{P}}$	$15,\!488\mathrm{k}\Omega$
- tia1 $_{ m N}$	$14,\!621\mathrm{k}\Omega$
– a $2_{ m P}$	5,248
$a2_N$	4,677
$-$ a3 $_{ m P}$	1,244
$a3_{ m N}$	1,023
$-$ a3p5 $_{ m P}$	1,819
a3p5 $_{ m N}$	1,584

Tab. 2.4: Přehled maxim modulových přenosových kmitočtových charakteristik neregulovatelných podbloků v řetězci LNVGA



Obr. 2.17: Struktura podbloku BOTA zesilovače makrobloku LNA (K_GM)



Obr. 2.18: Struktura podbloku BTIA zesilovače makrobloku LNA (K_TIA)



Obr. 2.19: Struktura obecného napěťového zesilovače $(\texttt{K_VA})$ (pro tento případ podblok A2 makrobloku FGA)



Obr. 2.20: Fragment struktury podmíněně připojitelné frekvenční tabulky EFREQ KCond4stAll a příklad jejího použití v kladném kanále podbloku A3 makrobloku FGA prvku LNVGA



Obr. 2.21: Simulované průběhy modulu diferenčního komplexního přenosu 4. úrovně modelu prvku LNVGA



Obr. 2.22: Simulované průběhy fáze diferenčního komplexního přenosu 4. úrovně modelu prvku LNVGA

2.2.4 Nelineární úroveň modelu prvku LNVGA

Pro potřeby modelování impedanční vrstvy čtvrté úrovně modelu byla navržena struktura ZFREQ realizující v impedančním kontejneru ZCondXXstY matematický vztah $U_{\rm UZEL}$ = $Z_{\text{EFREQ}([\text{frekvence,modul,fáze}])}I_{V \check{\text{E}} T V \check{\text{I}}}$, kde EFREQ([frekvence, modul, fáze]) je množina uspořádaných trojic po částech aproximující konkrétní impedanční charakteristiku (struktura viz Obr. 2.23). V principu se jedná o převod proudu tekoucího větví v "kontejneru" na proudu I_X odpovídající napětí U_X , které je po přírustku dodaném frekvenční tabulkou EFREQ dodáno zpět do větve "kontejneru" (přitom má frekvenční tabulka EFREQ charakter impedance)⁵. Čtvrtá přenosová vrstva je shodná s vrstvou ve třetí úrovni modelu. Čtvrtá úroveň modelu definuje kromě nelineárních reprezentací komplexních přenosových a impedančních kmitočtových charakteristik dále omezení rozsahu zpracovávané vstupní veličiny dílčích reprezentovaných napětových (převodních) zesilovačů. Na základě měření provedeného na náhodně vybraném vzorku v byly z grafu na Obr. B.15 prezentovaného v příloze Pril. B odvozeny "absolutní maximální" hodnoty rozkmitu vstupního napětí $U_{\rm ROZKMIT_{MAX}}$ pro dílčí bloky napěťových (převodních) zesilovačů v jejich pracovní oblasti a shrnuty do Tab. 2.5 (jedná se o absolutní maximální použitelné limity, které jsou schopny dílčí podbloky zesilovačů zpracovat) a dále limity vstupního signálu, pro který je výstupní signál podbloku zřetelně harmonicky "čistý" (tyto hodnoty jsou velmi malé, ale z principu činnosti nízko-šumového zesilovače přijatelné). Vlastnost nelineárního přenosu vstupní nezávislé veličiny na výstupní závislou veličinu byla realizována pomocí bloku převodní tabulky ETABLE (pracuje s amplitudou napětí) dvojicí bodů $\{\left[-\frac{U_{\rm IN_{MAX_{\rm PP}}}}{2}, -\frac{U_{\rm IN_{MAX_{\rm PP}}}}{2}\right], \left[\frac{U_{\rm IN_{MAX_{\rm PP}}}}{2}, \frac{U_{\rm IN_{MAX_{\rm PP}}}}{2}\right]\}, \text{ který byl předřazen neinvertující (in$ vertující) vstup napěťového (převodního) zesilovače.

Testovaný	Vstupní	Absolutní	Harmonické
podblok	$f_{\rm TESTOVACÍ}$	$U_{\rm VST_{MAX}}$	$U_{\rm VST_{MAX}}$
gm1	100 Hz	$1,590\mathrm{V_{PP}}$	$3{,}556\mathrm{mV_{PP}}$
tia1	100 Hz	$60,000\mu\mathrm{A_{PP}}$	$6,320\mu\mathrm{A_{PP}}$
vga2	$43\mathrm{kHz}$	$20,000\mathrm{mV_{PP}}$	$20,000\mathrm{mV_{PP}}$
a2	81 kHz	$252{,}000\mathrm{mV_{PP}}$	$200{,}000\mathrm{mV_{PP}}$
a3	100 Hz	$252{,}000\mathrm{mV_{PP}}$	$79,\!600\mathrm{mV_{PP}}$

Tab. 2.5: Hodnoty absolutních a "harmonických" maxim rozkmitu vstupních zpracovávaných veličin podbloků napěťových (převodních) zesilovačů

⁵Pro zajištění bezpečného průběhu výpočtu pracovního bodu simulátorem bylo nutné do větve kontejneru se syntetickým prvkem ZFREQ vřadit rezistor s relativně velmi malou hodnotou odporu (např. $R_{\text{BIAS}} = 1 \Omega$).



Obr. 2.23: Principielní zapojení frekvenční tabulky EFREQ impedančního charakteru (ZFREQ)

2.2.5 Zhodnocení tvorby modelů první až čtvrté úrovně

Na základě experimentálně zjištěných charakteristik v příloze Pril. B byly pomocí programového nástroje DDA získané kmitočtové charakteristiky impedanční a přenosové zbaveny svých nejednoznačných úseků a byly dále exportovány seznamy uspořádaných trojic pro cílové frekvenční tabulky EFREQ a nástoj PSpice Optimizer. Byla modelována druhá, třetí impedanční úroveň na základě lineárních impedančních struktur i čtvrtá impedanční úroveň tvořená frekvenčními tabulkami EFREQ. Přenosy napěťových (převodních) zesilovačů byly modelovány přímo frekvenčními tabulkami EFREQ. Ze všeobecného pohledu na modelované naměřené charakteristiky plyne fakt, že řetězec LNVGA se chová jako "typický zesilovač", pouze, pokud je jeho vnitřní analogový multiplexor zapojen ve výchozí poloze a všechny jeho vnitřní součásti jsou v kaskádě propojeny – pokud jeho vnitřní kaskádu rozdělíme, a chceme použít jeho určité napěťové (převodní) zesilovače zvlášť, nalezneme nestandardně vysokou impedanci napěťové $Z_{\rm OUT_U}$ výstupní a současně i proudové $Z_{\rm IN_I}$ vstupní brány při nestandardně nízké impedanci napětové $Z_{\rm IN_U}$ vstupní a současně i proudové Z_{OUT_1} výstupní brány. Přenosové kmitočtové charakteristiky dále ve své pracovní oblasti vykazují výraznou fázovou proměnlivost, která může v budoucnu býti pro některé druhy aplikace prvku výraznou překážkou.

2.3 Realizace pomocného programového nástroje DDA

Programový nástroj DDA byl vytvořen především pro jednoduché načtení naměřených dat exportovaných v excelovské podobě dvojicí měřících přístrojů Agilent 4395A a 4294A a jednoduchý export jejich úzké reprezentační množiny do podoby přímo vyžadované ABM blokem frekvenční tabulky EFREQ simulačního nástroje PSpice (později byl přidána i možnost exportu naměřených dat do formátu vyžadovaném nástrojem PSpice Optimzer). Okno programu je rozděleno na část obsahující akční tlačítka pro vykovávání učitých akcí nad právě upravovanou (vybranou) charakteristikou a formovatelný graf, ve kterém jsme schopni v jednom upravovacím cyklu vždy určit dva požadované body P_1,P_2 mezi nimiž je vytvořen linearizovaný úsek (viz. Obr. 2.24). Jádro nástroje obsahuje komponentu DataGridView pro viditelné zobrazení seznamu tripletů souřadnic tvořících charakteristiky modulu a fáze upravovaných dat a komponentu Chart, díky které jsou

zachytávány dílčí body P_X, které lineární aproximace vyžaduje, včetně zobrazení upravovaných charakteristik. Komponenta DataGridView je naplněna excelovskými daty buď přes systémovou schránku tlačítkem Vlož data ze schránky, či složitějším postupem (zato však mnohokrát ověřeným), kdy nejprve pomocí tlačítka Načíst jména listů ve vybraném excelu načteme do vedlejší výčtové komponenty seznam jmen listů, které konkrétní vybraný excelovský soubor obsahuje, a poté buď výběrem pomocí myši, či vedle výčtové komponenty umístěných šipkových tlačítek vybereme požadované jméno listu, jehož data chceme načíst ze stanovené oblasti, kterou zadáme do textového podle umístěného pod výčtovou komponentou ve formátu pismenkoPocatecnihoSloupce_cisloPocatecnihoRadku↔ pismenkoKoncovehoSloupce_cisloKoncovehoRadku. Stiskem tlačítka Načíst data z listu excelu z výběru dle specifikovaného rozsahu metoda tlačítku příslušející nejprve "zabije procesy" ostatních spuštěných excelů⁶, poté na pomocí COM rozhraní vyčte z požadovaného listu z konkrétní oblasti dostupné datové triplety do připraveného lineárního seznamu. Dále k celku dat na základě, jestli je zatrhnuté pole Doplnit úvodník a patičku k datům, metoda vytvoří před a za načtenými daty umístěnými v lineárním seznamu počet "prázdných mísť" vyplněných triplety hodnot [frekvence, -60, 0] na začátku v počtu $C_{\text{ZAČÁTEK}} = \frac{f_{1.\text{TRIPLET}_{\text{FREKVENCE}}-1}{\text{hodnotaDělitele}}$ a na konci v počtu $C_{\text{KONEC}} = \frac{\text{hodnotaFMax} - f_{(N-1).\text{TRIPLET}_{\text{FREKVENCE}}}{\text{hodnotaDělitele}} - a připravená data vykreslí do grafu. Nyní může pro$ hodnotaDělitele bíhat samotná modifikace funkčních průběhů charakteristik vyobrazených v grafu, přičemž tlačítkem Obnovit původní datové řady v grafu vždy obnovíme obsah grafu do podoby od posledního platného načtení dat buď ze schránky, nebo výše uvedeným postupem z exelovského souboru. Dále pomocí komponenty rozbalovacího výběrového seznamu vybereme typ charakteristiky (MAGNITUDA/FÁZE), jejíž datové body budeme modifikovat – poté klikem do oblasti grafu načteme první bod $P_1 = [X_1, Y_1]$, který můžeme dále libovolně měnit do stisku tlačítka Získat druhou souřadnici, kdy se výběr prvního bodu P_1 zamkne, zahájí se zachytávání druhého bodu P_2 a při každém výběru tohoto bodu $P_1 = [X_2, Y_2]$ je graf vybraného typu charakteristiky překreslen do podoby, v níž jsou body nacházející se mezi P₁, P₂ lineární aproximací ovlivněné překresleny ze svých výchozích pozic, do svých pozic cílových daných směrnicí a úsekem prováděné lineární aproximace. Tlačítkem Aplikovat uložíme dočasně provedenou lineární aproximaci nad vybraným typem charakteristiky určenou body P1, P2 do zpracovávaných dat. Pokud se na začátku "uklikneme" např. v typu upravované charakteristiky, celý proces výběru dvou bodů zrušíme tlačítkem X až po stisku tlačítka Získat druhou souřadnici. Pokud po výběru prvního bodu P₁ lineární aproximace chceme protáhnout výslednou lineární aproximaci i za hranici X-souřadnice druhého vybraného bodu P2, zatrhneme v zaškrkávací komponentě příslušnou volbu Xpocatek (Xkonec). Body (triplety) upravovaných dvojic charakteristik potom exportujeme ve formě textového souboru s přímo vloženými datovými trojicemi pomocí tlačítka Exportovat data ve formě sloupců ... (jedná se o řádkový formát

⁶Není problém instanci excelu na pozadí otevřít, místy je velikým problémem ji zavřít ... takové instance potom zůstávají vyset v paměti a zabraňují otevření dalších instancí programu (jediným operativním řešením problému bylo přikročit k trochu "programátorsky nečistému" řešení).

oddělený "dvojmezerou" importovatelný např. excelem). Pro export datových reprezentantů pro účely frekvenční tabulky EFREQ musíme nejprve přidat seznam souřadnic klíče kmitočtu, na základě kterého program poté provede výběr požadovaných tripletů, a to buď volbou X-souřadnic kmitočtu v oblasti grafu a jejich přidáním do výčtového seznamu tlačítkem Přidat X souřadnici, či řadu vygenerovat automaticky na základě každé X-té kmitočtové souřadnice z množiny vložených dat. Tlačítka Odebrat označený (vše) slouží k vyčištění seznamu souřadnic kmitočtového klíče. Vytvořený seznam je možné dále uložit pomocí tlačítka Uložit seznam souřadnic pro pozdější použití (ten je poté při každém spuštění aplikace automaticky načten). Při samotném exportu seznamu uspořádaných trojic reprezentantů nástroj hlídá, aby jejich celková posloupnost nepřesáhla délku 4096 znaků (limit délky řádku simulátoru PSpice). Dalšími funkcemi jsou např. ulož a vyvolej fázovou charakteristiku z paměti nástroje tlačítky PHASE push/pop, kdy se jedná o její úplné nahrazení uloženými hodnotami, či eliminaci šumu ze zpracovánané "magnitudní" charakteristiky tak, že rozdělíme množinu tripletů dat na úseky o jejich pevném počtu (defaultně 10), a poté provedeme z jejich hraničních členů přímou lineární aproximaci přes ostatní triplety dat každým takovým úsekem. Níže uvádím fragment zdrojového kódu metody vykonávané při stisku tlačítka Po částech linearizuj magnitudu:

```
int delka = int.Parse(textBox2.Text); //nacti hodnotu delky useku modifikovanych dat z typu String to Int
//pres hranicni triplety ziskane prochazenim mnoziny na pocatku vlozenych dat po skocich
for (int i = 0; i < maticeNamerenaCisla.Count-delka; i=i+delka)
{
  //ziskej dilci souradnice bodu pro hranicni triplety prochazenych useku ve vlozenych datech
  double x1 = maticeNamerenaCisla[i][0];
  double x2 = maticeNamerenaCisla[i+delka][0];
  double y1 = maticeNamerenaCisla[i][1];
  double y2 = maticeNamerenaCisla[i + delka][1];
  //vypocti smernici a usek budouci aproximacni primky
  double smernice = (y2 - y1) / (x2 - x1);
  double usek = y1 - smernice * x1;
  //Pres mnozinu nezavislych promennych X (frekvence) vypocitej napric pomyslnym usekem primku v \leftrightarrow
    magnitude
  for (int j = i; j < i+delka; j++)
     maticeNamerenaCisla[j][1] = smernice * maticeNamerenaCisla[j][0] + usek;
}
//Takto upravena data magnitudy vloz zpet do DataGridView komponenty
for (int i = 0; i < maticeNamerenaCisla.Count; i++)
{
  dataGridView1.Rows[i].Cells[1].Value = maticeNamerenaCisla[i][1];
}
//vymaz graf a znovu ho vytvor pomoci s daty ze dataGridView
fillGraph();
```





3 NÁVRH PŘEDPISU DIFERENČNÍHO NAPĚŤOVÉHO ZESILOVAČE PRO SYMBOLICKÝ ANALYZÁTOR SNAP

Pro potřeby hledání symbolické podoby přenosových výrazů v navrhovaných obvodových strukturách po jejich předchozím stanovení bylo nutné do prostředí symbolického analyzátoru SNAP definovat prvek plně diferenčního napěťového zesilovače, jenž nebyl v době řešení diplomové práce v knihovně definován. Jeho definice byla pro účely práce nazvána FD-VFA (Fully differentially voltage feedback amplifier) a jeho prototyp popisuje všechny napěťové zesilovače ve struktuře prvku LNVGA.

3.1 Definice prototypu prvku FD-VFA

Rovnice (1.21) nepopisuje impedanční poměry čtyř-branu plně diferenčního napěťového zesilovače a proto není pro sestavení pseudo-admitační matice určující chování obvodové struktury při užití modifikované metody uzlových napětí dostačující. Dostatečná podoba pseudo-admitanční matice pro popis diferenčního napěťového zesilovače (schéma viz. Obr. 3.1) je dána maticovou soustavou (3.1)¹.

Na základě poznatků z [24] bylo nutné nejprve nutné vytvořit schématické značky pro oba typy poskytovaných editorů analyzovaného schématu (podoba značky prvku FDVA s uživatelsky měnitelným parametrem *GAIN* je uvedena na Obr. 3.1, editor MicroSim Schematic umožňuje její tvorbu integrovaným grafickým nástrojem, editor Editor32 takovou editaci neumožňuje a vyžaduje vektorový popis dílčích tvarů součástky včetně netlistové šablony v textovém souboru). Na Obr. 3.2 je uveden základní popis součástky pro potřebu schématického editoru MicroSim Schematic, jenž byl definován v nástroji editoru knihovny součástek programu editací souboru convey.snl pro definici nové součástky způsobem zkopírování některé již vytvořené (pro případ editoru schématu Editor32 byl přímo editován textový soubor conveyors.lbp). Definice matematického prototypu pro knihovnu samotného analyzátoru SNAP se nachází na Obr. 3.3 a byla doplněna do textové knihovny analyzátoru Snap3.cdl. Modifikace souborů knihoven součástek schématických editorů MicroSim Schematic, Editor32 spolu s prototypovou knihovnou analyzátoru SNAP provedenou při tvorbě této práce s doplněnou součástkou FD-VFA se nachází v elektronické příloze (viz. Příl. A).

¹Základní "prázdná" admitanční matice je doplněna o přídavnou veličinu proudu tekoucího zátěžemi kladného I_{Z+} a záporného kanálu I_{Z-} přes nějž jsou modelovány konvenční směry toku výstupních proudů zesilovače I_{OUT+} , I_{OUT-} a společný součet těchto výstupních proudů odvozených z proudu I_{R} referenčního uzlu. Řádky 6,7 matice pseudo-admitancí potom definují napěťovou zesilovací podmínku kladného a záporného kanálu.



Obr. 3.1: Definiční schéma prototypu prvku FD-VFA pro sestavu pseudo-admitanční matice (a) a schématická značka z editoru MicroSim Schematic (b)

$*PART \rightarrow ATTRIBUTES$
*interni parametr REFDES definuje unikatni nazev kazde vlozene instance soucastky
REFDES=A?; Modifikace=ano, Vrstva=Refdes, Zobrazeni=Hodnota
*parametru NAME predame hodnotu interniho parametru REFDES
NAME=@REFDES ;Modifikace=ne,Vrstva=Atributy, Zobrazeni=Ne
*parametr PART definuje nazev soucastky shodny s nazvem v knihovne SNAPu
PART=FD-VFA; Modifikace=ne, Vrstva=Nazvy soucastek, Zobrazeni=Ne
*parametr GAIN definuje zesileni diferencniho napetoveho zesilovace
$\texttt{GAIN=1} ; Modifikace = ano, Vrstva = Atributy, \ Zobrazeni = Nazev + Hodnota$
*hodnota konstrukce TEMPLATE je zapsana do souboru netlistu
;Modifikace=ne,Vrstva=Atributy,Zobrazeni=Ne
TEMPLATE=FD-VFA^@REFDES %IN+ %IN- %OUT+ %OUT- %GND @NAME.A=@GAIN

Obr. 3.2: Parametrický popis schématického modelu součástky FD-VFA pro editor MicroSim Schematic dle "doporučeného postupu" v [24]

;<fdva_name> <in_+> <in_-> <out_+> <out_-> <gnd> ;Nazev prvku stejny jako v netlistu !!! [FD-VFA] nodes = 5; Pocet skutecnych uzlu ve schematu - definuje dimenze pseudo-admitancni matice params = 1 ;Jeden parametr definujici zesileni GAIN prvku names = A; Symbol parametru shodny s definicemi atomu add = 2 ;Pocet pridavnych velicin (pro nas pripad definice zesileni kladneho a zaporneho kanalu) ;nasleduji definice jednotlivych atomu pseudo-admitancni matice (ktere popisuji nasledujici rovnice) $\texttt{mat1} = -1 \quad 1 \quad -2 \quad 2 \quad : \quad A \quad ; mat1 \quad \cap \quad mat2 \quad \cap \quad mat3 \rightarrow U_{\text{OUT}+} = A(U_{\text{IN}+} - U_{\text{IN}-}), \quad U_{\text{OUT}-} = -A(U_{\text{IN}+} - U_{\text{IN}-}) = A(U_{\text{IN}+} - U_{\text{IN}-}) = A(U_$ mat2 = -1 $3 \ 0 \ 0 \ : -1$ mat3 = -2 $4 \ 0 \ 0 \ : -1$ $0 \ 0 : 1 ; I_{ZATEZ+} = I_{OUT+}$ mat4 3 - 14 - 2 $0 \quad 0 : -1 ; I_{ZATEZ-} = -I_{OUT-}$ mat5 $= 5 - 1 \quad 0 - 2 : 1 ; I_{R(ZEM)} = I_{ZATEZ+} - I_{ZATEZ-}$ mat6

Obr. 3.3: Matematická definice prototypu prvku FD-VFA v knihovně prvků analyzátoru SNAP "doporučeného postupu" v [24]

4 APLIKACE PRVKU LNVGA

4.1 Kmitočtové filtry

Na základě poznatků uvedených výše pro následující filtrační aplikační možnosti nemůže být volený mezní kmitočet $f_{\rm MEZ}$ filtračního celku libovolný, ale musí zarhnovat někdy i velmi úzkou oblast činnosti konkrétníko makrobloku prvku LNVGA, přibližné oblasti činnosti pro dílčí bloky jsou uvedeny v Tab. 4.1. Dále z důvodu kompenzace záměny pojetí neinvertujícího (invertujícího) vstupu byla navržena struktura XInputsSwapper, jejíž vnitřní struktura je uvedena na Obr. 4.1 zajišťující přímou a prohozenou vstupní signálovou cestu na svůj výstup.

Z důvodu dosažení výsledné přehlednosti grafických výstupů simulátoru v následujících grafech, byla pro formát jejich legend zavedena "symbolika" ustavující popis dílčích vyobrazených funkčních závislostí předpisem {{S (nediferenční)}, D (diferenční)} + {1st, 4st (použitá úro-{A_{PRVEK ŘÍDÍCÍ QFILTBU}}} (tedy např. S1stHP12,20). Parametry aktivních prvků v následujících aplikačních možnostech použitých byly voleny do svých minimálních a maximálních hodnot (pro více řídících aktivních prvků do kombinací) a přitom byl sledován jejich vliv na výslednou hodnotu činitele jakosti $Q_{\rm FILTRU}$ a mezního kmitočtu $f_{\rm MEZ}$, přičemž pro stanovenou spektrální pracovní oblast dílčích podbloků řetězce LNVGA dle Tab. 4.1 pro výchozí $f_{\rm MEZ}$ volený v půlce definované pracovní oblasti a činitel jakosti $Q_{\rm FILTRU}$ typický pro Butterworthovu aproximaci pro minimální konfigurace aktivních prvků řídících se cíleně zdařilo pro jejich maximální konfigurace dosáhnout extrémně nízkého $Q_{\rm FILTRU}$ s pro LNVGA netypickou $B_{\rm PASMA}$, na tomto extrému byly nejvíce názorné limity funkční spektrální oblasti (a tím i "meze aplikace" celého prvku) pro cílové zkoumané zapojení kmitočtového filtru. Struktura M-C grafu pro podblok napěťového zesilovače ve struktuře prvku LNVGA uvedená na Obr. 1.25 byla použita s modifikací nahrazení přenosové proměnné obecným zesílením $A_{\rm X}$ a příslušné hodnoty přenosu pro nediferenční (diferenční) užití bloků byly doplňovány až během výpočtů. Kondenzátory v diferenčních variantách níže navržených filtračních celků byly z důvodu symbolické konvence pojmenovány jako C_{11}, C_{12} a C_{21}, C_{22} i za skutečnosti, že $C_{1_{\text{DIFF}}} = C_{11} = C_{12}$ a $C_{2_{\text{DIFF}}} = C_{21} = C_{22}$, což potvrzují dílčí rovnice pro každou aplikační možnost uvedené. V aplikačních možnostech jsou použity aktivní prvky dvou-výstupového DO-CF a čtyř-výstupového QO-CF proudového sledovače, které mají pro jednoduchost schématickou značku shodnou s prvkem FD-CF, pouze záporný proudový kanál je vždy viditelně uzemněn.



Obr. 4.1: Vnitřní zapojení struktury XInputsSwapper

Podblok	Hranice $f_{\rm MIN}$	Hranice $f_{\rm MAX}$
gm1	1 Hz	$30\mathrm{kHz}$
tia1	1 Hz	$7\mathrm{kHz}$
vga1	1 Hz	$100\mathrm{kHz}$
vga2	30 kHz	$200\mathrm{kHz}$
a2	40 kHz	$300\mathrm{kHz}$
a3	1 Hz	200 kHz

Tab. 4.1: Přibližné oblasti činnosti dílčích podbloků v prvku LNVGA

4.1.1 Varianta univerzálního kmitočtového filtru s minimem pasivních komponent

V rámci první aplikace byl proveden návrh univerzálního kmitočtového filtru pracujícího v proudovém módu (pro návrh byl částečně východiskem [19]). Toto zapojení mělo tu zvláštnost, že se bude skládalo pouze z tolika pasivních prvků, abychom vyhověli charakteristické rovnici filtračního celku 2. řádu a přitom v její struktuře využili fixní zesilovací makroblok FGA prvku LNVGA (jedná se OTA-C typ kmitočtového filtru) (ve skutečnosti může být počet aktivních prvků ve struktuře pro cílovou funkci menší než počet v návrhu následujícím). Na základě rovnice (1.38), která je "minimální" charakteristickou rovnicí pro celek 2. řádu a výše popsaných postupů pro intuitivní tvorbu grafu kmitočtového filtračního celku nakreslíme graf této rovnici se podobající. Budeme mít k dispozici napětový zesilovač FGA (volba tří stupňů zesílení), dále bloky BOTA (MOTA) a FD-CF (tedy nepostupujeme cestou plně obecných aktivních prvků).

Prvním krokem je nakreslení dvou uzlů s podélně připojenými setrvačnými prvky.



Nyní tyto uzly spojíme a vytvoříme dotýkající se smyčku tak, že z prvního uzlu s kondenzátorem C_1 pomocí kladného kanálu prvního prvku BOTA odebereme napětí U_{C_1} , to převedeme na proud $g_m U_{C_1}$ a následně opět ve druhém uzlu na kondenzátoru přeměníme na napětí U_{C_2} . Druhý prvek BOTA provede stejnou operaci, pouze z uzlu druhého do uzlu prvního, přičemž napětí druhého uzlu U_{C_2} bude nejprve zesíleno blokem FGA prvku LNVGA. Pro případ budoucí změny znamének nahradíme koeficienty znamének parametrů prvkových grafů koeficienty $a_x \in \{-1,1\}$. Determinant grafu bude mít tvar (graf obsahuje jednu dotýkající se smyčku s oběma uzly):



$$\Delta = V - \sum_{y_1=1}^{1} S_1^{(y_1)} V_1^{(y_1)} = \boldsymbol{p} C_1 \boldsymbol{p} C_2 - [a_1 a_2 \boldsymbol{g}_{m_1} a_3 a_4 \boldsymbol{A}_{\text{FGA}} a_5 a_6 \boldsymbol{g}_{m_2}]$$

$$= \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 - a_1 a_2 \boldsymbol{g}_{m_1} a_3 a_4 \boldsymbol{A}_{\text{FGA}} a_5 a_6 \boldsymbol{g}_{m_2} = 0$$
(4.1)

Dále do grafu přidáme další dotýkající se smyčku přenášející na proud převedené záporně vzaté zesílené napětí blokem FGA zpět do druhého uzlu s napětím U_{C_2} . Determinant poté přejde do konečné podoby (pro dvojice smyček se obě smyčky dotýkají obou uzlů). Dále za znaménkové koeficienty přenosu dílčích větví grafu dosadíme tak, aby dílčí mnohočleny výsledného polynomu charakteristické rovnice byly kladné.



$$\Delta = V - \sum_{y_1=1}^{2} S_1^{(y_1)} V_1^{(y_1)} + \sum_{y_2=1}^{0} S_2^{(y_2)} V_2^{(y_2)} = \mathbf{p} C_1 \mathbf{p} C_2 - [(-1)a_1 a_2 \mathbf{g}_{m_1} a_3 a_4 \mathbf{A}_{FGA} a_5 a_6 \mathbf{g}_{m_2} + (-1) \mathbf{p} C_2 a_1 a_7 \mathbf{g}_{m_1}] = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 - (-1) \mathbf{p} C_2 a_1 a_7 \mathbf{g}_{m_1} - (-1) a_1 a_2 \mathbf{g}_{m_1} a_3 a_4 \mathbf{A}_{FGA} a_5 a_6 \mathbf{g}_{m_2} = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 - (-1) \mathbf{p} C_2 (-1) (-1) \mathbf{g}_{m_1} - (-1) (-1) (1) \mathbf{g}_{m_1} (1) (-1) \mathbf{A}_{FGA} (1) (1) \mathbf{g}_{m_2} = \mathbf{p}^2 C_1 C_2 + \mathbf{p} C_2 \mathbf{g}_{m_1} + \mathbf{g}_{m_1} \mathbf{A}_{FGA} \mathbf{g}_{m_2} = 0$$

$$(4.2)$$

Z výsledné charakteristické rovnice můžeme dále pomocí vztahů (1.32), (1.33) určit hodnoty mezního kmitočtu f_{MEZ} a činitele jakosti Q_{FILTRU} , poté přes "výchozí" stanovené hodnoty f_{MEZ} a Q_{FILTRU} stanovíme¹ hodnoty ostatních parametrů prvků na f_{MEZ} a Q závislých (pro "výchozí" hodnoty Q užíváme Butterworthovy aproximace ($Q_{\text{BUTTERWORTH}_{2.\text{RAD}}} =$ 0,7071), která definuje méně strmý růst bez překmitů a linearitu fázové charakteristiky, dále definujme $f_{\text{MEZ}} = 120 \text{ kHz}$ a parametry aktivních prvků $g_{\text{m1}_{\text{NEDIF}}} = \max_{f \in \mathbb{R}_0^+} | \mathbf{g}_{\text{m1}_{\text{NEDIF}}} | (f) =$ $1,5 \text{ mS}, g_{\text{m2}_{\text{NEDIF}}} = \max_{f \in \mathbb{R}_0^+} | \mathbf{g}_{\text{m2}_{\text{NEDIF}}} | (f) = 1,5 \text{ mS}, A_{\text{FGA}_{\text{NEDIF}}} = \max_{f \in \mathbb{R}_0^+} | \mathbf{A}_{\text{FGA}_{\text{NEDIF1}}} | (f) =$ $\{14, 20, 26\} \text{ dB}$ (pro tuto "výchozí" konfiguraci je proveden ukázkový výpočet kapacit C_1 , C_2 pro nediferenční (diferenční) variantu zapojení a zaokrouhlením na skutečné hodnoty pasivních součástek dle rovnic (4.6), (4.7)):

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m_1} A_{FGA} g_{m_2}}{C_1 C_2}}$$
(4.3)

$$Q = \frac{1}{b_1}\sqrt{b_2b_0} = \frac{1}{C_2g_{\rm m_1}}\sqrt{C_1C_2g_{\rm m_1}A_{\rm FGA}g_{\rm m_2}} = \sqrt{\frac{C_1g_{\rm m_2}A_{\rm FGA}}{C_2g_{\rm m_1}}}$$
(4.4)

$$\frac{A_{\rm FGA}g_{\rm m_2}}{Q^2g_{\rm m_1}} = \frac{C_2}{C_1} \cap \frac{A_{\rm FGA}g_{\rm m_1}g_{\rm m_2}}{4\pi^2 f_0^2} = C_1 C_2 \tag{4.5}$$

$$C_1 = \frac{Qg_{\rm m_1}}{2\pi f_0} \approx 1,407\,{\rm nF}(2,813\,{\rm nF}) \tag{4.6}$$

$$C_2 = \frac{A_{\rm FGA} g_{\rm m_2} C_1}{Q^2 g_{\rm m_1}} \approx 14,068 \,\mathrm{nF}(56,270 \,\mathrm{nF}) \tag{4.7}$$

$$C_{11} = C_{12} = C_1 \tag{4.8}$$

$$C_{21} = C_{22} = C_2 \tag{4.9}$$

(4.10)

Nyní na základě grafu signálových toků odpovídajícímu našemu kmitočtovému filtru doplníme ostatní vývody aktivních prvků a na základě Masonova pravidla či výhodného

¹Při výpočtech hodnot mezní frekvence f_{MEZ} a činitele jakosti Q_{FILTRU} filtračního je kladen důraz na zesílení aktivního prvku při nediferenčním \leftrightarrow diferenčním použití, protože plně diferenční aktivní prvky mají své zesílení (převod) A_{UDIF} , B_{IDIF} , g_{mDIF} , r_{TDIF} definované při současné činnosti svého kladného a záporného kanálu podobně jako multi-zesilovač LNVGA, v případě odděleného použití kladného a záporného kanálu pracují pouze se zesílením $\frac{A_{\text{UNEDIF}}}{2}$, $\frac{B_{\text{INEDIF}}}{2}$, $\frac{g_{\text{mDIF}}}{2}$, $\frac{r_{\text{TDIF}}}{2}$ poloviční hodnoty – tedy závislé hodnoty parametrů pasivních prvků vypočtené pro nediferenční zapojení obvodového celku je nutné při diferenčním použití konkrétního aktivního prvku přepočítat s jeho diferenční a tím i plnou hodnotou zesílení (převodu).

použití programu SNAP určíme čitatele racionálně lomeného přenosového výrazu (indexem i pro proudový funkčně-filtrační výstup rozumíme opačný tok veličiny, kladnou orientací je pro dvoj-bran proudové zřídlo)². Při hledání odběrných míst filtračních funkcí se může pro správně sestavený graf dle pravidel v [28] vykazující předpisový determinant dle (1.38), (1.39), (1.40), (1.41) přihodit, že symbolické výrazy přenosových funkcí horní, dolní a pásmové propusti nejsou dle 1.10 "čisté", ale svoje lineární kombinace – v tom případě musíme nalézt pro shodnou rovnici determinantu jinou podobu takového grafu – později příjdeme na fakt, že podoba grafu bude pro dílčí nalezená řešení návrhů kmitočtových filtrů velmi podobná, rozdíly budou pouze v místech použití a dílčích typech aktivních (pasivních) prvků. Zapojení poskytuje funkčně-filtrační proudové výstupy $I_{\rm HP}$, $I_{\rm DP}$, $I_{\rm iPP}$ – poslední jmenovaná je odebírána invertovaně, protože součet těchto tří poskytovaných funkcí $I_{\rm HP}$, $I_{\rm DP}$, $I_{\rm iPP}$ dle Tab. 1.10 umožní vytvořit i ostatní přenosové funkce $I_{\rm PZ}$, $I_{\rm FC}$. Simulační výstupy modulu komplexního přenosu s využitím modelů první a čtvrté úrovně pro dílčí konfigurace zesílení makrobloku FGA jsou uvedeny na Obr. 4.4, konfiguracím odpovídající fáze komplexního přenosu potom na Obr. 4.5. V Tab.4.2,4.3 jsou uvedeny simulované parametry dílčích funkcí filtračního celku pro nediferenční a diferenční variantu³ (hodnoty parametrů pro další možnosti zesílení $A_{\rm FGA_{\rm NEDIFF1}}, \, A_{\rm FGA_{\rm NEDIFF2}}$ prvku FGA jsou uvedeny především pro demonstraci vzájemné závislosti $Q = f(f_{\text{MEZ}})$ tohoto zapojení. Obvodové schéma zapojení je uvedeno na Obr. 4.2 v podobě nediferenční a na Obr. 4.3 v podobě diferenční včetně definice použitých obvodových prvků při realizaci (implementaci) prvků aktivních.



²Proudová orientace výstupů není standardní a různých publikacích je definována jinak – program SNAP jednotlivým blokům přiřazuje chování proudových výstupů matematicky opačným způsobem než v práci uvedené grafy signálových toků (tedy noře přiřazuje kladnou, zřídlu zápornou orientaci), tato odlišnost je kompenzována záporným charakterem definice proudového přenosu (proto poté struktury M-C grafů a programem SNAP simulovaných schémat při obrácené polaritě proudového zdroje odpovídají). Simulační struktury aktivních prvků v simulátoru PSpice potom přímo odpovídají uvažovaným M-C grafům prvků uvedených v práci, či splňují pro dílčí cesty ze vstupů na výstupy modelovaného prvku požadované hodnoty přenosů (převodů) těchto cest.

³Přehled vypočtených hodnot veličin popisujících filtrační funkce jednoduchého OTA-C filtru je uveden pouze ukázkově, pro následující složitější filtrační stuktury budou shrnuty pouze přehledy změn dílčích funkčních parametrů filtračního celku na změně parametrů dílčích aktivních prvků ve struktuře obsažených.

$$I_{\rm HP} = \frac{p^2 C_1 C_2}{\Delta} \tag{4.11}$$

$$I_{\rm DP} = \frac{g_{\rm m_1} A_{\rm FGA} g_{\rm m_2}}{\Delta} \tag{4.12}$$

$$\boldsymbol{I}_{\rm iPP} = -\frac{\boldsymbol{p}C_2 g_{\rm m_1}}{\Delta} \tag{4.13}$$

$$\boldsymbol{I}_{\mathrm{PZ}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{HP}} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{DP}}}{\Delta} = \frac{\boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 + g_{\mathrm{m}_1} A_{\mathrm{FGA}} g_{\mathrm{m}_2}}{\Delta}$$
(4.14)

$$\boldsymbol{I}_{\mathrm{F\check{C}}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{HP}} - \boldsymbol{I}_{\mathrm{PP}} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{DP}}}{\Delta} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{HP}} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{iPP}} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{DP}}}{\Delta} = \frac{\boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 - \boldsymbol{p} C_2 g_{\mathrm{m}1} + g_{\mathrm{m}1} A_{\mathrm{FGA}} g_{\mathrm{m}2}}{\Delta}$$
(4.15)



Obr. 4.2: Nediferenční varianta OTA-C filtru s minimálním počtem pasivních komponent



Obr. 4.3: Diferenční varianta OTA-C filtru s minimálním počtem komponent



Obr. 4.4: Simulovaný modul komplexního přenosu pro OTA-C filtr s minimálním počtem komponent s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA



Obr. 4.5: Simulovaná fáze komplexního přenosu pro OTA-C filtr s minimálním počtem komponent s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA

			Parametry jednoduchého OTA-C filtru						
			s minimem pasivních komponent						
				Simul	ovaná nedi	ferenční varia	anta		
				1. úroveň			4. úroveň		
			DP	HP	PP	DP	HP	PP	
	fmez		119,937	230,997	120,071	77,620	79,430	79,430	
$A_{\rm FGA_{\rm NEDIF1}} =$	$f_{\rm MEZ_L}$	[kHz]			62,267			$70,\!500$	
14 dB (Výchozí	f _{MEZH}]			230,997			88,370	
konfigurace)	$B_{\rm PASMA}$]			168,730			17,860	
	Q	[-]	0,712	0,713	0,711	4,547	2,234	4,446	
	fmez		215,181	133,467	169,774	79,430	87,100	85,110	
4	$f_{\rm MEZ_L}$	[kHz]			104,735			61,620	
AFGA _{NEDIF2} –	f _{MEZH}				274,110			108,600	
20 0 D	B_{PASMA}				169,476			$108,\!600$	
	Q	[-]	1,1533	1,154	1,001	2,897	1,174	1,812	
	$f_{\rm MEZ}$		315,946	162,093	223,375	91,200	874,235	109,6	
4	$f_{\rm MEZ_L}$	[kHz]			$156,\!634$			45,740	
$A_{FGA_{NEDIF3}} =$	f _{MEZH}]	/		326,064			173,600	
2000	B_{PASMA}		\square		169,430			127,800	
	Q	[-]	1,436	1,436	1,318	1,744	1,053	0,858	

Tab. 4.2: Hodnoty funkčních parametrů filtračních funkcí varianty OTA-C filtru s minimálním počtem pasivních komponent pro jeho nediferenční variantu

				Paramet	ry jednodu	chého OTA-	C filtru	
			s minimem pasivních komponent					
				Sim	ılovaná dife	erenční varia	nta	
				1. úroveň			4. úroveň	
			DP	HP	PP	DP	HP	PP
	$f_{\rm MEZ}$		118,596	121,730	120,401	158,500	158,500	158,500
$A_{\rm FGA_{\rm DIF1}} = 20 \rm dB$	$f_{\rm MEZ_L}$	[kHz]			230,154			$154,\!800$
(Výchozí	f _{MEZH}				62,641			162,200
konfigurace)	B _{PASMA}]			167,513			74,370
	Q	[-]	0,708	0,708	0,708	21,713	19,248	21,312
	f _{MEZ}	[kHz]	214,424	134,389	169,927	151,400	169,800	158,500
	f _{MEZL}				105,498			105,900
$A_{\rm FGA_{\rm DIF2}} = 26\rm dB$	f _{MEZH}				273,005			105,900
	B _{PASMA}				164,507			105,200
	Q	[-]	1,144	1,144	1,014	1,507	1,417	1,507
	fmez		314,929	$162,\!485$	224,362	154,900	588,800	173,800
	$f_{\rm MEZ_L}$	[kHz]			$157,\!670$			83,030
$A_{\rm FGA_{DIF3}} = 31{\rm dB}$	$f_{\rm MEZ_L}$ $f_{\rm MEZ_H}$	[kHz]			157,670 325,434			83,030 264,500
$A_{\rm FGA_{\rm DIF3}}=31\rm dB$	$\frac{f_{\rm MEZ_L}}{f_{\rm MEZ_H}}$	[kHz]			$ 157,670 \\ 325,434 \\ 167,764 $			83,030 264,500 181,500

Tab. 4.3: Hodnoty funkčních parametrů filtračních funkcí varianty OTA-C filtru s minimálním počtem pasivních komponent pro jeho diferenční variantu

4.1.2 Varianta univerzálního kmitočtového filtru s nezávislým laděním parametrů čistě napěťovými prvky

Určitými nevýhodami výše uvedeného jednoduchého OTA-C filtru s minimálním počtem pasivních komponent jsou závislá a nelineární změna činitele jakosti $Q_{\rm FILTRU}$ při změně hodnoty mezního kmitočtu filtračního celku $f_{\rm MEZ}$ pomocí změny zesílení makrobloku FGA a potenciálně v případě nastavení výchozích parametrů f_{MEZ} , Q_{FILTRU} filtračního celku pro druhý řád filtrační funkce pouze pomocí dvojice kapacitních hodnot setrvačných prvků může pro jejich relativně malé hodnoty docházet k projevu parazitních kapacit vstupů (výstupů) aktivních prvků ve struktuře filtračního celku. Tyto nevýhody budou kompenzovány v následujících pokročilejších filtračních celcích pro jejichž návrh byl částečně východiskem [21]. Základní úvahy návrhu vychází z charakteristických rovnic (1.40), (1.41) které definují nezávislé ladění f_{MEZ} , Q_{FILTRU} kmitočtového filtračního celku pomocí volby stejných hodnot určitých pasivních prvků, avšak pro případ druhé a třetí aplikace budou pro ladění parametrů filtračních funkcí použity výhradně napěťové a proudové aktivní prvky. Prvním krokem návrhu je realizace uzavřené smyčky s příčně umístěnými setrvačnými prvky, ve které se musí pro výslednou linearitu změny mezního kmitočtu $f_{\rm MEZ}$ filtračního celku objevit aktivní prvek mezní kmitočet f_{MEZ} řídící duplicitně pro výslednou kvadraturu jeho zesílení (ve druhé aplikaci makroblok napěťového zesilovače VGA prvku LNVGA). Struktura obsahuje znovu znaménkové koeficienty a_x za účelem pozdějšího dosažení kladných znamének dílčích jednočlenů výsledného výrazu $D(\boldsymbol{p})$ charakteristické rovnice. Determinant této formy grafu signálových toků bude mít v tomto případě tvar:



$$\Delta = V - \sum_{y_1=1}^{1} S_1^{(y_1)} V_1^{(y_1)} = \boldsymbol{p} C_1 \boldsymbol{p} C_2 - \left[a_1 a_2 \boldsymbol{A}_{VGA1} a_3 a_4 \boldsymbol{A}_{VGA2} a_5 a_6 \boldsymbol{g}_{m_1} a_7 a_8 \boldsymbol{g}_{m_3} a_9 \right]$$

$$= \boldsymbol{p} C_1 \boldsymbol{p} C_2 - a_1 a_2 \boldsymbol{A}_{VGA1} a_3 a_4 \boldsymbol{A}_{VGA2} a_5 a_6 \boldsymbol{g}_{m_1} a_7 a_8 \boldsymbol{g}_{m_3} a_9 = 0$$
(4.16)

Zavedením vnořené smyčky opětovně obsahující zesilovací větev aktivního prvku svým zesílením řídícího mezní kmitočet filtračních funkcí f_{MEZ} (ve druhé aplikaci makroblok VGA prvku LNVGA) získáme nezávislost činitele jakosti Q_{FILTRU} filtračního celku na konfiguraci zesílení řídícího prvku. Vložením dalšího konfigurovatelného aktivního prvku
do vnořené smyčky získáme jiným pohledem lineární změnu úhlové šířky pásma B_{ω} , která pro konstantní hodnotu mezního kmitočtu filtračního celku f_{MEZ} = konst. znamená hyperbolickou závislost činitele jakosti Q_{FILTRU} navrhovaného filtračního celku (pro druhou aplikační možnost makroblok FGA prvku LNVGA). Další modifikací předešlé fáze grafu signálových toků je nahrazení bloku převodníku napětí-proud BOTA reprezentované segmentem g_{m3} proudovým ekvivatelnem integračního článku nejsnáze realizovatelného pomocí podélně připojené vodivosti G_X (pro případ setrvačného prvku C_2 vodivost G_2), která napětí na uzlu X převede na příslušný proud $I_{\text{Cx}} = U_{\text{Cx}}G_X$ a proudového sledovače, který kopií tohoto proudu I_{Cx} kondenzátor opětovně nabijí – protože však byl do struktury vložen pasivní prvek, je nutné ho doplnit jeho symbol ke příslušející vlastní smyčce. Posledním krokem úpravy rovnice determinantu je opět taková volba znaménkových koeficientů pro výslednou redukci tvaru charakteristické rovnice na lineární kombinaci tří kladných jednočlenů.



 $+(pC_2+G_2)(a_1a_{10}A_{\rm VGA1}a_{11}a_{12}A_{\rm FGA}a_{13}a_{14}g_{\rm m_2}a_{15})+a_1a_2A_{\rm VGA1}a_3a_4A_{\rm VGA2}a_5a_6g_{m_1}a_7a_8G_2a_9a_{15}]+a_1a_2A_{\rm VGA2}a_5a_6g_{m_1}a_7a_8G_2a_9a_{15}]+a_1a_2A_{\rm VGA2}a_5a_6g_{m_1}a_7a_8G_2a_9a_{15}]+a_1a_2A_{\rm VGA2}a_5a_6g_{m_1}a_7a_8G_2a_9a_{15}]+a_1a_2A_{\rm VGA2}a_5a_6g_{m_1}a_7a_8G_2a_9a_{15}]+a_1a_2A_{\rm VGA2}a_5a_6g_{m_1}a_7a_8G_2a_9a_{15}]+a_1a_2A_{\rm VGA2}a_5a_6g_{m_1}a_7a_8G_2a_9a_{15}]+a_1a_2A_{\rm VGA2}a_5a_6g_{m_1}a_7a_8G_2a_9a_{15}]+a_1a_2A_{\rm VGA2}a_6a_6g_{m_1}a_7a_8G_2a_{15}]+a_1a_2A_{\rm VGA2}a_6a_6a_{15}]+a_1a_2A_{\rm VGA2}a_6a_{15}]+a_1a_2A_{\rm VGA2}a_{15}$

- + $[a_1a_{10}\boldsymbol{A}_{\text{VGA1}}a_{11}a_{12}\boldsymbol{A}_{\text{FGA}}a_{13}a_{14}\boldsymbol{g}_{\text{m}_2}a_{15}a_8G_2a_7] = \boldsymbol{p}^2C_1C_2 + \boldsymbol{p}C_1G_2 \boldsymbol{p}C_1a_8G_2a_7 \boldsymbol{p}C_1a_8G_2a_8G_2a_7 \boldsymbol{p}C_1a_8G_2a_8G_2a_7 \boldsymbol{p}C_1a_8G_2a_8G_2a_7 \boldsymbol{p$
- $p C_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} a_{13} a_{14} \boldsymbol{g}_{\mathrm{m}_2} a_{15} G_2 a_1 a_{10} \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}} a_{11} a_{12} a$
- $-a_1 a_2 \mathbf{A}_{\text{VGA1}} a_3 a_4 \mathbf{A}_{\text{VGA2}} a_5 a_6 \mathbf{g}_{m_1} a_7 a_8 G_2 a_9 a_{15} + a_1 a_{10} \mathbf{A}_{\text{VGA1}} a_{11} a_{12} \mathbf{A}_{\text{FGA}} a_{13} a_{14} \mathbf{g}_{m_2} a_{15} a_8 G_2 a_7 = a_1 a_2 \mathbf{A}_{\text{VGA1}} a_{10} \mathbf{A}_{\text{VGA1}} a_{1$

$$= p^{2}C_{1}C_{2} + pC_{1}G_{2} - pC_{1}(1)G_{2}(1) - pC_{2}(1)(-1)A_{\text{VGA1}}(1)(1)A_{\text{FGA}}(1)(1)g_{\text{m}_{2}}(1) -$$

+ (1)(-1)
$$\boldsymbol{A}_{VGA1}(1)(1)\boldsymbol{A}_{FGA}(1)(1)\boldsymbol{g}_{m_2}(1)(1)G_2(1) = \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 + \boldsymbol{p} C_2 \boldsymbol{A}_{VGA1} \boldsymbol{A}_{FGA} \boldsymbol{g}_{m_2} +$$

$$+\boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA1}}\boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA2}}\boldsymbol{g}_{m_1}G_2 = \boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 + \boldsymbol{p} C_2 \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA}} \boldsymbol{A}_{\mathrm{FGA}} \boldsymbol{g}_{m_2} + \boldsymbol{A}_{\mathrm{VGA}}^2 \boldsymbol{g}_{m_1}G_2$$

(4.17)

Z výsledné charakteristické rovnice dále určíme pomocí vztahů (1.32), (1.33) předpis pro stanovení hodnoty mezního kmitočtu f_{MEZ} a činitele jakosti Q_{FILTRU} , poté opět přes "výchozí" stanovené hodnoty f_{MEZ} a Q_{FILTRU} stanovíme hodnoty ostatních parametrů aktivních či pasivních prvků na f_{MEZ} a Q_{FILTRU} závislých. Za výchozí hodnoty mezního kmitočtu filtračního celku a činitele jakosti považujeme $Q_{\text{BUTTERWORTH}_{2.\text{RAD}}} = 0,7071$ shodný s méně strmou Butterworthovou aproximací bez zákmitů a nově $f_{\text{MEZ}} = 120$ kHz, který je limitován průnikem šířky pásma pracovní oblasti makrobloků VGA a FGA prvku LNVGA. Dále znovu definujme parametry pasivních $G_2 = 1$ mS a aktivních prvků $g_{\text{m1}_{\text{NEDIF}}} = g_{\text{m2}_{\text{NEDIF}}} = \max_{f \in \mathbb{R}_0^+} | \mathbf{g}_{\text{m1}_{\text{NEDIF}}} | (f) = \max_{f \in \mathbb{R}_0^+} | \mathbf{g}_{\text{m2}_{\text{NEDIF}}} | (f) = 1,5$ mS, $A_{\text{FGA}_{\text{NEDIF}}} = \max_{f \in \mathbb{R}_0^+} | \mathbf{A}_{\text{FGA}_{\text{NEDIF}}} | (f) = \{14, 26\}$ dB, $A_{\text{VGA}_{\text{NEDIF}}} = \max_{f \in \mathbb{R}_0^+} | \mathbf{A}_{\text{VGA1}_{\text{NEDIF}}} | (f) = \left\{\sum_{A_{\text{DOLNI}=-10,5}}^{A_{\text{HORNI}=19,5}} (i + 0,5) + \sum_{A_{\text{DOLNI}=-10,5}}^{A_{\text{HORNI}=-10,5}} (j + 0,5) - 6\right\} = \{-26, \ldots, 34\}$ dB (pro "výchozí" konfiguraci dvojice zesílení makrobloků VGA, FGA prvku LNVGA je proveden výpočet ukázkový kapacit C_1, C_2 pro nediferenční (diferenční) variantu zapojení a zaokrouhlením na skutečné hodnoty pasivních součástek dle rovnic (4.21), (4.22)):

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g_{m_1} G_2}{C_1 C_2}} A_{\text{VGA}}$$
(4.18)

$$Q = \frac{1}{b_1}\sqrt{b_2b_0} = \frac{1}{C_2A_{\rm VGA}A_{\rm FGA}g_{\rm m_2}}\sqrt{C_1C_2A_{\rm VGA}^2g_{m_1}G_2} = \frac{1}{A_{\rm FGA}}\sqrt{\frac{C_1g_{m_1}G_2}{C_2g_{\rm m_2}^2}}$$
(4.19)

$$\frac{G_2 g_{\mathrm{m}_1}}{Q^2 g_{\mathrm{m}_2}^2 A_{\mathrm{FGA}}^2} = \frac{C_2}{C_1} \cap \frac{g_{\mathrm{m}_1} G_2 A_{\mathrm{VGA}}^2}{4\pi^2 f_0^2} = C_1 C_2$$
(4.20)

$$C_{1} = \frac{g_{\rm m_{2}}A_{\rm FGA}A_{\rm VGA}Q}{2\pi f_{0}} \approx 351,682\,\rm{pF}(2,813\,\rm{nF})$$
(4.21)

$$C_2 = \frac{G_2 g_{m_1} C_1}{Q^2 g_{m_2}^2 A_{\text{FGA}}^2} \approx 18,756 \,\text{pF}(18,757 \,\text{pF})$$
(4.22)

$$C_{11} = C_{12} = C_1 \tag{4.23}$$

$$C_{21} = C_{22} = C_2 \tag{4.24}$$

Dalším krokem je opětovné nalezení odběrných míst filtračních funkcí s ověřením jejich "matematické čistoty" dle 1.10. Zapojení poskytuje podobně jako zapojení výše uvedeného jednoduchého OTA-C filtru funkčně-filtrační proudové výstupy $I_{\rm HP}$, $I_{\rm DP}$, $I_{\rm iPP}$ jejichž lineárními kombinacemi za pomoci proudového sčítacího zesilovače doplníme chybějící proudové filtrační funkce pásmové zádrže $I_{\rm PZ}$ a fázovacího článku $I_{\rm FČ}$. Simulační výstupy komplexního přenosu s využitím modelů první a čtvrté úrovně jsou s ohledem na přehlednost uvedených grafických závislostí modulu a fáze dílčích filtračních funkcí $|K_{\rm Ix}(f)| = f(f_{\rm MEZ}, Q_{\rm FILTRU})$ rozděleny v Obr. 4.8,4.9,4.10,4.11,4.12,4.13,4.14,4.15,4.16,4.17.

V Tab. 4.4,4.4 jsou uvedeny simulované hodnoty mezního kmitočtu f_{MEZ} a činitele jakosti Q_{FILTRU} společných pro dílčí filtrační funkce filtračního celku (pro jeho nediferenční a diferenční variantu) pro většinu⁴ dílčích nastavení parametrů aktivních prvků VGA,

⁴Makroblok zesilovače FGA ve struktuře prvku LNVGA poskytuje pokud počítáme pouze zesilující

FGA tyto kvalitativní parametry řídící a ukazující funkční závislosti $f_{\text{MEZ}} = f(A_{\text{VGA}})$, $Q_{\text{FILTRU}} = f(A_{\text{FGA}}^{-1})$. Obvodové schéma zapojení je poté uvedeno na Obr. 4.6 v podobě nediferenční a na Obr. 4.7 v podobě diferenční včetně definice použitých obvodových prvků při realizaci (implementaci) prvků aktivních. Hodnoty mezního kmitočtu f_{MEZ} a činitele jakosti pásmové propusti Q_{CELKU} teoretické a simulované ideální (reálné) nediferenční (diferenční) varianty pro již dále neanalyzované kombinace zesílení řídících aktivních prvků jsou umístěny v Tab. 4.6,4.7.



$$I_{\rm HP} = \frac{p^2 C_1 C_2}{\Delta}$$
(4.26)

$$I_{\rm DP} = \frac{A_{\rm VGA}^2 \boldsymbol{g}_{m_1} \boldsymbol{G}_2}{\Delta} \tag{4.27}$$

$$I_{\rm iPP} = -\frac{pC_2A_{\rm VGA}A_{\rm FGA}g_{\rm m_2}}{\Delta} \tag{4.28}$$

$$\boldsymbol{I}_{\mathrm{PZ}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\mathrm{HP}} + \boldsymbol{I}_{\mathrm{DP}}}{\Delta} = \frac{\boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 + A_{\mathrm{VGA}}^2 g_{m_1} G_2}{\Delta}$$
(4.29)

$$\boldsymbol{I}_{\text{FC}} = \frac{\boldsymbol{I}_{\text{HP}} - \boldsymbol{I}_{\text{PP}} + \boldsymbol{I}_{\text{DP}}}{\Delta} = \frac{\boldsymbol{I}_{\text{HP}} + \boldsymbol{I}_{\text{iPP}} + \boldsymbol{I}_{\text{DP}}}{\Delta} = \frac{\boldsymbol{p}^2 C_1 C_2 - \boldsymbol{p} C_2 A_{\text{VGA}} A_{\text{FGA}} g_{\text{m}_2} + A_{\text{VGA}}^2 g_{m_1} G_2}{\Delta}$$
(4.30)

konfigurace $A_{\text{FGA}_{\text{NEDIF}}} \in \{14, 20, 25\} \text{ dB v nediferenčním užití a } A_{\text{FGA}_{\text{DIF}}} \in \{20, 26, 31\} \text{ dB v diferenčním užití, avšak makrokblok VGA složený ze svých dvou podčástí poskytuje celkem 4096 kombinací zesílení shrnutých posloupností <math>A_{\text{VGA}_{\text{NEDIF}}} \in \left\{ \sum_{A_{\text{DOLNÍ}}=-10,5}^{A_{\text{HORNÍ}}=19,5} (i+0,5) + \sum_{A_{\text{DOLNÍ}}=-10,5}^{A_{\text{HORNÍ}}=19,5} (j+0,5) - 6 \right\} \text{ dB v nediferenčním a } A_{\text{VGA}_{\text{DIF}}} \in \left\{ \sum_{A_{\text{DOLNÍ}}=-10,5}^{A_{\text{HORNÍ}}=19,5} (i+0,5) + \sum_{A_{\text{DOLNÍ}}=-10,5}^{A_{\text{HORNÍ}}=19,5} (j+0,5) - 6 \right\} \text{ dB v diferenčním použití.}$



Obr. 4.6: Nediferenční varianta rozšířeného OTA-C filtru s nezávislým laděním parametrů napěťovými aktivními prvky



Obr. 4.7: Diferenční varianta rozšířeného OTA-C filtru s nezávislým laděním parametrů napěťovými aktivními prvky



Obr. 4.8: Simulovaný modul komplexního přenosu funkce dolní propusti pro napěťovými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA



Obr. 4.9: Simulovaná fáze komplexního přenosu funkce dolní propusti pro napěťovými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA



Obr. 4.10: Simulovaný modul komplexního přenosu funkce horní propusti pro napěťovými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA



Obr. 4.11: Simulovaná fáze komplexního přenosu funkce horní propusti pro napěťovými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA



Obr. 4.12: Simulovaný modul komplexního přenosu funkce pásmové propusti pro napětovými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA



Obr. 4.13: Simulovaná fáze komplexního přenosu funkce pásmové propusti pro napěťovými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA



Obr. 4.14: Simulovaný modul komplexního přenosu funkce pásmové zádrže pro napěťovými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA



Obr. 4.15: Simulovaná fáze komplexního přenosufunkce horní propusti pro napěťovými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA



Obr. 4.16: Simulovaný modul komplexního přenosu funkce fázovacího článku pro napětovými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA



Obr. 4.17: Simulovaná fáze komplexního přenosu funkce horní propusti pro napěťovými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení dvojice makrobloků VGA a FGA

			Parametry rozšířeného OTA-C filtru s nezávislým						
			s laděním parametrů napěťovými aktivními prvky						
			Simulovaná nediferenční varianta						
			1. úroveň 4. úroveň						
			DP	HP	PP	DP	HP	PP	
	f _{MEZ}		120,173	120,173	120,173	195,000	199,500	195,000	
$A_{\rm FCA} = 14 \rm dB$	f _{MEZL}	[kHz]			62,025			167,900	
$A_{VGA} = -26 dB$	f _{MEZH}				232,833			222,000	
VGINEDIF1	B _{PASMA}	1			170,808			54,130	
	Q	[-]	0,702	0,702	0,703	2,111	5,095	3,602	
	fmez		228,810	118,890	117,561	0,812	0,812	0,812	
$A_{\rm ECA} = 14 \rm dB$	fMEZL	[MHz]			61,317			$0,756\mathrm{m}$	
$A_{\rm VCA} = 34 \rm dB$	fMEZH				229,674			1,625	
VGANEDIF2	B _{PASMA}				168,357			1,624	
	Q	[-]	0,700	0,700	0,698	3,712	0,955	0,500	
	f _{MEZ}		25,233	581,798	119,743	10,230	338,800	10,230	
$A_{\rm ECA} = 25 \rm dB$	fmez _L	[kHz]			23,054			7,719	
$A_{\rm VCAUPPUPU} = -26 \rm{dB}$	fmez _H				622,469			12,750	
VGANEDIF1	B _{PASMA}				599,415			5,029	
	Q	[-]	0,198	0,198	0,200	0,964	1,426	2,035	
	fmez		24,356	574,223	177,377	0,794	0,812	0,794	
$A_{\rm DCA} = 25 \rm dB$	f _{MEZL}	[MHz]			22,872			0,184	
$A_{VGA} = 34 dB$	fmezH]			619,894			1,404	
NEDIF2	BPASMA]			597,022			1,219	
	Q	[-]	0,200	0,201	0,197	4,727	4,295	0,652	

Tab. 4.4: Přehled navzájem nezávislých změn kvalitativních parametrů pokročilého OTA-C filtru řízených napětovými aktivními prvky $f_{\text{MEZ}} = f(A_{\text{VGA}})$ a $Q_{\text{FILTRU}} = f(A_{\text{FGA}}^{-1})$

	Parametry rozšířeného OTA-C filtru s nezávislým									
			s laděním parametrů napěťovými aktivními prvky							
			Simulovaná diferenční varianta							
				1. úroveň	_		4. úroveň	_		
			DP	HP	PP	DP	HP	PP		
	f _{MEZ}		119,557	120,129	119,843	195,000	195,000	195,000		
$A_{\rm ECA} = 20 \rm dB$	f _{MEZL}	[kHz]			62,044			179,200		
$A_{VCA} = -20 dB$	fMEZH				230,936			210,800		
VGRDIF1	B _{PASMA}	1			168,892			31,660		
	Q	[-]	0,707	0,707	0,709	3,059	0,955	6,158		
	f _{MEZ}		24,636	582,184	119,760	10,230	323,600	10,230		
$A_{\rm ECA} = 31 \rm dB$	fmezL	[kHz]			23,305			8,959		
$A_{VGA, DIF1} = -20 dB$	fmez _H				624,324			11,510		
VGMDIF2	BPASMA	1			601,018			2,547		
	Q	[-]	0,200	0,200	0,199	3,517	1,447	4,017		
	f _{MEZ}		570,850	24,103	119,700	0,794	0,794	0,794		
$A_{\rm ECA} = 31 \rm dB$	f _{MEZL}	[MHz]			22,726			0,329		
$A_{\rm VCA} = 40 \rm{dB}$	f _{MEZH}	1			618,450			1,260		
VGADIF1	B _{PASMA}	1			595,724			0,930		
	Q	[-]	0,117	0,117	0,200	3,633	3,529	0,854		
	f _{MEZ}		118,102	118,634	117,571	0,812	0,812	0,812		
$A_{\rm FGA} = 20 \rm dB$	fmezL	[MHz]			61,484			0,244		
$A_{\rm VGA pure} = 40 \rm dB$	fmezH]			228,900			1,381		
VGADIF2	B _{PASMA}	1			167,416			1,381		
	Q	[-]	0,703	0,703	0,702	3,055	3,790	0,716		

Tab. 4.5: Přehled navzájem nezávislých změn kvalitativních parametrů pokročilého OTA-C filtru řízených napětovými aktivními prvky $f_{\text{MEZ}} = f(A_{\text{VGA}})$ a $Q_{\text{FILTRU}} = f(A_{\text{FGA}}^{-1})$

4.1.3 Varianta univerzálního kmitočtového filtru s nezávislým laděním parametrů smíšenými prvky

Další zapojení univerzálního kmitočtového OTA-C filtru si klade za cíl inovovat výše uvedené zapojení o poslední prvek ve dříve uvedených strukturách nevyužitý, tedy o plně

Přehled hodnot mezního kmitočtu $f_{\rm MEZ}$ pro další konfigurace $A_{\rm VGA},A_{\rm FGA}$								
Hodnota	Hodnota	Teoretická	Nediferenční varianta		Diferenčni	í varianta		
$A_{\rm FGA_{\rm NEDIFF}}$	$A_{\rm VGA_{\rm NEDIFF}}$	hodnota	1. úroveň	4. úroveň	1. úroveň	4. úroveň		
14 dB	$-16\mathrm{dB}$	$380\mathrm{kHz}$	$396,763\mathrm{kHz}$	$0,275\mathrm{kHz}$	398,745 MHz	$186,200\mathrm{kHz}$		
14 dB	$16\mathrm{dB}$	$15,1\mathrm{MHz}$	$14,065\mathrm{MHz}$	$660,700\mathrm{kHz}$	14,1 MHz	$660,700\mathrm{kHz}$		
$25\mathrm{dB}$	$-16\mathrm{dB}$	$380\mathrm{kHz}$	$396,904\mathrm{kHz}$	$72,440\mathrm{kHz}$	398,521 MHz	$123,000\mathrm{kHz}$		
$25\mathrm{dB}$	16 dB	$15,1\mathrm{MHz}$	14,091 MHz	$645,700\mathrm{kHz}$	14,1 MHz	$631,000\mathrm{kHz}$		

Tab. 4.6: Teoretické, simulované ideální (reálné) hodnoty mezního kmitočtu f_{MEZ} filtračního celku pro nediferenční a diferenční variantu pokročilého OTA-C filtru řízených napětovými aktivními prvky

Přehled hodnot činitele jakosti $Q_{\rm CELKU}$ pro další konfigurace $A_{\rm VGA},A_{\rm FGA}$									
Hodnota	Hodnota	Teoretická	Nediferenč	ní varianta	Diferenční varianta				
$A_{\rm FGA_{\rm NEDIFF}}$	$A_{\rm VGA_{\rm NEDIFF}}$	hodnota	1. úroveň	4. úroveň	1. úroveň	4. úroveň			
14 dB	$-16\mathrm{dB}$	0,705	0,696	0,949	0,699	1,699			
14 dB	$16\mathrm{dB}$	0,705	0,703	0,891	0,705	0,477			
$25\mathrm{dB}$	$-16\mathrm{dB}$	0,198	0,196	0,928	0,198	0,497			
$25\mathrm{dB}$	16 dB	0,198	0,200	0,307	0,201	0,399			

Tab. 4.7: Teoretické, simulované ideální (reálné) hodnoty činitele jakosti $Q_{\rm FILTRAČNÍHO\,CELKU}$ pro nediferenční a diferenční variantu pokročilého OTA-C filtru řízených čistě napěťovými aktivními prvky

diferenční proudový zesilovač DACA (prvek UCC se skrytě vyskytuje jako aplikace v reálných modelech struktury MOTA a spolu s prvkem UVC jako MIMO varianta FD-CF). Zapojení filtračního celku bude poskytovat podobně jako zapojení uvedené výše nezávislé ladění f_{MEZ} pomocí změny zesílení proudového zesilovače DACA a Q_{FILTRU} pomocí změny zesílení makrobloku VGA prvku LNVGA znovu na základě úvah plynoucích z charakteristických rovnic (1.40), (1.41). Prvním krokem návrhu je realizace uzavřené smyčky s dvojící proudových integračních článků, ve které se opětovně duplicitně nachází pro výslednou linearitu změny mezního kmitočtu f_{MEZ} filtračního celku tentokrát proudový zesilovač DACA. V přenosových koeficientech grafu signálových toků struktuře příslušející se znovu nacházejí znaménkové koeficienty a_x za účelem pozdějšího dosažení kladných znamének dílčích jednočlenů výsledného výrazu $D(\mathbf{p})$ charakteristické rovnice. Determinant grafu signálových toků bude pro níže uvedenou formu tvar:



$$\Delta = V - \sum_{y_1=1}^{3} S_1^{(y_1)} V_1^{(y_1)} + \sum_{y_2=1}^{1} S_2^{(y_2)} V_2^{(y_2)} = (\mathbf{p}C_1 + G_1)(\mathbf{p}C_2 + G_2) - [(\mathbf{p}C_1 + G_1)(a_7G_2 + a_8) + (\mathbf{p}C_2 + G_2)(a_1G_1 + a_2) + a_1G_1a_3a_4\mathbf{B}_1a_5a_6\mathbf{B}_2a_7G_2a_9] + [a_1G_1a_2a_7G_2a_8] =$$

$$= \mathbf{p}^2 C_1 C_2 - \mathbf{p}C_1(a_7G_2 + a_8 - G_2) - \mathbf{p}C_2(a_1G_1 + a_2 - G_1) - G_1G_2(a_7 + a_1 + \frac{a_8}{G_2} + \frac{a_2}{G_1} - a_1a_2a_7a_8 + a_1a_3a_4a_5a_6\mathbf{B}_1\mathbf{B}_2a_7a_9 - 1)$$

$$(4.31)$$

Dále do grafu zavedeme vnořenou smyčku obsahující zesilovací větev proudového zesilovače DACA svým zesílením B lineárně řídícího mezní kmitočet filtračních funkcí f_{MEZ} a převodními aktivními prvky r_{t} , g_{m} ohraničený makroblok VGA prvku LNVGA, který bude podobně jako ve filtrační struktuře výše řídit v tomto případě hyperbolicky činitel jakosti Q_{FILTRU} či lineárně úhlovou šírku pásma B_{ω} filtračního celku. Posledním krokem úpravy rovnice determinantu je opět taková volba znaménkových koeficientů pro výslednou redukci tvaru charakteristické rovnice na lineární kombinaci tří kladných jednočlenů.



$$\begin{split} \Delta &= V - \sum_{y_1=1}^{4} S_1^{(y_1)} V_1^{(y_1)} + \sum_{y_2=1}^{2} S_2^{(y_2)} V_2^{(y_2)} = (pC_1 + G_1)(pC_2 + G_2) - [(pC_1 + G_1)a_7G_2a_8 + \\ &+ (pC_2 + G_2)(a_1G_1a_2 + a_1G_1a_3a_1a_1a_1a_1c_1a_1a_1a_1A_4 V_{GA}a_1b_3a_1a_1a_1a_1) + \\ &+ a_1G_1a_3a_4B_1a_5a_6B_2a_7G_2a_1c_1a_1a_1] + [a_7G_2a_8a_1G_1a_2 + \\ &+ a_7G_2a_8a_1G_1a_3a_1a_1B_1a_1a_1a_1c_1a_1a_3a_1A_4 V_{GA}a_1b_3a_1a_6g_ma_1a_1a_1)] = \\ &= p^2C_1C_2 + pC_1G_2 + pC_2G_1 + G_1G_2 - [pC_1a_7G_2a_8 + G_1a_7G_2a_8 + pC_2a_1G_1a_2 + \\ &+ pC_2a_1G_1a_3a_1a_1a_1a_1c_1a_1a_1a_1A_{VGA}a_1b_3a_1e_6g_ma_1a_1) + G_2a_1G_1a_2 + \\ &+ G_2a_1G_1a_3a_1a_1B_1a_1a_1a_1c_1a_1a_1a_1A_{VGA}a_1b_3a_1e_6g_ma_1a_1) = p^2C_1C_2 + pC_1G_2 + \\ &+ a_7G_2a_8a_1G_1a_3a_1a_1B_1a_1a_1a_1c_1a_1a_1a_1A_{VGA}a_1b_3a_1e_6g_ma_1a_1) = p^2C_1C_2 + pC_1G_2 + \\ &+ pC_2G_1 + G_1C_2 - [pC_1(1)G_2(1) + G_1(1)G_2(1) + pC_2(1)G_1(1) + \\ &+ pC_2(1)G_1(1)(-1)B_1(1)(1)c_1(1)(1)A_{VGA}(1)(1)g_m(1)(1) + G_2(1)G_1(1) + \\ &+ G_2(1)G_1(1)(-1)B_1(1)(1)c_1(1)(1)A_{VGA}(1)(1)g_m(1)(1) + \\ &+ (1)G_1(1)(1)B_1(1)(1)B_2(1)G_2(-1)(1)(1)] + [(1)G_2(1)(1)G_1(1) + \\ &+ (1)G_2(1)(1)G_1(1)(-1)B_1(1)(1)c_1(1)(1)A_{VGA}(1)(1)g_m(1)(1))] = p^2C_1C_2 + pC_2G_1B_1c_1A_{VGA}g_m + \\ &+ G_1G_2B_1B_2 = p^2C_1C_2 + pC_2G_1Br_tA_{VGA}g_m + G_1G_2B^2 \end{split}$$

Z výsledné charakteristické rovnice dále určíme pomocí vztahů (1.32), (1.33) vztah pro určení hodnoty mezního kmitočtu f_{MEZ} a činitele jakosti Q_{FILTRU} , poté opět přes "výchozí" stanovené hodnoty f_{MEZ} a Q_{FILTRU} stanovíme hodnoty ostatních parametrů aktivních či pasivních prvků na f_{MEZ} a Q_{FILTRU} závislých. Za výchozí hodnotu činitele jakosti považujeme $Q_{\text{BUTTERWORTH}_{2.\text{RAD}}} = 0,7071$ shodný s méně strmou Butterworthovou aproximací bez zákmitů pro počáteční hodnotu mezního kmitočtu $f_{\text{MEZ}} = 12$ kHz filtračního celku, který je limitován průnikem šířky pásma pracovní oblasti makrobloku VGA prvku LNVGA (proudový zesilovač DACA je ze své povahy širokopásmový). Dále definujme parametry pasivních $G_1 = 1$ mS, $G_2 = 1$ mS a aktivních prvků $g_{\text{m}_{\text{NEDIF}}} = g_{\text{m}_{1_{\text{NEDIF}}}} = \max_{f \in \mathbb{R}_0^+} \left| g_{\text{m}_{1_{\text{NEDIF}}}} \right| (f) = 1,5$ mS, $r_{\text{t_{NEDIF}}} = r_{\text{t}_{1_{\text{NEDIF}}}} = \max_{f \in \mathbb{R}_0^+} \left| r_{\text{t}_{1_{\text{NEDIF}}}} \right| (f) = 15$ k Ω , $B_{1_{\text{NEDIF}}} = B_{2_{\text{NEDIF}}} = \sum_{\text{B}_{\text{DOLNI}=1}}^{\text{B}_{\text{HORNI}=8}} i$, $A_{\text{VGA}_{\text{NEDIF}}} = \max_{f \in \mathbb{R}_0^+} \left| A_{\text{VGA}_{\text{NEDIF}}} \right| (f) \approx$

 $\{\sum_{A_{\text{DOLNÍ}}=-10,5}^{A_{\text{HORNÍ}}=19,5}(i+0,5) + \sum_{A_{\text{DOLNÍ}}=-10,5}^{A_{\text{HORNÍ}}=19,5}(j+0,5) - 6\} = \{-26, \ldots, 34\} \text{ dB} (\text{pro "výchozí" konfiguraci dvojice zesílení makrobloku VGA prvku LNVGA a proudového zesilovače DACA je proveden výpočet ukázkový kapacit <math>C_1$, C_2 pro nediferenční (diferenční) variantu zapojení a zaokrouhlením na skutečné hodnoty pasivních součástek dle rovnic (4.36), (4.37)):

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{b_0}{b_2}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{G_1 G_2}{C_1 C_2}} B$$
(4.33)

$$Q = \frac{1}{b_1}\sqrt{b_2b_0} = \frac{1}{C_2 G_1 B r_{\rm t} A_{\rm VGA} g_{\rm m}} \sqrt{C_1 C_2 G_1 G_2 B^2} = \frac{1}{A_{\rm VGA}} \sqrt{\frac{C_1 G_2}{C_2 G_1 r_{\rm t}^2 g_{\rm m}^2}} \quad (4.34)$$

$$\frac{G_2}{G_1 r_t^2 g_m^2 A_{\text{VGA}}^2 Q^2} = \frac{C_2}{C_1} \cap \frac{G_1 G_2 B^2}{4\pi^2 f_0^2} = C_1 C_2$$
(4.35)

$$C_1 = \frac{G_1 r_{\rm t} g_{\rm m} A_{\rm VGA} BQ}{2\pi f_0} \approx 10,550 \,\mathrm{nF}(168,808 \,\mathrm{nF}) \tag{4.36}$$

$$C_2 = \frac{G_2 C_1}{G_1 r_{\rm t}^2 g_{\rm m}^2 A_{\rm VGA}^2 Q^2} \approx 16,672 \,\mathrm{nF}(4,168 \,\mathrm{nF}) \tag{4.37}$$

$$C_{11} = C_{12} = C_1 \tag{4.38}$$

$$C_{21} = C_{22} = C_2 \tag{4.39}$$

Dalším krokem je opětovné nalezení odběrných míst filtračních funkcí s ověřením jejich "matematické čistoty" dle 1.10. Zapojení poskytuje podobně jako zapojení výše uvedeného jednoduchého OTA-C filtru funkčně-filtrační proudové výstupy $I_{\rm HP}$, $I_{\rm DP}$, $I_{\rm iPP}$ ⁵ jejichž lineárními kombinacemi za pomoci proudového sčítacího zesilovače doplníme chybějící proudové filtrační funkce pásmové zádrže $I_{\rm PZ}$ a fázovacího článku $I_{\rm FČ}$. Simulační výstupy komplexního přenosu s využitím modelů první a čtvrté úrovně jsou s ohledem na přehlednost uvedených grafických závislostí modulu a fáze dílčích filtračních funkcí $|K_{\rm Ix}(f)| = f(f_{\rm MEZ}, Q_{\rm FILTRU})$ rozděleny v Obr. 4.8,4.9,4.10,4.11,4.12,4.13,4.14,4.15,4.16,4.17.

V Tab. 4.4,4.5 jsou uvedeny simulované hodnoty mezního kmitočtu f_{MEZ} a činitele jakosti Q_{FILTRU} společných pro dílčí filtrační funkce filtračního celku (jeho nediferenční a diferenční variantu) pro většinu⁶ dílčích nastavení parametrů aktivních prvků VGA, FGA tyto kvalitativní parametry řídící a ukazující funkční závislosti $f_{\text{MEZ}} = f(A_{\text{VGA}})$, $Q_{\text{FILTRU}} = f(A_{\text{FGA}}^{-1})$. Obvodové schéma zapojení je poté uvedeno na Obr. 4.18 v podobě nediferenční a na Obr.4.7 v podobě diferenční včetně definice použitých obvodových prvků při realizaci (implementaci) prvků aktivních. Hodnoty mezního kmitočtu f_{MEZ} a činitele

⁵Filtrační funkci inverzní pásmové propusti se z větve grafu definující B_{ω} nezdařilo bez užití proudového invertoru získat, v diferenční variantě zapojení bude jeho použití eliminováno.

⁶Makroblok zesilovače FGA ve struktuře prvku LNVGA poskytuje pokud počítáme pouze zesilující konfigurace $A_{\text{FGA}_{\text{NEDIF}}} \in \{14, 20, 25\} \text{ dB v nediferenčním užití a } A_{\text{FGA}_{\text{DIF}}} \in \{20, 26, 31\} \text{ dB v diferenčním užití, avšak makrokblok VGA složený ze svých dvou podčástí poskytuje celkem 4096 kombinací zesílení shrnutých posloupností <math>A_{\text{VGA}_{\text{NEDIF}}} \in \left\{ \sum_{A_{\text{DOLNI}=-10,5}}^{A_{\text{HORNI}=19,5}} (i + 0,5) + \sum_{A_{\text{DOLNI}=-10,5}}^{A_{\text{HORNI}=19,5}} (j + 0,5) - 6 \right\} \text{ dB v ne-diferenčním a } A_{\text{VGA}_{\text{DIF}}} \in \left\{ \sum_{A_{\text{DOLNI}=-10,5}}^{A_{\text{HORNI}=19,5}} (i + 0,5) + \sum_{A_{\text{DOLNI}=-10,5}}^{A_{\text{HORNI}=19,5}} (j + 0,5) - 6 \right\} \text{ dB v ne-diferenčním a } A_{\text{VGA}_{\text{DIF}}} \in \left\{ \sum_{A_{\text{DOLNI}=-10,5}}^{A_{\text{HORNI}=19,5}} (i + 0,5) + \sum_{A_{\text{DOLNI}=-10,5}}^{A_{\text{HORNI}=19,5}} (j + 0,5) \right\} \text{ dB v diferenčním použití.}$

jakosti pásmové propusti Q_{CELKU} teoretické a simulované ideální (reálné) nediferenční (diferenční) varianty pro již dále neanalyzované kombinace zesílení řídících aktivních prvků jsou umístěny v Tab. 4.10,4.11.



$$I_{\rm HP} = \frac{p^2 C_1 C_2}{\Delta} \tag{4.41}$$

$$I_{\rm DP} = \frac{G_1 G_2 B^2}{\Delta} \tag{4.42}$$

$$I_{\rm IPP} = -\frac{pC_2G_1Br_tA_{\rm VGA}g_{\rm m}}{\Delta} \tag{4.43}$$

$$I_{\rm PZ} = \frac{I_{\rm HP} + I_{\rm DP}}{\Delta} = \frac{p^2 C_1 C_2 + G_1 G_2 B^2}{\Delta}$$
(4.44)

$$I_{\rm F\check{C}} = \frac{I_{\rm HP} - I_{\rm PP} + I_{\rm DP}}{\Delta} = \frac{I_{\rm HP} + I_{\rm iPP} + I_{\rm DP}}{\Delta} = \frac{p^2 C_1 C_2 - p C_2 G_1 B r_{\rm t} A_{\rm VGA} g_{\rm m} + G_1 G_2 B^2}{\Delta}$$
(4.45)



Obr. 4.18: Nediferenční varianta pokročilého OTA-C filtru s nezávislým laděním parametrů smíšenými aktivními prvky



Obr. 4.19: Diferenční varianta pokročilého OTA-C filtru s nezávislým laděním parametrů smíšenými aktivními prvky



Obr. 4.20: Simulovaný modul komplexního přenosu funkce dolní propusti pro smíšenými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA



Obr. 4.21: Simulovaná fáze komplexního přenosu funkce dolní propusti pro smíšenými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA



Obr. 4.22: Simulovaný modul komplexního přenosu funkce horní propusti pro smíšenými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA



Obr. 4.23: Simulovaná fáze komplexního přenosu funkce horní propusti pro smíšenými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA



Obr. 4.24: Simulovaný modul komplexního přenosu funkce pásmové propusti pro smíšenými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA



Obr. 4.25: Simulovaná fáze komplexního přenosu funkce horní propusti pro smíšenými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA



Obr. 4.26: Simulovaný modul komplexního přenosu funkce pásmové zádrže pro smíšenými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA



Obr. 4.27: Simulovaná fáze komplexního přenosu funkce horní propusti pro smíšenými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA



Obr. 4.28: Simulovaný modul komplexního přenosu funkce fázovacího článku pro smíšenými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA



Obr. 4.29: Simulovaná fáze komplexního přenosu funkce horní propusti pro smíšenými prvky laděný filtr s modely 1. a 4. úrovně prvku LNVGA pro diskrétní stupně zesílení makrobloku VGA a proudového zesilovače DACA

			Parametry rozšířeného OTA-C filtru s nezávislým							
				s laděním p	parametrů sn	smíšenými aktivními prvky				
			Simulovaná nediferenční varianta							
				1. úroveň 4. úroveň						
			DP	HP	PP	DP	HP	PP		
	f _{MEZ}		12,009	12,009	12,009	4,898	28,840	5,888		
$B_{DACA} = 1$	fmez _L	[kHz]			6,197			3,722		
$A_{\rm MCA} = -26 dB$	fmezu		<u> </u>		23,270			8,055		
UVGANEDIF1	B _{PASMA}				17,073			4,333		
	Q	[-]	0,702	0,702	0,703	2,016	2,210	1,359		
	f _{MEZ}	[kHz]	8,733 m	16,432 k	15,356	0,177	426,600	0,177		
$B_{\rm DACA} = 1$	f _{MEZL}				$8,538\mathrm{m}$			0,171		
$A_{\rm VGA} = 34 \rm dB$	f _{MEZH}				$16,807 \mathrm{k}$			0,184		
V GIINEDIF2	B _{PASMA}				$16,806 \mathrm{k}$			1,259m		
	Q	[-]	$0,814 \mathrm{m}$	$0,802\mathrm{m}$	$0,913 { m m}$	1,111	13,499	14,124		
	fmez		96,881	95,881	95,336	$85,110 \mathrm{m}$	93,330 m	$83,180\mathrm{m}$		
$B_{\rm DAGA} = 8$	f _{MEZL}	[MHz]			49,560			$44,350 {\rm m}$		
$A_{\rm VCA} = -26 \rm dB$	fmezH	1			185,018			$122,000 \mathrm{m}$		
VGANEDIF1	BPASMA		<u> </u>		135,458			$77,650 {\rm m}$		
	Q	[-]	0,707	0,707	0,704	1,365	1,747	1,071		
	fmez		$68,685 { m m}$	$134,107 \mathrm{k}$	104,107	0,013	489,800	1,148		
$B_{\rm DAGA} = 8$	fMEZL	[kHz]			68,129 m			0,661		
$AVGA_{VGA} = 34 dB$	f _{MEZH}				$134,107 \mathrm{k}$			1,635		
VGANEDIF2	B _{PASMA}	1			$134,107 \mathrm{k}$			0,974		
	Q	[-]	$0,775 { m m}$	$0,775{ m m}$	$0,777{ m m}$	0,917	1,691	1,178		

Tab. 4.8: Přehled navzájem nezávislých změn kvalitativních parametrů pokročilého OTA-C filtru řízených smíšenými aktivními prvky $f_{\text{MEZ}} = f(B_{\text{DACA}})$ a $Q_{\text{FILTRU}} = f(A_{\text{VGA}}^{-1})$

Pre	Prehled hodnot mezniho kmitoctu $f_{\rm MEZ}$ pro dalši konfigurace $B_{\rm DACA}, A_{\rm VGA}$									
Hodnota	Hodnota	Teoretická	Nediferenční varianta		Diferenční varianta					
$B_{\rm DACA_{\rm NEDIFF}}$	$A_{\rm VGA_{\rm NEDIFF}}$	hodnota	1. úroveň	4. úroveň	1. úroveň	4. úroveň				
3	$-16\mathrm{dB}$	$36,001\mathrm{kHz}$	$35,760\mathrm{kHz}$	$61,660\mathrm{kHz}$	$35,760\mathrm{kHz}$	$67,\!610\mathrm{kHz}$				
3	$16\mathrm{dB}$	$36,001\mathrm{kHz}$	$36,569\mathrm{kHz}$	$1,072\mathrm{kHz}$	$36,569\mathrm{kHz}$	$2,512\mathrm{kHz}$				
6	$-16\mathrm{dB}$	$72,003\mathrm{kHz}$	$72,903\mathrm{kHz}$	$75,860\mathrm{kHz}$	$71,\!276\mathrm{kHz}$	$93,330\mathrm{kHz}$				
6	16 dB	$72,003\mathrm{kHz}$	$69,930\mathrm{kHz}$	$1,862\mathrm{kHz}$	$71,510\mathrm{kHz}$	$125,900\mathrm{kHz}$				

Tab. 4.10: Teoretické, simulované ideální (reálné) hodnoty mezního kmitočtu f_{MEZ} filtračního celku pro nediferenční a diferenční variantu pokročilého OTA-C filtru řízených smíšenými aktivními prvky

				Parametry r	ozšířeného O	FA-C filtru s	nezávislým				
			s laděním parametrů smíšenými aktivními prvky								
				Simulovaná diferenční varianta							
				1. úroveň	-		4. úroveň				
			DP	HP	PP	DP	HP	PP			
	fmez		11,979	11,980	11,979	6,607	28,840	8,128			
$B_{DACA} = 2$	f _{MEZL}	[kHz]			6,224			4,347			
$A_{VGADIPI} = -20 dB$	f _{MEZH}				23,054			11,910			
(CITDIFI	B _{PASMA}			//	16,830			7,564			
	Q	[-]	0,708	0,708	0,711	1,786	1,392	1,075			
	f _{MEZ}		$8,535 { m m}$	$16,807 {\rm k}$	8,530	0,107	645,700	0,398			
$B_{DACA-arr} = 2$	fmezL	[kHz]			8,530 m			2,364 m			
$A_{VGADIF1} = 40 \text{ dB}$	fmez _H				$16,807 { m k}$			0,559			
· ···DIF 2	B_{PASMA}				$16,807 \mathrm{k}$			0,323			
	Q	[-]	$0,509 { m m}$	$0,509 { m m}$	$0,507\mathrm{m}$	0,894	0,999	1,231			
	f _{MEZ}		96,117	95,658	95,658	93,330	93,330	93,330			
$B_{\rm DACA} = 16$	f _{MEZL}	[MHz]	\sim		49,683			80,170			
$A_{VGA=a=1} = -20 \text{ dB}$	f _{MEZH}				185,020			106,500			
VGRDIF1	B _{PASMA}				135,337			26,320			
	Q	[-]	0,707	0,707	0,706	9,365	12,397	3,546			
	f _{MEZ}		$68,129 { m m}$	91,366 k	95,586	0,100	724,400	141,300			
$B_{\text{DACAPIPO}} = 16$	fmezL	[kHz]			68,129 m			73,400			
$A_{\rm VGADIE0} = 40 \rm dB$	fmez _H				$134,107 \mathrm{k}$			209,100			
, Griding	B _{PASMA}				$134,107 \mathrm{k}$			135,700			
	Q	[-]	$0,712{ m m}$	$0,712{ m m}$	$0,712\mathrm{m}$	0,851	1,070	1,041			

Tab. 4.9: Přehled navzájem nezávislých změn kvalitativních parametrů pokročilého OTA-C filtru řízených smíšenými aktivními prvky $f_{\text{MEZ}} = f(B_{\text{DACA}})$ a $Q_{\text{FILTRU}} = f(A_{\text{VGA}}^{-1})$

Přehled hodnot činitele jakosti Q_{CELKU} pro další konfigurace B_{DACA} , A_{VGA}									
Hodnota	Hodnota	Teoretická	Nediferenč	ní varianta	Diferenční varianta				
$B_{\rm DACA_{\rm NEDIFF}}$	$A_{\rm VGA_{\rm NEDIFF}}$	hodnota	1. úroveň	4. úroveň	1. úroveň	4. úroveň			
3	$-16\mathrm{dB}$	0,223	0,209	0,878	0,208	8,582			
3	$16\mathrm{dB}$	0,005	0,006	0,852	0,006	0,012			
6	$-16\mathrm{dB}$	0,223	0,226	0,820	0,210	2,887			
6	16 dB	0,005	0,005	0,018	0,006	0,505			

Tab. 4.11: Teoretické, simulované ideální (reálné) hodnoty činitele jakosti $Q_{\rm FILTRAČNÍHO\,CELKU}$ pro nediferenční a diferenční variantu pokročilého OTA-C filtru řízených smíšenými aktivními prvky

4.1.4 Zhodnocení návrhu filtračních aplikačních možností

Výše navržené aplikační možnosti byly na základě dostupných simulačních modelů ostatních aktivních prvků odsimulovány v obvodovém simulátoru PSpice a grafické výstupy pro první a čtvrtou úroveň modelů v aplikacích nacházejících se aktivních prvků byly umístěny výše. Pro všechny navržené filtrační celky je zřejmá jednak veliká chyba pozice $f_{\rm MEZ}$ na kmitočtové ose a s ní související chyba hodnoty činitele jakosti $Q_{\text{FILTRAČNÍHO}}$ CELKU, přičemž markantní rozdíly funkčně-filtračních charakteristik se začínají projevovat pro simulaci mezi druhou a třetí úrovní simulačních modelů. Pro fakt, že dílčí úrovně simulačního modelu prvku LNVGA byly spolu pečlivě srovnány a komplexní přenosové charakteristiky dílčích podbloků jsou až na zvyšující se úroveň abstrakce ekvivalentní, bylo nejprve snahou nalézt funkčně filtrační celek s alespoň některým správným fázovým průběhem a z jeho obvodu vyvodit příčiny chybné funkce ostatních funkčně-filtračních zapojení (takovou funkční závislostí byla jako jedinná S4stXX14) první aplikační možnosti, která obsahovala podblok napěťového zesilovače A2 makrobloku FGA a podblok BOTA makrobloku LNA. Charakteristika S4stXX20 lišící se pouze v kaskádě podbloků A2, A3 napěťových zesilovačů v makrobloku FGA již vykazovala chybnou funkci. Obě konfigurace S4stXX14, S4stXX20 byly podrobeny časové analýze uvedené na Obr. 4.33,4.34, na kterých je zřetelný následující problém:

Zapojení kmitočtových filtračních celků obvodově realizuje soustavu lineárních rovnic obvodově definovanou – dílčí rovnice reprezentované obvodovými smyčkami jsou spolu propojeny ve sčítacích bodech, které v případě kmitočtových filtračních obvodů v proudovém módu realizují uzly spojující větve obvodu. Pro jednoduchý OTA-C filtr s minimem pasivních prvků v nediferenční podobě tyto uzly realizují součty $I_{\rm ZV_{SOUCET1}} = I_{\rm ZVBOTA} + I_{\rm ZVMOTA}, I_{\rm ZVSOUCET2} = I_{\rm VST+} + I_{\rm ZVSOUCET1}$ (viz Obr. 4.30). Ačkoliv kmitočtové filtry budíme signálem o časově proměnném kmitočtu $f_{\rm BUZEN1}$, dílčí sčítací uzly plní svoji úlohu "sčítačky" dokonale pouze tehdy, pokud pro daný časově stabilní element kmitočtu $\delta_{f_{\rm BUZEN1}}$ jsou signály vstupující do sčítačky stejného kmitočtu a v definovaném stavu své vzájemné fáze (typicky $\phi_{\rm S1,2} = k\frac{\pi}{2}$), potom bude výstup sčítačky v oboru reálných čísel.



Obr. 4.30: Sčítací uzly jednoduchého OTA-C filtru s minimem pasivních komponent



Obr. 4.31: Srovnání fázových kmitočtových charakteristik přenosu dílčích podbloků prvku LNVGA

Pro dodržení definovaného stavu vzájemné fáze $\phi_{\mathrm{S1,2}}$ obou signálů vstupujících do sčítačky musí aktivní prvky tyto signály vytvářející splnit fázovou podmínku neinvertovaného (invertovaného) signálu (tedy ideálně $\phi_{\text{NEINV}} = 0^{\circ}, \phi_{\text{INV}} = 180^{\circ}$). Pokud nebude fázová podmínka signálů do sčítačky vstupujících splněna, signály se se spolu sečtou v oboru komplexních čísel a výstupem bude signál zkreslený vyššími harmonickými, který může dále opětovně cirkulovat ve smyčkách kmitočtového filtru a vytvářet další zkreslení původního vstupního signálu. Na Obr. 4.31 je provedeno srovnání charakteristik druhé úrovně modelu splňující fázovou podmínku neinvertovaného (invertovaného) signálu a charakteristik třetího (čtvrtého) modelu tuto podmínku **nesplňující** – jedná se konkrétně o fázové přenosové kmitočtové charakteristiky makrobloků VGA, FGA ve výše uvedených aplikačních možnostech především použité. Offsety fázových přenosových kmitočtových jsou tedy bez následné kompenzace překážkou ve správné funkci navržených filtračních celků v nižších úrovních modelu prvku LNVGA korektně pracujících. Dále na Obr. 4.33,4.34 si můžeme povšimnout, že pro nejnižší možnou konfiguraci zesílení makrobloku FGA ($A_{\text{FGA}_{\text{NEDIFF}}} = 14 \,\text{dB}$) (použitý pouze podblok A2), není "fázový offset" $\phi_{\text{OFFSET}_{\text{FGA}}} = -124^{\circ}$ pro $f = 10 \,\text{kHz}$ makrobloku FGA ještě tak kritický a časová stabilita harmonických výstupních funkčně-filtračních signálů je dostačující – pokud je však použijeme v makrobloku FGA kaskádu jeho podbloků A2, A3 v konfiguraci např. $A_{\rm FGA_{\rm NEDIFF}}$ = 20 dB, výsledný "fázový offset" $\phi_{\rm OFFSET_{FGA}}$ = 58 $^{\circ}$ prof = 10 kHz bude kritické hodnoty a harmonických výstupních funkčně-filtračních signálech se budou objevovat vyšší harmonické vytvořené buď parazitní amplitudovou modulací, či rovnou

náběhem vlastních kmitů, které jsou na Obr. 4.34 již dobře viditelné (na Obr. 4.34 jsou ukázány detaily vzniku parazitních vlastních harmonických kmitů na funkčně-filtračních signálech, méně detailní ukázka zkreslených charakteristik jednoduchého OTA-C filtru s minimem pasivních komponent pro jeho nediferenční i diferenční variantu je uvedena na Obr. 4.32). Další skutečností, které podporují jev fázového offsetu dílčích fázových přenosových kmitočtových charakteristik je nestandardní hodnota vstupních (výstupních) impedancí dílčích podbloků v prvku LNVGA, která je ve vnějším obvodu ošetřena pomocí impedančního oddělení napěťovými (proudovými) sledovači, avšak mezi dílčími podbloky uvnitř prvku je tento jev neošetřitelný. Diferenční uspořádání jednoduchého OTA-C filtru s minimem pasivních komponent bylo rovněž zkoumáno, jev uvedený výše nastane ve sčítacích bodech diferenčního filtračního obvodového celku též, pouze filtrované signály deformované vyššími harmonickými vzniklými komplexním součtem vzájemně fázově posunutých signálů budou v obvodu cirkulovat separátně v příslušných kanálech kladného a záporného páru vzájemně fázově vzdáleny $\phi_{OFFSET} = 180,^{\circ}$ z důvodu "diferenční symetrie" fázové přenosové kmitočtové charakteristiky kladného a záporného kanálu dílčích podbloků napěťových (převodních) zesilovačů v prvku LNVGA zřetelné opět z Obr. 4.31. Tato "diferenční symetrie" platí opět v pouze v pracovní oblasti dílčích podbloků napětových (převodních) zesilovačů prvku LNVGA – mimo tyto oblasti nastane dále zkreslení nedokonalou diferencí vstupních signálů.



Obr. 4.32: Pohled na funkčně-filtrační charakteristiku pásmové propusti jednoduchého OTA-C filtru s minimem pasivních prvků pro jeho diferenční a nediferenční variantu zapojení pro vstupní signál $I_{\rm IN} = 1 \,\mu \text{A}$, testovací kmitočet $f_{\rm I_{IN}} = 120 \,\text{kHz}$ a zesílení makrobloku FGA $A_{\rm FGA_{\rm NEDIFF}} = \{14, 20, 25\} \,\text{dB}$



Obr. 4.33: Detail nestability filtračního celku jednoduchého OTA-C filtru v nediferenční podobě vlivem "fázového offsetu" podbloku FGA prvku LNVGA při srovnání časové analýzy první a třetí úrovně modelu prvku LNVGA pro vstupní signál $I_{\rm IN} = 1 \,\mu {\rm A}$, testovací kmitočet $f_{\rm I_{IN}} = 120 \,\rm kHz$ a zesílení makrobloku FGA $A_{\rm FGA_{\rm NEDIFF}} = 14 \,\rm dB$



Obr. 4.34: Nestabilita filtračního celku jednoduchého OTA-C filtru v nediferenční podobě vlivem "fázového offsetu" podbloku FGA prvku LNVGA při srovnání časové analýzy první a třetí úrovně modelu prvku LNVGA pro vstupní signál $I_{\rm IN} = 1 \,\mu$ A, testovací kmitočet $f_{\rm I_{IN}} = 120 \,\rm kHz$ a zesílení makrobloku FGA $A_{\rm FGA_{\rm NEDIFF}} = 20 \,\rm dB$

5 ZÁVĚR

V rámci teoretické části diplomové práce byly popsány některé moderní aktivní prvky, úvod do teorie grafů signálových toků a modelování elektronických zesilovačů spolu s jejich numerickými či symbolickými analýzami. Byla navržena první úroveň simulačního modelu prvku LNVGA obsahující především model napěťového a proudového analogového signálového multiplexeru. Dále jsem principielně navrhl přípravky pro zprovoznění interních podbloků převodních zesilovačů BOTA, BTIA makrobloku LNA a implementovány dostupnými součástkami na desku plošného spoje. S pomocí těchto přípravků bylo dále provedeno AC měření přenosových a impedančních kmitočtových charakteristik dílčích podbloků napěťových (převodních) zesilovačů prvku LNVGA. Z naměřených charakteristik byly metodou "nejhoršího případu" vybrány referenční charakteristiky pro tvorbu vyšších úrovní modelů prvku LNVGA. Dále byl vytvořen programový nástroj DDA na základě kterého jsem v záskaných referenčních charakteristikách nahradil jejich nejednoznačné úseky jejich po částech lineárně aproximovanými. Dále s pomocí tohoto nástroje byly exportovány souřadnice jejich bodů pro nalezení parametrů jejich lineárních obvodových struktur a množiny uspořádaných trojic pro přímý export do bloku frekvenční tabulky EFREQ. Na základě dostupných referenčních charakteristik jsem nalezl koeficienty lineárních obvodových struktur pro záskané referenční impedanční charakteristiky. Dohodou bylo stanoveno, že přenosová vrstva simulačních modelů bude pro časovou flexibilitu realizována pouze ve své čtvrté formě. Dalším postupem bylo připravenou první vrstvu simulačního modelu prvku LNVGA doplnit o maximální hodnoty referenčních přenosových kmitočtových charakteristik a lineární struktury modelující vstupní (výstupní) impedance. Z důvodu existence signálového analogového multiplexeru byla implementována struktura "podmíněně připojitelného impedančního kontejneru" připojující samotnou lineární impedanční strukturu na základě aktuální volené kombinace na analogovém multiplexeru. Třetí vrstva simulačního modelu byla vytvořena z druhé vrstvy doplněním o frekvenční tabulky EFREQ modelující přenos dílčích podbloků napětových (převodních) zesilovačů a setrvačné prvky lineárních impedančních obvodových struktur. Poslední čtvrtá vrstva simulačního modelu prvku LNVGA obsahuje syntetický prvek frekvenční tabulky s impedančním chováním (ZFREQ) a omezení přenosu vstupní veličiny dílčími podbloky napětových (převodních) zesilovačů na jejich výstup. Dílčí úrovně simulačních modelů byly otestovány na svoji vzájemnou korektnost. Dále byly navrženy tři aplikační možnosti na bázi filtrační OTA-C struktury metodou grafů signálových toků, jejich f_{MEZ} byly voleny doprostřed oblasti jejich pracovních přenosových kmitočtových charakteristik daných především hodnotou zesílení (převodu). Říditelné parametry kmitočtových filtračních celků byly vzhledem ke kvalitativním parametrům filtračního celku voleny tak, aby byly otestovány limity možností dílčích makrobloků prvku LNVGA v těchto filtračních zapojeních a současné dodatečné ověření dílčích vrstev simulačních modelů prvku LNVGA. Tyto aplikační možnosti byly odsimulovány pomocí dílčích úrovní modelu prvku LNVGA, grafické výstupy simulací včetně kvalitativních parametrů tyto kmitočtové filtry popisující byly

vloženy do práce. Srovnáním výsledků simulací pro ideální a reálnou vrstvu modelů pro předchozí oveření vzájemné korektnosti těchto modelů dokázáno, že filtrační zapojení nelze s prvkem LNVGA korektně navrhnout z důvodu vysoké hodnoty fázového offsetu dílčích fázových přenosových kmitočtových charakteristik, které ačkoliv jsou navzájem diferenční, jsou příliš vzdáleny ideálním limitům fázové charakteristiky invertujícího (neinvertujícího) zesilovače a dodatečně jsou napříč spektrem nelineárního charakteru.

LITERATURA

- AXMAN, V.: Využití transimpedančních zesilovačů v aktivních filtrech [online]. In Proc. 3rd Audio Technologies and Processing Student Conference. ATP. 2002 [cit. 2014-12-10]. Dostupné z: http://radio.feld.cvut.cz/
- [2] BEČVÁŘ, D.; VRBA, K.: Univerzální proudový konvejor [online]. Elektrorevue.cz -Časopis pro elektrotechniku: FEKT VUT, Brno, 2010 [cit. 2014-12-10]. ISSN 1213-1539. Dostupné z: http://www.elektrorevue.cz/
- [3] BEČVÁŘ, D.: Napětové konvejory [online]. Elektrorevue.cz Časopis pro elektrotechniku: FEKT VUT, Brno, 2001 [cit. 2015-03-10]. Dostupné z: http://www.elektrorevue.cz/
- [4] BIOLEK, D.: Řešíme elektronické obvody, aneb, Kniha o jejich analýze. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2004, 519 s. ISBN 80-730-0125-X.
- [5] BIOLEK, D.; ČAJKA J.; BIOLKOVÁ V.: Modeling of current and voltage conveyors by flow graph technique [online]. In IASTED CSS 2003 (s. 140-145): Cancun, Mexico, 2003 [cit. 2014-12-10]. ISBN 0-88986-351-2. Dostupné z: http://www.elektrorevue.cz/
- [6] BIOLEK, D.: Grafy signálových toků pro analýzu obvodů (nejen) v proudovém módu
 [online]. Elektrorevue.cz Časopis pro elektrotechniku: FEKT VUT, Brno, 2002 [cit. 2014-12-10]. Dostupné z: http://www.elektrorevue.cz/clanky/02031/index.html
- BRANČÍK, L.; DOSTÁL, T.: Analogové elektronické obvody: Přednášky. 1. vyd. Brno: VUT FEKT, 2007, 125 s. ISBN 978-80-214-3525-4.
- [8] ČAJKA, J.; VRBA, K.: Obecný třibranový proudový konvejor a jeho využití při návrhu obvodů RC [online]. Elektrorevue.cz - Časopis pro elektrotechniku: FEKT VUT, Brno, 2000 [cit. 2014-12-10]. ISSN 1213-1539. Dostupné z: http://www.elektrorevue.cz/
- [9] DOSTÁL, T.: Různé úrovně modelování aktivních prvků a funkčních bloků pro simulaci analogových obvodů [online]. Elektrorevue.cz - Časopis pro elektrotechniku: FEKT VUT, Brno, 2001 [cit. 2014-12-10]. Dostupné z: http://www.elektrorevue.cz/
- [10] ECIRCUIT CENTER: ECircuit Center: SPICE Topics [online]. 2003 [cit. 2014-12-10]. Dostupné z: http://www.ecircuitcenter.com/
- [11] HÁJEK, K., SEDLÁČEK J.: Kmitočtové filtry. 1. vyd. Praha: BEN technická literatura, 2002, 535 s. ISBN 80-730-0023-7.
- [12] HERENCSÁR, N.; VRBA K.: Obecný přístup k návrhu kmitočtových filtrů pomocí autonomních obvodů [online]. Elektrorevue.cz - Časopis pro elektrotechniku: FEKT VUT, Brno, 2006 [cit. 2014-12-10]. Dostupné z: http://www.elektrorevue.cz/

- [13] HERENCSÁR, N., VRBA, K., KOUDAR, I.: UVC.N1C.IK; Prototyp integrovaného obvodu: Univerzální napěťový konvejor (UVC-N1C 0520). [online]. Ústav Telekomunikací. Brno, 2010 [cit. 2014-03-10]. Dostupné z: http://www.utko.feec.vutbr.cz/
- [14] HERENCSÁR, N.: Nové aktivní funkční bloky a jejich aplikace v kmitočtových filtrech a kvadraturních oscilátorech [online]. Brno, 2010. Dostupné z: http://dspace.vutbr.cz/. Dizertační práce. ÚTKO FEKT VUT. Vedoucí práce Kamil Vrba.
- [15] CHEN, W.K.: The circuits and filters handbook (second edition). CRC Press LLC, USA, 2003.
- [16] JEŘÁBEK, J.; VRBA, K.; KOUDAR I.: DACA_N: Prototyp obvodu dvojitý digitálně řiditelný proudový zesilovač (DACA) [online]. Ústav Telekomunikací. Brno, 2010 [cit. 2014-12-10]. Dostupné z: http://www.utko.feec.vutbr.cz/
- [17] JEŘÁBEK, J.; VRBA, K.; HERENCSÁR, N.; KOUDAR, I.: LNVGA: Prototyp obvodu Low Noise Variable Gain Amplifier (LNVGA) [online]. Ústav Telekomunikací: Brno, 2012 [cit. 2014-12-10]. Dostupné z: http://www.utko.feec.vutbr.cz/
- [18] JEŘÁBEK, J.; VRBA K.: Vybrané vlastnosti univerzálního proudového konvejoru, ukázka návrhu aplikace [online]. Elektrorevue.cz - Časopis pro elektrotechniku: FEKT VUT, Brno, 2006 [cit. 2014-12-10]. ISSN 1213-1539. Dostupné z: http://www.elektrorevue.cz/
- [19] JEŘÁBEK, J.; VRBA, K.; JELÍNEK, M.: Univerzální a řiditelný filtr s proudovými sledovači, transkonduktančními zesilovači a minimálním počtem komponent [online].
 Elektrorevue.cz - Časopis pro elektrotechniku: FEKT VUT, Brno, 2010 [cit. 2014-12-10]. Dostupné z: http://www.elektrorevue.cz/
- [20] JEŘÁBEK, J.; ŠOTNER, R.; VRBA, K.: Univerzální filtr s proudovými sledovači a transkonduktančními zesilovači [online]. Elektrorevue.cz - Časopis pro elektrotechniku: FEKT VUT, Brno, 2010 [cit. 2014-12-10]. Dostupné z: http://www.elektrorevue.cz/
- [21] JEŘÁBEK, J.; VRBA, K.: Návrh přeladitelného kmitočtového filtru s proudovými aktivními prvky za pomoci metody grafu signálových toků [online]. Elektrorevue.cz -Časopis pro elektrotechniku: FEKT VUT, Brno, 2009 [cit. 2014-12-10]. Dostupné z: http://www.elektrorevue.cz/
- [22] JEŘÁBEK, J.: Kmitočtové filtry s proudovými aktivními prvky [online]. Brno, 2011. Dostupné z: http://dspace.vutbr.cz/. Dizertační práce. ÚTKO FEKT VUT. Vedoucí práce Kamil Vrba.
- [23] JEŘÁBEK, J.: Kmitočtové filty s proudovými aktivními prvky. Brno, 2007. Diplomová práce. ÚTKO FEKT VUT. Vedoucí práce Kamil Vrba.

- [24] KOLKA, Z.: Uživatelská příručka programu SNAP verze 3.02. ÚREL FEKT VUT, Brno, 2006, 39 s.
- [25] KOLKA, Z.: Počítačové řešení elektronických obvodů. Brno: FEKT VUT, 2007.
- [26] KOTON, J.; VRBA, K.; KOUDAR, I.: Prototyp integrovaného obvodu: Univerzální proudový konvejor UCC + proudový konvejor druhé generace CCII+/-[online]. Ústav Telekomunikací: Brno, 2010 [cit. 2014-12-10]. Dostupné z: http://www.utko.feec.vutbr.cz/
- [27] KOTON, J.; VRBA, K.: Návrh kmitočtových filtrů pomocí autonomního obvodu s úplnou sítí admitancí [online]. Elektrorevue.cz - Časopis pro elektrotechniku: FEKT VUT, Brno, 2005 [cit. 2014-12-10]. Dostupné z: http://www.elektrorevue.cz/
- [28] KOTON, J.; VRBA, K.: Zobecněné metody návrhu kmitočtových filtrů [online]. Elektrorevue.cz - Časopis pro elektrotechniku: Brno, 2008 [cit. 2014-12-10]. Dostupné z: http://www.elektrorevue.cz/
- [29] KOTON, J., VRBA K: Analogová technika Numerická cvičení Prezentace: Kmitočtové filtry [online]. ÚTKO FEKT VUT, Brno, 2010.
- [30] KOTON, J.; HERENCSÁR, N.; JEŘÁBEK, J.; VRBA, K.: Fully Differential Current-Mode Band-Pass Filter: Two Design Solutions [online]. In Proc. 33rd International conrefere on Telecommunications and Signal Processing, TSP 2010. 2010. s. 1-4. ISBN: 978-963-88981-0-4.
- [31] KUBÁNEK, D.: Teoretický návrh ADSL Splitterů. Studijní zpráva pro STROM telecom. ÚTKO FEKT VUT, Brno, 2003. 119 stran.
- [32] MATĚJÍČEK, L.; VRBA, K.: Komplexní citlivostní analýza [online]. Elektrorevue.cz
 Časopis pro elektrotechniku: FEKT VUT, Brno, 2001 [cit. 2014-12-10]. Dostupné z: http://www.elektrorevue.cz/
- [33] PETRŽELA, J.: Teorie elektronických obvodů. Brno: FEKT VUT, 2012.
- [34] PUNČOCHÁŘ, J.; MOHYLOVÁ, J.; ORSÁG, P.: Řešení obvodů grafy signálových toků: (I,II,III, VI) [online]. 1. vydání. Katedra elektrotechniky FEI VŠB-TUO: Ostrava, 2012, 2012-02-16 [cit. 2014-12-10]. Dostupné z: http://mi21.vsb.cz/
- [35] SOBOTKA, J.: Ovládání programovatelného analogového obvodu. Brno, 2013. 95 s. Dostupné z: http://dspace.vutbr.cz/. Bakalářská práce. ÚTKO FEKT VUT. Vedoucí práce Kamil Vrba.
- [36] ŠPONAR, R.: Napěťové a proudové konvejory a jejich aplikace. Brno, 2007. Dizertační práce. ÚTKO FEKT VUT. Vedoucí práce Kamil Vrba.

[37] ZETÍK, R.: Modelování netradičních funkčních bloků ve PSpice. Brno, 2009. Dostupné z: http://dspace.vutbr.cz/ Diplomová práce. ÚREL FEKT VUT. Vedoucí práce Jiří Petržela.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

- OTA Operační transkonduktanční zesilovač Operational transconductance amplifier
- MISO Multiple input single output circuit Obvod s více vstupními a jednou výstupní branou
- SISO Single input Single output circuit Obvod o jedné vstupní a jedné výstupní bráně
- SIMO Single input multiple output circuit Obvod s jednou vstupní a více výstupními branami
- MIMO Multiple input multiple output circuit Obvod s více vstupními a výstupními branami
- OTA Operační transkonduktanční zesilovač Operational transconductance amplifier
- TIA Operační transimpedanční zesilovač Operational transimpedance amplifier
- OPA Operační zesilovač (napětový) Operational amplifier (voltage)
- BOTA Operační transkonduktanční zesilovač s diferenčním výstupem Balanced operational transconductance amplifier
- MOTA Operační transkonduktanční zesilovač s více-násobným diferenčním výstupem Multiplied operational transconductance amplifier
- BTIA Operační transimpedanční zesilovač s diferenčním výstupem Balanced operational transimpedance amplifier
- LNA Nízko-šumový zesilovač Low-Noise Amplifier
- VGA Zesilovač s proměnným zesílením Variable Gain Amplifier
- FGA Zesilovač s fixním zesílením Fix Gain Amplifier
- LNVGA Nízko-šumový zesilovač s proměnným zesílením (řetězec) Low-Noise Variable Gain Amplifier (chain)
- DACA Číslicově nastavitelný proudový zesilovač Digitally Adjustible Current Amplifier
- FD-VFA Plně diferenční zesilovač s napěťovou zpětnou vazbou Fully differentially voltage feedback amplifier
- VFA Zesilovač s napěťovou zpětnou vazbou Voltage feedback amplifier
- CFA Zesilovač s proudovou zpětnou vazbou Current feedback amplifier
- CF Proudový sledovač Current follower

- MO-CF Multiple output current follower Více výstupový proudový sledovač s jedinou vstupní branou
- FD-CF Fully differential current follower Proudový sledovač s diferenčním vstupem i výstupem
- DCMI Differential current mirror inverter Diferenční proudové zrcadlo s invertující branou
- CMI Current mirror inverter Proudové zrcadlo s invertující branou
- GCMI Generalized current mirror inverter Zobecněné proudové zrcadlo s invertující branou
- GCC Generalized current conveyor Zobecněný proudový konvejor
- VCO Voltage controlled oscilator Oscilátor řízený napětím
- DP Dolní propusť Low pass
- PP Pásmová propusť Band pass
- HP Horní propusť High pass
- PZ Pásmová zádrž Notch filter
- FČ Fázovací článek All pass
- ABM Analog behavioral model Model popisující chování prvku
- SNAP Symbolic Network Analysis Program Program pro obvodovou symbolickou analýzu
- SPICE Simulační program s důrazem na integrované obvody Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis
- DUT Testovaný blok (obvod) Device under testing

SEZNAM PŘÍLOH

A Elektronická příloha na optickém nosiči CD	144
B Výsledky AC měření dílčích bloků prvku LNVGA	145
 C Schémata navržených modelů z prostředí simulátoru OrCAD PSpice C.1 Makroobvod kombinované přiváděcí a meziblokové sady přepínačů C.2 Makroobvod frekvenční tabulky s impedančním charakterem (ZFREQ) . 	156 . 156 . 156
 C.3 Makroobvod ideální (první) úrovně modelu aktivního prvku LNVGA C.4 Makroobvod nelineární (čtvrté) úrovně modelu aktivního prvku LNVGA 	. 156 . 156
A ELEKTRONICKÁ PŘÍLOHA NA OPTICKÉM NOSIČI CD

Na přiloženém optickém nosiči se nachází následující obsah:

- Elektronická verze diplomové práce ve formátu PDF
- Projekt simulačního nástroje OrCAD obsahující makrobloky vytvořených modelů první až čtvrté úrovně včetně dílčích makrobloků tyto dílčí úrovně modelů vyžadující (součástí projektu jsou i simulační schémata aplikačních možností)
- Modifikovanou knihovnu symbolického analyzátoru SNAP doplněnou o komponentu FD-VFA
- Instalátor a projekt programového nástroje
 <code>DDA v</code> jazyce Visual C#
- Eagle výkresy periférních obvodů "proudového vysavače" a "proudového posunovače"
- Naměřená data vzorků prvku LNVGA včetně jejich hierarchického zpracování

B VÝSLEDKY AC MĚŘENÍ DÍLČÍCH BLOKŮ PRVKU LNVGA

V příloze jsou umístěny referenční naměřené impedanční a přenosové (modulové a fázové) kmitočtové charakteristiky dílčích periferií prvku LNVGA získané měřením 4 náhodně vybraných vzorků obvodu LNVGA a poté výběrem nejvhodnější referenční charakteristiky z množiny experimentálně získaných metodou "*nejhoršího případu*". Zdrojové excelov-ské soubory spolu s jejich textovými "extrakty" (vytvořenými pomocí v práci vytvořené softwarového nástroje DDA jsou potom umístěny v Přil. A).

Sada měřením získaných impedančních kmitočtových charakteristik $\mathbf{Z}_{\text{IN,OUT}} = f(f)$ podbloků A3, VGA1, VGA2 podrobně uvedená v příloze Přil. A byla na základě "vlastních podobností" dílčích charakteristik s uvážením maximálního rozptylu sady hodnot do $\delta_{Z_{\text{ROZPTYL}}} \approx 3\%$ uvážena jako invariantní pro funkční závislost $\mathbf{Z}_{\text{IN,OUT}} = f(\mathbf{A}_{\text{KONF}})$. Dílčí impedanční kmitočtové charakteristiky byly proměřeny na kmitočtovém rozsahu $f \in \langle 40 \, \text{Hz}, 100 \, \text{MHz} \rangle$ limitovaným impedančním analyzátorem s hodnotami funkčních signálů (užitečného a stejnosměrného) uvedených spolu s grafickými závislostmi v Obr. B.1, Obr. B.2 (k modulovým impedančním kmitočtovým charakteristikám poté odpovídají příslušné fázové impedanční kmitočtové charakteristiky proměřené při ekvivaletních hodnotách měřícího signálu a uvedené v Obr. B.3, Obr. B.4). Pro impedanční kmitočtové charakteristiky dílčích podbloků prvku LNVGA nebyla po čas tvoření diplomové práce k dispozici původní návrhová dokumentace prvku, proto byly experimentálně zjištěné charakteristiky konfrontovány s konstruktérem obvodu, který z platnosti vyloučil pouze impedanční kmitočtové charakteristiky $\mathbf{Z}_{\text{BT1IN1,2}} = f(U_{\text{DAMP}})$ – proto byla na základě slovní dohody provedena pouze "hrubá lineární aproximace" těchto charakteristik a tato jejich podoba zanesena do modelu prvku LNVGA (původní referenční data jsou opět umístěna v příloze Přil. A).

Sada modulových $|\mathbf{K}_{\text{U,gm,rT}}| = f(f)$ a fázových $\phi_{\mathbf{K}_{\text{U,gm,rT}}} = f(f)$ přenosových kmitočtových charakteristik byla experimentálně získána za buzení nejnižší možnou úrovní budícího signálu $L_{\text{IN}} = -50 \text{ dBm} \cong 2 \text{ mV}_{\text{PP}}$ (viz níže) poskytovanou přenosovým analyzátorem Agilent 4395A na výše uvedených vzorcích za podmínky za podmínky přivedení stejnosměrné složky na meměřený kanál $U_{\text{OFFSET}_{\text{NEMĚŘENÝ}}} = 953 \text{ mV}$ a stejnosměrné složky na užitečném signálu pro kanál měřený $U_{\text{OFFSET}_{\text{NEMĚŘENÝ}}} = 930 \text{ mV}$ pro podbloky čistě napěťových zesilovačů včetně napěťové stejnosměrné složky $U_{\text{OFFSET}_{\text{gm10}}} = 1,65 \text{ V}$ (výše uvedeno jako proudová virtuální nula $U_{\text{OFFSET}_{\text{VDDA}}}$) vytvářející proudovou stejnosměrnou složku¹ I_{OFFSET} na výstupech GM10P, GM10N podbloku BOTA makrobloku LNA a proudové stejnosměrné složky $I_{\text{OFFSET}_{\text{TIA1}}} = 67 \,\mu\text{A}$ vytvářející rovněž proudovou stejnosměrnou složku I_{OFFSET} na vstupech TIA1I1, TIA1I2 podbloku BTIA makrobloku LNA ve kmitočtovém rozsahu $f \in \langle 100 \text{ Hz}, 100 \text{ MHz} \rangle$ určeném především na základě "jednoznačnosti" měřených komplexních přenosových kmitočtových charakteristik pro dílčí konfigurace pod-

¹Vytvářené proudové stejnosměrné složky na výstupu podbloku BOTA a vstupu podbloku BTIA zajistí korektní odběr (přívod) výstupního (vstupního) proudu podbloků.

bloků a makrobloků prvku LNVGA - tyto komplexní přenosové kmitočtové charakteristiky poté prošly "výstupním zpracováním", které především zahrnovalo nahrazení jejich nejednoznačných a šumem silně ovlivněných úseků za jejich úseky počástech lineární pomocí softwarového nástroje DDA, přičemž kvalita takové výsledné rekonstrukce nejednoznačných úseků komplexních kmitočtových přenosových charakteristik klesá s narůstající úrovní jejich šumového zkreslení. Původní data komplexních kmitočtových charakteristik jsou opět umístěna v příloze Přil. A, výsledné referenční modulové a fázové kmitotové přenosové charakteristiky byly z pohledu přenosu čtyř-branu z obou vstupních nezávisle na obě výstupní svorky za existence 4 komplexních přenosových charakteristik [OP+, ON+, OP-, ON-] na základě nalezeném důkazu o ekvivalenci $OP+\equiv OP-$, $ON+\equiv ON-$ pro všechny dílčí makrobloky prvku LNVGA redukovány ze čtveřic komplexních přenosových kmitočtových charakteristik pouze na dvojice [OP,ON], které jsou opět "nejhorším případem" ze své množiny a nachází se na Obr. B.5, Obr. B.6, Obr. B.7, Obr. B.8, Obr. B.9, výsledná podoba fáze komplexního přenosu se nachází na Obr. B.10, Obr. B.11, Obr. B.12, Obr. B.13, Obr. B.14. Narozdíl impedančních kmitočtových charakteristik $\mathbf{Z}_{\text{IN},\text{OUT}} = f(f)$ nebyly kmitočtové charakteristiky komplexního přenosu $\left| \boldsymbol{K}_{\mathrm{U,g_m,r_T}} \right| = f(f)$ verifikovány návrhářem prvku LNVGA. Bylo zjištěno, že dílčí podbloky A2, A3 makrobloku FGA invertují v opačném pořadí než je tomu zvyklostí např. u podbloků makrobloku VGA či LNA, tedy že ideálně $\phi(A2OP) = 180^{\circ}$ a $\phi(A2ON) = 0^{\circ}$, ale protože tuto nezvyklost vykazují oba podbloky A2, A3 makrobloku FGA, jev je na pro makroblok FGA jako celek vykompenzován.

Dále byl jeden vybraný vzorek prvku experimentálně přebuzen a byly tak určeny limitní hodnoty přenosu vstupního napětí (proudu) na výstup jeho výstup ve formě grafické závislosti $U_{\text{OUT}} = f(U_{\text{IN}}) (U_{\text{OUT}} = f(I_{\text{IN}}))$ na Obr. B.15, zatímco převodní charakteristika přenosu vstupně-výstupních veličin dílčích bloků splňuje relativně velký dynamický rozsah, vysoké harmonické zkreslení přenosu nastává již relativně brzy na nízkých hodnotách vstupních veličin napětí U_{IN} (proudu I_{IN}), což ale splňuje všeobecné požadavky kladené na obvod nízko-šumového zesilovače.



Obr. B.1: Referenční modulové impedanční kmitočtové charakteristik
y $\pmb{Z}_{\rm IN\pm}=f(f)$ prvku LNVGA



Obr. B.2: Referenční modulové impedanční kmitočtové charakteristiky $Z_{OUT\pm} = f(f)$ prvku LNVGA



Obr. B.3: Referenční fázové impedanční kmitočtové charakteristiky $\phi_{Z_{\rm IN\pm}}=f(f)$ prvku LNVGA



Obr. B.4: Referenční fázové impedanční kmitočtové charakteristik
y $\phi_{Z_{\rm OUT\pm}}=f(f)$ prvku LNVGA



Obr. B.5: Referenční modulové přenosové kmitočtové charakteristiky $\left| \mathbf{K}_{\mathrm{U,g_m,r_T}} \right| = f(f)$ podbloků s fixním zesílením prvku LNVGA



Obr. B.6: Referenční modulové přenosové kmitočtové charakteristiky $|\pmb{K}_{\rm U}|=f(f)$ záporného kanálu podbloku VGA1 makrobloku VGA prvku LNVGA



Obr. B.7: Referenční modulové přenosové kmitočtové charakteristiky $|\mathbf{K}_{\rm U}| = f(f)$ kladného kanálu podbloku VGA1 makrobloku VGA prvku LNVGA



Obr. B.8: Referenční modulové přenosové kmitočtové charakteristiky $|\pmb{K}_{\rm U}|=f(f)$ záporného kanálu podbloku VGA2 makrobloku VGA prvku LNVGA



Obr. B.9: Referenční modulové přenosové kmitočtové charakteristiky $|\mathbf{K}_{U}| = f(f)$ kladného kanálu podbloku VGA2 makrobloku VGA prvku LNVGA



Obr. B.10: Referenční fázové přenosové kmitočtové charakteristik
y $\phi_{\mathbf{K}_{\mathrm{U,g_m,r_T}}} = f(f)$ podbloků napětových, transkonduktančních a transimpedančních zesilovačů s fixním zesílením prvku LNVGA



Obr. B.11: Referenční fázové přenosové kmitočtové charakteristik
y $\phi_{K_{\rm U}}=f(f)$ záporného kanálu podbloku VGA1 makrobloku VGA prv
ku LNVGA



Obr. B.12: Referenční fázové přenosové kmitočtové charakteristik
y $\phi_{K_{\rm U}}=f(f)$ kladného kanálu podbloku VGA1 makrobloku VGA prvku LNVGA



Obr. B.13: Referenční fázové přenosové kmitočtové charakteristik
y $\phi_{K_{\rm U}}=f(f)$ záporného kanálu podbloku VGA2 makrobloku VGA prv
ku LNVGA



Obr. B.14: Referenční fázové přenosové kmitočtové charakteristik
y $\phi_{K_{\rm U}}=f(f)$ kladného kanálu podbloku VGA2 makrobloku VGA prvku LNVGA



Obr. B.15: Limitní převodní charakteristika vstupně-výstupních veličin $U_{\text{OUT}_{\text{BLOKU}}} = f(U_{\text{IN}_{\text{BLOKU}}}) (U_{\text{OUT}_{\text{BLOKU}}} = f(I_{\text{IN}_{\text{BLOKU}}}))$ dílčích podbloků prvku LNVGA

C SCHÉMATA NAVRŽENÝCH MODELŮ Z PROSTŘEDÍ SIMULÁTORU ORCAD PSPICE

V příloze jsou umístěny jednotlivé listy vybraných schémat navržených úrovní modelu v prostředí OrCAD PSpice.

- C.1 Makroobvod kombinované přiváděcí a meziblokové sady přepínačů
- C.2 Makroobvod frekvenční tabulky s impedančním charakterem (ZFREQ)
- C.3 Makroobvod ideální (první) úrovně modelu aktivního prvku LNVGA
- C.4 Makroobvod nelineární (čtvrté) úrovně modelu aktivního prvku LNVGA