



# VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

## FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

## ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

## ANALÝZA ZPŮSOBŮ MĚŘENÍ DIFERENČNÍCH KMITOČTOVÝCH FILTRŮ

ANALYSIS OF METHODS OF MEASUREMENT OF FULLY-DIFFERENTIAL FREQUENCY FILTERS

### BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

### AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Tomáš Kučera

### VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Jan Jeřábek, Ph.D.

BRNO 2017

# Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Teleinformatika**  
Ústav telekomunikací

**Student:** Tomáš Kučera

**ID:** 174222

**Ročník:** 3

**Akademický rok:** 2016/17

**NÁZEV TÉMATU:**

## **Analýza způsobů měření diferenčních kmitočtových filtrů**

**POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:**

Seznamte se s teorií analogových kmitočtových filtrů a to včetně filtrů zpracovávajících plně diferenční signály v proudovém módu. Nastudujte problematiku měření diferenčních signálů a jejich konverze na nediferenční podobu. V literatuře vytipujte tři zapojení diferenčních filtrů s moderními aktivními prvky pro proudový mód. Proveďte simulace chování všech filtrů s minimálně třemi různými variantami měřících systémů vhodných pro diferenční signály. Zejména se zaměřte na převodníky s aktivními prvky a k tomu účelu vhodnými obvodovými konfiguracemi s transformátory. V rámci bakalářské práce zkonstruujte variantní řešení převodníků diferenčních na nediferenční signály a zpět a na jednom vybraném filtru ověřte jejich vlastnosti a vliv na měřený filtr ve střídavé, stejnosměrné i časové oblasti. Výsledky měření porovnejte s výsledky simulací.

**DOPORUČENÁ LITERATURA:**

[1] BIOLEK, D.; SENANI, R.; BIOLKOVÁ, V.; KOLKA, Z. Active Elements for Analog Signal Processing: Classification, Review, and New Proposals. Radioengineering, 2008, roc. 17, c. 4, s. 15-32. ISSN: 1210-2512.

[2] JEŘÁBEK, J. Teze k disertační práci Kmitočtové filtry s proudovými aktivními prvky. Vědecké spisy Vysokého učení technického v Brně, edice PhD Thesis, sv. 632, ISBN: 978-80-214-4337- 2: Vutium, 2011. s. 1-32.

**Termín zadání:** 1.2.2017

**Termín odevzdání:** 8.6.2017

**Vedoucí práce:** doc. Ing. Jan Jeřábek, Ph.D.

**Konzultant:**

**doc. Ing. Jiří Mišurec, CSc.**  
*předseda oborové rady*

**UPOZORNĚNÍ:**

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

## **ABSTRAKT**

Tato bakalářská práce analyzuje způsoby měření diferenčních kmitočtových filtrů s využitím aktivních prvků v proudovém módu. Nejprve popisuje metody návrhu diferenčních kmitočtových filtrů v proudovém módu a převody zapojení z napěťového do proudového módu. Dále se zaměřuje na metody měření jednotlivých převodníků napětí na diferenční proud a zpětně z diferenčního proudu na napětí, které jsou nedílnou součástí pro měření diferenčních kmitočtových filtrů v proudovém módu. Pro sestavení jednotlivých převodníků byl využit program OrCAD a následná simulace byla provedena v programu PSpice.

## **KLÍČOVÁ SLOVA**

Proudový mód, napěťový mód, převodník, napětí, proud, simulace, diferenční struktury, DACA, šířka pásma

## **ABSTRACT**

This bachelor thesis focuses on measurements methods of differential frequency-selection filters with active elements in current mode. Firstly it describes differential frequency-selection filters in current mode and conversions from voltage to current mode. Next the thesis deals with measuring of particular voltage converters to differential current and back from differential current to voltage, which is an integral part for measurements of differential frequency-selection filters in current mode. For design of particular converters there was used program OrCAD there and subsequent simulation was executed in program PSpice.

## **KEYWORDS**

Current mode, voltage mode, converter, voltage, current, simulate, differential structure, DACA, bandwidth

KUČERA, T. *Analýza způsobů měření diferenčních kmitočtových filtrů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav telekomunikací, 2017. 77 s. Bakalářská práce.

Vedoucí práce: doc. Ing. Jan Jeřábek, Ph.D.

## **PROHLÁŠENÍ**

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Analýza způsobů měření diferenčních kmitočtových filtrů jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních 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.

V Brně dne 8.6.2017

.....

(podpis autora)

## **PODĚKOVÁNÍ**

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Janu Jeřábkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc, průběžné konzultace a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 8.6.2017

.....

(podpis autora)

# OBSAH

Seznam obrázků

Seznam tabulek

Úvod	1
<b>1 Kmitočtové filtry</b>	<b>2</b>
1.1 Význam a použití kmitočtových filtrů .....	2
1.2 Dělení kmitočtových filtrů .....	2
1.2.1 Selektivní filtry .....	3
1.2.2 Korekční filtry .....	3
1.2.3 Fázovací obvody .....	3
1.2.4 Klasifikace filtrů podle způsobu realizace .....	4
1.3 Druhy pracovních módů .....	4
1.3.1 Napěťový mód .....	4
1.3.2 Proudový mód .....	5
1.3.3 Smíšený mód .....	5
1.4 Diferenční filtry .....	6
1.5 Diferenční proudový přenos .....	6
<b>2 Měření obvodů</b>	<b>7</b>
2.1 Měření nediferenčních obvodů v proudovém módu .....	7
2.2 Měření diferenčních obvodů v proudovém módu .....	7
2.3 Měření diferenčních signálů s použitím transformátoru .....	8
2.4 Návrh diferenčních struktur .....	9
2.4.1 Transformace podélných struktur na diferenční struktury .....	9
2.4.2 Transformace příčných struktur na diferenční struktury .....	10
2.5 Návrh kmitočtových diferenčních filtrů .....	10
2.5.1 Návrh diferenční dolní propusti v napěťovém módu .....	11
2.5.2 Návrh diferenční horní propusti v napěťovém módu .....	16
<b>3 Struktury jednotlivých převodníků</b>	<b>20</b>
3.1 Převodníky napětí na diferenční proud .....	20
3.1.1 Převodník s použitím plně diferenčního proudového zesilovače .....	20

3.1.2	Převodník s použitím dvou prvků CFA .....	21
3.1.3	Přímý převodník napětí na diferenční proud .....	22
3.1.4	Převodník napětí na proud .....	22
3.2	Převodník diferenčního proudu na napětí s použitím tří prvků CFA .....	23
<b>4</b>	<b>Použité aktivní prvky</b>	<b>24</b>
4.1	CFA (Current feedback amplifier).....	24
4.1.1	Analog devices AD8001 .....	24
4.1.2	Texas Instruments THS3202 .....	24
4.1.3	Texas Instruments OPA3695 .....	24
4.2	Plně diferenční zesilovače s proudovou zpětnou vazbou .....	25
4.2.1	Analog Devices AD8138 .....	25
4.2.2	Texas Instruments THS4151 .....	25
4.2.3	Texas Instruments THS4141 .....	25
4.3	OTA (Operational Transconductance Amplifier).....	26
4.3.1	Texas Instruments OPA860 a OPA861 .....	26
4.3.2	Texas Instruments OPA615 .....	26
4.4	Rozdílový zesilovač .....	26
4.5	Transformátor .....	27
<b>5</b>	<b>Simulace převodníků</b>	<b>28</b>
5.1	Převodník napětí na proud s prvkem OTA .....	28
5.2	Převodník napětí na diferenční proud se dvěma prvky OTA .....	31
5.3	Převodník napětí na diferenční proud se dvěma CFA doplněné o obvody OPA860.....	34
5.4	Převodník napětí na diferenční proud s použitím plně diferenčního proudového zesilovače doplněný o obvody OPA860 .....	37
5.5	Převodník diferenčního proudu na napětí s použitím tří prvků CFA .....	40
5.6	Kompletní převodník $U/I_{dif}$ a $I_{dif}/U$ .....	43
5.6.1	Kompletní převodník s využitím operačních zesilovačů bez zapojeného filtru .....	43
5.6.2	Kompletní převodník s využitím operačních zesilovačů se zapojeným filtrem.....	45
5.6.3	Kompletní převodník s využitím transformátorů.....	48
5.6.4	Kompletní převodník s využitím transformátorů se zapojeným filtrem . .....	50

<b>6</b>	<b>Praktická realizace</b>	<b>52</b>
6.1	Realizace kompletního převodníku bez použití filtru.....	52
6.2	Realizace kompletního převodníku s použitím filtru.....	55
<b>7</b>	<b>Závěr</b>	<b>58</b>
	<b>Literatura</b>	<b>59</b>
	<b>Seznam použitých veličin, symbolů a zkratk</b>	<b>61</b>
<b>A</b>	<b>Návrh dps v programu eagle</b>	<b>62</b>
<b>B</b>	<b>Fotografie zkonstruovaného převodníku</b>	<b>64</b>



# SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.3.1 Obvod pracující v napěťovém módu .....	5
Obr. 1.3.2 Obvod pracující v proudovém módu .....	5
Obr. 1.5 Znázornění proudů pro vyjádření diferenčního proudového přenosu .....	6
Obr. 2.1 Blokové schéma měření nediferenčních obvodů v proudovém módu .....	7
Obr. 2.2 Blokové schéma měření diferenčních obvodů v proudovém módu .....	7
Obr. 2.3.1 Blokové schéma měřící diferenční signál s použitím transformátorů .....	8
Obr. 2.3.2 Blokové schéma měřící diferenční signál doplněné o další transformátory pro změření diferenčního a soufázového módu samostatně.....	8
Obr. 2.4.1 Transformace podélných struktur na diferenční struktury [9].....	9
Obr. 2.4.2 Transformace příčných struktur na diferenční struktury .....	10
Obr. 2.5.1.1 Nediferenční dolní propust 2. řádu s operačním zesilovačem v napěťovém módu .....	11
Obr. 2.5.1.2 Diferenční dolní propust 2. řádu s operačním zesilovačem v napěťovém módu .....	12
Obr. 2.5.1.3 Diferenční dolní propust 2. řádu s prvkem DACA v proudovém módu ....	13
Obr. 2.5.1.4 Modulová charakteristika diferenční dolní propusti 2. řádu s prvkem DACA .....	14
Obr. 2.5.1.5 Diferenční dolní propust 2. řádu s prvkem DACA při změně umístění výstupní části .....	15
Obr. 2.5.1.6 Modulová charakteristika diferenční pásmové propusti 2. řádu s prvkem DACA .....	15
Obr. 2.5.2.1 Nediferenční horní propust 2. řádu s operačním zesilovačem v napěťovém módu .....	16
Obr. 2.5.2.2 Diferenční horní propust 2. řádu s operačním zesilovačem v napěťovém módu .....	17
Obr. 2.5.2.3 Diferenční horní propust 2. řádu s prvkem DACA v proudovém módu ....	18
Obr. 2.5.2.4 Modulová charakteristika diferenční horní propusti 2. řádu s prvkem DACA .....	19
Obr. 3.1.1 Možné řešení převodníku nediferenčního napětí na diferenční napětí s plně diferenčním zesilovačem .....	20
Obr. 3.1.2 Převodník napětí na diferenční se dvěma prvky CFA .....	21
Obr. 3.1.3 Převodník napětí na diferenční proud se dvěma prvky CCII .....	22
Obr. 3.1.4 Jednoduchý převodník napětí na proud .....	22

Obr. 3.2	Převodní diferenčního proudu na napětí se třemi prvky CFA.....	23
Obr. 5.1.1	Modulová charakteristika převodníku $U/I$ s prvky OTA ve střídavé oblasti. .....	28
Obr. 5.1.2	Fázová charakteristika převodníku $U/I$ s prvky OTA ve střídavé oblasti ....	29
Obr. 5.1.3	Proudová charakteristika převodníku $U/I$ s prvky OTA ve stejnosměrné oblasti .....	29
Obr. 5.1.4	Proudová charakteristika převodníku $U/I$ s prvky OTA v časové oblasti ....	30
Obr. 5.2.1	Modulová charakteristika převodníku $U/I_{dif}$ se dvěma prvky OTA ve střídavé oblasti.....	31
Obr. 5.2.2	Fázová charakteristika převodníku $U/I_{dif}$ se dvěma prvky OTA ve střídavé oblasti.....	32
Obr. 5.2.3	Proudová charakteristika převodníku $U/I_{dif}$ se dvěma prvky OTA ve stejnosměrné oblasti.....	32
Obr. 5.2.4	Proudová charakteristika převodníku $U/I_{dif}$ se dvěma prvky OTA v časové oblasti.....	33
Obr. 5.3.1	Modulová charakteristika převodníku $U/I_{dif}$ se dvěma prvky CFA a obvody OPA860 ve střídavé oblasti .....	34
Obr. 5.3.2	Fázová charakteristika převodníku $U/I_{dif}$ se dvěma prvky CFA a obvody OPA860 ve střídavé oblasti .....	35
Obr. 5.3.3	Proudová charakteristika převodníku $U/I_{dif}$ se dvěma prvky CFA a obvody OPA860 ve stejnosměrné oblasti .....	35
Obr. 5.3.4	Proudová charakteristika převodníku $U/I_{dif}$ se dvěma prvky CFA a obvody OPA860 v časové oblasti .....	36
Obr. 5.4.1	Modulová charakteristika převodníku $U/I_{dif}$ s plně diferenčním zesilovačem a obvody OPA860 ve střídavé oblasti .....	37
Obr. 5.4.2	Fázová charakteristika převodníku $U/I_{dif}$ s plně diferenčním zesilovačem a obvody OPA860 ve střídavé oblasti .....	38
Obr. 5.4.3	Proudová charakteristika převodníku $U/I_{dif}$ s plně diferenčním zesilovačem a obvody OPA860 ve stejnosměrné oblasti .....	38
Obr. 5.4.4	Proudová charakteristika převodníku $U/I_{dif}$ s plně diferenčním zesilovačem a obvody OPA860 v časové oblasti .....	39
Obr. 5.5.1	Modulová charakteristika převodníku $I_{dif}/U$ se třemi prvky CFA ve střídavé oblasti.....	40
Obr. 5.5.2	Fázová charakteristika převodníku $I_{dif}/U$ se třemi prvky CFA ve střídavé oblasti.....	41
Obr. 5.5.3	Napěťová charakteristika převodníku $I_{dif}/U$ se třemi prvky CFA ve stejnosměrné oblasti.....	41
Obr. 5.5.4	Napěťová charakteristika převodníku $I_{dif}/U$ se třemi prvky CFA v časové oblasti.....	42

Obr. 5.6.1.1	Kompletní převodník s využitím operačních zesilovačů [26] .....	43
Obr. 5.6.1.2	Modulová charakteristika převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ .....	43
Obr. 5.6.1.3	Fázová charakteristika převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ .....	44
Obr. 5.6.1.4	Napěťová charakteristika převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ ve stejnosměrné oblasti .....	44
Obr. 5.6.1.5	Časový průběh převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ .....	45
Obr. 5.6.2.1	Převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ se zapojeným filtrem .....	46
Obr. 5.6.2.2	Modulová charakteristika převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ se zapojeným filtrem .....	46
Obr. 5.6.2.3	Fázová charakteristika převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ se zapojeným filtrem.....	47
Obr. 5.6.2.4	Časový průběh převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ se zapojeným filtrem.....	47
Obr. 5.6.3.1	Kompletní převodník s využitím transformátorů .....	48
Obr. 5.6.3.2	Modulová charakteristika převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ .....	48
Obr. 5.6.3.3	Fázová charakteristika převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ .....	49
Obr. 5.6.3.4	Časový průběh převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ .....	49
Obr. 5.6.4.1	Převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ se zapojeným filtrem .....	50
Obr. 5.6.4.2	Modulová charakteristika převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ se zapojeným filtrem	50
Obr. 5.6.4.3	Fázová charakteristika převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ se zapojeným filtrem.....	51
Obr. 5.6.4.4	Časový průběh převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ se zapojeným filtrem (frekvence 260 kHz, amplituda 0,8 V).....	51
Obr. 6.1.1	Změřená i teoretická modulová charakteristika kompletního převodníku bez použití filtru .....	53
Obr. 6.1.2	Změřená i teoretická fázová charakteristika kompletního převodníku bez použití filtru .....	53
Obr. 6.1.3	Simulování časového průběhu převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ (frekvence 1 MHz, amplituda 0,93 V) .....	54
Obr. 6.1.4	Měření časového průběhu převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ (frekvence 100 kHz, amplituda 0,48 V).....	54
Obr. 6.2.1	Změřená i teoretická modulová charakteristika kompletního převodníku s použitím filtru .....	55
Obr. 6.2.2	Změřená i teoretická fázová charakteristika kompletního převodníku s použitím filtru .....	56
Obr. 6.2.3	Simulování časového průběhu převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ se zapojeným filtrem (frekvence 260 kHz, amplituda 0,8 V).....	56
Obr. 6.2.4	Měření časového průběhu převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ se zapojeným filtrem (frekvence 269,5 kHz, amplituda 0,36 V).....	57
Obr. A.1	Rozvržení desky převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ v programu Eagle – vrstva TOP..	62

Obr. A.2 Schéma převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ .....	63
Obr. B.1 Zapojení převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ včetně filtru – vrstva TOP .....	64
Obr. B.2 Zapojení převodníku $U/I_{dif} - I_{dif}/U$ – vrstva TOP .....	64

## SEZNAM TABULEK

Tab. 2.5.1 Tabulka hodnot součástek s parametry dolní propusti .....	11
Tab. 2.5.2 Hodnoty jednotlivých prvků .....	12
Tab. 2.5.3 Výsledná přenosová funkce DP v symbolickém tvaru .....	13
Tab. 2.5.4 Tabulka hodnot součástek s parametry horní propusti .....	16
Tab. 2.5.5 Hodnoty jednotlivých prvků .....	17
Tab. 2.5.6 Výsledná přenosová funkce HP v symbolickém tvaru .....	18
Tab. 5.1.1 Tabulka hodnot pro převodník napětí na proud s prvkem OTA.....	28
Tab. 5.2.1 Tabulka hodnot pro převodník napětí na diferenční proud se dvěma OTA .	31
Tab. 5.3.1 Tabulka hodnot pro převodník napětí na diferenční proud se dvěma CFA a obvody OPA860.....	34
Tab. 5.4.1 Tabulka hodnot pro převodník napětí na diferenční proud s plně diferenčním prvkem a obvody OPA860.....	37
Tab. 5.5.1 Tabulka hodnot pro převodník diferenčního proudu na napětí se třemi prvky CFA.....	40

# ÚVOD

Cílem bakalářské práce je analýza způsobů měření diferenčních kmitočtových filtrů v proudovém módu a následná realizace kompletního převodníku se zapojeným diferenčním kmitočtovým filtrem. V dnešní době jsou proudové módy využívány častěji, než je tomu u napětového módu. Předností proudového módu oproti napětovému je vyšší kmitočtové pásmo, ve kterém pracuje. Proudové obvody zároveň využívají nižší napájecí napětí, které nemá vliv na dynamický rozsah. Nevýhodou obvodů pracujících v proudovém módu je skutečnost, že neexistují měřicí přístroje s proudovým buzením, a proto se musí do obvodu umístit převodníky napětí na diferenční proud a zpětně z diferenčního proudu na napětí. Z tohoto důvodu se bakalářská práce zabývá návrhy těchto převodníků pro měření diferenčních kmitočtových filtrů a jejich následnou analýzou. Při sestavení jednotlivých převodníků je využito aktivních prvků, jako jsou plně diferenční proudové zesilovače, transkonduktanční zesilovače (OTA) a zesilovače s proudovou zpětnou vazbou (CFA) pro simulaci zapojení. Z technické literatury jsou vytipovány obvody pro simulaci jednotlivých převodníků, které budou realizovány ve třech oblastech: střídavé, stejnosměrné a časové.

První kapitola teoreticky pojednává o významu a použití kmitočtových filtrů. Druhá kapitola se zabývá způsoby měření obvodů a návrhu diferenčních kmitočtových filtrů v proudovém módu. V dalších třech kapitolách následuje popis jednotlivých struktur převodníků se zapojenými aktivními prvky a jejich simulací. Šestá kapitola pojednává o praktické realizaci kompletního převodníku s využitím transformátorů včetně diferenčního pasivního filtru. Na závěr byly výsledky měření porovnány s výsledky simulací.

# 1 KMITOČTOVÉ FILTRY

Tato kapitola podrobně seznamuje s použitím, dělením a významem kmitočtových filtrů, s druhy pracovních módů, diferenčních filtrů a v neposlední řadě s diferenčními proudovými přenosy.

## 1.1 Význam a použití kmitočtových filtrů

Kmitočtové filtry jsou lineární elektronické obvody [1], které najdou využití v mnoha oblastech elektroniky a elektrotechniky. Jejich hlavním úkolem je výběr (selekce) kmitočtových složek procházejícího signálu. Některé filtry část kmitočtového spektra signálu propouštějí nebo další část potlačují. Dle toho, jestli je určité pásmo kmitočtů propouštěno nebo potlačováno [2], lze definovat následující: propustným pásmem se nazývá pásmo kmitočtů, ve kterých jsou signály bez útlumu nebo s malým útlumem propouštěny. Nепropustným pásmem nazýváme pásmo kmitočtů se silně utlumenými signály. Jejich vlastnosti jsou vyjádřeny modulovou kmitočtovou charakteristikou. Jedná se o závislost modulu napěťového přenosu na kmitočtu. Signál procházející kmitočtovým filtrem vede často k časovému zpoždění signálu, což je způsobeno fázovými posuvy procházejících harmonických kmitočtových složek. Tyto vlivy jsou pak vyjádřeny fázovou kmitočtovou charakteristikou [1]. Jednou z charakteristických vlastností filtru je určitá strmost při přechodu mezi propustným a nepropustným pásmem. Je dána typem použité aproximace (např. dle Butterwortha, Bessela nebo Čebyševa) a řádem filtru.

Kmitočtové filtry se nejčastěji používají jako základní bloky pro zpracování přijímaných signálů. Jejich využití je časté v radiotechnice, v elektroakustice, v oblasti měřicí techniky, v oblasti regulační techniky nebo v silnoproudé elektrotechnice.

## 1.2 Dělení kmitočtových filtrů

Dělení filtrů z hlediska přenosové charakteristiky je rozděleno do tří základních skupin:

- selektivní filtry (*frequency selective filters*)
- korekční filtry (*shelving, peak, equalizing filters*)
- fázovací obvody, též zpožďovací, nepropustné filtry (*all-pass filters*)

### 1.2.1 Selektivní filtry

V nepropustném pásmu potlačují selektivní filtry přenos kmitočtových složek signálu [2]. Dělíme je podle rozložení propustného a nepropustného pásma:

- **dolní propusti (DP)** – propouští jen složky signálu s nižšími kmitočty, než je mezní kmitočet
- **horní propusti (HP)** – propouští jen složku signálu, kde jsou kmitočty vyšší, než je mezní kmitočet
- **pásmové propusti (PP)** – propouští jen složky signálu o kmitočtech mezi dolním mezním kmitočtem a horním mezním kmitočtem
- **pásmové zádrže (PZ)** – potlačuje jen složky signálu o kmitočtech mezi dolním a horním mezním kmitočtem
- **fázovací článek (FČ)** – propouští všechny kmitočtové složky, ovlivňuje pouze jejich fázové zpoždění

### 1.2.2 Korekční filtry

Úkolem korekčních filtrů je závislost kmitočtového přenosu v dané přenosové soustavě upravující přenos některých bloků přenosového řetězce tak [1], aby výsledný přenos celé soustavy byl konstantní.

Korekční filtry využíváme nejen v radiotelefonních systémech, kabelovém přenosovém systému, ale i v audiotechnice za použití kmitočtového korektoru pro úpravu kmitočtových charakteristik např. ve sluchátkách a mikrofonech [2].

### 1.2.3 Fázovací obvody

Největší význam pro fázovací (zpožďovací) obvody má kmitočtově závislá fázová charakteristika, která pro různé kmitočty znázorňuje závislost zpoždění signálu. Jejich úkolem je předepsaným způsobem vložit do jejich signálové cesty kmitočtově závislé zpoždění. Takto se upraví jak průběh fázové charakteristiky, tak i zpoždění signálu na různých kmitočtech, přičemž amplitudová charakteristika zůstává beze změny [2].



## 1.2.4 Klasifikace filtrů podle způsobu realizace

Způsoby realizace filtrů lze rozdělit do dvou hlavních skupin:

- analogové filtry
- číslicové filtry

Analogové filtry dále dělíme:

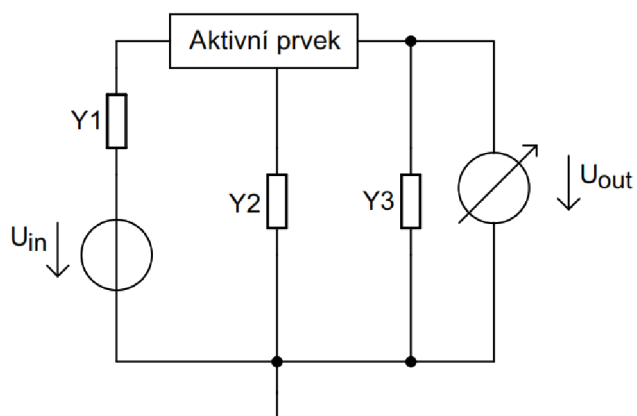
- **pasivní kmitočtové filtry** – strukturu tvoří různé kombinace pasivních prvků (R,L,C). Jejich výhodou je levné a jednoduché řešení filtrace, přičemž není nutné napájení aktivních prvků. Mezi nevýhody patří maximálně jednotkový přenos v propustném pásmu a obtížnější kaskádní syntéza filtrů vyšších řádů.
- **aktivní kmitočtové filtry** – struktura je složena kombinací pasivních a aktivních prvků. V současnosti se nejčastěji používají výhradně operační zesilovače. Výhodou aktivních filtrů je konstrukce bez cívek a dosažení příznivých hodnot vstupní a výstupní impedance, což dovoluje kaskádní řazení filtrů.

## 1.3 Druhy pracovních módů

Elektrické obvody existují ve třech pracovních módech. Ty se rozdělují podle toho, s jakými signály obvody pracují. V současnosti převažuje úsilí pracovat ve smíšeném nebo proudovém módu [3] pro jejich vyšší dynamiku přeběhu.

### 1.3.1 Napět'ový mód

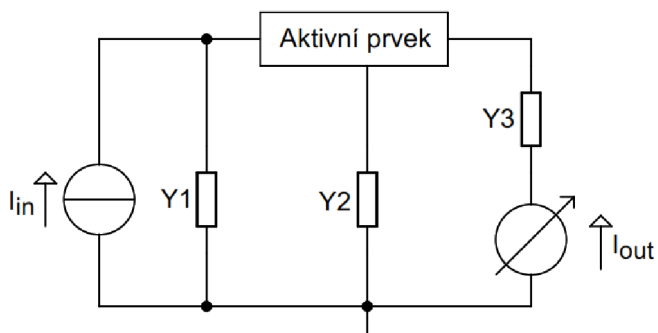
Napět'ový mód patří mezi nejpoužívanější zapojení filtrů. Při jeho použití se využívá signálů napět'ové odezvy, kdy na vstupu je napět'ové buzení obvodu a na výstupu je napětí sledováno (Obr. 1.3.1). Často bývá hlavním prvkem bývá klasický obvod s operačním zesilovačem s vyšším tranzitním kmitočtem. Ten má většinou takové vlastnosti, které ho limitují pro obvody aktivních filtrů pracující na vyšších frekvencích. V současné době, kdy se stále snižuje napájecí napětí, není možné splnit dostatečný odstup signálu od šumu, a proto se přechází na proudový mód [4].



Obr. 1.3.1 Obvod pracující v napěťovém módu

### 1.3.2 Proudový mód

Proudový mód využívá odezvy proudových signálů při proudovém buzení obvodu (Obr. 1.3.2). Pro přenos informace nahrazuje proud napětí. Na vstupu je obvod buzen zdrojem proudu a na výstupu je sledována proudová odezva v dané části větve [5].



Obr. 1.3.2 Obvod pracující v proudovém módu

### 1.3.3 Smíšený mód

O smíšeném módu hovoříme tehdy, pracuje-li v CM jen část obvodu, což nejčastěji bývá aktivní funkční blok. Pokud ale celkový obvod zpracovává napěťový signál, jedná se o smíšený mód V/CM.

Smíšený mód je kombinací proudového a napěťového režimu. Podobně může v obvodě existovat i smíšený duální mód C/VM [3].

Tento mód se pak rozděluje:

- **smíšený napěťový mód V/CM** – režim, který při zpracování signálu využívá napěťové odezvy při proudovém buzení vstupu
- **smíšený proudový mód C/VM** – režim, který při zpracování signálu využívá proudové odezvy při napěťovém buzení vstupu

## 1.4 Diferenční filtry

Diferenční struktury svými vlastnostmi kladně ovlivňují kvalitu signálu. Mezi výhody diferenčních filtrů patří zejména: zvyšující se procento potlačení soufázového signálu, omezující efekty výkonového zesílení, zvyšující se dynamický rozsah a odstraňující harmonické zkreslení signálu [6].

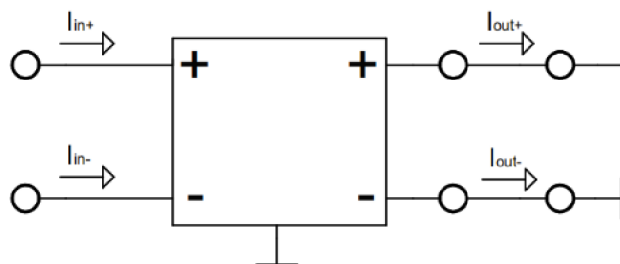
Nevýhodu diferenčních kmitočtových filtrů pozorujeme ve dvojnásobném množství pasivních a aktivních prvků pro realizaci oproti nediferenční struktuře. V konečné fázi je výsledný obvod složitější, zvýšil se odběr proudu a také vzrostly finanční náklady na sestavení obvodu.

Své uplatnění nacházejí diferenční filtry v telefonních a mobilních zařízeních. Důležitou funkci zastávají při filtrování signálu na symetrickém vedení, kde napomáhají oddělit datový signál od telefonního.

## 1.5 Diferenční proudový přenos

Diferenční proudové přenosy lze charakterizovat jako poměr diferenčního výstupního a vstupního proudu (vynásobený -1). Předpokladem je, že proudy jsou kladně značeny dovnitř. V případě šíření signálu vyznačeného na Obr. 1.5, pro vstupní a výstupní diferenční proud [7] pak pro diferenční proudový přenos platí:

$$I_{in} = I_{in+} - I_{in-}; \quad I_{out} = I_{out+} - I_{out-}; \quad K_I = \frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{I_{out+} - I_{out-}}{I_{in+} - I_{in-}} \quad (1.1)$$

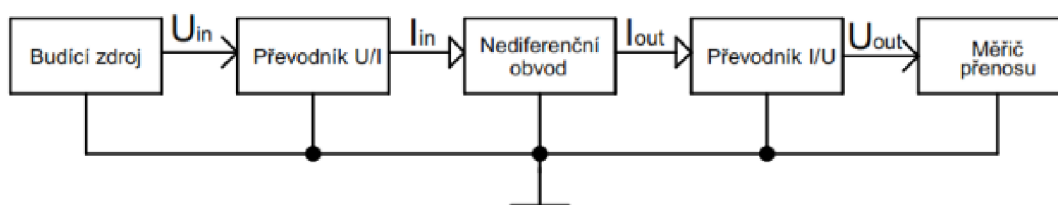


Obr. 1.5 Znázornění proudů pro vyjádření diferenčního proudového přenosu

## 2 MĚŘENÍ OBVODŮ

### 2.1 Měření nediferenčních obvodů v proudovém módu

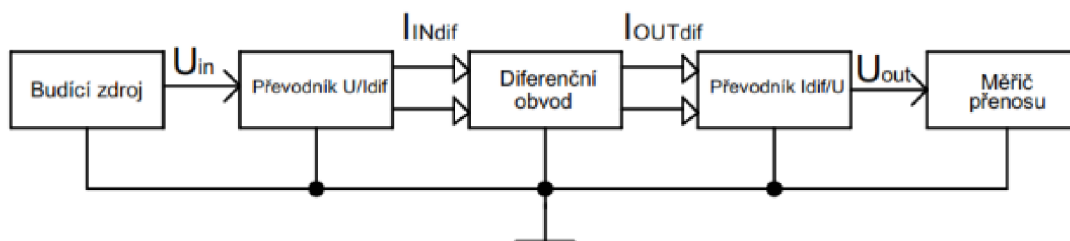
Vzhledem k tomu, že přístroje s proudovým buzením a měřením výstupního proudu v širokém kmitočtovém rozsahu se nevyskytují, je pro měření přenosu využito zapojení dvou převodníků napětí na proud a proudu na napětí. Mají jeden vstupní a jeden výstupní signálový vodič vztažený k zemi. Generátor harmonického signálu poslouží jako zdroj signálu, za kterým se nachází převodník napětí na proud a následně měřený obvod. Převodník proudu na napětí je instalován mezi proudový výstup z měřeného obvodu a měřicí přístroj. Velmi důležité jsou vlastnosti těchto převodníků, které mohou značně ovlivnit kmitočtovou charakteristiku filtru. Z tohoto důvodu jsou zvoleny co nejlepší vlastnosti převodníků. Na Obr. 2.1 je znázorněno jednoduché blokové schéma.



Obr. 2.1 Blokové schéma měření nediferenčních obvodů v proudovém módu

### 2.2 Měření diferenčních obvodů v proudovém módu

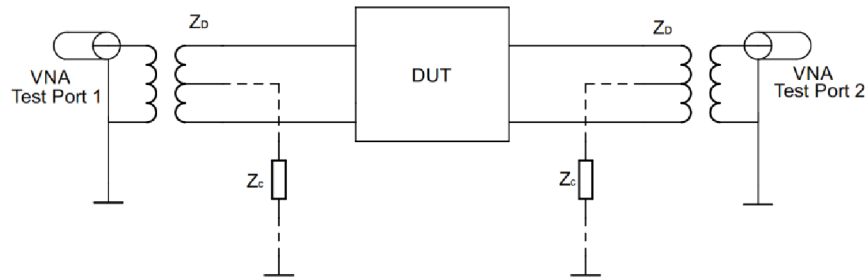
Symetrické diferenční obvody pracující v proudovém režimu obsahují dva vstupní a dva výstupní signály. Z tohoto důvodu se musí upravit jednotlivé převodníky. U převodníku napětí na proud se v první části obvodu převede vstupní signál z nesymetrického zdroje na rozdíl dvou napětí, která jsou následně převedena na rozdíl dvou proudů. Se stejným krokem, ale s opačným postupem, převodník proudu na napětí převede dva symetrické výstupní proudy z měřeného obvodu na napětí, jak je znázorněno na Obr. 2.2.



Obr. 2.2 Blokové schéma měření diferenčních obvodů v proudovém módu

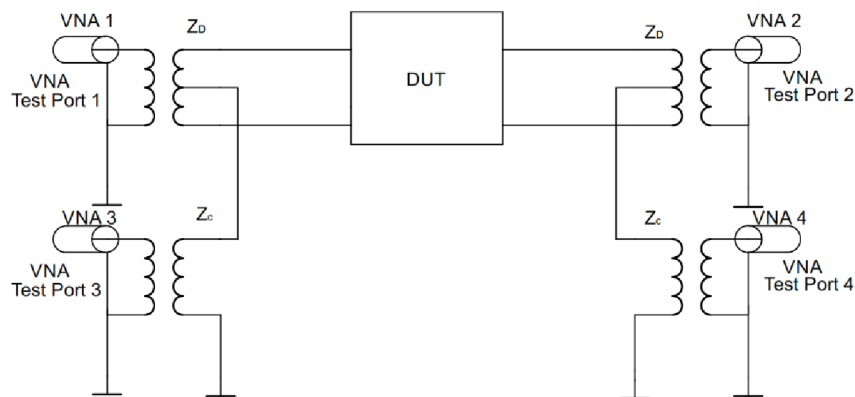
## 2.3 Měření diferenčních signálů s použitím transformátoru

Plně diferenční zařízení jsou optimalizována pro zpracování diferenčních signálů a jejich velkou výhodou je, že potlačují všechny soufázové složky. Ukázka zpracování nediferenčních a diferenčních signálů znázorňuje Obr.2.3.1.



Obr. 2.3.1 Blokové schéma měřící diferenční signál s použitím transformátorů

Běžná zařízení pro měření vlastností testovaného obvodu nedisponují porty pro přímé měření diferenčních signálů. Stejně tak jako zdroj signálu jsou typicky nediferenční. Jednou z možností, jak transformovat nediferenční signály na diferenční, spatřujeme v použití transformátorů vyznačených na Obr 2.3.1. Transformátor je diferenční zařízení, které mimo výše uvedeného typu převodu signálu poskytuje i elektrickou izolaci vstupních a výstupních signálů. Toto měření má zpravidla i několik nevýhod. Měřicí přístroj je třeba před zahájením vlastního měření testovaného obvodu zkalibrovat, což může být v případě použití transformátorů znesnadněno. Tato konfigurace však může vnášet do výsledků měření určitou chybu. Přímá kalibrace na vyvážených portech ve většině případů není alternativou, protože vyvážené kalibrační standardy nejsou snadno dostupné. Na Obr. 2.3.2. je znázorněno rozšířené zapojení doplněné o další transformátory pro souhlasnou složku. V této konfiguraci jsou přidáné transformátory připojeny na střed vinutí transformátorů pro měření diferenčního módu tak, aby bylo možné změřit diferenční a soufázový mód samostatně. Vždy je třeba vzít v potaz možné problémy spojené s neideálními transformátory a jejich omezenou šířkou pásma [8].



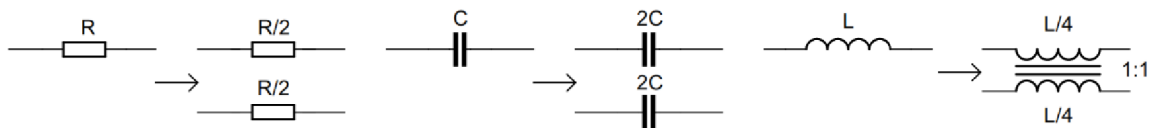
Obr. 2.3.2 Blokové schéma měřící diferenční signál doplněné o další transformátory pro změření diferenčního a soufázového módu samostatně

## 2.4 Návrh diferenčních struktur

Diferenční strukturu lze získat transformací již existujícího nediferenčního obvodu na diferenční obvod. Transformace můžeme rozlišovat jako transformace podélných struktur na diferenční struktury nebo transformace příčných struktur na diferenční struktury. Výslednou diferenční strukturu docílíme změnou aktivních prvků tak, že prvky v nediferenčním obvodu s jedním vstupem a s jedním výstupem nahradíme prvky s dvěma vstupy a dvěma výstupy. Abychom docílili symetrického zapojení, pasivní prvky zrcadlíme vůči zemi a tím dosáhneme přibližně dvojnásobného počtu pasivních součástek. Podle typu transformace se určují hodnoty pasivních prvků.

### 2.4.1 Transformace podélných struktur na diferenční struktury

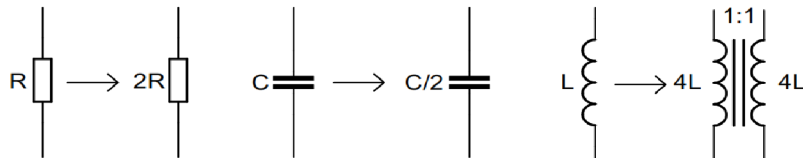
Princip transformace podélných struktur na diferenční struktury spočívá v zrcadlení jen těch pasivních prvků, které se nacházejí na podélné větvi, zatímco hodnoty prvků ležících v příčné větvi zůstanou beze změny. Hodnoty rezistorů v podélných větvích se sníží o polovinu vůči původní hodnotě rezistoru v nediferenčním obvodě. U kondenzátorů v podélných větvích se hodnoty kapacit zvětší dvojnásobně oproti původní hodnotě kondenzátoru v nediferenčním obvodě. Cívku nahradíme transformátorem, kde každé vinutí je zapojeno v protější větvi s opačně orientovaným vinutím s poměrem počtu závitů 1:1.



Obr. 2.4.1 Transformace podélných struktur na diferenční struktury [9]

## 2.4.2 Transformace příčných struktur na diferenční struktury

Obdobně jako u předchozí transformace jen s tím rozdílem, že u transformace příčných struktur na diferenční struktury zrcadlíme nediferenční struktury vůči zemi a měníme pouze hodnoty pasivních prvků ležících v příčných větvích. Hodnoty pasivních prvků zůstávají beze změny. Rezistor v příčné větvi má tentokrát dvojnásobnou hodnotu oproti původní hodnotě rezistoru v nediferenčním obvodu. Hodnota kondenzátoru se sníží o polovinu původní hodnoty kondenzátoru zapojeného v nediferenčním obvodu. Cívku v příčné větvi transformujeme na transformátor, jehož indukčnost by měla být čtyřnásobná vůči původní cívce v nediferenčním obvodu.



Obr. 2.4.2 Transformace příčných struktur na diferenční struktury

## 2.5 Návrh kmitočtových diferenčních filtrů

Pro návrh kmitočtových filtrů v napěťovém módu s aktivními prvky slouží celá řada programů, která nám dokáže usnadnit práci s návrhem filtru. Tuto funkci skvěle zvládá volně dostupná starší verze programu FilterPro V2.0. V seznamu použité literatury odkazujeme na tyto stránky [10]. Vytvořené filtry včetně parametrů byly převedeny na diferenční struktury v napěťovém módu, které byly vzápětí převedeny do proudového módu pomocí prvku DACA (Digitally adjustable current amplifier).

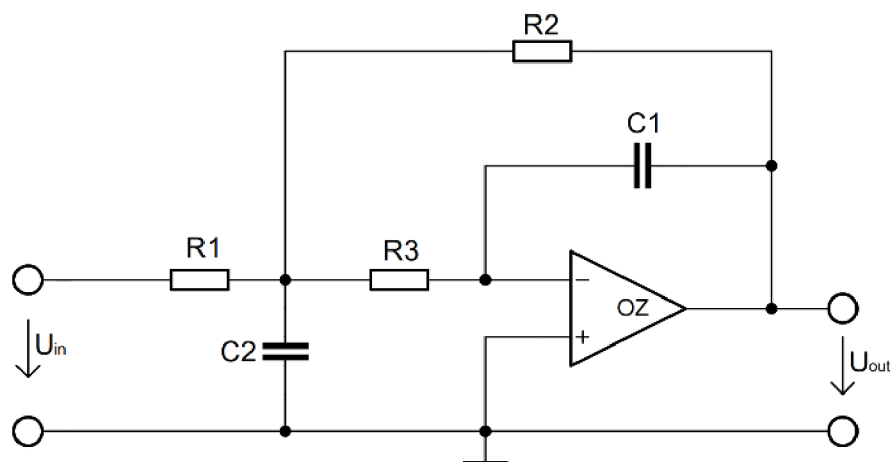
K převodu napěťového módu na proudový mód nám slouží program SNAP, který je vhodný pro získání přenosové funkce a také slouží pro symbolickou a semisymbolickou analýzu elektrických obvodů [11].

## 2.5.1 Návrh diferenční dolní propusti v napětovém módu

Nediferenční dolní propust 2. řádu v napětovém módu s operačním zesilovačem byla vytvořena v programu FilterPro V2.0. Parametry včetně jednotlivých součástek obsahuje uvedená tabulka.

Tab. 2.5.1 Tabulka hodnot součástek s parametry dolní propusti

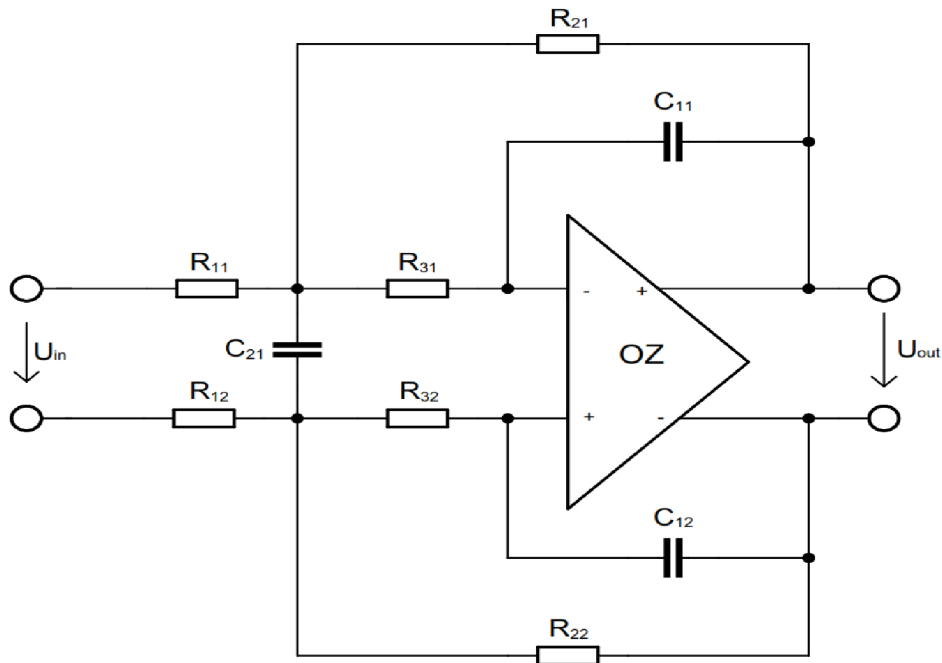
Typ obvodu:		MFB Single-Ended (vícenásobná zpětná vazba)		
Mezní frekvence [MHz]:		1		
Činitel jakosti:		707,11m		
Typ aproximace:		Butterworth		
R1 [kΩ]	R2 [kΩ]	R3 [kΩ]	C1 [pF]	C2 [pF]
5,76	5,76	13,7	6,80	47



Obr. 2.5.1.1 Nediferenční dolní propust 2. řádu s operačním zesilovačem v napětovém módu

Nediferenční strukturu převedeme na diferenční strukturu pomocí transformace příčných struktur na diferenční, které popisujeme v kapitole 2.4.2. V našem případě pasivní prvky v podélných větvích zrcadlíme vůči zemi a jejich hodnoty zůstanou beze změny. Pouze u kondenzátoru  $C_2$  se jeho hodnota zmenší o polovinu hodnoty původního kondenzátoru. Nediferenční operační zesilovač vyměníme za diferenční s dvěma vstupy a dvěma výstupy.



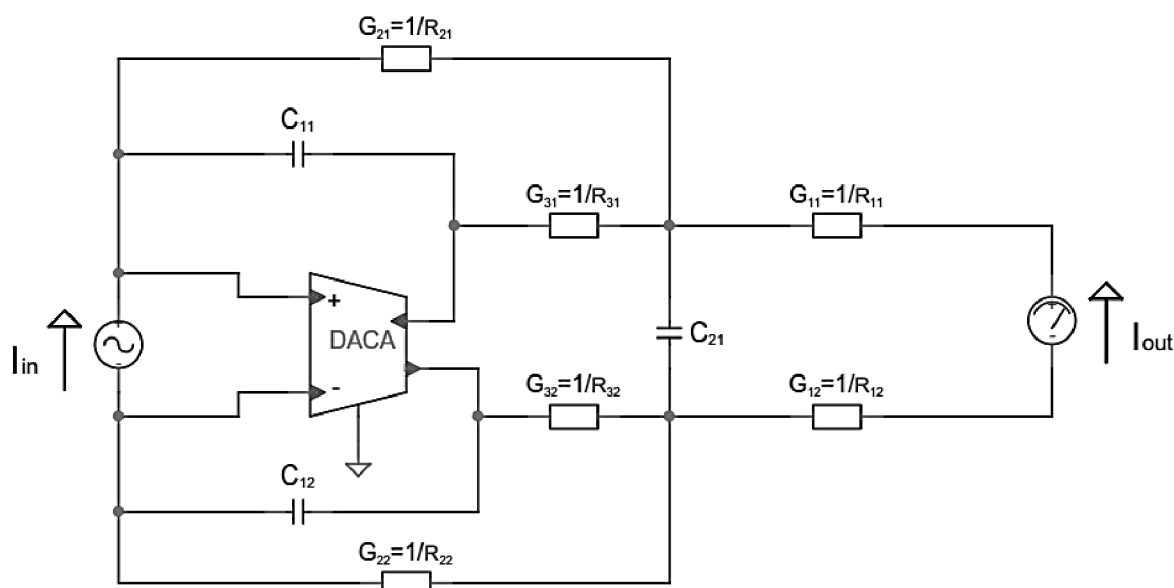


Obr. 2.5.1.2 Diferenční dolní propust 2. řádu s operačním zesilovačem v napěťovém módu

V závěrečné části návrhu převedeme diferenční strukturu z napěťového módu do proudového módu. Převod probíhá ve třech krocích, kdy napěťový zdroj nahradíme proudovým zdrojem a operační zesilovač vyměníme za prvek DACA v našem případě. Zrcadlením celého zapojení zprava doleva podle svislé osy procházející prvkem DACA docílíme úplného návrhu diferenční struktury v proudovém módu znázorněné na Obr. 2.5.1.3. Výsledné zapojení bylo nakresleno v programu SNAP, přičemž rezistory byly nahrazeny vodivostmi pro jednodušší zobrazení přenosové funkce. Aktivní prvek DACA má nastavené proudové zesílení  $A = 2$ .

Tab. 2.5.2 Hodnoty jednotlivých prvků

$G_{11} = G_{12} = G_1 = \frac{1}{R_1} = \frac{1}{5,76 * 10^3} = 0,1736 * 10^{-3} \text{ S}$
$G_{21} = G_{22} = G_2 = \frac{1}{R_2} = \frac{1}{5,76 * 10^3} = 0,1736 * 10^{-3} \text{ S}$
$G_{31} = G_{32} = G_3 = \frac{1}{R_3} = \frac{1}{13,7 * 10^3} = 0,07299 * 10^{-3} \text{ S}$
$C_1 = C_{11} = C_{12} = 6,80 * 10^{-12} \text{ F}$
$C_{21} = 23,5 * 10^{-12} \text{ F}$



Obr. 2.5.1.3 Diferenční dolní propust 2. řádu s prvkem DACA v proudovém módu

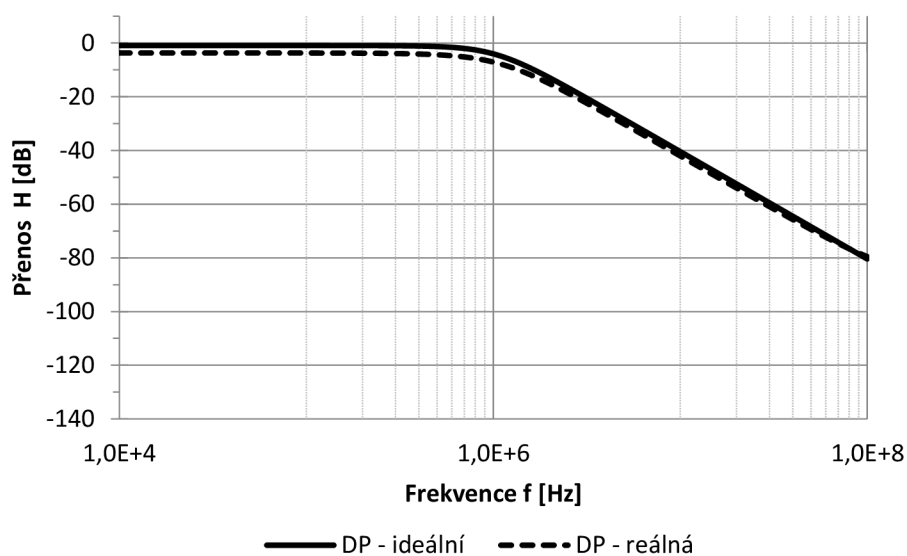
Při vygenerování přenosové funkce v symbolickém tvaru nebylo docíleno přehledného tvaru, který byl v tomto případě příliš složitý. Musel být ručně upravován pomocí metody vytýkání pro jeho přehlednější tvar, který i přesto zůstává poměrně složitý. Výsledná přenosová funkce je dělena na koeficienty činitele a jmenovatele znázorněné v Tab. 2.5.3.

Tab. 2.5.3 Výsledná přenosová funkce DP v symbolickém tvaru

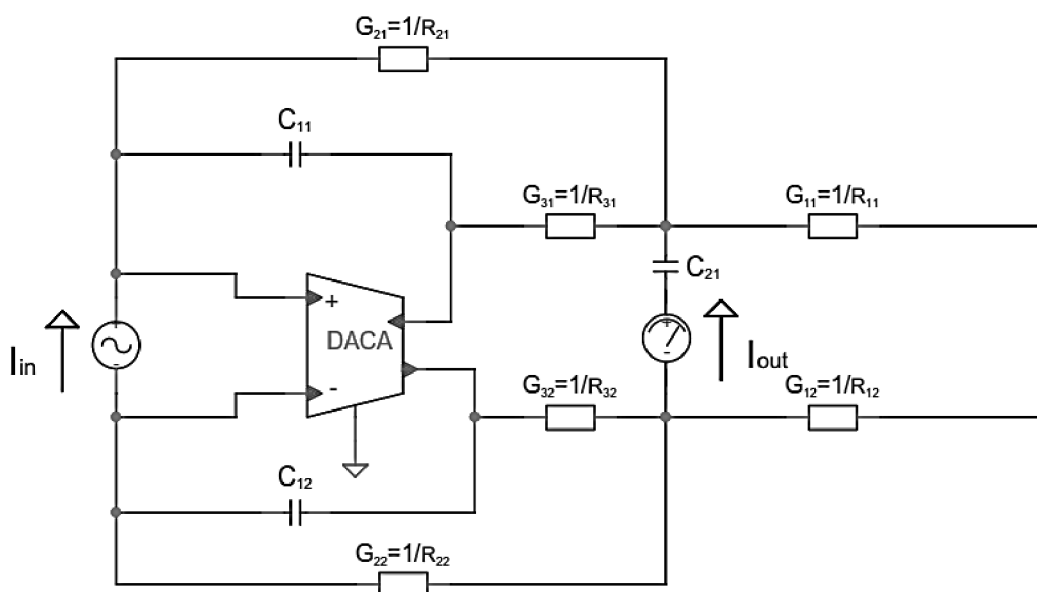
<b>Číselník</b>
$a_0 = 2G_3^2 G_1 A (G_2 + G_1)$
$a_1 = p(2G_3 G_1 C_1 A (G_2 + G_3 + G_1))$
<b>Jmenovatel</b>
$b_0 = G_2^2 G_3^2 (1 + 2A) + G_3^2 (G_1^2 + 2G_2 G_1 (A + 1))$
$b_1 = p \left\{ 4G_2 G_3 C_1 (G_2 A + G_3 A + G_1) + 2 \left( G_3^2 (G_1 C_1 (A + 1) + C_{21} (G_2 + G_1) + (G_2 C_1)) \right) + 2G_3 (C_1 G_1 (3G_2 A + G_1 A + G_1) + G_2^2) \right\}$
$b_2 = p^2 \left\{ C_1^2 \left[ G_2 (G_2 + 2(G_3 + A(2G_3 + G_2 + G_1 + 2G_1))) \right] + G_3 (G_2 + 2(G_3 A + G_1 + 2G_1 A)) + G_1^2 (1 + 2A) \right\} + 2C_{21} C_1 (G_3 2(G_1 + G_2 A + G_2 + G_1 A) + G_3)$
$b_3 = p^3 \{ 2C_{21} C_1^2 (2A(G_2 + G_1 + G_3) + G_2 + G_1 + G_3) \}$

Program SNAP také dokáže zjistit nulové body a póly navrženého filtru. Námí zvolený filtr má pouze jeden nulový bod  $z_0 = -8869281,8234$  a tři póly  $p_{1,2} = -5543488,7359 \pm j4104350,4461$  a  $p_3 = -8869281,8234$ . Ze zjištěných parametrů je zřejmé, že se skutečně jedná o filtr 2. řádu a tím je filtr stabilní, jelikož má dva komplexně sdružené póly  $p_{1,2}$ , u kterých jsou reálné části pólů záporné. Stejnou hodnotou nulového bodu  $z_0$  a pólu  $p_3$  dojde ke vzájemnému vyrušení. Mezní frekvence filtru je  $f_{mez.} = 1$  MHz a pokles výsledné kmitočtové charakteristiky je o 58 dB.

Následné zapojení bylo překresleno a simulováno v programu OrCAD se dvěma modely prvku DACA. Nejprve byla simulace provedena s ideálním prvkem DACA, který měl stejnou přenosovou funkci jako v programu SNAP. Výsledná modulová charakteristika reálného prvku DACA se liší jen nepatrně od ideálního prvku. Obr. 2.5.1.4 zobrazuje výsledné průběhy obou křivek.

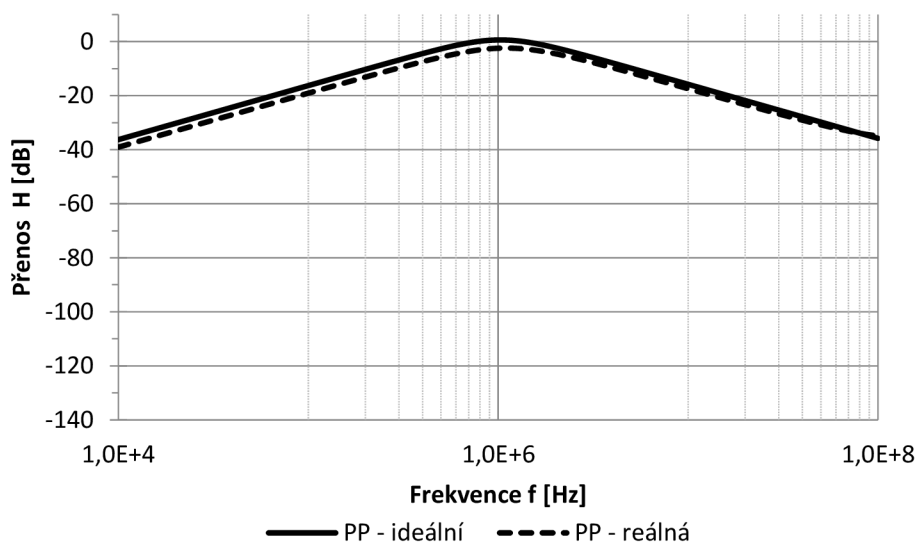


Obr. 2.5.1.4 Modulová charakteristika diferenční dolní propusti 2. řádu s prvkem DACA



Obr. 2.5.1.5 Diferenční dolní propust 2. řádu s prvkem DACA při změně umístění výstupní části

Při simulaci bylo v navrženém filtru změněno umístění výstupní části znázorněné na Obr. 2.5.1.5. Simulací bylo zjištěno, že při změně umístění výstupní části se filtr choval jako pásmová propust. Mezní frekvence pásmové propusti je nastavena na hodnotu  $f_{mez.} = 1 \text{ MHz}$  s šířkou pásma  $1,8 \text{ MHz}$  a činitelem jakosti  $Q = 0,5$ . Z grafu modulové charakteristiky lze vypočítat posun o  $1 \text{ dB}$  pod úroveň  $0 \text{ dB}$  hladiny. Pokles na dekáde je tedy  $40 \text{ dB}$ .



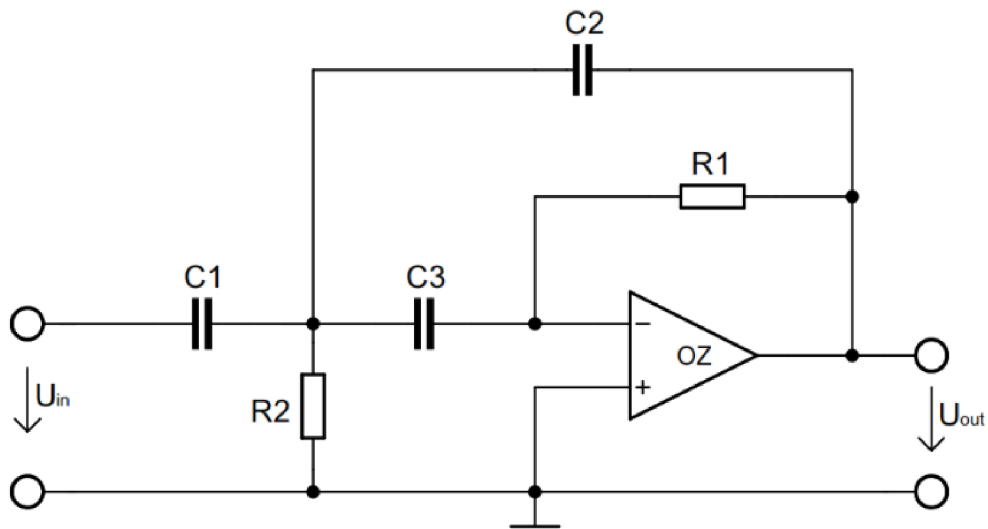
Obr. 2.5.1.6 Modulová charakteristika diferenční pásmové propusti 2. řádu s prvkem DACA

## 2.5.2 Návrh diferenční horní propusti v napět'ovém módu

Při návržení nediferenční horní propusti 2. řádu v napět'ovém módu se zapojeným operačním zesilovačem se pracovalo obdobně jako u dolní propusti s využitím programu FilterPro V2.0.

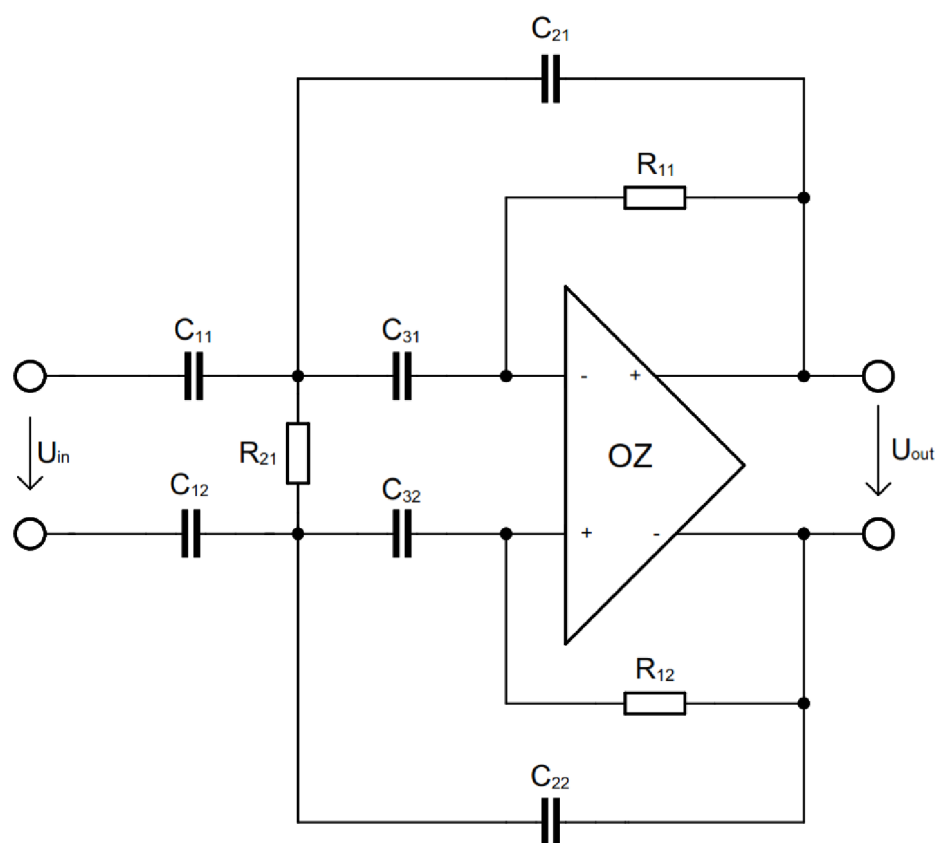
Tab. 2.5.4 Tabulka hodnot součástek s parametry horní propusti

Typ obvodu:		MFB Single-Ended (vícenásobná zpětná vazba)		
Mezní frekvence [MHz]:		1		
Činitel jakosti:		707,11m		
Typ aproximace:		Butterworth		
R1 [kΩ]	R2 [kΩ]	C1 [pF]	C2 [pF]	C3 [pF]
20	3,83	22	22	15



Obr. 2.5.2.1 Nediferenční horní propust 2. řádu s operačním zesilovačem v napět'ovém módu

Za pomoci transformace příčných struktur opět převedeme nediferenční strukturu na diferenční. Pasivní prvky zrcadlíme vůči zemi a hodnoty prvků zůstávají beze změny. V příčné větvi se nachází pouze rezistor  $R_2$ , u kterého se hodnota zdvojnásobí oproti původní hodnotě rezistoru v nediferenčním obvodě.

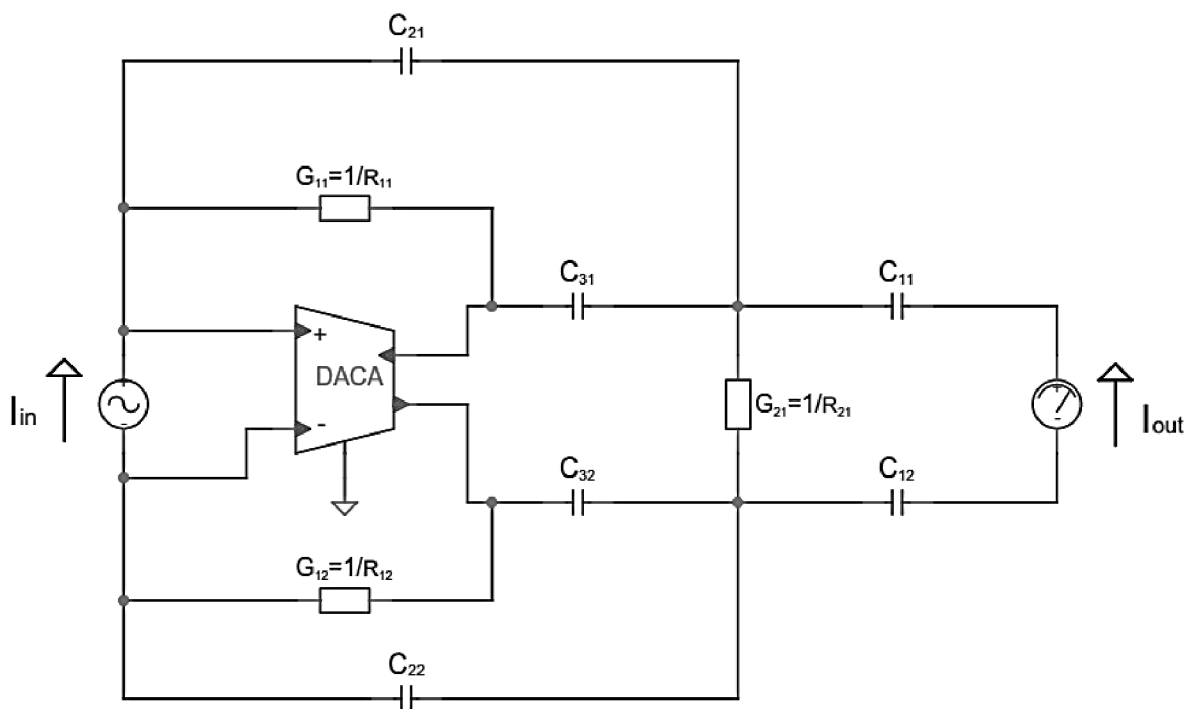


Obr. 2.5.2.2 Diferenční horní propust 2. řádu s operačním zesilovačem v napěťovém módu

V posledním kroku převedeme diferenční strukturu z napěťového módu do proudového módu podle uvedených pravidel v kapitole 2.5.1. Namísto zapojeného operačního zesilovače byl zvolen aktivní prvek DACA s proudovým zesílením  $A = 2$ . Zapojení znázorňuje Obr. 2.5.2.3. Výsledné zapojení bylo opět realizováno v programu SNAP, přičemž rezistory byly nahrazeny vodivostmi pro jednodušší zobrazení přenosové funkce.

Tab. 2.5.5 Hodnoty jednotlivých prvků

$G_{11} = G_{12} = G_1 = \frac{1}{R_1} = \frac{1}{20 * 10^3} = 0,05 * 10^{-3} \text{ S}$
$G_{21} = \frac{1}{R_{21}} = \frac{1}{7,5 * 10^3} = 0,1333 * 10^{-3} \text{ S}$
$C_{11} = C_{12} = C_1 = 22 * 10^{-12} \text{ F}$
$C_{21} = C_{22} = C_2 = 22 * 10^{-12} \text{ F}$
$C_{31} = C_{32} = C_3 = 15 * 10^{-12} \text{ F}$



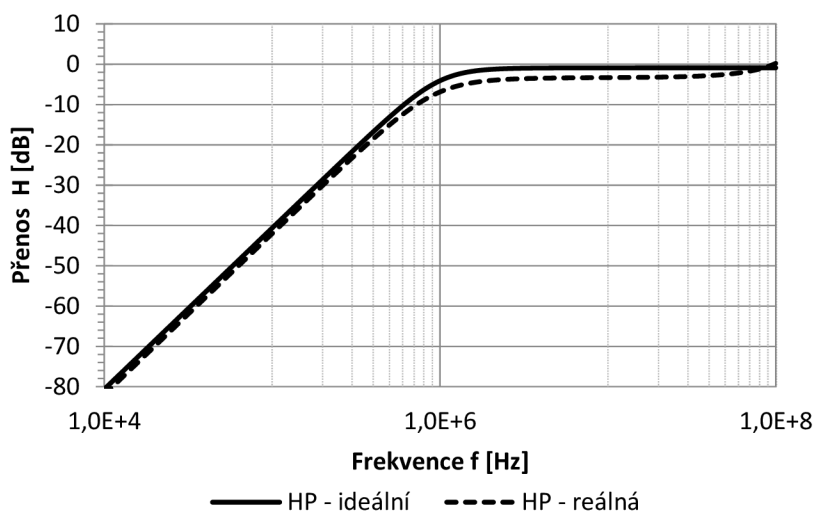
Obr. 2.5.2.3 Diferenční horní propust 2. řádu s prvkem DACA v proudovém módu

Metodou vytýkání bylo dosaženo přehledného tvaru přenosové funkce, která byla vygenerována z programu SNAP. Výslednou přenosovou funkci dělíme na koeficienty činitele a jmenovatele znázorněné v Tab. 2.5.6.

Tab. 2.5.6 Výsledná přenosová funkce HP v symbolickém tvaru

<b>Čítatel</b>
$a_0 = p^2(2G_1C_3C_1A)$
$a_1 = p^3(2C_3^2C_1A)$
<b>Jmenovatel</b>
$b_0 = 2G_1^2G_2(2A + 1)$
$b_1 = p\{G_1^2(2A(2C_2 + 2C_3 + C_1) + 2C_2 + 2C_3 + C_1) + 4G_1G_2C_3(1 + A)\}$
$b_2 = p^2\{2C_3^2(G_1 + G_2 + AG_1) + 2C_2G_1C_3(3A + 2) + 2G_1C_1C_3(A + 1)\}$
$b_3 = p^3\{C_3^2(C_1 + 2G_2(A + 1))\}$

Námi zvolený filtr má čtyři nulové body  $z_{1,2} = -6,053 \cdot 10^{-13} \pm j0,00137$ ,  $z_3 = -3333333,333$ ,  $z_4 = 9,819 \cdot 10^{-14}$  a čtyři póly  $p_{1,2} = -5937591,929 \pm j2631693,559$ ,  $p_3 = 5,0749 \cdot 10^{-13}$ ,  $p_4 = -2280660,296$ . Ze zjištěných parametrů navrženého filtru v programu SNAP bylo ověřeno, že se skutečně jedná o filtr 2. řádu. Tím je navržený filtr stabilní, jelikož dva komplexně sdružené póly  $p_{1,2}$  jsou v reálné části záporné. Nulové body  $z_3, z_4$  a póly  $p_3, p_4$  se navzájem vyruší. Podmínku realizace horní propusti druhého řádu plní zbylé komplexní nulové body  $z_{1,2}$ , které zde zůstaly. Vzestup kmitočtové charakteristiky je 78 dB a mezní frekvence je  $f_{mez.} = 1$  MHz. Následné zapojení bylo překresleno a simulováno v programu OrCAD se dvěma modely prvku DACA jako v předešlém případě. Z modulové charakteristiky je zřejmé, že simulované průběhy prvků DACA se liší nepatrně.



Obr. 2.5.2.4 Modulová charakteristika diferenční horní propusti 2. řádu s prvkem DACA



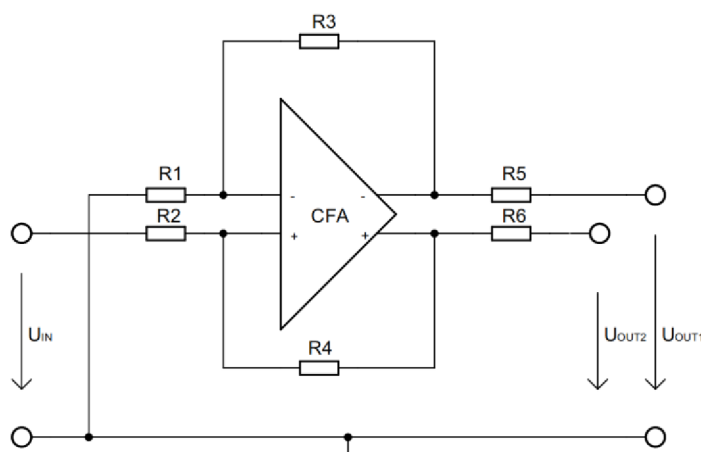
### 3 STRUKTURY JEDNOTLIVÝCH PŘEVODNÍKŮ

Pro simulaci jednotlivých převodníků slouží jako aktivní prvky převážně operační zesilovače s proudovou zpětnou vazbou, popřípadě transkonduktační zesilovače od společností Texas Instruments a Analog Devices.

#### 3.1 Převodníky napětí na diferenční proud

##### 3.1.1 Převodník s použitím plně diferenčního proudového zesilovače

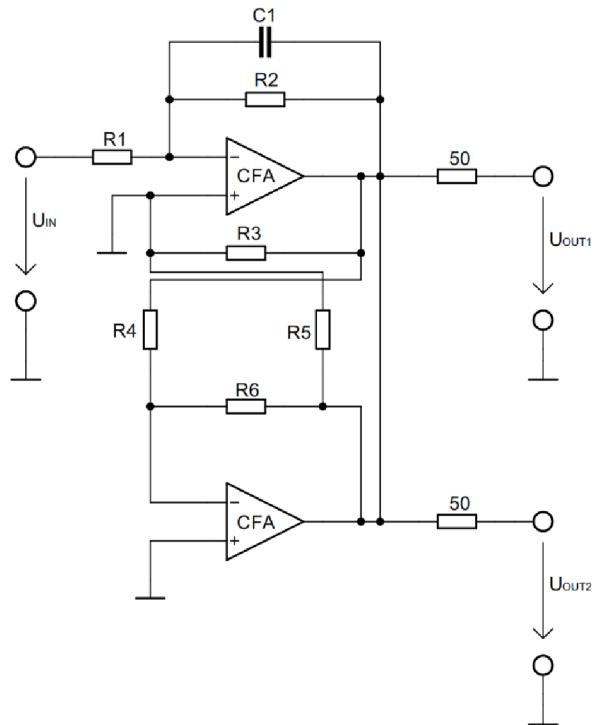
Pro převod napětí na diferenční proud použijeme plně diferenční operační zesilovač CFA (operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou) [12]. Ten převede vstupní nesymetrické napětí na dvě výstupní symetrická napětí, která jsou získána přivedením nesymetrického napětí na neinvertující vstup a spojením invertujícího vstupu na zem. Jednoduché zapojení znázorňuje Obr. 3.1.1.



Obr. 3.1.1 Možné řešení převodníku nediferenčního napětí na diferenční napětí s plně diferenčním zesilovačem

### 3.1.2 Převodník s použitím dvou prvků CFA

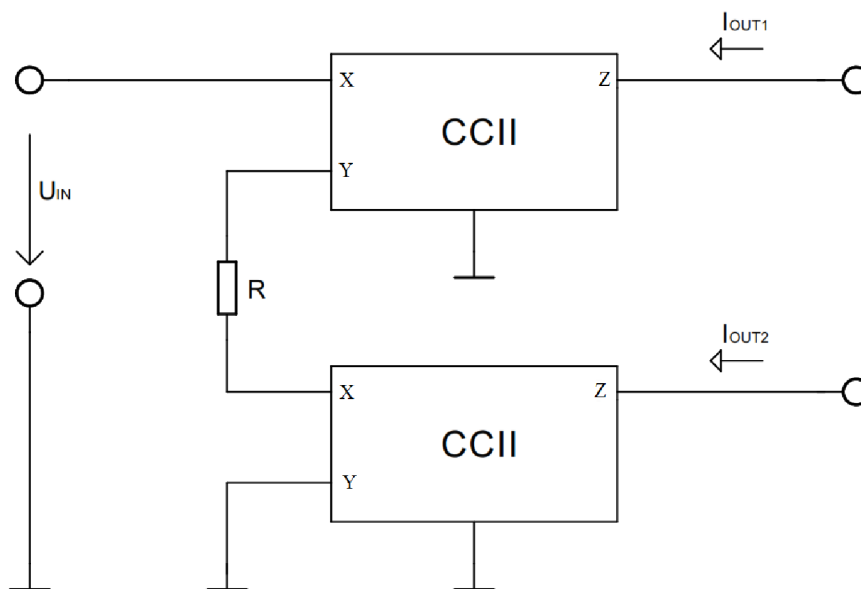
Další možné řešení prvního bloku s použitím dvou prvků CFA je na obr. 3.1.2. Zapojení bylo vytipováno z odborné literatury [13] pro své dobré vlastnosti.



Obr. 3.1.2 Převodník napětí na diferenční se dvěma prvky CFA

### 3.1.3 Přímý převodník napětí na diferenční proud

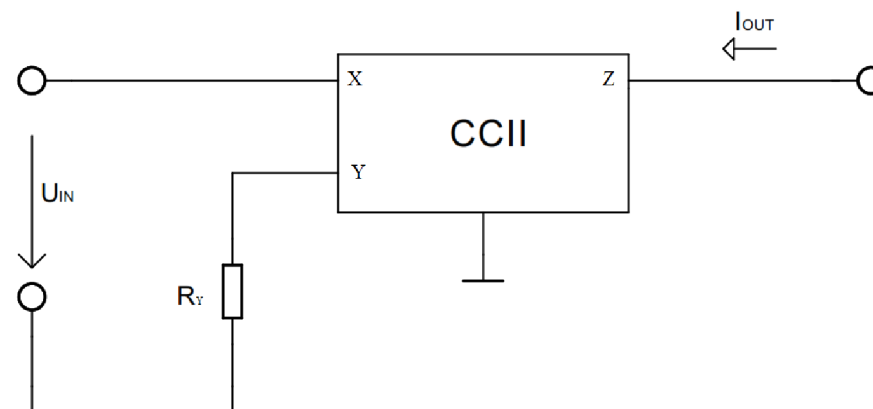
Toto zapojení jednoduše realizujeme realizaci díky malému počtu pasivních součástek, kde je snadné nastavení přenosu signálu. Převodník lze zrealizovat za použití dvou aktivních prvků CCII (proudový konvektor druhé generace) nebo OTA (operační transkonduktační zesilovač) a je znázorněn na Obr. 3.1.3.



Obr. 3.1.3 Převodník napětí na diferenční proud se dvěma prvky CCII

### 3.1.4 Převodník napětí na proud

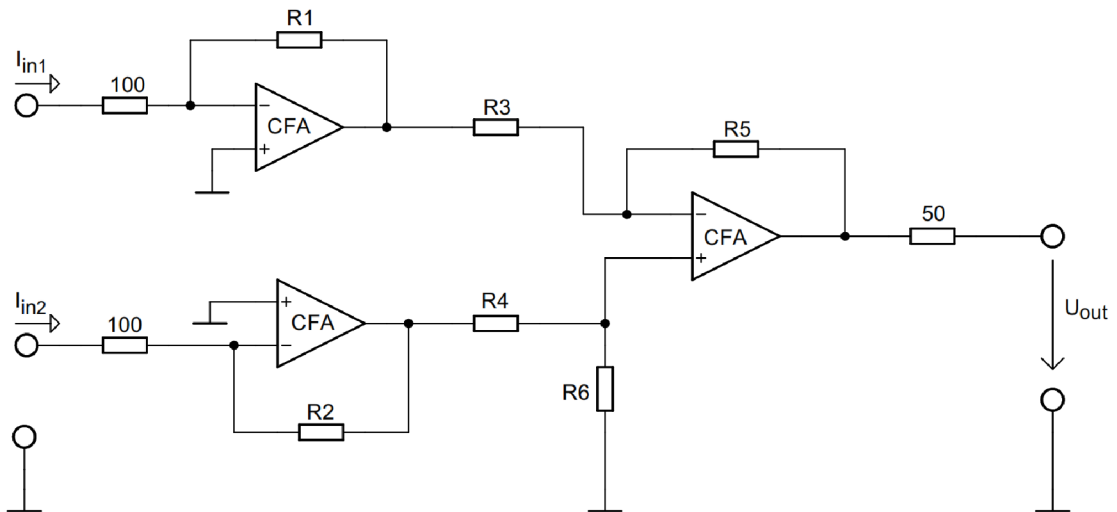
Na obě výstupní symetrická napětí převodníku napětí na diferenční napětí se připojí jednoduchý převodník napětí na proud pracující s nesymetrickým napětím. Toto zapojení bylo zvoleno dle odborné literatury [12] a znázorněno na Obr. 3.1.4.



Obr. 3.1.4 Jednoduchý převodník napětí na proud

### 3.2 Převodník diferenčního proudu na napětí s použitím tří prvků CFA

Z odborné literatury [13] byl vytipován převodník diferenčního proudu na napětí se zapojením tří prvků CFA. Zde na levé části obvodu jsou dva operační zesilovače, které převedou dva symetrické proudy na dvě symetrická napětí. V pravé části obvodu se nachází rozdílový zesilovač. Ten převede dvě symetrická napětí na vstupů na jednoduché napětí na výstup.



Obr. 3.2 Převodník diferenčního proudu na napětí se třemi prvky CFA

## 4 POUŽITÉ AKTIVNÍ PRVKY

### 4.1 CFA (Current feedback amplifier)

Jedná se o operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou, který na rozdíl od operačního zesilovače s napěťovou zpětnou vazbou (VFA) vyniká svou velkou šířkou pásma, někdy přesahující 1 GHz a větší rychlostí přeběhu. VFA se používá především v nízkofrekvenčních obvodech, zatímco CFA ve vysokofrekvenčních aplikacích [14].

#### 4.1.1 Analog devices AD8001

Jedná se o nízkovýkonový operační zesilovač s velkou rychlostí [15].

Základní parametry:

- Napájecí napětí:  $\pm 5$  V
- Maximální proud na výstupu: 70 mA
- Rychlost přeběhu: 1200 V/ $\mu$ s
- Potlačení souhlasného napětí CMRR: -54 dB
- Šířka pásma: 880 MHz

#### 4.1.2 Texas Instruments THS3202

Čip obvod THS3202 obsahuje dva stejné obvody tzn. jedná se o duální obvod [16].

Základní parametry:

- Napájecí napětí:  $\pm 5$  V
- Maximální proud na výstupu: 115 mA
- Rychlost přeběhu: 9000 V/ $\mu$ s
- Potlačení souhlasného napětí CMRR: -71 dB
- Šířka pásma: 2000 MHz

#### 4.1.3 Texas Instruments OPA3695

Jde o integrovaný obvod [17], který má uvnitř čipu tři stejné obvody.

Základní parametry:

- Napájecí napětí:  $\pm 5$  V
- Maximální proud na výstupu: 120 mA
- Rychlost přeběhu: 4300 V/ $\mu$ s
- Potlačení souhlasného napětí CMRR: -50 dB
- Šířka pásma: 900 MHz

## 4.2 Plně diferenční zesilovače s proudovou zpětnou vazbou

Plně diferenční proudový zesilovač poslouží pro převod jednoduchého napětí na diferenční napětí. Tohoto je docíleno přivedením nesymetrického napětí na neinvertující vstup a spojením invertujícího vstupu na zem. Typy a vlastnosti jednotlivých plně diferenční proudových zesilovačů jsou popsány níže.

### 4.2.1 Analog Devices AD8138

Zesilovač AD8138 má podobné vlastnosti [18] jako zesilovač THS4141.

Základní parametry:

- Napájecí napětí:  $\pm 5$  V
- Maximální proud na výstupu: 95 mA
- Rychlost přeběhu: 1150 V/ $\mu$ s
- Potlačení souhlasného napětí CMRR: -90 dB
- Šířka pásma: 320 MHz

### 4.2.2 Texas Instruments THS4151

Dalším testovaným zesilovačem je THS4151, který má dle katalogového listu horší vlastnosti než zesilovač AD8138 [19].

Základní parametry:

- Napájecí napětí:  $\pm 5$  V
- Maximální proud na výstupu: 85 mA
- Rychlost přeběhu: 650 V/ $\mu$ s
- Potlačení souhlasného napětí CMRR: -83 dB
- Šířka pásma: 150 MHz

### 4.2.3 Texas Instruments THS4141

Z katalogového listu [20] vyplívají totožné vlastnosti zesilovače THS4151 jako u zesilovače THS4141.

Základní parametry:

- Napájecí napětí:  $\pm 5$  V
- Maximální proud na výstupu: 85 mA
- Rychlost přeběhu: 450 V/ $\mu$ s
- Potlačení souhlasného napětí CMRR: -84 dB
- Šířka pásma: 160 MHz

## 4.3 OTA (Operational Transconductance Amplifier)

Transkonduktanční zesilovač lze charakterizovat jako ideální zdroj proudu řízený rozdílovým napětím, což lze vhodně použít ve vyšších kmitočtových oblastech v řádech od stovek kHz až do jednotek MHz. Transkonduktanční zesilovač je použit u převodníku napětí na proud. V našem případě testujeme následující typy: OPA615, OPA860 a OPA861.

### 4.3.1 Texas Instruments OPA860 a OPA861

Obvody OPA860 a OPA861 mají stejné vlastnosti, kde obvod OPA860 obsahuje navíc buffer [21, 22].

Základní parametry:

- Napájecí napětí:  $\pm 5$  V
- Rychlost přeběhu: 900 V/ $\mu$ s
- Maximální proud kolektoru: 10 mA
- Šířka pásma: 470 MHz

### 4.3.2 Texas Instruments OPA615

Zesilovač OPA615 má větší šířku pásma a větší rychlost přeběhu [23] než předchozí typy OPA860 a OPA861.

Základní parametry:

- Napájecí napětí:  $\pm 5$  V
- Rychlost přeběhu: 2500 V/ $\mu$ s
- Maximální proud kolektoru: 18 mA
- Šířka pásma: 770 MHz

## 4.4 Rozdílový zesilovač

Zesilovač AD830 se chová jako rozdílový zesilovač, který převádí vstupní diferenční signály na výstupní nediferenční signál [24].

Základní parametry:

- Napájecí napětí:  $\pm 5$  V
- Maximální proud na výstupu: 50 mA
- Rychlost přeběhu: 360 V/ $\mu$ s
- Potlačení souhlasného napětí CMRR: -100 dB
- Šířka pásma: 85 MHz

## 4.5 Transformátor

Pro převod nediferenčního signálu na diferenční signál, a naopak byl použit transformátor PWB2010LB. Vlastnosti transformátoru jsou uvedeny níže [25].

Základní parametry:

- Maximální jmenovitý proud: 250 mA
- Jádru materiálu: ferit
- Impedanční poměr (pri:sec): 1:1
- Šířka pásma: 0,00035-125 MHz
- Izolační napětí: 300 V



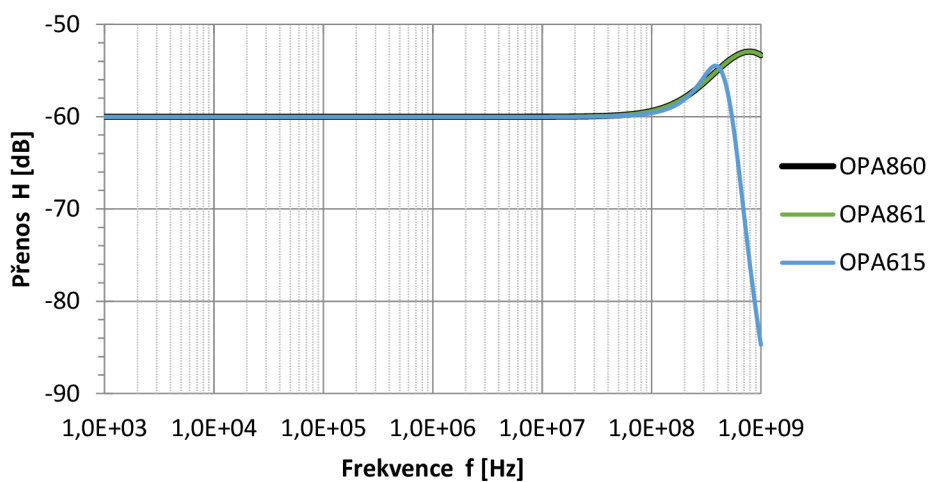
# 5 SIMULACE PŘEVODNÍKŮ

## 5.1 Převodník napětí na proud s prvkem OTA

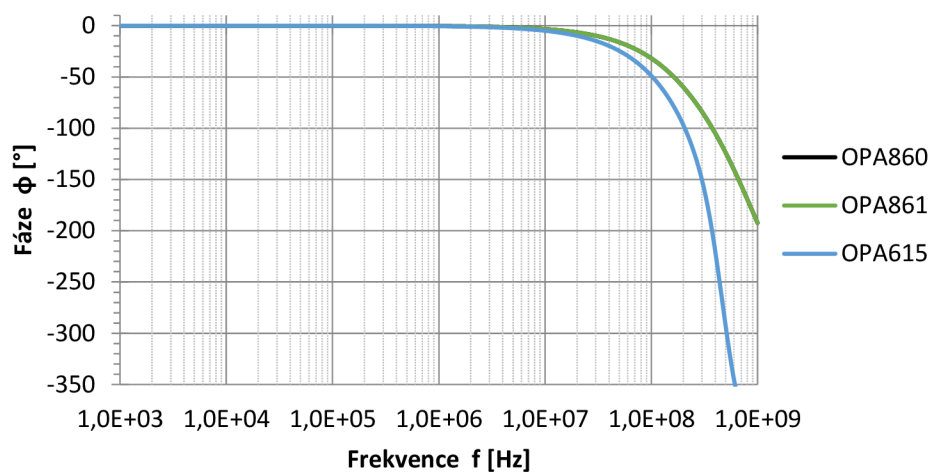
Převodník napětí na proud je simulován se třemi transkonduktančními zesilovači (OTA). V předchozí kapitole 3.1.4 Obr. 3.1.4 zobrazuje schéma zapojení převodníku. Výsledné hodnoty šířky pásem jednotlivých obvodů a hodnot rezistorů obsahuje tabulka. Níže uvedené obrázky znázorňují průběhy charakteristik v daných oblastech: střídavé, stejnosměrné a časové.

Tab. 5.1.1 Tabulka hodnot pro převodník napětí na proud s prvkem OTA

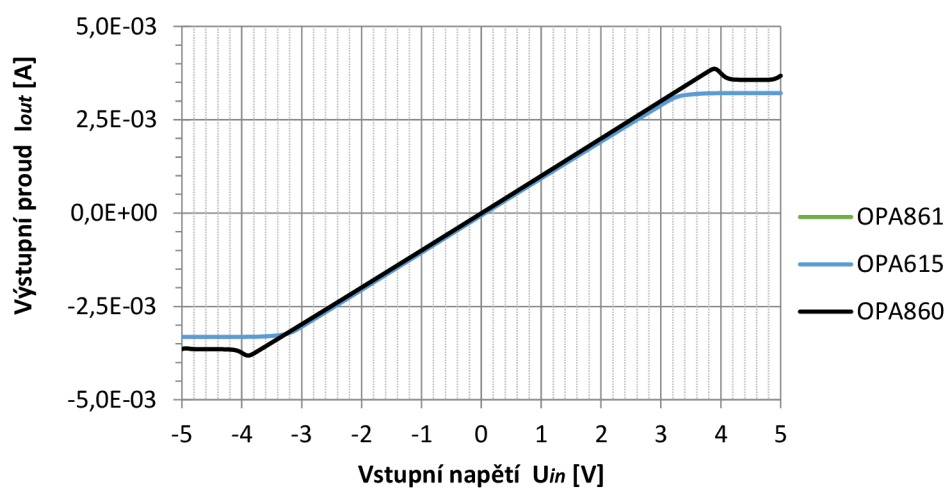
Obvod	R [ $\Omega$ ]	Šířka pásma [MHz]
OPA860	970	2200
OPA861	970	2200
OPA615	880	550



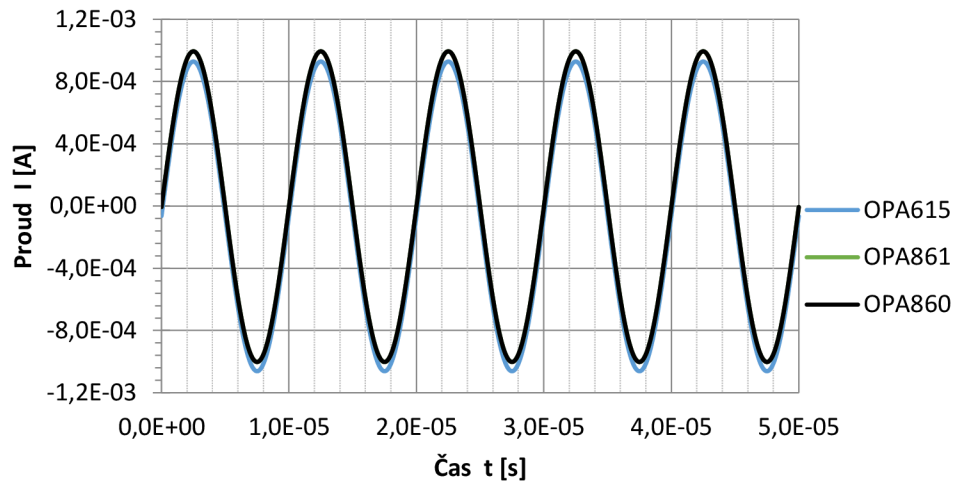
Obr. 5.1.1 Modulová charakteristika převodníku U/I s prvky OTA ve střídavé oblasti.



Obr. 5.1.2 Fázová charakteristika převodníku U/I s prvky OTA ve střídavé oblasti



Obr. 5.1.3 Proudová charakteristika převodníku U/I s prvky OTA ve stejnosměrné oblasti



Obr. 5.1.4 Proudová charakteristika převodníku U/I s prvky OTA v časové oblasti

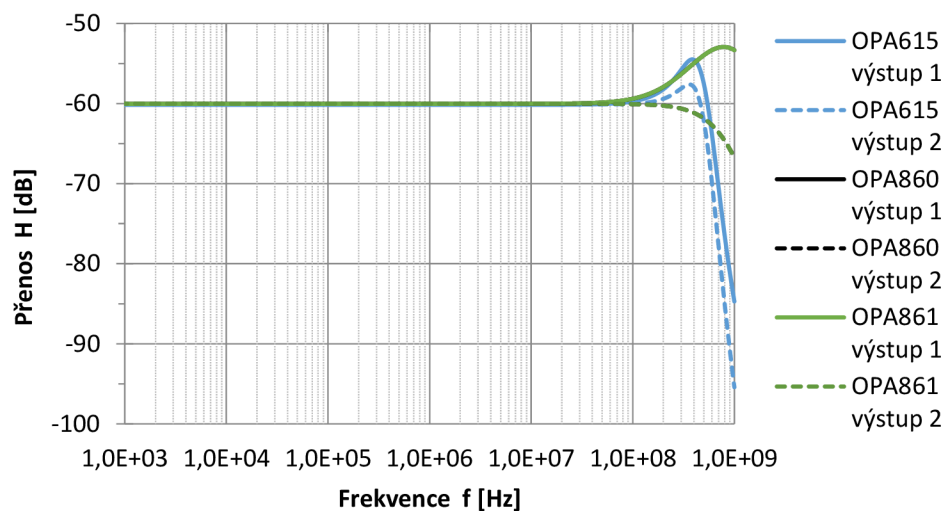
Z grafů modulové a fázové charakteristiky vyplývá, že obvody OPA860 a OPA861 mají naprosto stejné průběhy, a proto se překrývají na rozdíl od obvodu OPA615. Nastavením hodnot u jednotlivých převodníků byla docílena vstupní hodnotu signálu na přenosu  $-60$  dB. Šířka pásma u obvodů OPA860 a OPA 861 byla mnohem vyšší, než bylo očekáváno, okolo  $2,2$  GHz, a fázová šířka pásma byla  $200$  MHz. U obvodu OPA615 byla šířka pásma menší než u předešlých obvodů, konkrétně  $550$  MHz. Fázová šířka pásma obvodu OPA615 byla  $125$  MHz. Obvod OPA860 byl vybrán pro další zapojení u jednotlivých převodníků. Ve stejnosměrné oblasti obvody OPA860 a OPA861 jsou použitelné v rozsahu  $-4$  V až  $4$  V a obvod OPA615 je použitelný v rozsahu  $-3$  V až  $3$  V. V časovém průběhu má obvod OPA615 amplitudu  $0,93$  mA. Amplituda u obvodu OPA860 a OPA861 je  $0,99$  mA a jejich frekvence na je rovna  $100$  kHz. Tato frekvence se opakuje ve všech simulacích.

## 5.2 Převodník napětí na diferenční proud se dvěma prvky OTA

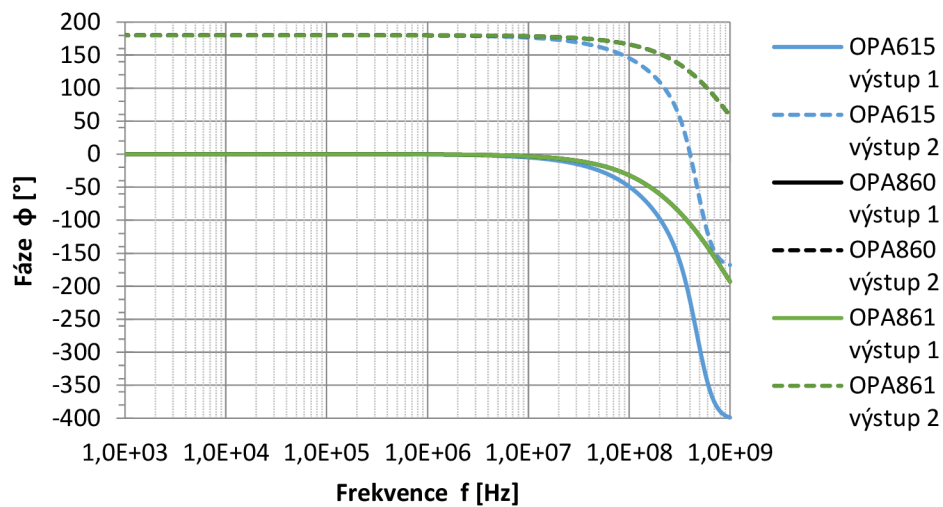
Obvod převádějící nesymetrické napětí na diferenční proud znázorňuje Obr. 3.1.3 v kapitole 3.1.3. Jde o zapojení se dvěma aktivními prvky OTA. Tabulka 5.2.1 obsahuje jednotlivé typy transkonduktanční zesilovačů se šířkami pásma a hodnotami rezistorů.

Tab. 5.2.1 Tabulka hodnot pro převodník napětí na diferenční proud se dvěma OTA

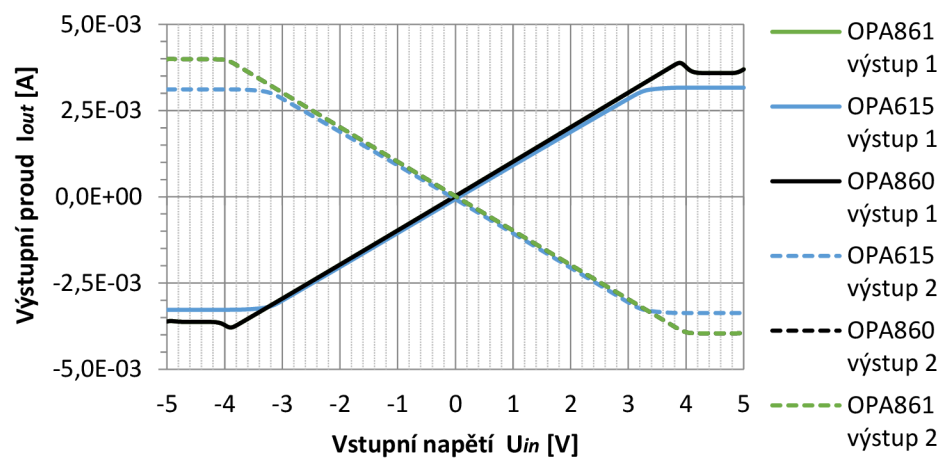
Obvod	R [ $\Omega$ ]	Šířka pásma [MHz]
OPA615	880	590
OPA860 OPA861	960	650



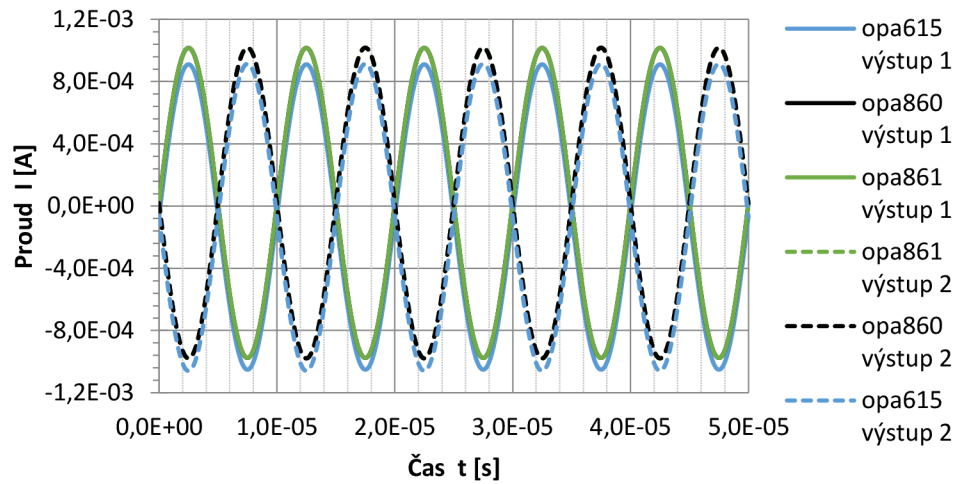
Obr. 5.2.1 Modulová charakteristika převodníku  $U/I_{dif}$  se dvěma prvky OTA ve střídavé oblasti



Obr. 5.2.2 Fázová charakteristika převodníku  $U/I_{dif}$  se dvěma prvky OTA ve střídavé oblasti



Obr. 5.2.3 Proudová charakteristika převodníku  $U/I_{dif}$  se dvěma prvky OTA ve stejnosměrné oblasti



Obr. 5.2.4 Proudová charakteristika převodníku  $U/I_{\text{dif}}$  se dvěma prvky OTA v časové oblasti

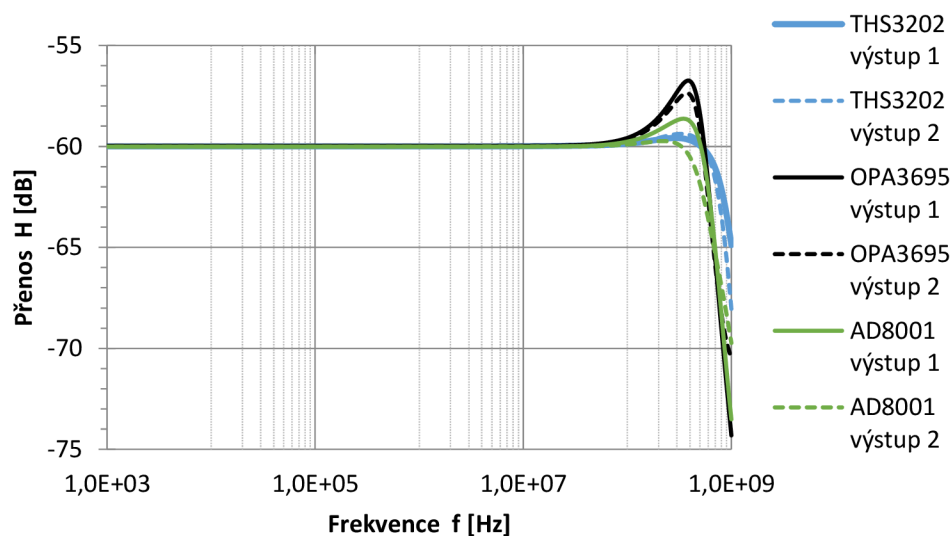
Šířka pásma modulové charakteristiky u obvodu OPA615 byla 590 MHz a ve fázi 125 MHz. U obvodů OPA860 a OPA861 si nelze nevšimnout lepší šířky pásma 650 MHz modulově a 200 MHz fázově. Výstupní proudy  $I_{\text{out1}}$  a  $I_{\text{out2}}$  jsou navzájem posunuty o  $180^\circ$  ve fázi. Ve všech simulacích byly rozsahy jednotlivých obvodů ve stejnosměrné oblasti shodné, jako u převodníku napětí na proud s prvkem OTA. Proudová charakteristika v časové oblasti je takřka podobná, jako u zapojení převodníku napětí na diferenční proud s použitím jednoho prvku OTA. Na Obr. 5.2.4 lze pozorovat časový průběh výstupních proudů jednotlivých obvodů, kde obvod OPA615 má amplitudu 0,91 mA a obvody OPA860 a OPA861 dokonce 1,02 mA.

### 5.3 Převodník napětí na diferenční proud se dvěma CFA doplněné o obvody OPA860

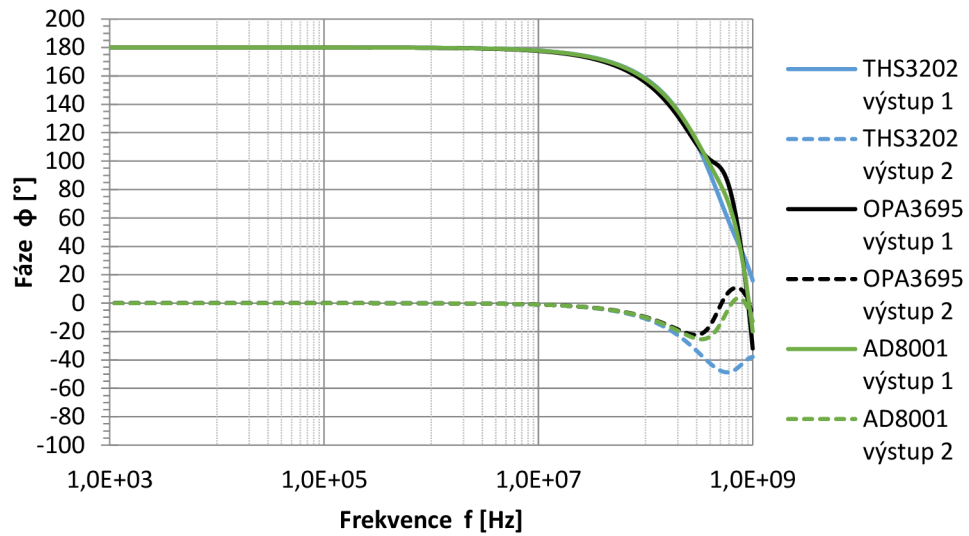
Převod napětí na diferenční proud vyžaduje v první části obvodu dvou prvků CFA, které převedou jednoduché napětí na diferenční (viz Obr. 3.1.2 v kapitole 3.1.2) a ve druhé části použijeme prvky OPA860 pro převod napětí na proud. Zapojení převodníku napětí na proud je znázorněno v kapitole 3.1.3 na Obr. 3.1.3. Veškeré hodnoty rezistorů a šířky pásem znázorňuje tabulka.

Tab. 5.3.1 Tabulka hodnot pro převodník napětí na diferenční proud se dvěma CFA a obvody OPA860

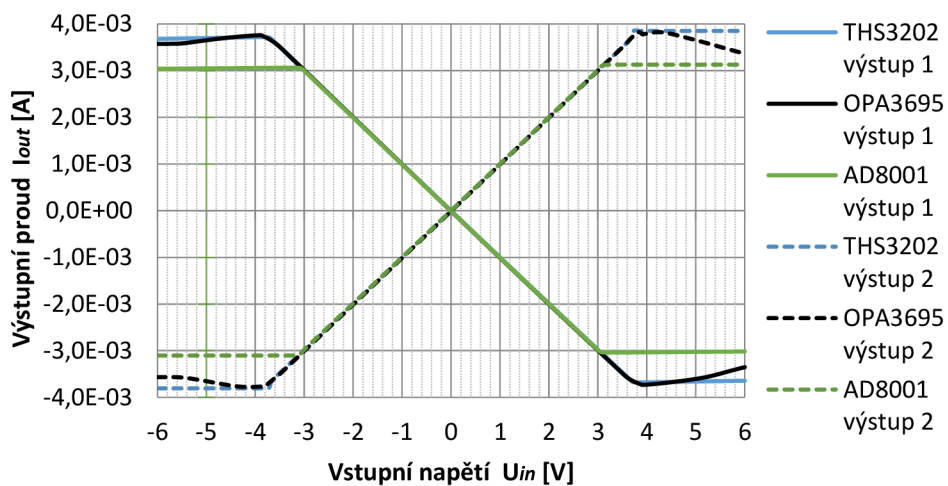
Obvod	$R_{E1}$ [ $\Omega$ ]	$R_{E2}$ [ $\Omega$ ]	$R_1$ [ $\Omega$ ]	$R_2$ [ $\Omega$ ]	$R_3$ [ $\Omega$ ]	$R_4$ [ $\Omega$ ]	$R_5$ [ $\Omega$ ]	$R_6$ [ $\Omega$ ]	Šířka pásma [MHz]
AD8001	970	970	450	450	450	450	450	450	566
THS3202	980	960	450	450	450	450	450	450	872
OPA3695	970	970	450	450	450	450	450	450	610



Obr. 5.3.1 Modulová charakteristika převodníku  $U/I_{dif}$  se dvěma prvky CFA a obvody OPA860 ve střídavé oblasti

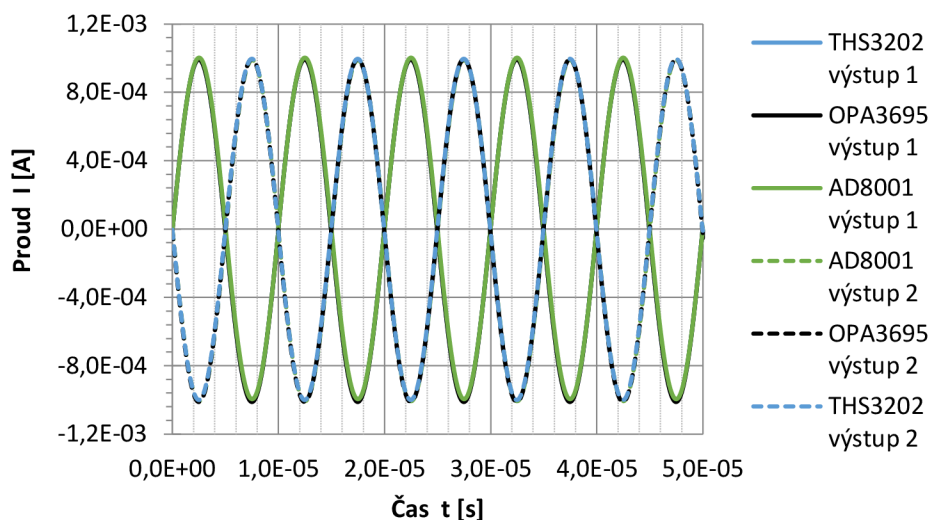


Obr. 5.3.2 Fázová charakteristika převodníku  $U/I_{\text{dif}}$  se dvěma prvky CFA a obvody OPA860 ve střídavé oblasti



Obr. 5.3.3 Proudová charakteristika převodníku  $U/I_{\text{dif}}$  se dvěma prvky CFA a obvody OPA860 ve stejnosměrné oblasti





Obr. 5.3.4 Proudová charakteristika převodníku  $U/I_{\text{dif}}$  se dvěma prvky CFA a obvody OPA860 v časové oblasti

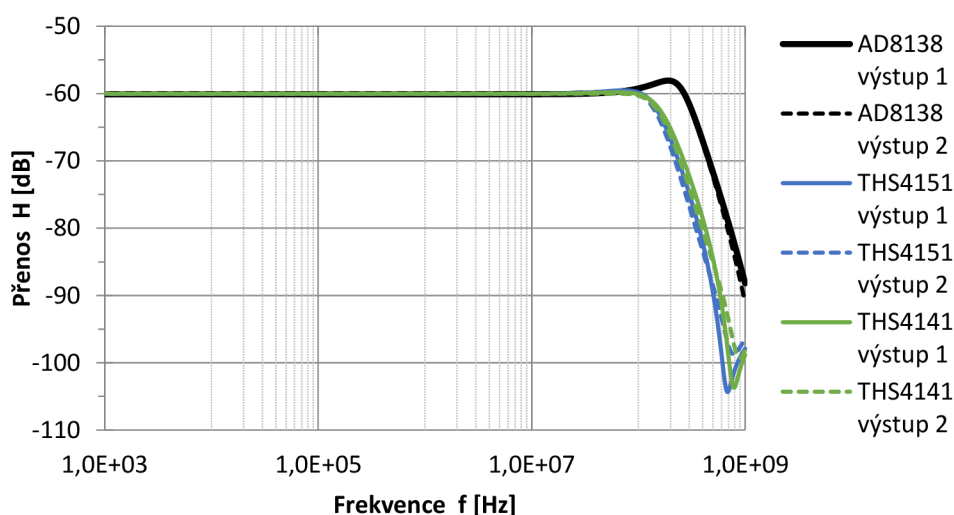
Z výsledků simulací tří obvodů dopadlo nejlépe zapojení s prvkem THS3202, který měl v modulové charakteristice šířku pásma 872 MHz a ve fázové charakteristice 267 MHz. Druhý nejlépe dopadl obvod OPA3695 s šířkou pásma 610 MHz modulově a ve fázi měl 256 MHz. Šířka pásma u posledního měřeného obvodu AD8001 byla 566 MHz modulově a 272 MHz fázově. Z Obr. 5.3.3 vyplývá, že obvody THS3202 a OPA3695 pracují v rozsahu -4 V až 4 V na rozdíl od obvodu AD8001, který pracuje v rozsahu -3 V až 3 V. Z grafu časového průběhu můžeme zjistit hodnoty amplitud u jednotlivých obvodů. Obvod THS4151 má amplitudu 0,98 mA, obvod THS4141 má 0,96 mA a poslední obvod AD3138 má amplitudu jednoho výstupu 0,98 mA a druhého výstupu 0,96 mA.

## 5.4 Převodník napětí na diferenční proud s použitím plně diferenčního proudového zesilovače doplněný o obvody OPA860

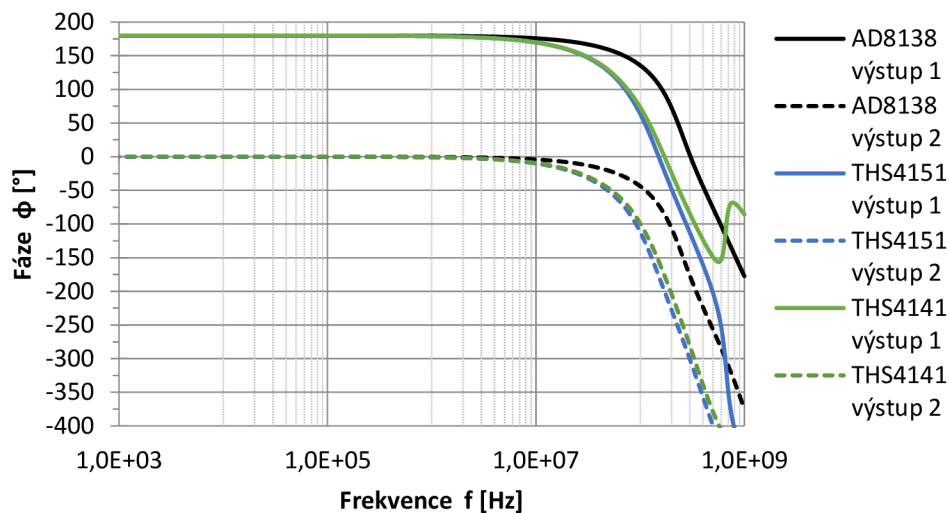
Jedná se o další zapojení převodníku napětí na diferenční proud se stejným principem jako v předešlé kapitole jen s využitím plně diferenčního proudového zesilovače namísto dvou prvků CFA. Zapojení plně diferenčního proudového zesilovače je zobrazeno na Obr. 3.1.1. Pro simulaci obvodů budou použity následující prvky: AD8138, THS4141 a ADA4927.

Tab. 5.4.1 Tabulka hodnot pro převodník napětí na diferenční proud s plně diferenčním prvkem a obvody OPA860

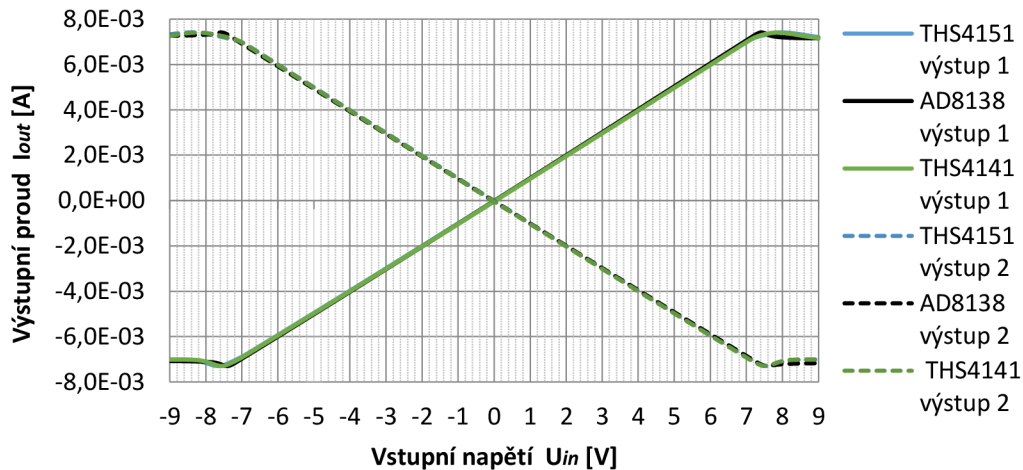
Obvod	$R_{E1}$ [ $\Omega$ ]	$R_{E2}$ [ $\Omega$ ]	$R_1$ [ $\Omega$ ]	$R_2$ [ $\Omega$ ]	$R_3$ [ $\Omega$ ]	$R_4$ [ $\Omega$ ]	Šířka pásma [MHz]
ADA4927	480	480	300	300	300	300	157
THS4141	480	480	300	300	300	300	168
AD8138	480	480	300	300	300	300	322



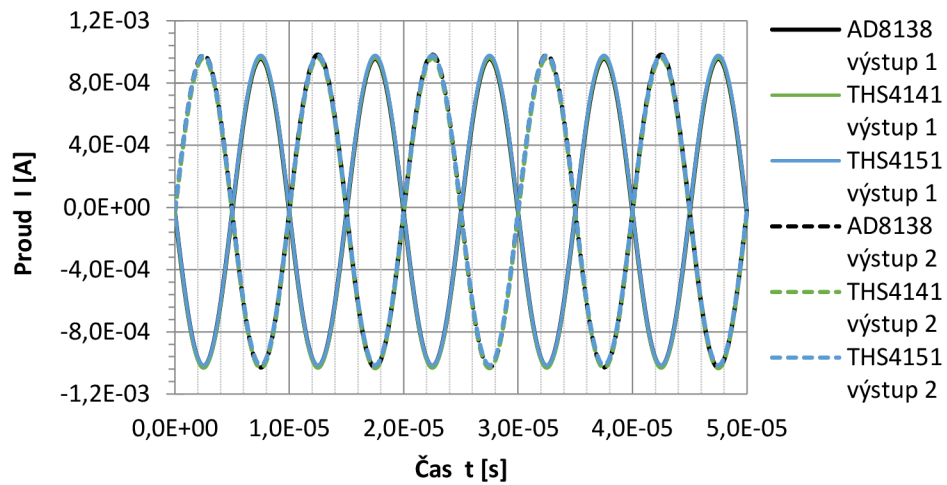
Obr. 5.4.1 Modulová charakteristika převodníku  $U/I_{\text{dif}}$  s plně diferenčním zesilovačem a obvody OPA860 ve střídavé oblasti



Obr. 5.4.2 Fázová charakteristika převodníku  $U/I_{dif}$  s plně diferenčním zesilovačem a obvody OPA860 ve střídavé oblasti



Obr. 5.4.3 Proudová charakteristika převodníku  $U/I_{dif}$  s plně diferenčním zesilovačem a obvody OPA860 ve stejnosměrné oblasti



Obr. 5.4.4 Proudová charakteristika převodníku  $U/I_{\text{dif}}$  s plně diferenčním zesilovačem a obvodu OPA860 v časové oblasti

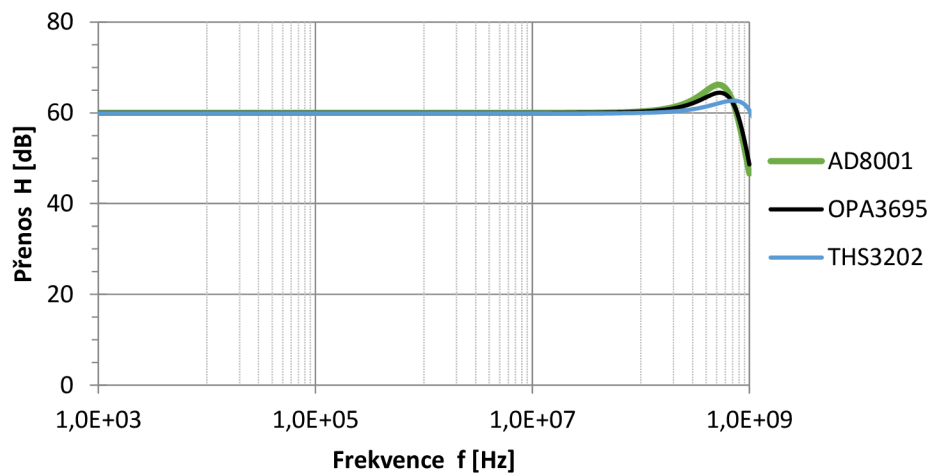
Z výsledných charakteristik se nejlépe osvědčil obvod AD8138 s šířkou pásma 322 MHz v modulové charakteristice a ve fázové charakteristice 130 MHz. Obvod THS4141 má šířku pásma 168 MHz modulově a 60 MHz fázově. Nejhůře dopadl obvod THS4151 s šířkou pásma 157 MHz modulově a 56 MHz fázově. Obvody AD8138 vykazoval velmi dobrou symetričnost výstupních proudů. Všechny obvody se používají v rozsahu  $-7,5$  V až  $7,5$  V. Amplituda u všech měřených obvodů je rovna 1 mA.

## 5.5 Převodník diferenčního proudu na napětí s použitím tří prvků CFA

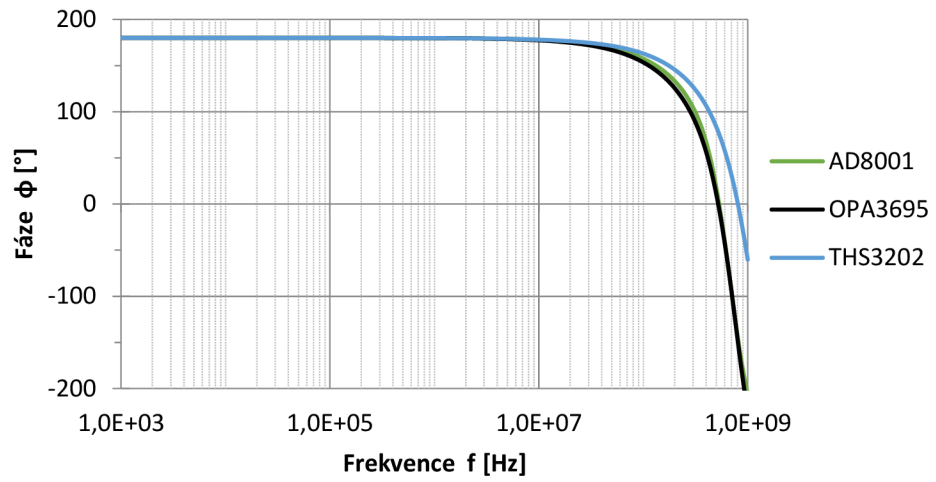
Převodník diferenčního proudu na napětí s použitím tří aktivních prvků znázorňuje Obr. 3.2.1. Přední dva operační zesilovače převedou diferenční proudy na diferenční napětí a poslední operační zesilovač, tedy rozdílový zesilovač, převede na jednoduché napětí. Použité hodnoty rezistorů a výsledné šířky pásem u daných obvodů obsahuje tabulka 5.5.1.

Tab. 5.5.1 Tabulka hodnot pro převodník diferenčního proudu na napětí se třemi prvky CFA

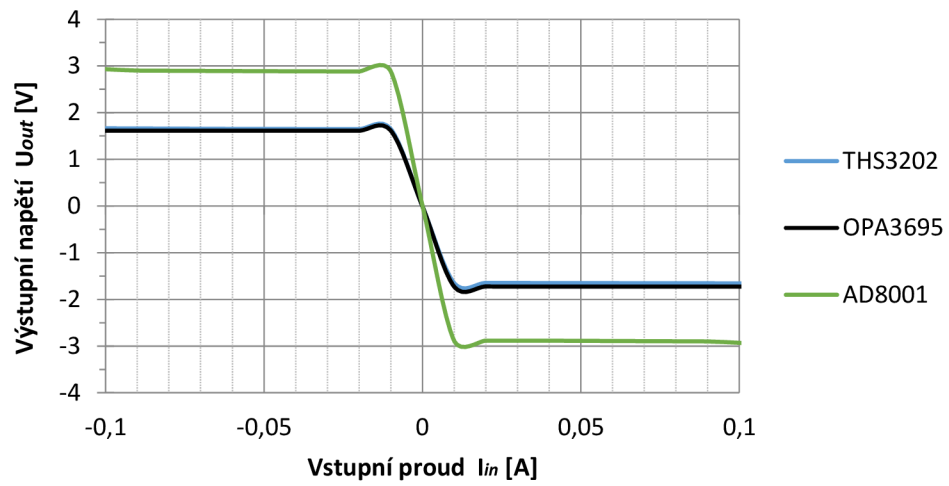
Obvod	R <sub>1</sub> [Ω]	R <sub>2</sub> [Ω]	R <sub>3</sub> [Ω]	R <sub>4</sub> [Ω]	R <sub>5</sub> [Ω]	R <sub>6</sub> [Ω]	Šířka pásma [MHz]
AD8001	430	430	100	100	210	470	814
THS3202	430	430	100	100	210	470	1170
OPA3695	430	430	100	100	220	470	837



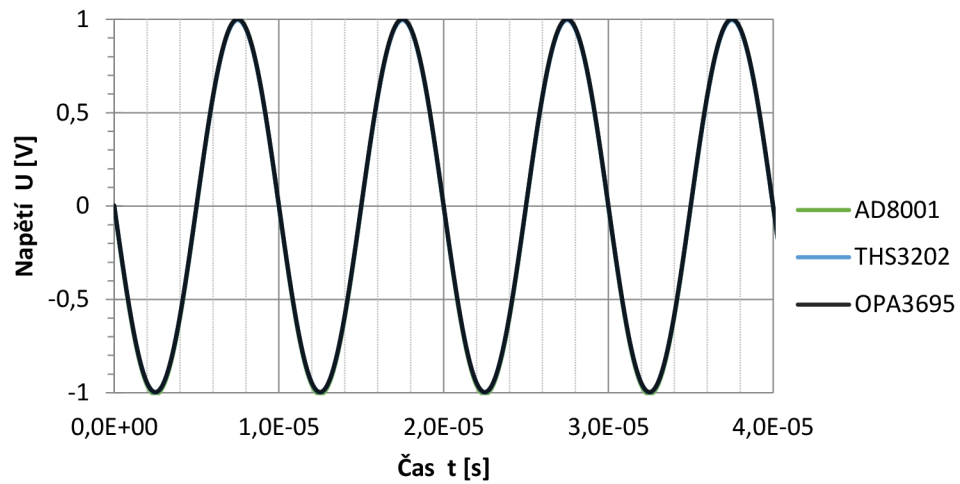
Obr. 5.5.1 Modulová charakteristika převodníku  $I_{dif}/U$  se třemi prvky CFA ve střídavé oblasti



Obr. 5.5.2 Fázová charakteristika převodníku  $I_{dif}/U$  se třemi prvky CFA ve střídavé oblasti



Obr. 5.5.3 Napěťová charakteristika převodníku  $I_{dif}/U$  se třemi prvky CFA ve stejnosměrné oblasti



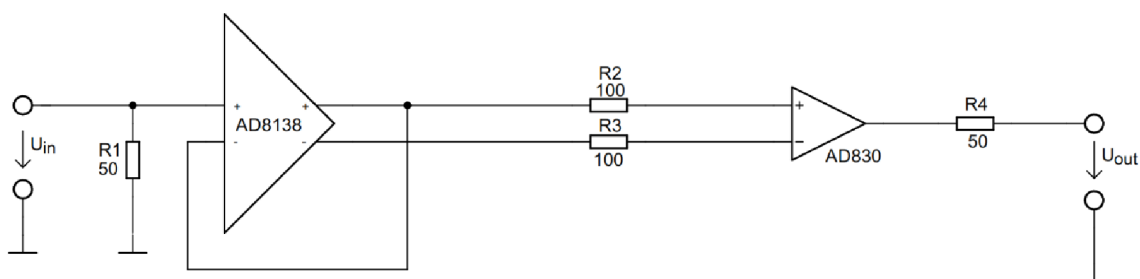
Obr. 5.5.4 Napěťová charakteristika převodníku  $I_{dif}/U$  se třemi prvky CFA v časové oblasti

Nejlepších výsledků dosáhl převodník s prvkem THS3202 s modulovou šířkou pásma 1,17 GHz a fázovou šířkou pásma 335 MHz. Další převodník s prvkem OPA3695 měl šířku pásma 837 MHz modulově a 219 MHz fázově. Poslední převodník s prvkem AD8001 měl nejhorší modulovou šířku pásma 814 MHz a fázovou šířku pásma 251 MHz ze všech měřených obvodů. Z grafu napěťové charakteristiky převodníku  $I_{dif}/U$  se třemi prvky CFA ve stejnosměrné oblasti lze vyvodit použitelnost všech obvodů v rozsahu -0,01 A až 0,01 A. Amplituda všech obvodů v časovém průběhu je 1 V a frekvence je rovna 100 kHz.

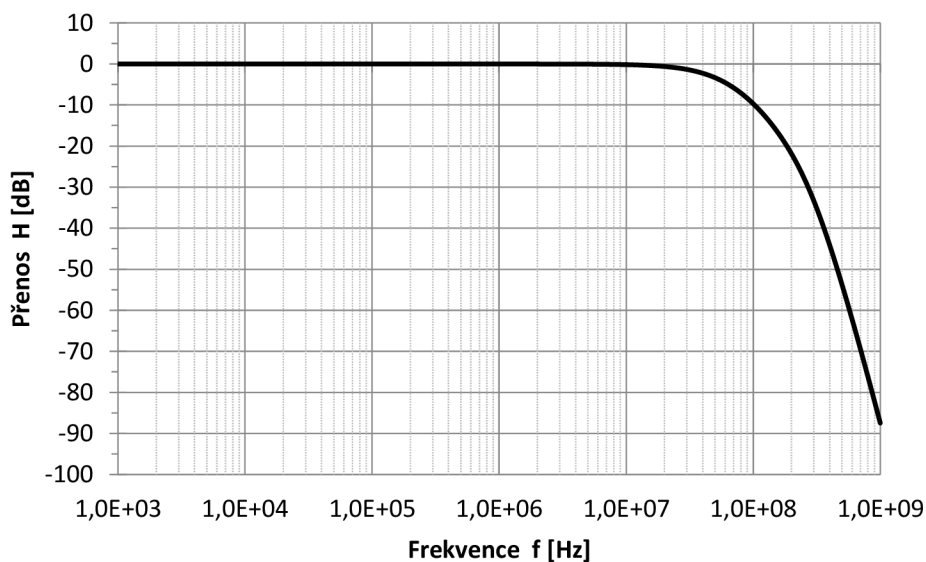
## 5.6 Kompletní převodník $U/I_{\text{dif}}$ a $I_{\text{dif}}/U$

### 5.6.1 Kompletní převodník s využitím operačních zesilovačů bez zapojení filtru

V poslední části simulace sériového napojení převodníku napětí na diferenční proud s převodníkem diferenčního proudu na napětí. Pro zapojení převodníku napětí na diferenční proud byl vybrán plně diferenční proudový zesilovač, konkrétně AD8138 namísto převodníku s použitím dvou prvků CFA. Pro převod diferenčního proudu na napětí byl použit obvod AD830. Simulace kompletního převodníku byla provedena jak s pasivním filtrem typu pásmová propust, tak i bez pasivního filtru. Hodnoty jednotlivých pasivních prvků jsou znázorněny v dílčích obvodech.

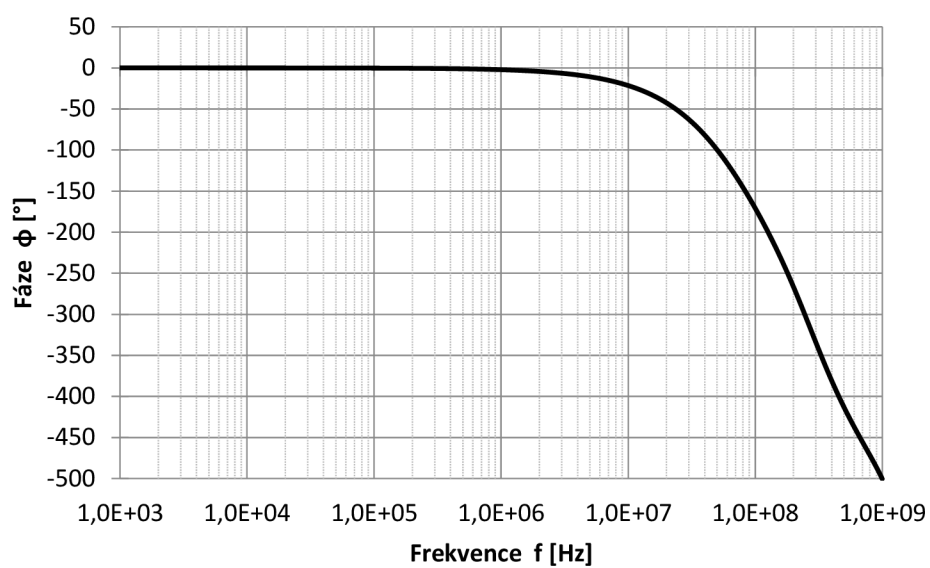


Obr. 5.6.1.1 Kompletní převodník s využitím operačních zesilovačů [26]

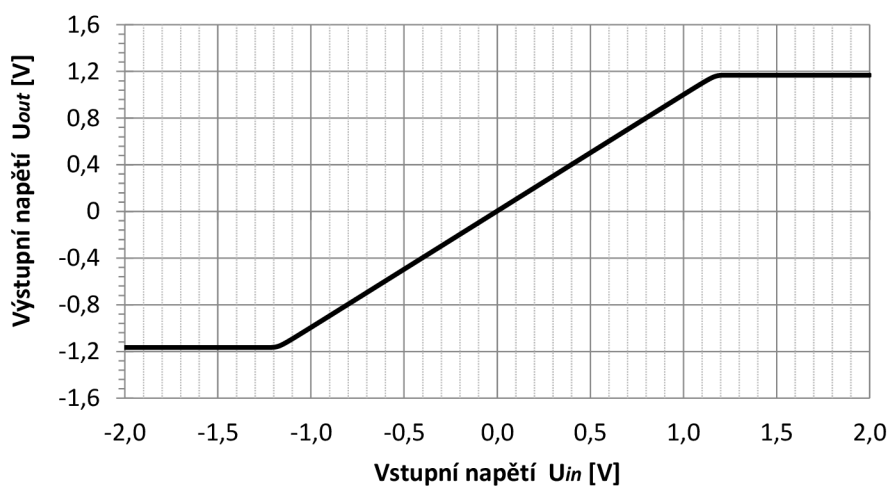


Obr. 5.6.1.2 Modulová charakteristika převodníku  $U/I_{\text{dif}}$  -  $I_{\text{dif}}/U$

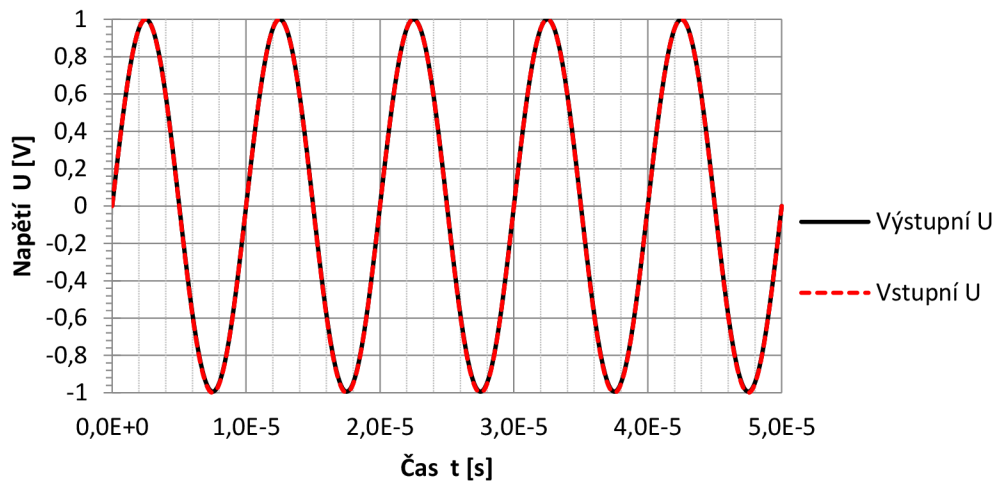




Obr. 5.6.1.3 Fázová charakteristika převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$



Obr. 5.6.1.4 Napěťová charakteristika převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$  ve stejnosměrné oblasti



Obr. 5.6.1.5 Časový průběh převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$

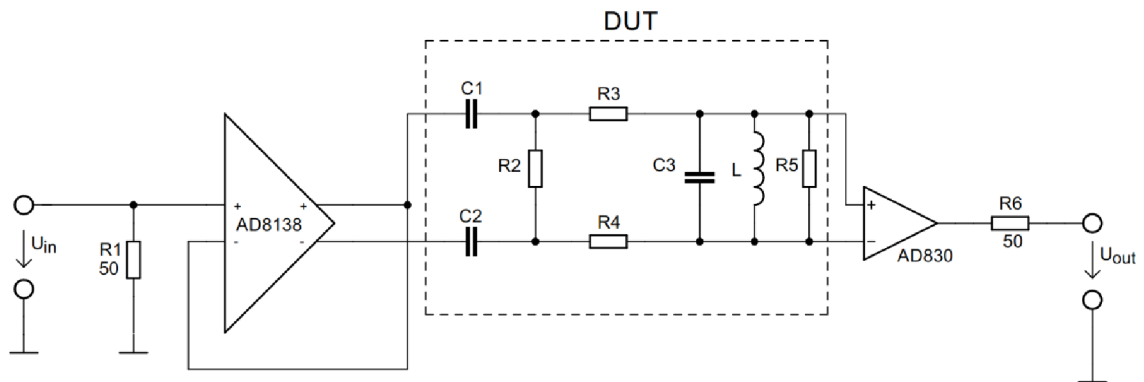
Simulace kompletního převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$  dosáhla hodnoty šířky pásma v modulové charakteristice 47 MHz. Ve stejnosměrné oblasti je kompletní převodník použitelný v rozsahu -1,2 V až 1,2 V. V časovém průběhu dosahuje výstupní napětí stejnou amplitudu jako vstupní napětí, které je rovno 1 V. Frekvence je rovna 100 kHz.

## 5.6.2 Kompletní převodník s využitím operačních zesilovačů se zapojeným filtrem

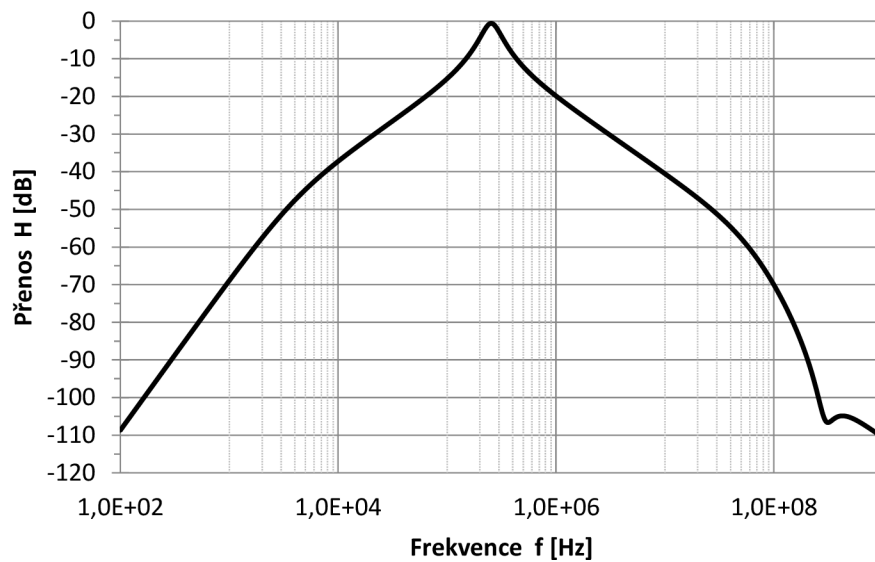
Do kompletního převodníku s použitím operačních zesilovačů byl vložen jednoduchý pasivní filtr, který se chová jako pásmová propust. Samotným simulováním pasivního filtru získáme výslednou hodnotu mezní frekvence  $f_{mez.} = 255$  kHz. Činitel jakosti je  $Q = 2,5$  a šířka pásma simulovaného filtru je 102 kHz. Obr. 5.6.2.1 znázorňuje schéma zapojení kompletního převodníku včetně pasivního filtru.

Tab. 5.6.2.1 Hodnoty pasivních součástek ve filtru

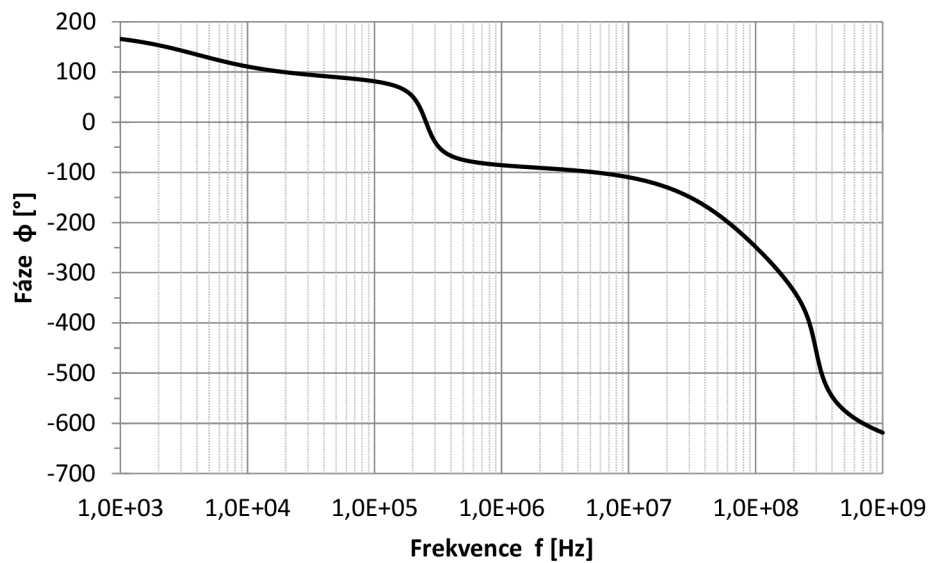
C <sub>1</sub> [nF]	C <sub>2</sub> [nF]	C <sub>3</sub> [nF]	R <sub>2</sub> [kΩ]	R <sub>3</sub> [Ω]	R <sub>4</sub> [Ω]	R <sub>5</sub> [kΩ]	L [μH]
470	470	8,3	1	100	100	3	47



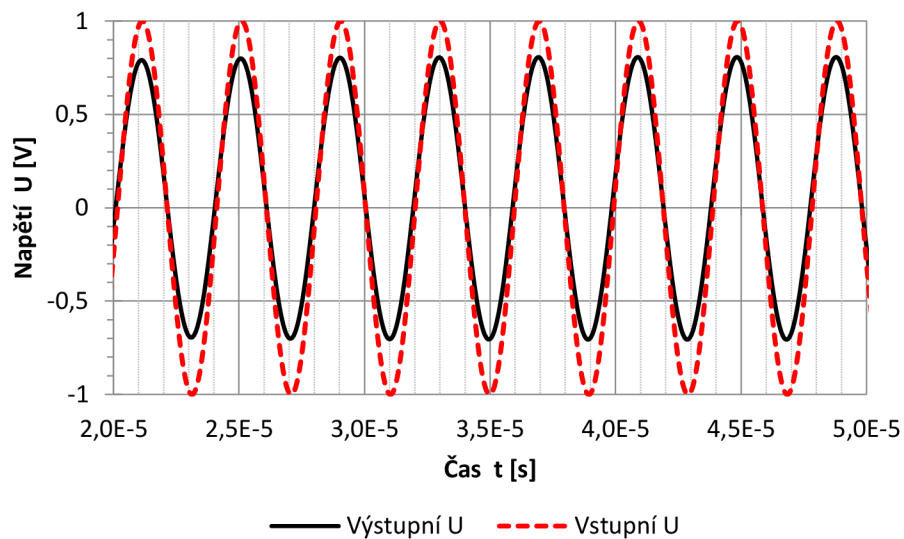
Obr. 5.6.2.1 Převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$  se zapojeným filtrem



Obr. 5.6.2.2 Modulová charakteristika převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$  se zapojeným filtrem



Obr. 5.6.2.3 Fázová charakteristika převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$  se zapojeným filtrem

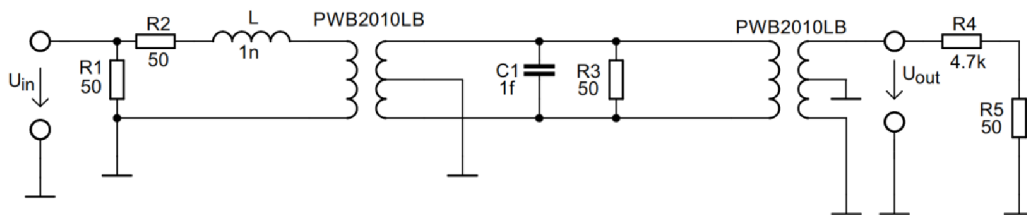


Obr. 5.6.2.4 Časový průběh převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$  se zapojeným filtrem

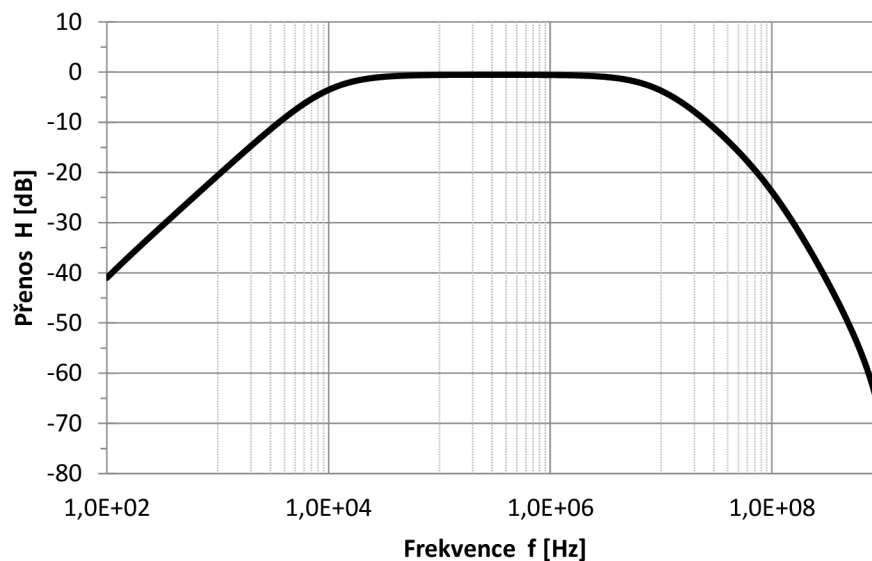
Při simulaci kompletního převodníku se zapojeným filtrem se výsledná mezní frekvence ztotožňuje se simulovaným filtrem. Šířka pásma se zmenšila na 61 kHz a činitel jakosti vzrostl na  $Q = 4$ . Převod stejnosměrného napětí v tomto případě přes filtr neprochází. Z grafu časového průběhu je zřejmá velikost amplitudy výstupního napětí, která je rovna 0,8 V a frekvence výstupního napětí je 255 kHz.

### 5.6.3 Kompletní převodník s využitím transformátorů

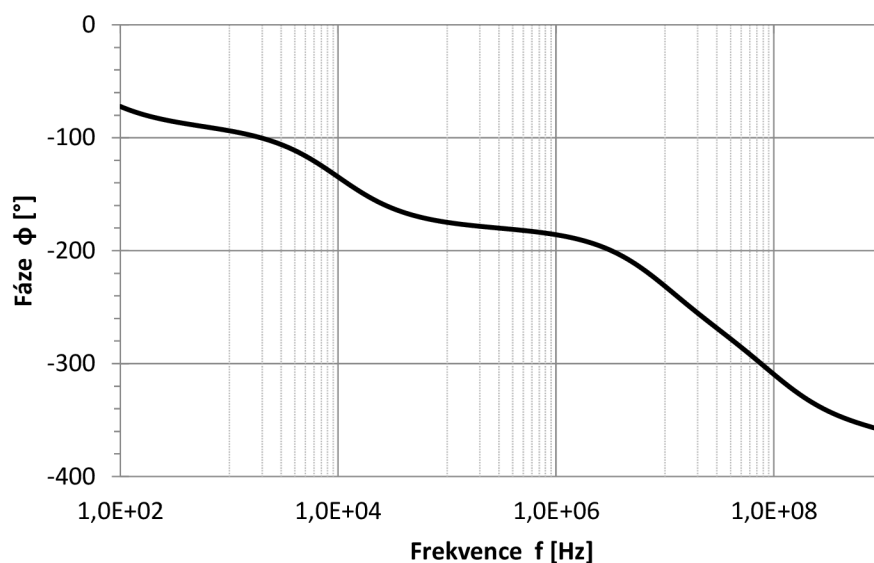
Jako další možnost sestavení kompletního převodníku se jeví využití transformátorů namísto operačních zesilovačů. Jak už napovídají názvy zmíněných prvků, operační zesilovač zesílí vstupní signál na výstupu, zatímco transformátor transformuje signál z primárního vinutí na sekundární, přičemž velikost výstupního signálu závisí na poměru závitů primární a sekundární cívky. Operační zesilovač zesiluje jak střídavý, tak i stejnosměrný signál, což se neděje u transformátoru, který transformuje pouze střídavý signál. Za transformátor byl zvolen typ PWB2010LB od společnosti Coilcraft. Zapojení kompletního převodníku s použitím transformátorů je znázorněno na Obr. 5.6.3.1.



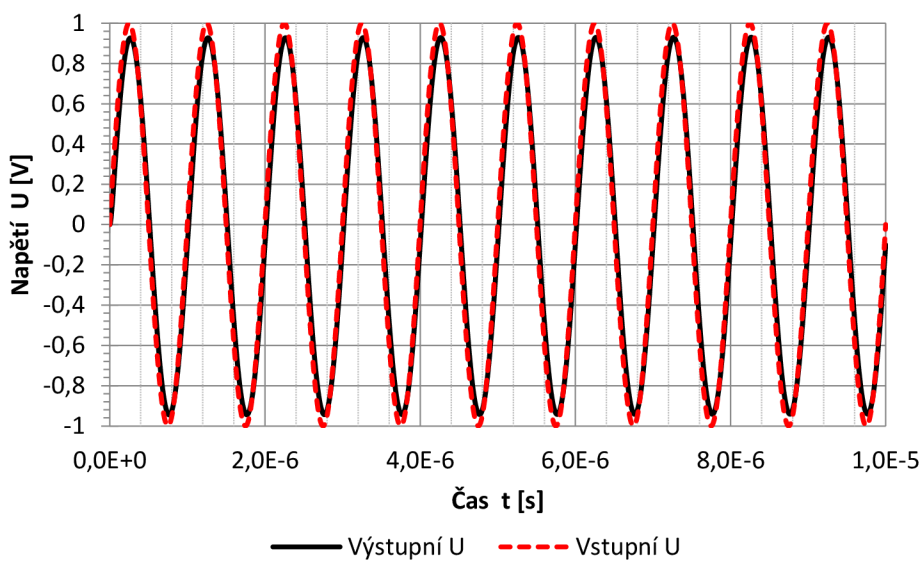
Obr. 5.6.3.1 Kompletní převodník s využitím transformátorů



Obr. 5.6.3.2 Modulová charakteristika převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$



Obr. 5.6.3.3 Fázová charakteristika převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$



Obr. 5.6.3.4 Časový průběh převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$

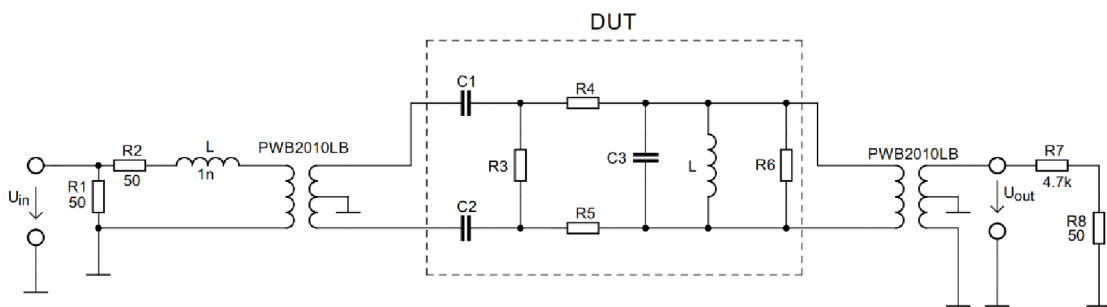
Výsledná šířka pásma u kompletního převodníku s využitím transformátorů se rovná 9,7 MHz. Frekvence nabývá hodnoty 1MHz. Z Obr. 5.6.3.4 lze vidět nepatrný pokles velikosti amplitudy výstupního napětí od vstupního napětí, který dosahuje hodnoty 0,93 V. Tento převodník s použitím transformátorů bude využit i pro praktickou realizaci.

## 5.6.4 Kompletní převodník s využitím transformátorů se zapojeným filtrem

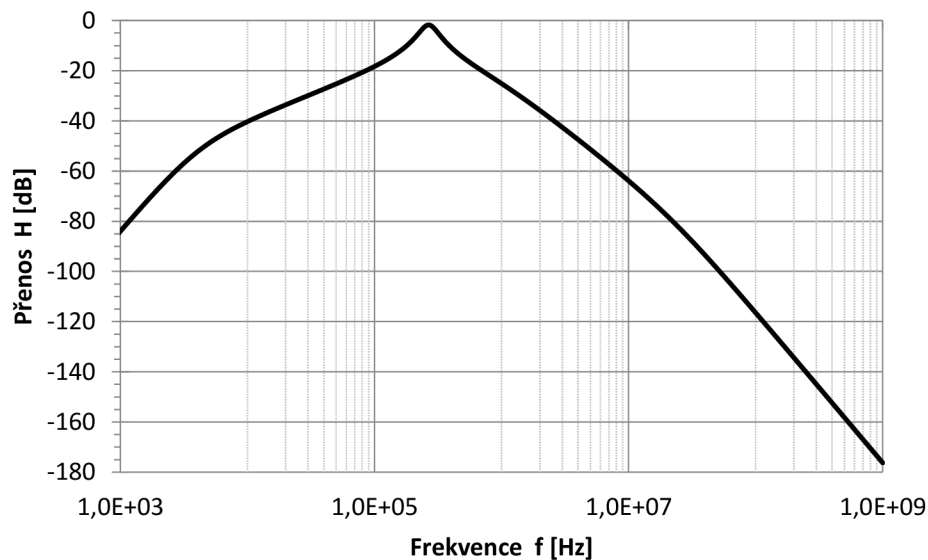
Tento kompletní převodník byl také simulován se zapojeným jednoduchým pasivním filtrem, o kterém pojednává kapitola 5.6.2. Dále bylo toto zapojení využito i pro praktickou realizaci. Schéma zapojení je zobrazeno na Obr. 5.6.4.1.

Tab. 5.6.4.1 Hodnoty pasivních součástek ve filtru

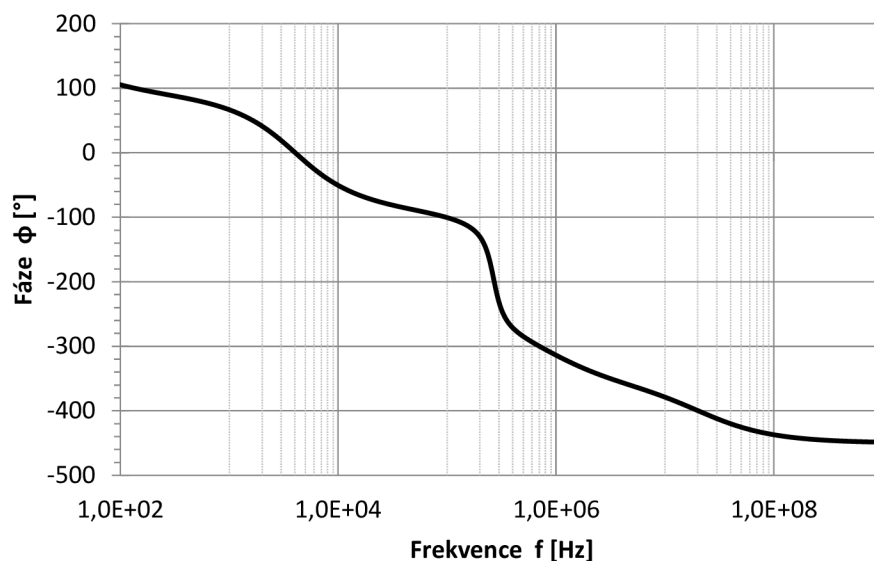
C <sub>1</sub> [nF]	C <sub>2</sub> [nF]	C <sub>3</sub> [nF]	R <sub>3</sub> [kΩ]	R <sub>4</sub> [Ω]	R <sub>5</sub> [Ω]	R <sub>6</sub> [kΩ]	L [μH]
470	470	8,3	1	100	100	3	47



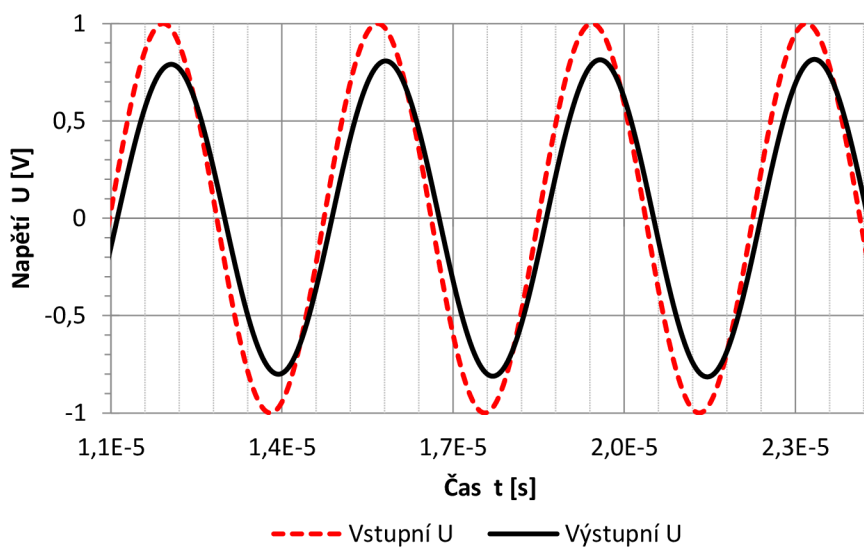
Obr. 5.6.4.1 Převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$  se zapojeným filtrem



Obr. 5.6.4.2 Modulová charakteristika převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$  se zapojeným filtrem



Obr. 5.6.4.3 Fázová charakteristika převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$  se zapojeným filtrem



Obr. 5.6.4.4 Časový průběh převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$  se zapojeným filtrem (frekvence 260 kHz, amplituda 0,8 V)

Simulovaný kompletní převodník  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$  se zapojeným filtrem dosáhl modulové šířky pásma 88 kHz. Činitel jakosti je roven hodnotě  $Q = 3$  a mezní frekvence se posunula na hodnotu  $f_{mez.} = 267$  kHz.

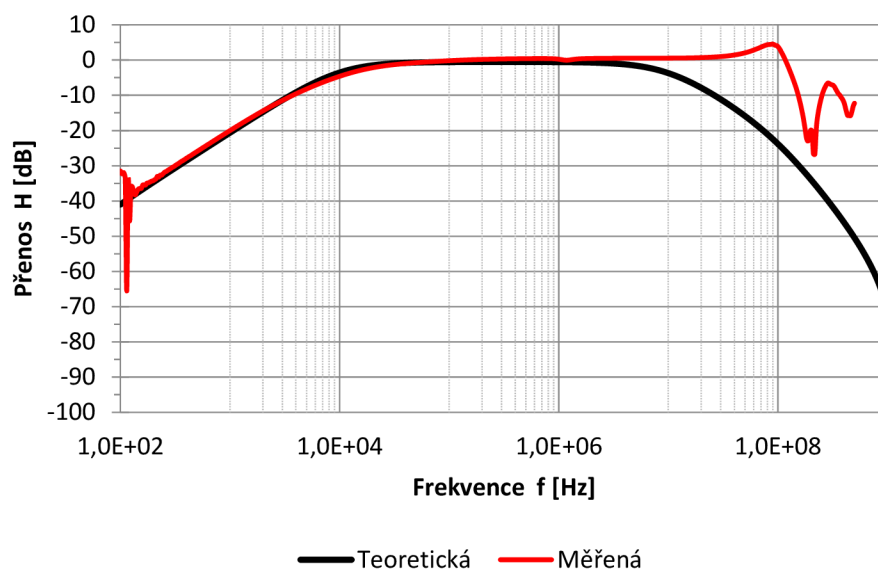


## 6 PRAKTICKÁ REALIZACE

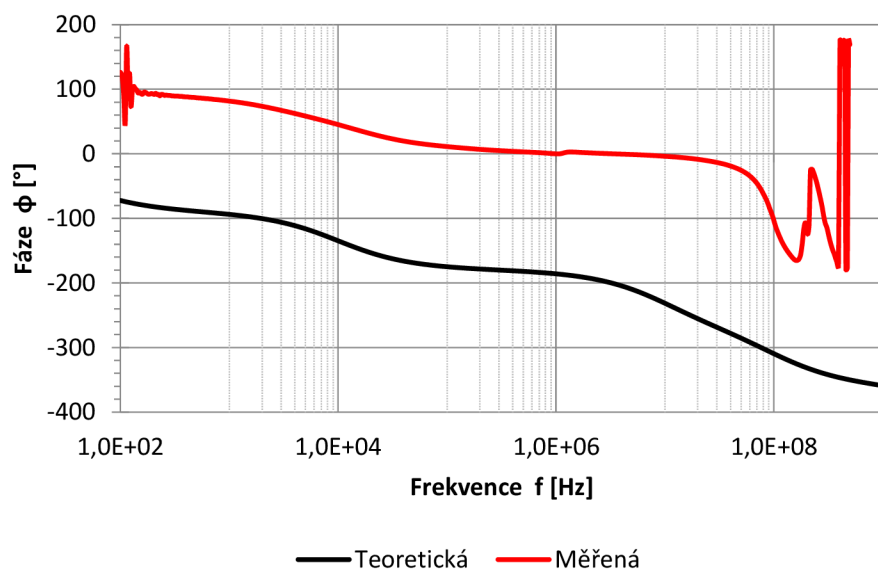
Pro praktickou realizaci byl zvolen kompletní převodník s využitím transformátorů PWB2010LB, a to především z důvodu zjištění chování transformátorů při přenosu signálu. Do převodníku byl vložen jednoduchý pasivní filtr, který se zapojil jako pásmová propust. Při praktickém měření byl úplný převodník měřen jak se zapojeným filtrem, tak i bez filtru. Modulová šířka pásma při simulaci bez zapojeného filtru je 9,7 MHz a se zapojeným filtrem je šířka pásma rovna 88 kHz. Mezní frekvence simulovaného kompletního převodníku se zapojeným filtrem dosáhla hodnoty 267 kHz s činitelem jakosti  $Q = 3$ . Návrh desky proběhl v programu Eagle (viz. příloha), na které se nacházejí i volné plošky pro možné experimentování. Pro volné plošky byly zrealizovány provizorní cesty v podobě napájených drátků, které mohou negativně ovlivnit celkové měření jednotlivých charakteristik. Hodnoty jednotlivých pasivních součástek nebyly nijak pozmeněny oproti simulaci, a proto byly vybrány pouze SMD pasivní součástky z odporové řady E24. Vstup a výstup na desce je opatřen konektory BNC pro jejich snadné propojení. V tomto případě výsledné napětí změřila sonda dosahující vyšší vstupní impedance oproti BNC kabelu.

### 6.1 Realizace kompletního převodníku bez použití filtru

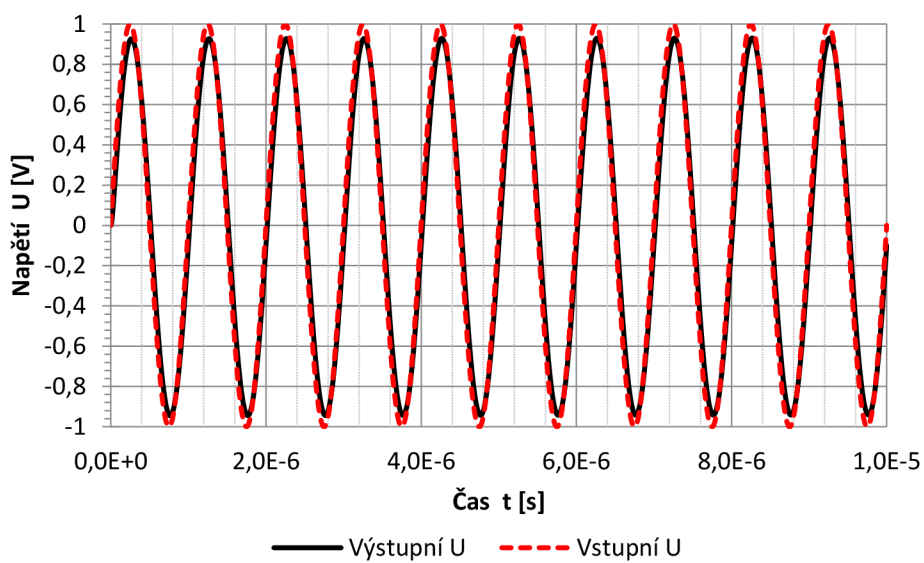
Vytvořením provizorních cest pomocí napájených drátků před filtrem i za filtrem docílíme zapojení kompletního převodníku bez použití filtru, což je znázorněno na Obr. 5.6.3.1. Pro měření na výstupu byla použita sonda, která nezatěžuje měřený obvod, zatímco na vstupu byl použit BNC kabel. V kapitole 5.6.3 je zmíněno, že v simulaci dosáhla šířka pásma v modulové charakteristice hodnotu 9,7 MHz, přičemž reálná změřená šířka pásma má vyšší propustnost 133 MHz. Z grafu modulové a fázové charakteristiky lze zpozorovat ideálně stejný průběh až do 1 MHz. Zároveň při fázové charakteristice je posun měřeného signálu o  $170^\circ$ .



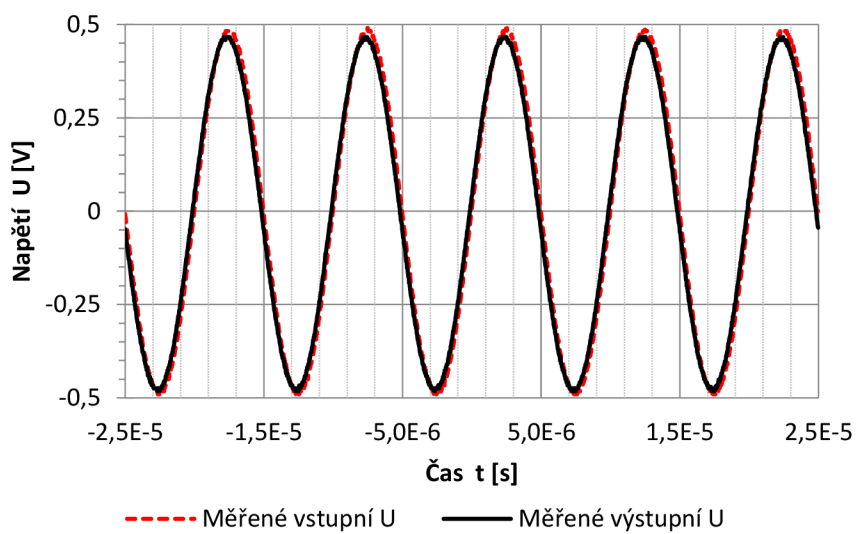
Obr. 6.1.1 Změřená i teoretická modulová charakteristika kompletního převodníku bez použití filtru



Obr. 6.1.2 Změřená i teoretická fázová charakteristika kompletního převodníku bez použití filtru



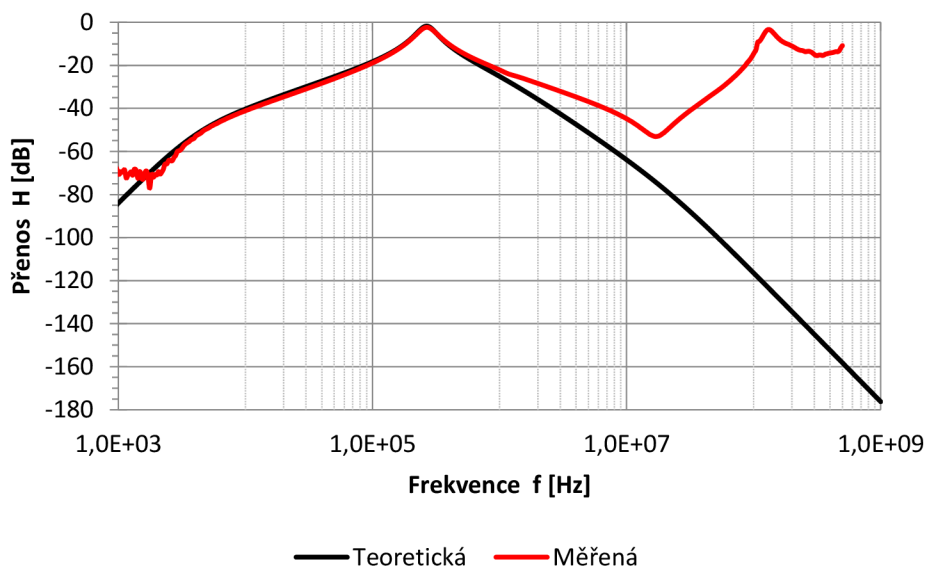
Obr. 6.1.3 Simulování časového průběhu převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$  (frekvence 1 MHz, amplituda 0,93 V)



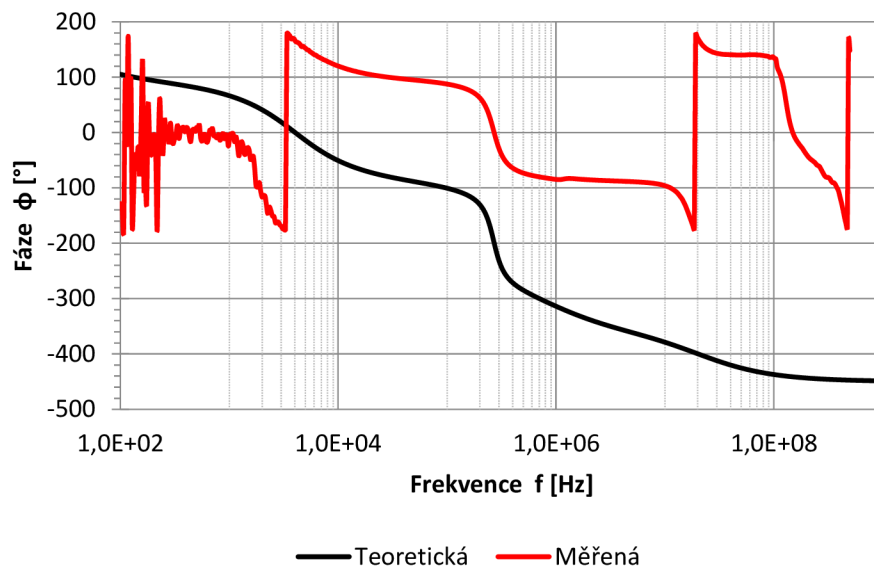
Obr. 6.1.4 Měření časového průběhu převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$  (frekvence 100 kHz, amplituda 0,48 V)

## 6.2 Realizace kompletního převodníku s použitím filtru

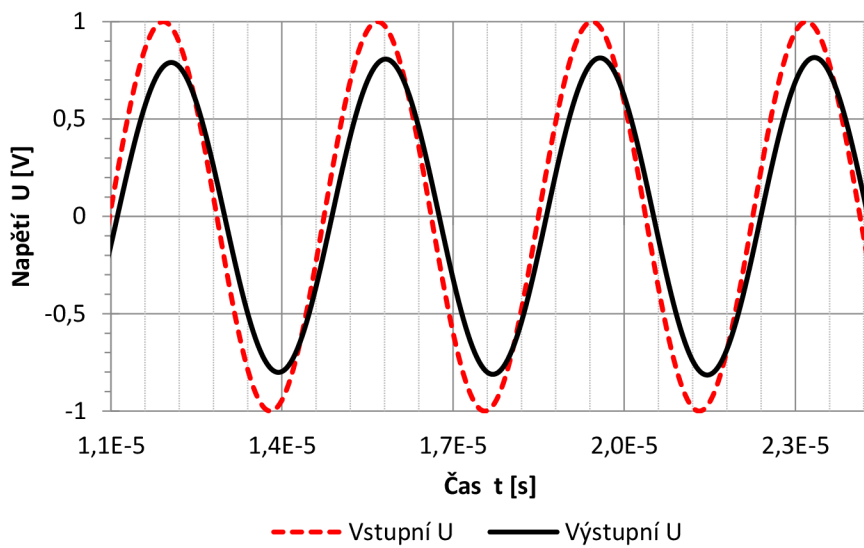
Měření se uskutečnilo stejně jako v prvním případě jen s tím rozdílem, že tentokrát měření proběhlo se zapojením filtru typu pásmová propust. Mezní frekvence filtru při simulaci byla rovna  $f_{mez.} = 255$  kHz, přičemž šířka pásma dosáhla 102 kHz a činitel jakosti byl  $Q = 2,5$ . Při simulování úplného převodníku včetně filtru se mezní frekvence posunula na hodnotu  $f_{mez.} = 260$  kHz. Šířka pásma kompletního převodníku se snížila o 14 kHz na výslednou hodnotu 88 kHz a činitel jakosti vzrostl na  $Q = 3$ . V časovém průběhu hodnota amplitudy je 0,8 V a frekvence 260 kHz. Při reálném měření byla zjištěna mezní frekvence  $f_{mez.} = 270$  kHz s činitelem jakosti  $Q = 2,8$ . Modulová šířka pásma se zvětšila na 96 kHz. Ve fázové charakteristice došlo k posunu o  $160^\circ$  a výsledné průběhy se téměř shodují. Porovnání časových průběhů nebylo možné vložit do jednoho grafu z důvodů odlišného nastavení při měření, poněvadž bylo použito poloviční vstupní napětí. Amplituda dosáhla hodnoty 0,36 V a frekvence 269,5 kHz. Pokles reálné hodnoty v modulové charakteristice v porovnání se simulovanou hodnotou je 0,6 dB, kdy simulovaná hodnota je 1,7 dB pod 0 dB a reálná hodnota je 2,3 dB také pod hodnotou 0 dB. Tento rozdíl mohl vzniknout nepřesností pasivních prvků. Při reálném měření může být chování obvodů ovlivněno mnoha faktory. Z výše uvedené realizace desky byly volné plošky propojeny drátky, které mohly ovlivnit negativně celkovou charakteristiku převodníku.



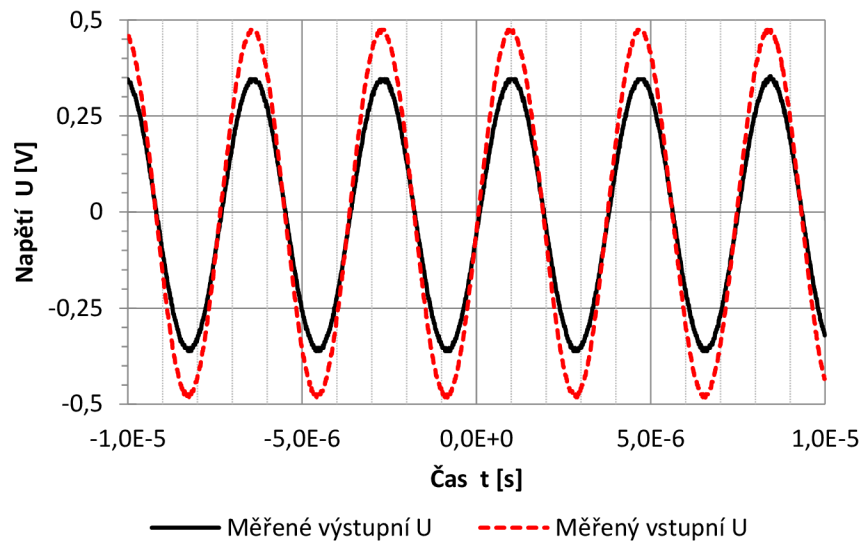
Obr. 6.2.1 Změřená i teoretická modulová charakteristika kompletního převodníku s použitím filtru



Obr. 6.2.2 Změřená i teoretická fázová charakteristika kompletního převodníku s použitím filtru



Obr. 6.2.3 Simulování časového průběhu převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$  se zapojeným filtrem (frekvence 260 kHz, amplituda 0,8 V)



Obr. 6.2.4 Měření časového průběhu převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$  se zapojeným filtrem (frekvence 269,5 kHz, amplituda 0,36 V)

## 7 ZÁVĚR

Bakalářská práce přibližuje problematiku měření diferenčních signálů a jejich konverze na nediferenční podobu s cílem analyzovat jednotlivé převodníky sloužící k měření kmitočtových filtrů v proudovém módu. Popisuje metody návrhu kmitočtových diferenčních filtrů v proudovém módu s použitím aktivního prvku DACA. Vygenerované nediferenční filtry v programu FilterPro V2.0 včetně parametrů byly převedeny na diferenční struktury v napěťovém módu, které byly vzápětí převedeny do proudového módu pomocí prvku DACA. Pro analýzu způsobu měření kmitočtových filtrů bylo simulováno několik zapojení jednotlivých bloků pro kompletní převodník. V programu PSpice byly simulovány jednotlivé převodníky napětí na diferenční proud a převodník diferenčního proudu na napětí za použití aktivních prvků.

Práce obsahuje návrh dvou kompletních převodníků, které byly simulovány jak s jednoduchým pasivním filtrem, tak i bez pasivního filtru. První kompletní převodník byl navržen s využitím operačních zesilovačů, kde pro zapojení převodníku napětí na diferenční proud byl vybrán plně diferenční proudový zesilovač AD8138 a pro převod diferenčního proudu na napětí byl použit obvod AD830. Po návrhu kompletního převodníku simulace dosáhla hodnoty šířky pásma v modulové charakteristice 47 MHz. Při zkoušce bylo zjištěno, že ve stejnosměrné oblasti je převodník použitelný v rozsahu -1,2 V až 1,2 V. V časovém průběhu byla amplituda rovna 1 V a frekvence byla 100 kHz. Při simulaci kompletního převodníku se zapojeným filtrem byla výsledná mezní frekvence rovna hodnotě simulovaného filtru. Šířka pásma byla 61 kHz a činitel jakosti byl  $Q = 4$ . Frekvence výstupního napětí v časovém průběhu byla 255 kHz a amplituda 0,8 V. U druhého kompletního převodníku byly použity transformátory typu PWB2010LB. Výsledná šířka pásma u kompletního převodníku byla rovna 9,7 MHz. Frekvence nabyla hodnoty 1MHz a velikost amplitudy byla 0,93 V. Při simulaci se zapojeným filtrem dosáhl kompletní převodník modulové šířky pásma 88 kHz. Činitel jakosti je roven hodnotě  $Q = 3$  a mezní frekvence se zobrazila na hodnotě  $f_{mez.} = 267$  kHz.

Pro praktickou realizaci byl vybrán kompletní převodník s využitím transformátorů včetně pasivního filtru umístěného taktéž na desce. Na vytvořenou desku byly osazeny jednotlivé pasivní prvky, které byly následně měřeny ve střídavé a časové oblasti. Reálné výsledky měření kompletního převodníku, jak se zapojeným pasivním filtrem, tak i bez pasivního filtru byly porovnány s výsledky simulací a jsou zobrazeny v grafech v kapitole 6. Při porovnání zapojeného obvodu bez použití filtru měřená hodnota na reálné desce dosáhla šířky pásma 133 MHz, což se liší od simulované hodnoty. V obvodu dochází k velkým parazitním kapacitám, které negativně ovlivňují reálnou šířku pásma tohoto převodníku. Měřením reálného kompletního převodníku se zapojeným pasivním filtrem byly zjištěny překvapivě dobré hodnoty. Výsledná mezní frekvence dosáhla hodnoty 270 kHz s činitelem jakosti  $Q = 2,8$  a šířkou pásma 96 kHz. Drobné odchylky byly způsobeny nepřesností pasivních prvků.

# LITERATURA

- [1] HÁJEK K., SEDLÁČEK J. *Kmitočtové filtry*. Praha: BEN-technická literatura, 2002. 536 s. ISBN 80-7300-023-7.
- [2] DOLEČEK, J. *Kmitočtové filtry, generátory signálů a převodníky dat*. Praha: BEN-technická literatura, 2009. 272 s. ISBN 978-80-7300-240-4.
- [3] DOSTÁL, T., *Teorie elektronických obvodů*, elektronická skripta FEKT VUT v Brně, Brno 2006, 177 s.
- [4] ZBOŘIL, J. *Aktivní říditelný kmitočtový filtr v proudovém módu*. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. 53 s. Vedoucí bakalářské práce prof. Ing. Lubomír Brančík, CSc.
- [5] PAŠČINSKÝ, J. *Aktivní kmitočtový filtr v proudovém módu*. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 55 s. Vedoucí bakalářské práce Ing. Josef Slezák
- [6] SUN, Y. *Design of High Frequency Integrated Analogue Filters*, IET 2002.
- [7] JEŘÁBEK, J. *Kmitočtové filtry s proudovými aktivními prvky: Frequency filters with current active elements : zkrácená verze Ph.D. Thesis*. V Brně: Vysoké učení technické, c2011. 32 s. ISBN 978-80-214-4337-2.
- [8] SIMON, J. *Measuring balanced components with vector network analyzer ZVB*, IET 2004.
- [9] KUBÍK, M. *Diferenční kmitočtové filtry s moderními aktivními prvky*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 74 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jan Jeřábek
- [10] Odkaz na webové stránky firmy Texas Instruments pro download programu FilterPro V2.0 <<http://focus.ti.com/docs/toolsw/folders/print/filterpro.html>>
- [11] KOLKA, Z. *Uživatelská příručka programu SNAP verze 3.02*, elektronická příručka programu, FEKT VUT v Brně, 2006.
- [12] ŠTORK, P. *Nová řešení převodníků pro měření filtrů v proudovém módu*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2012. 63 s. Vedoucí bakalářské práce byl Ing. Jan Jeřábek, Ph.D.
- [13] JEŘÁBEK, J, K VRBA. *Diferenční převodníky U/I a I/U pro měření obvodů v proudovém módu*. [online]. 2011 [cit. 2016-12-13], roč. 2011, č. 40. ISSN 1213 - 1539 Dostupné z: <<http://elektrorevue.cz/cz/clanky/analogova-technika--vzajemny-a-d-prevod/0/diferencni-prevodniky-u-i-a-i-u-pro-mereni-obvodu-v-proudovem-modu/>>
- [14] JEMELÍK, L. *Návrh měřících struktur pro obvody s diferenčními signály*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011. 65 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jan Jeřábek, Ph.D.
- [15] *Www.analog.com* [online]. 2016 [cit. 2016-12-13]. Datasheet AD8001: 880 MHz, Low power, high speed amplifier. Dostupné z URL: <<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8001.pdf>>.
- [16] *Www.ti.com* [online]. 2016 [cit. 2016-12-13]. Datasheet THS3202: 2-GHz, LOW DISTORTION, DUAL CURRENT-FEEDBACK AMPLIFIERS. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/th3202.pdf>>.
- [17] *Www.ti.com* [online]. 2016 [cit. 2016-12-13]. Datasheet OPA3695: Triple Ultra-Wideband, Current-Feedback Operational Amplifier With Disable. Dostupné z URL:



- <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa3695.pdf>>.
- [18] *Www.analog.com* [online]. 2016 [cit. 2016-12-13]. Datasheet AD8138: 320 MHz, Single-ended-to-differential conversion. Dostupné z URL: <<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8138.pdf>>.
- [19] *Www.ti.com* [online]. 2016 [cit. 2016-12-13]. Datasheet THS4151: High-speed fully differential I/O amplifiers. Dostupné z URL: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ths4151.pdf>>.
- [20] *Www.ti.com* [online]. 2016 [cit. 2016-12-13]. Datasheet THS4141: High-speed fully differential I/O amplifiers. Dostupné z URL: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ths4141.pdf>>.
- [21] *Www.ti.com* [online]. 2016 [cit. 2016-12-13]. Datasheet OPA 860: OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER (OTA). Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa860.pdf>>.
- [22] *Www.ti.com* [online]. 2016 [cit. 2016-12-13]. Datasheet OPA 861: OPERATIONAL TRANSCONDUCTANCE AMPLIFIER (OTA). Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa861.pdf>>.
- [23] *Www.ti.com* [online]. 2016 [cit. 2016-12-13]. Datasheet OPA 615: Wide-Bandwidth, DC Restoration Circuit. Dostupné z URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa615.pdf>>.
- [24] *Www.analog.com* [online]. 2016 [cit. 2016-12-13]. Datasheet AD830: Difference amplifier. Dostupné z URL: <<http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD830.pdf>>.
- [25] *Www.coilcraft.com* [online]. 2016 [cit. 2016-12-13]. Datasheet PWB2010BL: Surface Mount Wideband RF Transformers. Dostupné z URL: <<http://www.coilcraft.com/pdfs/pwb.pdf>>.
- [26] Sotner R., Herencsar N., Jeřábek J, Kartci A., Koton J., Dostal T. *Pseudo-Differential Filter Design Using Novel Adjustable Floating Inductance Simulator with Electronically Controllable Current Conveyors*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017. 5s. ISSN: 1392-1215.

# SEZNAM POUŽITÝCH VELIČIN, SYMBOLŮ A ZKRATEK

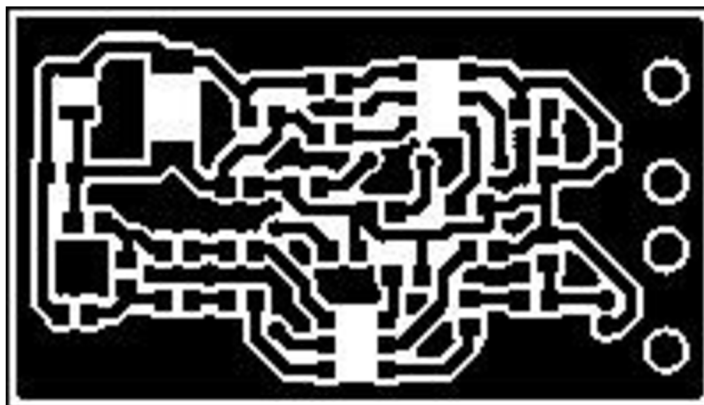
## Veličiny a symboly

$I_{in}$	[A]	vstupní proud
$I_{out}$	[A]	výstupní proud
H	[dB]	modul
$I_{dif}$	[A]	diferenční proud
C	[F]	elektrická kapacita
R	[ $\Omega$ ]	elektrický odpor
I	[A]	elektrický proud
U	[V]	elektrické napětí
$f_{mez.}$	[Hz]	mezní frekvence
F	[Hz]	kmitočet

## Zkratky

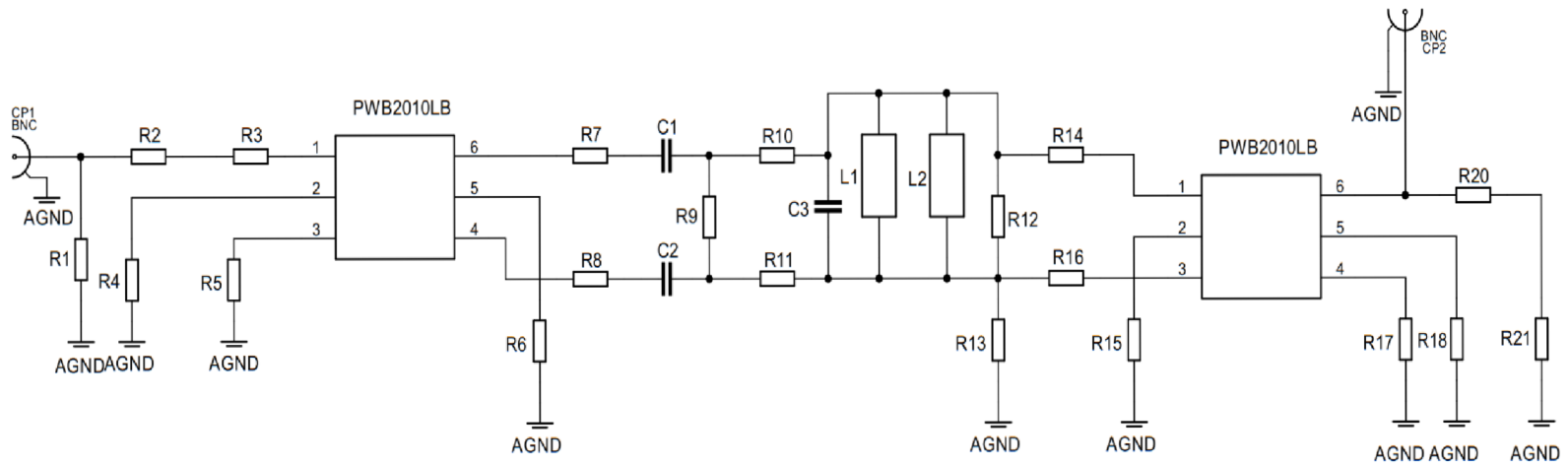
CFA	Current feedback amplifier, operační zesilovač s proudovou zpětnou vazbou
OTA	Operational transconductance amplifier, operační transkonduktační zesilovač
CMRR	Common mode rejection ratio, potlačení souhlasného rušení
CCII	2nd-generation current conveyor, proudový konvektor druhé generace
VFA	Voltage feedback amplifier, napěťový zesilovač s napěťovou zpětnou vazbou
DUT	Device under test, měřený prvek
VNA	Vector network analyzer, vektor síťového analyzátoru
DACA	Digitally adjustable current amplifier, digitálně řízení proudový zesilovač

## A NÁVRH DPS V PROGRAMU EAGLE

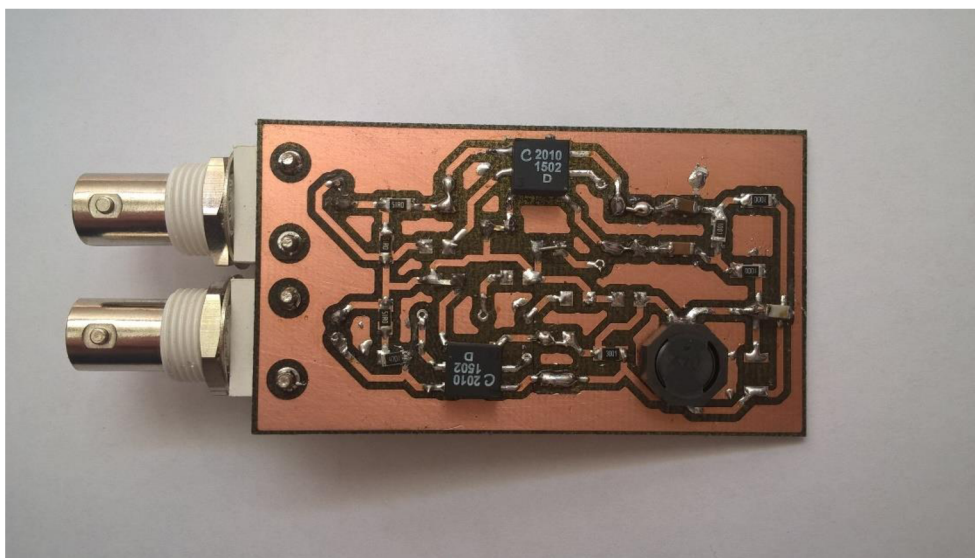


Obr. A.1 Rozvržení desky převodníku  $U/I_{dif} - I_{dif}/U$  v programu Eagle – vrstva TOP

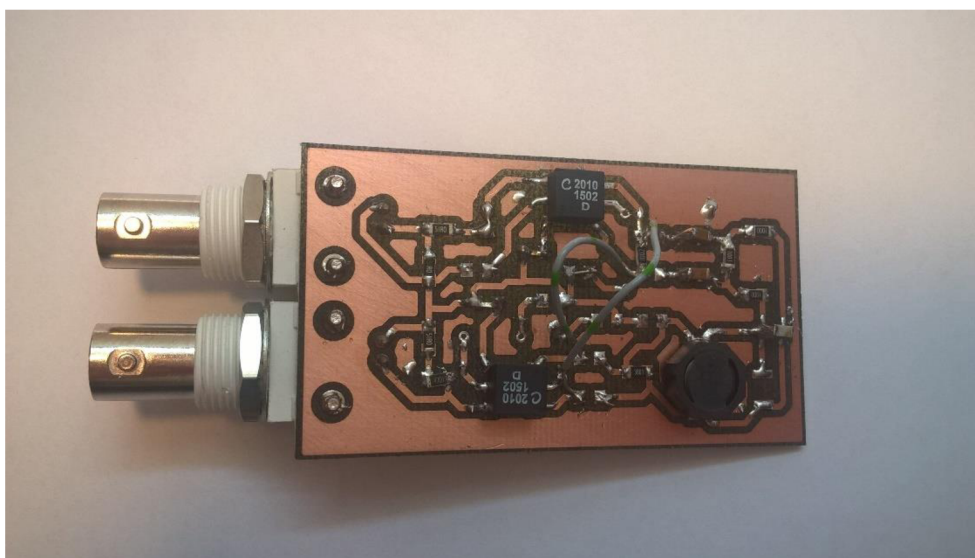
Obr. A.2 Schéma převodníku U/I<sub>diff</sub> - I<sub>diff</sub>/U



## B FOTOGRAFIE ZKONSTRUOVANÉHO PŘEVODNÍKU



Obr. B.1 Zapojení převodníku  $U/I_{\text{dif}} - I_{\text{dif}}/U$  včetně filtru – vrstva TOP



Obr. B.2 Zapojení převodníku  $U/I_{\text{dif}} - I_{\text{dif}}/U$  – vrstva TOP