



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

**AKTUALIZACE LABORATORNÍCH ÚLOH DO
PŘEDMĚTU ANALÝZA SIGNÁLŮ A SOUSTAV**

UPDATE OF LABORATORY EXERCISES FOR THE COURSE ANALYSIS

OF SIGNALS AND SYSTEMS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

JAKUB CHRÁSTEK

VEDOUcí PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. ONDŘEJ KRAJSA, Ph.D.

BRNO 2024



Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Audio inženýrství**
specializace Zvuková technika
Ústav telekomunikací

Student: Jakub Chrástek

ID: 240235

Ročník: 3

Akademický rok: 2023/24

NÁZEV TÉMATU:

Aktualizace laboratorních úloh do předmětu Analýza signálů a soustav

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Cílem této práce je aktualizovat přípravky a laboratorní úlohy do předmětu Analýza signálů a soustav (BPC-ASI). Konkrétně se jedná o návrh a realizaci: 1) antialiasingového filtru; 2) přípravku s aktivními filtry (HP, DP, PP, PZ). Budou aktualizovány návody a vypracování k příslušným laboratorním úlohám, kde se budou tyto přípravky používat. Každá úloha bude mít 8 variant tak, aby studenti v 8 skupinách vždy naměřili trochu jiné výsledky.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] VRBA, Kamil; MIŠUREC, Jiří a MIŠUREC, Jiří. Technika analogových obvodů. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Nakladatelství VUTIUM, 2020. ISBN 978-80-214-5901-4. Dostupné z: <https://doi.org/10.13164/book.circuits.analog>.

[2] SCHAUMANN, Rolf; XIAO, Haiqiao a VAN VALKENBURG, Mac E. Design of analog filters. 2nd ed. New York: Oxford University Press, 2010. ISBN 978-0-19-537394-3.

Termín zadání: 5.2.2024

Termín odevzdání: 28.5.2024

Vedoucí práce: Ing. Ondřej Krajsa, Ph.D.

doc. Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.
předseda rady studijního programu

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

Má práce je zaměřena na aktualizace vybraných laboratorních úloh pro předmět Analýza signálů a soustav. V první polovině teoretické části jsou uvedeny základní pojmy a dělení kmitočtových filtrů a jejich přehled v rámci typu provedení, přenášeného pásma a aproximací. V druhé polovině teoretické části práce jsou uvedeny základní informace ohledně problematiky aliasingu. Praktická část práce se zaměřuje na výpočet a optimalizaci hodnot zvolených parametrů. Tyto parametry jsou simulovány v programu OrCAD Capture CIS. V konstrukční části je uveden návrh zdroje a 3D modely DPS v programu Fusion 360.

Abstract

My work focuses on updating selected laboratory exercises for the course Analysis of Signals and Systems. In the first half of the theoretical part, the basic concepts and subdivisions of frequency filters and their overview in terms of design type, transmitted bandwidth and approximations are presented. In the second half of the theoretical part of the thesis, basic information on aliasing is given. The practical part of the thesis focuses on calculating and optimising the values of the selected parameters. These parameters are simulated in OrCAD Capture CIS. The design part presents the source design and 3D PCB models in Fusion 360.

Klíčová slova

Antialiasing, antialiasingový filtr, filtry, dolní propust, horní propust, pásmová propust, pásmová zádrž, Chebyshev, Butterworth, Bessel, Cauer, eliptická aproximace, Eagle

Keywords

Antialiasing, Antialiasing filter, filter, low-pass, high-pass, band-pass, band-stop, Chebyshev, Butterworth, Bessel, Cauer, elliptic approximation, Eagle

Citace

CHRÁSTEK, Jakub. *AKTUALIZACE LABORATORNÍCH ÚLOH DO PŘEDMĚTU ANALÝZA SIGNÁLŮ A SOUSTAV*. Brno, 2024. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Vedoucí práce Ing. Ondřej Krajsa, Ph.D.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení autora: Jakub Chrástek
VUT ID autora: 240235
Typ práce: Bakalářská práce
Akademický rok: 2023/24
Téma závěrečné práce: Aktualizace laboratorních úloh do předmětu Analýza signálů a soustav

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné 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.

Brno

.....

podpis autora*

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce Ing. Ondřeji Krajsovi Ph.D. za pedagogickou a odbornou pomoc a praktické tipy při zpracování mé bakalářské práce.

Obsah

1	Teoretický úvod	8
2	Základní pojmy v oblasti elektronických filtrů	9
2.1	Základní rozdělení elektronických filtrů	9
2.2	Dělení filtrů podle přenášeného spektra	9
2.3	Dělení filtrů podle strmosti přechodové oblasti	10
2.4	Dělení filtrů podle použité aproximace	10
2.5	Dělení filtrů podle realizace	11
2.5.1	Analogové	11
2.5.2	Číslicové (Diskrétní)	11
3	Aliasing	13
3.1	Vzorkování	13
3.2	Příklad optického aliasingu	14
3.3	Moiré	15
3.4	Anti-aliasing	15
4	Praktická část	16
4.1	Integrované obvody typu SC	16
4.2	integrovaný obvod MAX7400	16
4.2.1	Harmonické zkreslení obvodu MAX7400	16
4.2.2	výpočet hodnoty externího kondenzátoru pro obvod MAX7400	17
4.2.3	Vnitřní impedance obvodu MAX7400	18
4.3	Integrovaný obvod MAX7401	18
4.3.1	Harmonické zkreslení obvodu MAX7401	18
4.3.2	výpočet hodnoty externího kondenzátoru pro obvod MAX7401	19
4.3.3	Vnitřní impedance obvodu MAX7401	19
4.4	Aktivní filtry	20
4.5	Optimalizace hodnot pro aktivní filtry	20
4.6	FilterPro	20
4.6.1	Návrh v programu FilterPro	20
4.7	Dolní propust (DP)	22
4.7.1	Optimalizace hodnot pro filtr dolní propust	23
4.7.2	Simulace dolní propusti v programu OrCAD Capture CIS	24
4.8	Horní propust (HP)	25
4.8.1	Optimalizace hodnot pro filtr typu horní propust	26
4.8.2	Simulace horní propusti v programu OrCAD Capture CIS	27
4.9	Pásmová propust (PP)	29

4.9.1	Činitel jakosti Q pro filtr typu pásmová propust	29
4.9.2	Optimalizace hodnot pro filtr typu pásmová propust	29
4.9.3	Simulace pásmové propusti v programu OrCAD Capture CIS	30
4.10	Pásmová zadrž (PZ)	32
4.10.1	Optimalizace hodnot pro filtr typu pásmová zadrž	33
4.10.2	Simulace pásmové zadrž v programu OrCAD Capture CIS	34
5	Konstrukce zařízení	36
5.1	Napěťový zdroj	36
5.1.1	Ochrana proti přepólování	36
5.1.2	Ochrana proti nadproudu	38
5.1.3	DC/DC Step-Down měnič	38
5.2	Spínací část	39
5.3	Kompletace zařízení	41
5.3.1	Antialiasingový filtr - kompletace	41
5.3.2	Zařízení s volbou typu filtru DP-HP-PP-PZ - kompletace	43
6	Závěr	45
	Literatura	46

Seznam obrázků

2.1	Grafy DP,HP,PZ,PP [17]	10
2.2	Graf dolní propusti s ukázkou aproximací [5]	11
3.1	Ukázka principu vzorkování a antialiasingu sinusového signálu	13
3.2	Interpretace signálu před a po vzorkování [19]	14
3.3	Příklad aliasingu na otáčivém pohybu [4]	14
3.4	Moiré efekt [16]	15
4.1	tabulka pro míru zkreslení v dB se zvyšující se harmonickou složkou (MAX7400)[13]	17
4.2	tabulka teoretických hodnot pro obvod MAX7400	17
4.3	tabulka hodnot pro katalogové součástky (MAX7400)	18
4.4	tabulka pro míru zkreslení v dB se zvyšující se harmonickou složkou (MAX7401)	18
4.5	tabulka teoretických hodnot pro obvod MAX7401	19
4.6	tabulka hodnot pro katalogové součástky (MAX7401)	19
4.7	Dialogové okno programu FilterPro - počátek návrhu	21
4.8	Schéma dolní propusti 2. řádu Butterworthovy aproximace v topologii Sallen-Key (FilterPro)	21
4.9	Graf závislosti zisku a fáze na kmitočtu (FilterPro)	22
4.10	Základní schéma filtru 2. řádu dolní propusti pro zisk $A_v = 1$ (Eagle)	22
4.11	Základní schéma filtru 2. řádu dolní propusti pro nastavení zisku A_v (Eagle)	23
4.12	Tabulka teoretických hodnot pro filtr typu dolní propust	23
4.13	Tabulka hodnot s použitím katalogových součástek pro filtr typu dolní propust	24
4.14	Schéma zapojení dolní propusti v programu OrCAD Capture CIS	24
4.15	Graf závislosti přenosu [dB] na frekvenci [Hz] pro filtr dolní propusti se změnou mezního kmitočtu v programu PSpice A/D Basics	25
4.16	schéma zapojení filtru 2. řádu horní propusti pro zisk $A_v = 1$ (Eagle)	26
4.17	schéma zapojení filtru 2. řádu horní propusti pro nastavitelný zisk A_v (Eagle)	26
4.18	Tabulka teoretických hodnot pro filtr typu horní propust	27
4.19	Tabulka hodnot s použitím katalogových součástek pro filtr typu horní propust	27
4.20	Schéma zapojení horní propusti v programu OrCAD Capture CIS	28
4.21	Graf závislosti přenosu [dB] na frekvenci [Hz] pro filtr horní propusti se změnou mezního kmitočtu v programu PSpice A/D Basics	28
4.22	Schéma zapojení pásmové propusti 2. řádu, Sallen-Key (Eagle)	29
4.23	Tabulka teoretických hodnot pro filtr typu pásmová propust	30
4.24	Tabulka hodnot s použitím katalogových součástek pro filtr typu pásmová propust	30
4.25	Schéma zapojení filtru typu pásmová propust v programu OrCAD Capture CIS	31

4.26	Graf závislosti přenosu [dB] na frekvenci [Hz] pro filtr pásmové propusti se změnou mezního kmitočtu v programu PSpice A/D Basics	32
4.27	Schéma zapojení pásmové zádrže 2. řádu, Sallen-Key (Eagle)	33
4.28	Tabulka teoretických hodnot pro filtr typu pásmová zádrž	33
4.29	Tabulka hodnot s použitím katalogových součástek pro filtr typu pásmová zádrž	33
4.30	Schéma zapojení filtru typu pásmová zádrž v programu OrCAD Capture CIS	34
4.31	Graf závislosti přenosu [dB] na frekvenci [Hz] pro filtr pásmové propusti se změnou mezního kmitočtu v programu PSpice A/D Basics	35
5.1	Schéma zapojení napájecího obvodu (Eagle)	36
5.2	Zapojení ochrany přepólování včetně hodnot napětí v kritických bodech při správném zapojení polaroty na vstup zdrojového obvodu (OrCAD Capture CIS)	37
5.3	Zapojení ochrany přepólování včetně hodnot napětí v kritických bodech při nesprávném zapojení polaroty na vstup zdrojového obvodu (OrCAD Capture CIS)	37
5.4	Ilustrační obrázek termistoru MF-MSMF014-2 [3]	38
5.5	Schéma zapojení pro TPS561201DDCR v návrhovém prostředí WEBENCH POWER DESIGNER	38
5.6	Rozložení součástek napájecího obvodu na DPS pro měnič TPS561201DDCR [11]	39
5.7	Schéma zapojení spínací části (Eagle)	40
5.8	Testovací zapojení spínací části na nepájivém kontaktním poli	41
5.9	3D návrh desky plošných spojů v programu Fusion 360 pro Antialiasingový filtr	42
5.10	3D návrh desky plošných spojů v programu Fusion 360 pro Anti aliasingový filtr	43
5.11	3D návrh desky plošných spojů v programu Fusion 360 pro zařízení přepínací filtry typu DP,HP,PP,PZ	44
5.12	3D návrh desky plošných spojů v programu Fusion 360 pro zařízení přepínací filtry typu DP,HP,PP,PZ	44

Kapitola 1

Teoretický úvod

Práce je rozdělena do několika spolu úzce souvisejících bloků. V první části práce je základní popis elektronických filtrů. Následuje stručné rozdělení filtrů a jejich vlastnosti. Dále se práce věnuje problematice vzorkování, aliasingu, antialiasingu a jejich stručnému vysvětlení. Praktická část se zaměřuje především na optimalizaci, volbu a výpočet hodnot pro konkrétní zařízení aktivních filtrů. Část konstrukční realizace se primárně zaměřuje na vyhotovení zařízení jako celku včetně napájení a ovládání.

Kapitola 2

Základní pojmy v oblasti elektronických filtrů

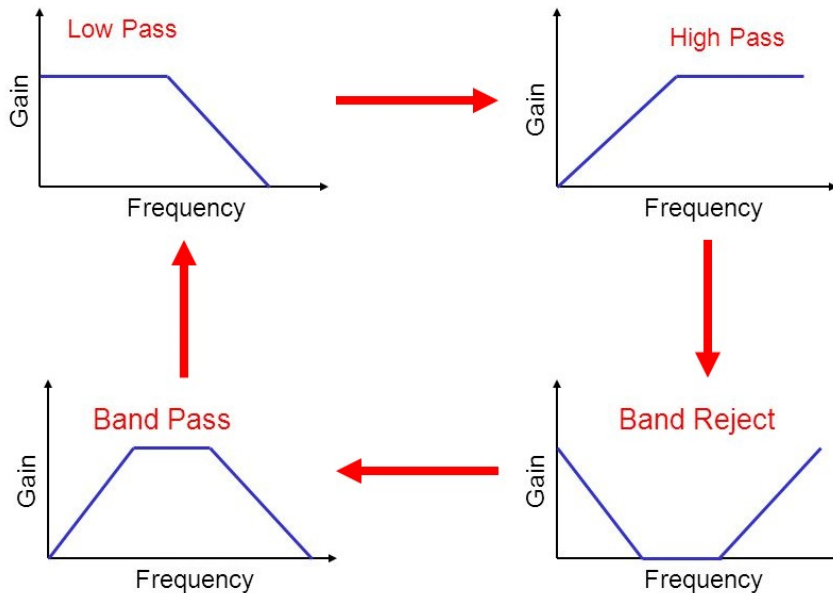
Elektronický filtr je obvod, který bez útlumu propouští pouze určité frekvenční složky vstupního signálu. Tyto frekvenční složky se nazývají propustné pásmo filtru a naopak frekvenční složky, které filtr utlumuje, tvoří nepropustné pásmo. Mezní kmitočet f_m určuje hranici mezi propustným a nepropustným pásmem. Skutečný filtr má také přechodové pásmo mezi těmito dvěma oblastmi. Filtr považujeme za lineární, což znamená, že výstupní signál obsahuje stejné frekvenční složky jako signál vstupní a nedochází k nelineárnímu zkreslení zpracovávaného signálu. [7]

2.1 Základní rozdělení elektronických filtrů

2.2 Dělení filtrů podle přenášeného spektra

- Dolní propust (low-pass filter, DP) - propouští kmitočtové složky do mezního kmitočtu f_m
Odstranění vysokofrekvenčních složek před A/D převodem (anti-aliasing) a po D/A převodu, Reproduktorové výhybky
- Horní propust (high-pass filter, HP) - propouští kmitočtové složky od mezního kmitočtu f_m
Odstranění nízkofrekvenčních složek – ochrana reproduktorů, Odstranění ruchů z blízkého okolí mikrofonů
- Pásmová propust (band-pass filter, PP) - propouští kmitočtové složky mezi dvěma mezními kmitočty f_{m1} a f_{m2}
Ekvalizéry, nastavitelná šířka pásma
- pásmová zadrž (notch filter, PZ) - nepropouští kmitočtové složky mezi dvěma mezními kmitočty f_{m1} a f_{m2} (inverzní funkce oproti pásmové propusti)
Odstranění úzkých špiček ve frekvenční charakteristice poslechových prostorů, odstranění úzkopásmových rušení (50 Hz)

- modifikovaná dolní propust (MHP)
- modifikovaná horní propust (MHP)
- všepropustný (fázovací) článek [7] [6]



Obrázek 2.1: Grafy DP,HP,PZ,PP [17]

Na obrázku 2.1 můžeme vidět 4 různé druhy filtrů rozdělené podle přenášeného pásma.

2.3 Dělení filtrů podle strmosti přechodové oblasti

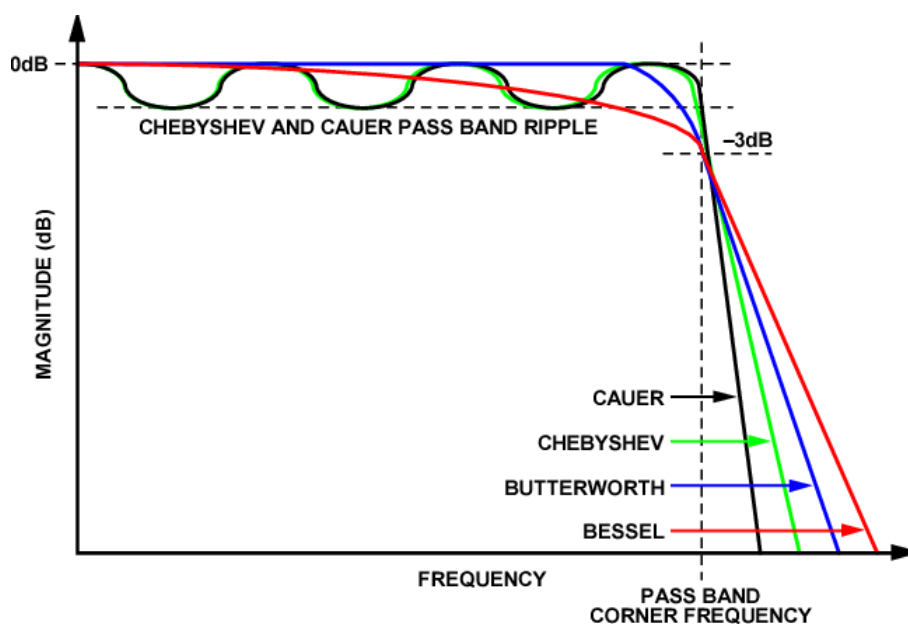
- prvního řádu
- druhého řádu
- vyšších řádů

[7]

2.4 Dělení filtrů podle použité aproximace

- **Butterworthova** - Butterworthova aproximace má hladkou charakteristiku jak v propustném, tak v nepropustném pásmu. Butterworthův filtr má nejméně zkreslenou fázovou charakteristiku, ale potřebuje podstatně vyšší řád pro dosažení stejné šířky přechodového pásma oproti např. Caurovu (eliptickém) či Čebyševovu filtru.
- **Čebyševova** - pro tuto aproximaci je typické, že v propustném pásmu má zvlněný průběh a v nepropustném pásmu má průběh hladký.

- **inverzní Čebyševova** - Jak již název vypovídá, tak tato aproximace má inverzní vlastnosti oproti standartní Čebyševově aproximaci. Pro tuto aproximaci je typické, že v propustném pásmu má hladký průběh a v nepropustném pásmu má zvlněný hladký.
- **Cauerova (eliptická)** - Cauerova (eliptická) aproximace se vyznačuje tím, že má zvlnění jak v propustném, tak v nepropustném pásmu. Dosahuje nejstrmějších modulových charakteristik v propustném pásmu, při použití nejnižšího řádu filtru pro požadované potlačení přenosu.
- **Besselova** - Tato aproximace je určena především pro případy, kde je požadováno zachování tvaru průchozího signálu. Výhodné je použití pro filtraci kmitočtově a fázově modulovaných signálů. Hlavní nevýhodou je ale poměrně malá strmost modulové charakteristiky. [7]



Obrázek 2.2: Graf dolní propusti s ukázkou aproximací [5]

Na obrázku 2.2 můžeme vidět 4 různé druhy filtrů rozdělené podle použité aproximace.

2.5 Dělení filtrů podle realizace

2.5.1 Analogové

- pasivní filtry -RC a RL (nižší činitel jakosti) , LC a RLC (střední činitel jakosti)
- aktivní filtry [7]

2.5.2 Číslicové (Diskrétní)

- s konečnou impulzivní charakteristikou (FIR)
- s nekonečnou impulzivní charakteristikou (IIR) [2]

Zvláštní typy filtračních obvodů

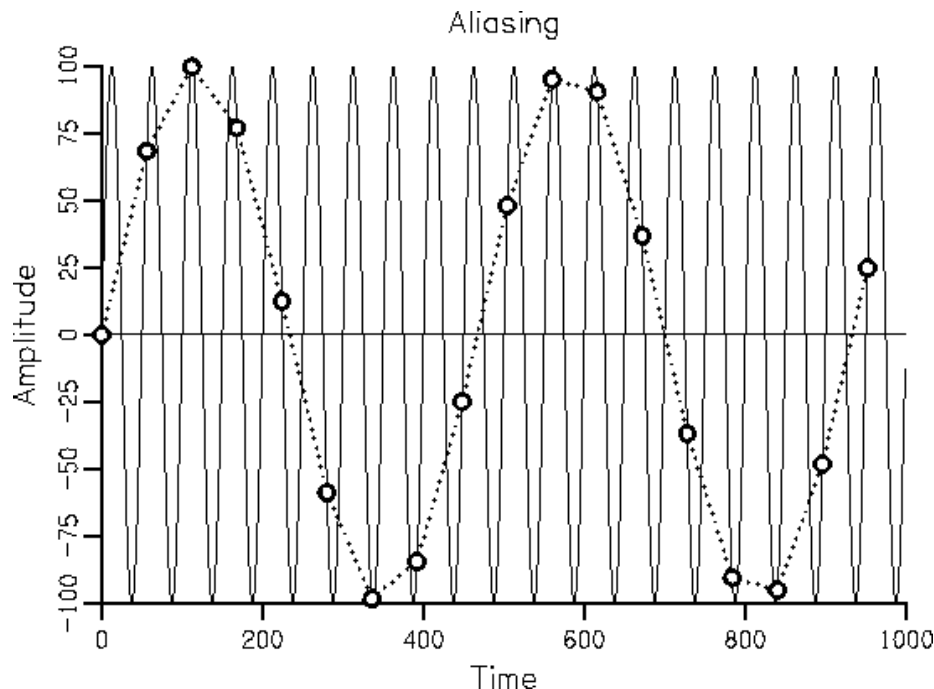
- se spínanými kondenzátory (SC)
- bez externích rezistorů (Gm-C)
- s povrchovou vlnou (SAW)
- s piezoelektrickými rezonátory
- s monolityckými filtry
- elektromechanické filtry [7]

Kapitola 3

Aliasing

3.1 Vzorkování

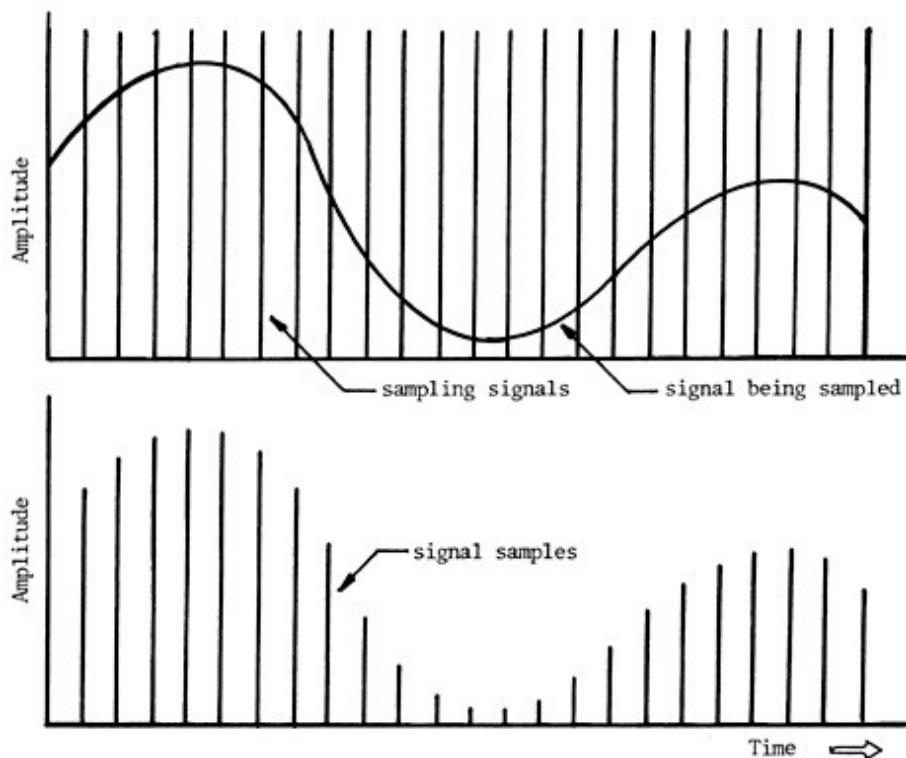
Vzorkování signálu popisuje proces diskretizace signálu, kdy je určitý spojitý signál převeden do podoby vhodné pro digitální zpracování. Při vzorkování je pomyslně rozdělena horizontální osa na stejně dlouhé krátké úseky. Na každém tomto úseku se zaznamená hladina signálu neboli vzorek. Obecně platí, že čím vyšší vzorkovací frekvence, tím je vzorkování jemnější a dochází k lepší interpretaci signálu a menším ztrátám. Aliasing neboli zkreslení je jev, ke kterému dochází při podvzorkování signálu. Pro správné navzorkování spojitého signálu je potřeba, aby vzorkovací kmitočet byl alespoň dvakrát větší, než maximální kmitočet vzorkovaného signálu. Tato podmínka, kdy při vzorkování nedochází ke ztrátě signálu se nazývá Nyquistův–Shannonův teorém (někdy se také uvádí jako Shannonův–Nyquistův–Kotělnikovův teorém).[18]



Obrázek 3.1: Ukázka principu vzorkování a antialiasingu sinusového signálu

Na obrázku 3.1 můžeme vidět podvzorkování sinusového průběhu a vznik aliasingu.

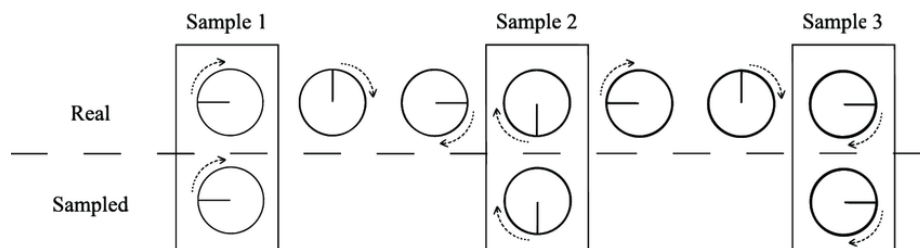
Na obrázku 3.2 je názorně ukázán princip vzorkování signálu. Původní sinusový signál je nyní reprezentován pomocí bodů (vzorků) na každé periodě vzorkovacího signálu. Z obrázku je patrné, že vzorkovací kmitočet není dostatečný a tak dochází ke zkreslení původního signálu neboli aliasingu.



Obrázek 3.2: Interpretace signálu před a po vzorkování [19]

3.2 Příklad optického aliasingu

Optický aliasing lze občas spatřit i ve filmech ve scénách, ve kterých kamera zabírá např. pohybující se automobil či rotující kolo. V řadě případů můžeme vidět, že se rotující kolo neotáčí tak, jak bychom očekávali. Může se točit pomaleji, zastavit či se dokonce točit opačným směrem. Příčinou je nesplnění Nyquist–Shannonova teorému pro kmitočet snímání kamery a kmitočet rotace daného objektu.[15]

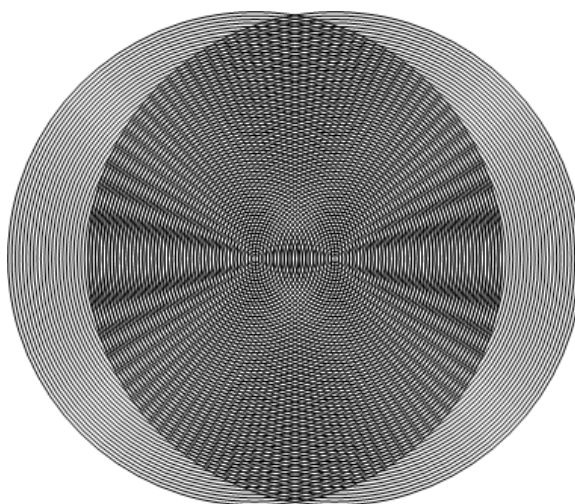


Obrázek 3.3: Příklad aliasingu na otáčivém pohybu [4]

Na obrázku 3.3 je uveden příklad kruhového tělesa, jenž vykonává rotační pohyb o 90 stupňů ve směru ručičkových hodin. V tomto případě je vzorek odebrán po otočení každých 270 stupňů, tudíž počet vzorků neodpovídá Nyquist–Shannonovu teorému a těleso budí dojem, že vykonává rotační pohyb opačným směrem než se skutečně otáčí.

3.3 Moiré

Moiré je speciálním případem aliasingového jevu. Tento jev nastává tehdy, kdy při pořizování digitální fotografie či při snímání obrazu televizní kamerou není splněn dvojnásobný počet snímacích bodů snímače (CCD) na jednotku délky počtu čar, které budou na tutéž jednotku délky promítnuty optickým systémem fotoaparátu nebo kamery. Pokud není tato podmínka (Nyquistův–Shannonův teorém) splněna, nastává aliasing, který se projevuje vznikem tzv. barevného moiré. To jsou nepravidelné obrazce, které se vytváří na příslušné části obrazu. Jistou obdobou moiré ve zvukové oblasti je záznej, skládání dvou blízkých kmitočtů, nebo stroboskopický jev. Na obrázku 3.4 můžeme vidět Moiré efekt. [15]



Obrázek 3.4: Moiré efekt [16]

3.4 Anti-aliasing

Vzniká primárně při nedodržení Nyquist–Shannonova teorému. K eliminaci aliasingového je možné pomocí omezení maximální frekvence signálu pomocí vhodného filtru typu dolní propust. Nejčastěji bývá využíván Cauerův eliptický filtr, díky jeho velké strmosti v přechodovém pásmu.

Kapitola 4

Praktická část

4.1 Integrované obvody typu SC

Poměrně snadnou metodou z hlediska návrhu antialiasingového filtru, jsou integrované filtry od firmy MAXIM či Linear Technology. Pro zhotovení výrobku byly zvoleny obvody od firmy MAXIM a to konkrétně typy MAX7400 a MAX7401. Díky této variantě bude na přípravku možnost porovnat dvě aproximace při použití stejného řádu filtru. Nastavení mezního kmitočtu pro MAX7400 a MAX7401 se realizuje pomocí externího generátoru a nebo pomocí připojení externích kondenzátorů. V obou případech platí, že pro nastavení mezního kmitočtu f_c , je potřeba uvažovat poměr kmitočtu vnitřního oscilátoru ku meznímu kmitočtu a to 100:1. Například frekvence interního oscilátoru 100 kHz vytváří nominální mezní kmitočet 1 kHz dle následujícího vztahu : $f_c = f_{clk} \times 100$ [Hz] ; f_c = mezní kmitočet [Hz] , f_{clk} = frekvence vnitřního oscilátoru [Hz] [13]

4.2 integrovaný obvod MAX7400

Integrovaný obvod MAX7400 je SC filtr typu dolní propust 8ho řádu Eliptické aproximace. Integrovaný obvod MAX7400 má nastavitelný mezní kmitočet f_c v rozmezí od 1kHz po 10kHz. Obvod je napájen nesymetricky a to napětím +5V a má velmi nízký proudový odběr a to 2mA. Obvod MAX7400 nadále disponuje funkcemi jako např. "shutdown mode", který sníží odběr proudu na 0,2uA a nastaví výstup filtru do vysoko impedančního režimu. Dále nabízí možnost Offset, jenž je navýšení stejnosměrné složky na výstupu. [13]

4.2.1 Harmonické zkreslení obvodu MAX7400

Harmonické zkreslení vzniká v důsledku nelinearity uvnitř filtru. Při přivedení sinusového signálu na vstu, tyto nelinearity vytvářejí vyšší harmonické složky. Tabulka uvádí typické hodnoty harmonického zkreslení se zátěžovacím rezistorem o hodnotě 10kOhm a vstupním signálem 4Vp-p. Na obrázku 4.1 můžeme vidět tabulku harmonického zkreslení pro obvod MAX7400. [13]

FILTER	f _{CLK} (kHz)	f _c (kHz)	f _{IN} (Hz)	V _{IN} (V _{p-p})	TYPICAL HARMONIC DISTORTION (dB)			
					2nd	3rd	4th	5th
MAX7400	100	1	200	4	-89	-82	-89	-86
	500	5	1000		-89	-77	-93	-88

Obrázek 4.1: tabulka pro míru zkreslení v dB se zvyšující se harmonickou složkou (MAX7400)[13]

4.2.2 výpočet hodnoty externího kondenzátoru pro obvod MAX7400

K výpočtu hodnoty externího kondenzátoru pro nastavení kmitočtu vnitřního oscilátoru pro integrovaný obvod MAX7400 a tedy nastavení požadovaného mezního kmitočtu, uvádí výrobce v datasheetu následující vztah : $f_{osc}(kHz) = \frac{K \times 10^3}{c_{osc}}$; c_{osc} = hodnota externího kondenzátoru, udává se v pF ; $K = 38$ [13]

V tabulce 4.2 jsou uvedeny teoretické hodnoty externích kondenzátorů pro výpočet mezního kmitočtu v rozmezí od 1 kHz po 4,5 kHz a to po kroku 0,5 kHz.

K	f _c (kHz)	f _{osc} (kHz)	c _{osc} (pF)
38	1	100	380,000
38	1,5	150	253,333
38	2	200	190,000
38	2,5	250	152,000
38	3	300	126,667
38	3,5	350	108,571
38	4	400	95,000
38	4,5	450	84,444

Obrázek 4.2: tabulka teoretických hodnot pro obvod MAX7400

Pro uvedené teoretické hodnoty kapacity externích kondenzátorů, byly zvoleny reálné hodnoty kapacit z katalogu součástek. Výsledné reálné mezní kmitočty, včetně zvolených hodnot externích kapacitorů jsou uvedeny v tabulce 4.3 .

K	f_c (kHz)	f_osc (kHz)	c_osc (pF)
38	1,056	105,556	360
38	1,520	152,000	250
38	1,900	190,000	200
38	2,533	253,333	150
38	2,923	292,308	130
38	3,455	345,455	110
38	4,176	417,582	91
38	4,634	463,415	82

Obrázek 4.3: tabulka hodnot pro katalogové součástky (MAX7400)

4.2.3 Vnitřní impedance obvodu MAX7400

Vnitřní impedance obvodu MAX7400 je nepřímo úměrná meznímu kmitočtu a pro její výpočet uvádí výrobce následující vztah : $Z_{IN}(\Omega) = \frac{1}{f_{clk} \times c_{IN}}$ [Ω]; Z_{IN} = vnitřní impedance [Ω]; f_{clk} = frekvence vnitřního oscilátoru ; $c_{IN} = 0,85$ pF [13]

4.3 Integrovaný obvod MAX7401

Integrovaný obvod MAX7401 je SC filtr typu dolní propust 8ho řádu Besselovy aproximace. Integrovaný obvod MAX7401 má nastavitelný mezní kmitočet f_c v rozmezí od 1kHz po 5 kHz. Obvod je napájen nesymetricky a to napětím +5V a má velmi nízký proudový odběr a to 2 mA. Obvod MAX7401 nadále disponuje funkcemi jako např. "shutdown mode", který sníží odběr proudu na 0,2 uA a nastaví výstup filtru do vysoko impedančního režimu. Dále nabízí možnost Offset, jenž je navýšení stejnosměrné složky na výstupu. [14]

4.3.1 Harmonické zkreslení obvodu MAX7401

Harmonické zkreslení vzniká v důsledku nelinearity uvnitř filtru. Při přivedení sinusového signálu na vstu, tyto nelinearity vytvářejí vyšší harmonické složky. Tabulka uvádí typické hodnoty harmonického zkreslení se zátěžovacím rezistorem o hodnotě 10 kOhm a vstupním signálem 4 Vp-p. Na obrázku 4.4 můžeme vidět tabulku harmonického zkreslení pro obvod MAX7400. [14]

FILTER	f _{CLK} (kHz)	f _c (kHz)	f _{IN} (Hz)	V _{IN} (Vp-p)	TYPICAL HARMONIC DISTORTION (dB)			
					2nd	3rd	4th	5th
MAX7401	100	1	200	4	-91	-83	-90	-93
	500	5	1000		-89	-79	-92	-92

Obrázek 4.4: tabulka pro míru zkreslení v dB se zvyšující se harmonickou složkou (MAX7401)

4.3.2 výpočet hodnoty externího kondenzátoru pro obvod MAX7401

K výpočtu hodnoty externího kondenzátoru pro nastavení kmitočtu vnitřního oscilátoru a tedy nastavení požadovaného mezního kmitočtu pro integrovaný obvod MAX7401, uvádí výrobce v datasheetu následující vztah : $f_{osc}(kHz) = \frac{K \times 10^3}{c_{osc}}$; c_{osc} = hodnota externího kondenzátoru, udává se v pF ; $K = 38$ [14]

V tabulce 4.5 jsou uvedeny teoretické hodnoty externích kondenzátorů pro výpočet mezního kmitočtu v rozmezí od 1 kHz po 4,5 kHz a to po kroku 0,5 kHz.

K	f_c (kHz)	f_osc (kHz)	c_osc (pF)
38	1	100	380,000
38	1,5	150	253,333
38	2	200	190,000
38	2,5	250	152,000
38	3	300	126,667
38	3,5	350	108,571
38	4	400	95,000
38	4,5	450	84,444

Obrázek 4.5: tabulka teoretických hodnot pro obvod MAX7401

Pro uvedené teoretické hodnoty kapacity externích kondenzátorů, byly zvoleny reálné hodnoty kapacit z katalogu součástek. Výsledné reálné mezní kmitočty, včetně zvolených hodnot externích kapacitorů jsou uvedeny v tabulce 4.6 .

K	f_c (kHz)	f_osc (kHz)	c_osc (pF)
38	1,056	105,556	360
38	1,520	152,000	250
38	1,900	190,000	200
38	2,533	253,333	150
38	2,923	292,308	130
38	3,455	345,455	110
38	4,176	417,582	91
38	4,634	463,415	82

Obrázek 4.6: tabulka hodnot pro katalogové součástky (MAX7401)

4.3.3 Vnitřní impedance obvodu MAX7401

Vnitřní impedance obvodu MAX7401 je nepřímou úměrná meznímu kmitočtu a pro její výpočet uvádí výrobce následující vztah: $Z_{IN}(\Omega) = \frac{1}{f_{clk} \times c_{IN}}$; Z_{IN} = vnitřní impedance ; f_{clk} = frekvence vnitřního oscilátoru ; $c_{IN} = 0,85$ pF [14]

4.4 Aktivní filtry

Na rozdíl od pasivních kmitočtových výhybek, pasivních korekcí a kompenzací, je v těchto obvodech vždy použit aktivní prvek - operační zesilovač, který je schopen dosahování přenosu obvodu jako celku většího než 1, jinými slovy je schopen zesilovat. Ideální operační zesilovač se mimo jiné také vyznačuje nekonečnou vstupní impedancí a nulovou výstupní impedancí. To zásadním způsobem mění podobu všech obvodů, které realizují kmitočtové filtry. Důsledkem je pak použití pouze nesetrvačného prvku R a setrvačného prvku C, setrvačný prvek L se nepoužívá a nahrazuje se nejčastěji gyrátorem nebo aktivním induktorem. U aktivních kmitočtových filtrů se běžně používají rezistory v rozsahu jednotek až desítek $k\Omega$, což vede na kapacity v řádech jednotek až desítek nF. Výsledkem tedy je, že aktivní kmitočtový filtr je možné realizovat technologií SMD. [8]

4.5 Optimalizace hodnot pro aktivní filtry

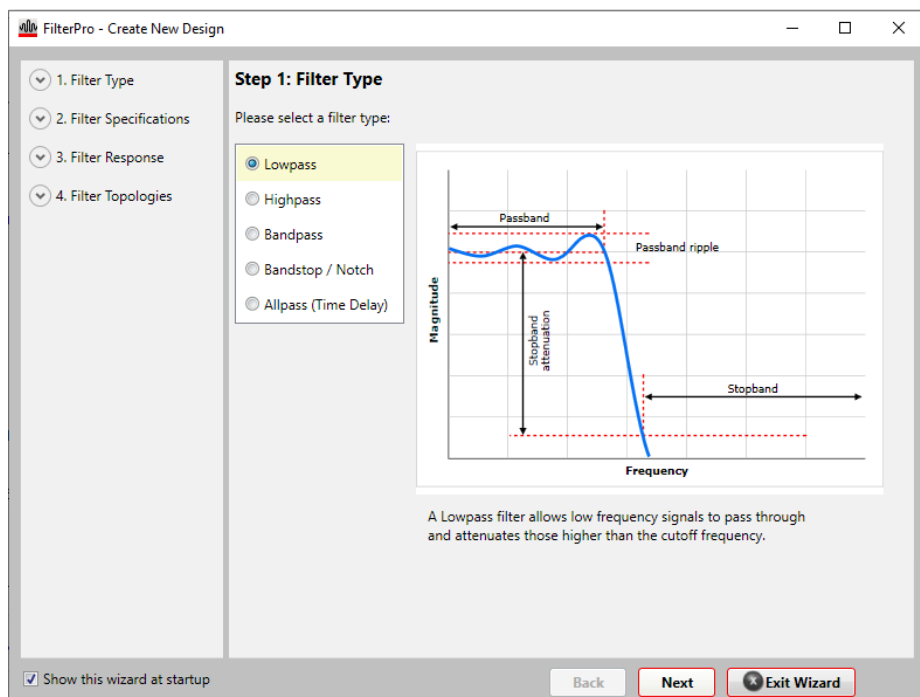
4.6 FilterPro

Návrh zapojení a optimalizace hodnot pro aktivní filtry probíhala pomocí programu FilterPro od společnosti Texas Instruments. Nezpochybnitelnou výhodou návrhového prostředí FilterPro od společnosti je široká škála možností a variant filtrů, které lze navrhnout. Taktéž stojí za zmínku poměrně přesná optimalizace hodnot součástek při změnách během návrhu.

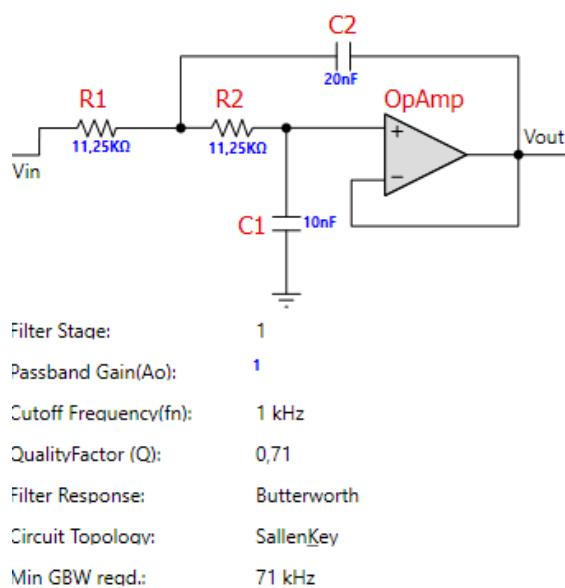
4.6.1 Návrh v programu FilterPro

Celkový návrh se skládá ze čtyř kroků :

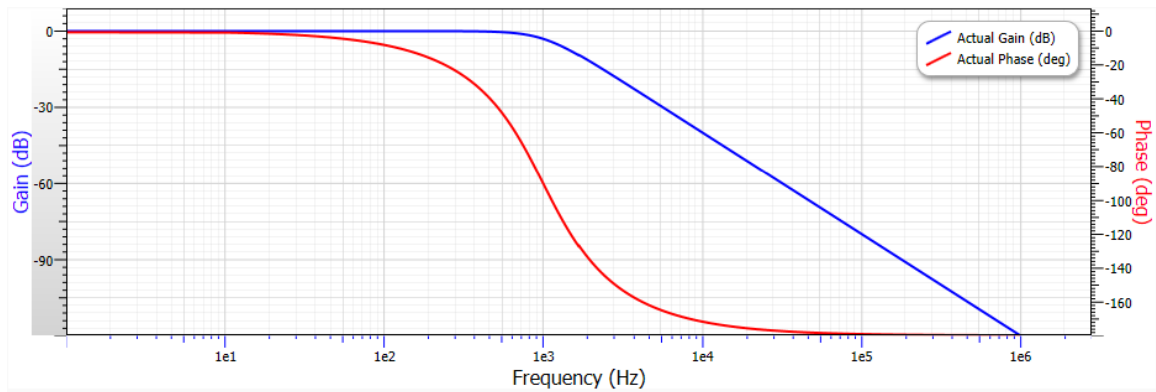
- 1. volba typu filtru podle přenášeného kmitočtového pásma (DP,HP,PP,PZ)
- 2. volba specifikací filtru ; např. zisk, šířka přenosového pásma, zvlnění v přenosovém pásmu, mezní kmitočet, řád filtru apod.
- 3. aproximace filtru ; např. Butterworth, Bessel, Chebyshev
- 4. topologie filtru ; Sallen-Key, Multiple-Feedback (2 varianty)



Obrázek 4.7: Dialogové okno programu FilterPro - počátek návrhu



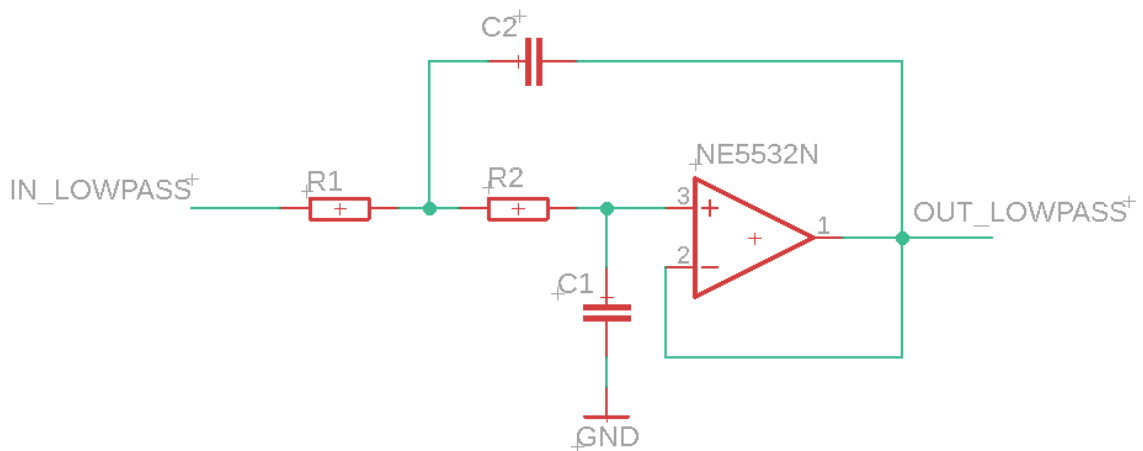
Obrázek 4.8: Schéma dolní propusti 2. řádu Butterworthovy aproximace v topologii Sallen-Key (FilterPro)



Obrázek 4.9: Graf závislosti zisku a fáze na kmitočtu (FilterPro)

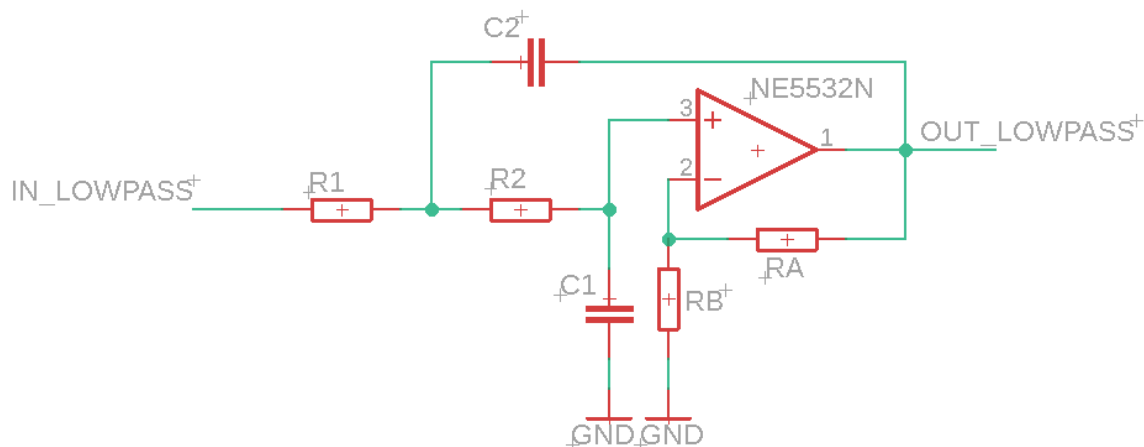
4.7 Dolní propust (DP)

Aktivní filtr dolní propusti je realizován pomocí operačního zesilovače NE5532 a prvků R a C. Jedná se o filtr 2. řádu, Butterworthovy aproximace, v topologii Sallen-Key. Zapojení je realizováno pro zisk v přenosovém pásmu roven 1. Jeho hlavním parametrem je horní mezní kmitočet f_m , na kterém je charakteristický zisk pro Butterworthovu aproximaci -3dB a strmost -40 dB/dek v pásmu nepropustnosti. Dále je pro Butterworthovu aproximaci typický činitel jakosti $Q = 0,71$ a tedy i zesílení $A = 1,592$. Na obrázku 4.10 můžeme vidět Základní schéma filtru 2. řádu dolní propusti pro zisk $A_v = 1$. [1]



Obrázek 4.10: Základní schéma filtru 2. řádu dolní propusti pro zisk $A_v = 1$ (Eagle)

Na obrázku 4.11 můžeme vidět Základní schéma filtru 2. řádu dolní propusti pro nastavení zisku.



Obrázek 4.11: Základní schéma filtru 2. řádu dolní propusti pro nastavení zisku A_V (Eagle)

Vztah pro výpočet zisku dolní propusti : $A_V = 1 + \frac{R_A}{R_B}$; $A_V =$ zisk pro filtr typu dolní propust [1]

4.7.1 Optimalizace hodnot pro filtr dolní propust

Veškeré hodnoty hodnoty byly navrženy v návrhovém prostředí FilterPro a výpočet horního mezního kmitočtu byl přepočítán dle následujícího vztahu : $f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$ [Hz] ; $f_m =$ mezní kmitočet pro filtr typu dolní propust [Hz] [1]

V tabulce 4.12 jsou uvedeny teoretické hodnoty pro rezistory R1 a R2 a pro kondenzátory C1 a C2 pro zvolené mezní kmitočty v rozmezí 1kHz až 4,5kHz a to po kroku 500Hz, činitel jakosti $Q = 0,71$, zesílení $A = 1,592$.

R1, R2 [Ω]	C1 (10nF)	C2 (20 nF)	fm [Hz]
11250	1,00E-08	2,00E-08	1000,35
7500	1,00E-08	2,00E-08	1500,53
5630	1,00E-08	2,00E-08	1998,93
4500	1,00E-08	2,00E-08	2500,88
3750	1,00E-08	2,00E-08	3001,05
3220	1,00E-08	2,00E-08	3495,02
2810	1,00E-08	2,00E-08	4004,97
2500	1,00E-08	2,00E-08	4501,58

Obrázek 4.12: Tabulka teoretických hodnot pro filtr typu dolní propust

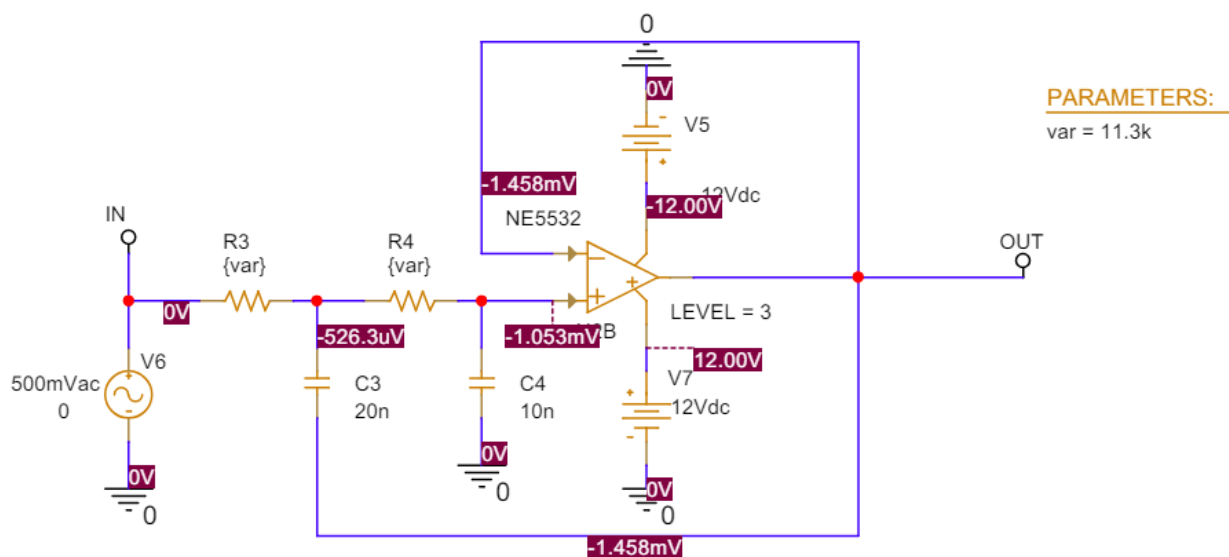
Pro uvedené teoretické hodnoty pro rezistory R1 a R2 a kondenzátory C1 a C2, byly zvoleny reálné hodnoty z katalogu součástek. Výsledné reálné mezní kmitočty, včetně zvolených hodnot součástek jsou uvedeny v tabulce 4.13 .

R1, R2 [Ω]	C1 (10nF)	C2 (20 nF)	fm [Hz]
11300	1,00E-08	2,00E-08	995,93
7500	1,00E-08	2,00E-08	1500,53
5620	1,00E-08	2,00E-08	2002,48
4500	1,00E-08	2,00E-08	2500,88
3740	1,00E-08	2,00E-08	3009,08
3200	1,00E-08	2,00E-08	3516,86
2800	1,00E-08	2,00E-08	4019,27
2500	1,00E-08	2,00E-08	4501,58

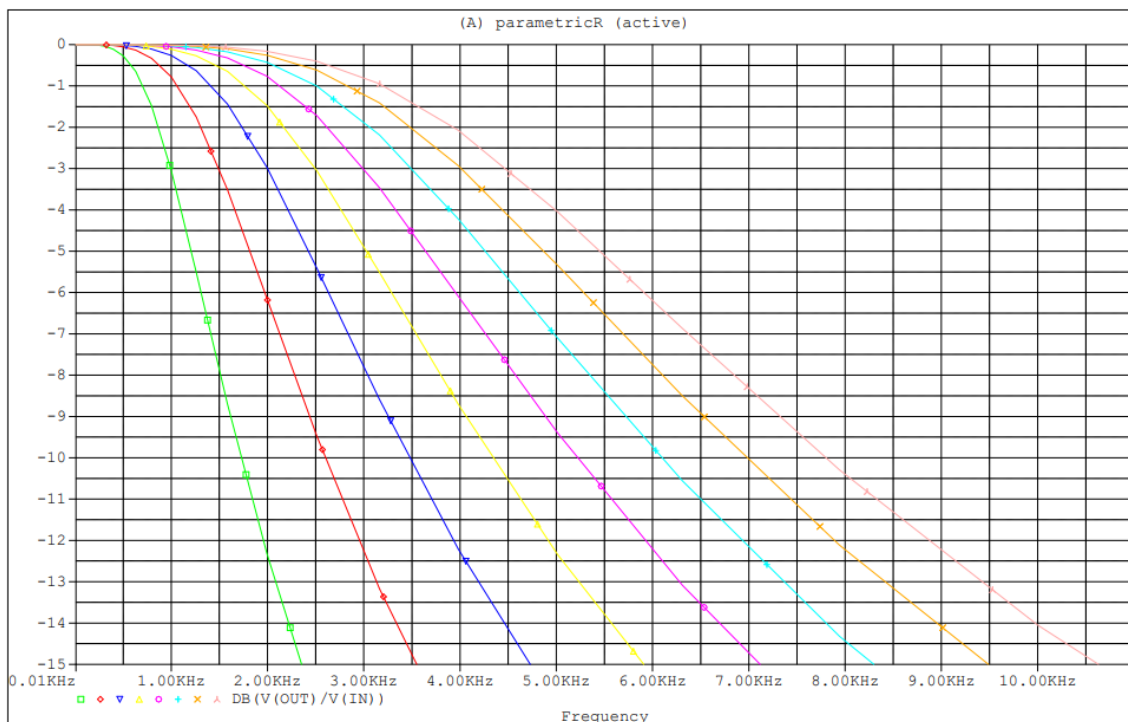
Obrázek 4.13: Tabulka hodnot s použitím katalogových součástek pro filtr typu dolní propust

4.7.2 Simulace dolní propusti v programu OrCAD Capture CIS

Pro ověření správnosti a optimalizace zvolených hodnot byly provedeny simulace v programu OrCAD Capture CIS. Pro možnost simulování změny hodnoty je zde použita funkce PARAMETER a proměnná hodnota "var". Výsledná simulace je prováděna v programu PSpice A/D Basics. Na obrázku 4.14 můžeme vidět schéma dolní propusti v programu OrCAD Capture CIS a na obrázku 4.15 můžeme vidět graf průběhů dolních propustí v programu OrCAD Capture CIS.



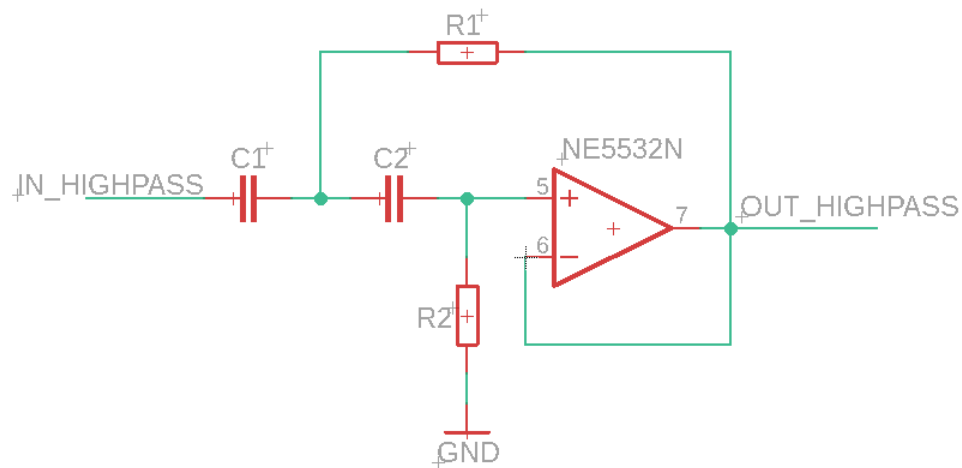
Obrázek 4.14: Schéma zapojení dolní propusti v programu OrCAD Capture CIS



Obrázek 4.15: Graf závislosti přenosu [dB] na frekvenci [Hz] pro filtr dolní propusti se změnou mezního kmitočtu v programu PSpice A/D Basics

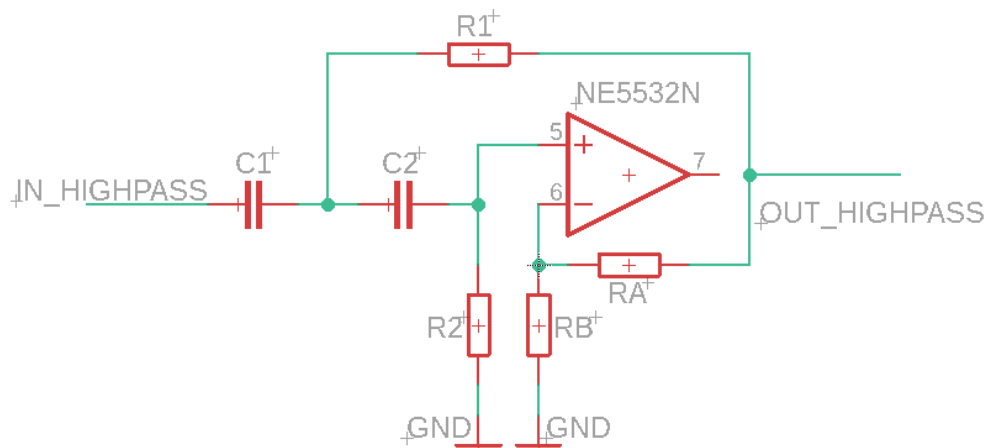
4.8 Horní propust (HP)

Aktivní filtr horní propusti je realizován pomocí operačního zesilovače NE5532 a prvků R a C. Jedná se o filtr 2. řádu, Butterworthovy aproximace, v topologii Sallen-Key. Zapojení je realizováno pro zisk v přenosovém pásmu roven 1. Jeho hlavním parametrem je dolní mezní kmitočet f_m , na kterém je charakteristický zisk pro Butterworthovu aproximaci -3dB a strmost -40 dB/dek v pásmu nepropustnosti. Dále je pro Butterworthovu aproximaci typický činitel jakosti $Q = 0,71$ a tedy i zesílení $A = 1,592$. Na obrázku 4.16 můžeme vidět schéma horní propusti pro zisk $A_v = 1$. [1]



Obrázek 4.16: schéma zapojení filtru 2. řádu horní propusti pro zisk $A_V = 1$ (Eagle)

Na obrázku 4.17 můžeme vidět schéma horní propusti pro nastavitelný zisk A_V . [1]



Obrázek 4.17: schéma zapojení filtru 2. řádu horní propusti pro nastavitelný zisk A_V (Eagle)

Vztah pro výpočet zisku horní propusti : $A_V = 1 + \frac{R_A}{R_B}$; $A_V =$ zisk pro filtr typu horní propust [1]

4.8.1 Optimalizace hodnot pro filtr typu horní propust

Veškeré hodnoty byly navrženy v návrhovém prostředí FilterPro a výpočet dolního mezního kmitočtu byl přepočítán dle následujícího vztahu : $f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$ [Hz] ; $f_m =$ mezní kmitočet pro filtr typu horní propust [Hz] [1]

V tabulce 4.18 jsou uvedeny teoretické hodnoty pro rezistory R1 a R2 a pro kondenzátory C1 a C2 pro zvolené mezní kmitočty v rozmezí 5kHz až 8,5kHz a to po kroku 500Hz.

C1, C2 (15nF)	R1 [Ω]	R2 [Ω]	fm [Hz]
1,50E-08	3000	1500	5001,76
1,50E-08	2730	1360	5506,53
1,50E-08	2500	1250	6002,11
1,50E-08	2310	1150	6509,89
1,50E-08	2140	1070	7011,81
1,50E-08	2000	1000	7502,64
1,50E-08	1880	937,8	7990,88
1,50E-08	1770	882,7	8488,59

Obrázek 4.18: Tabulka teoretických hodnot pro filtr typu horní propust

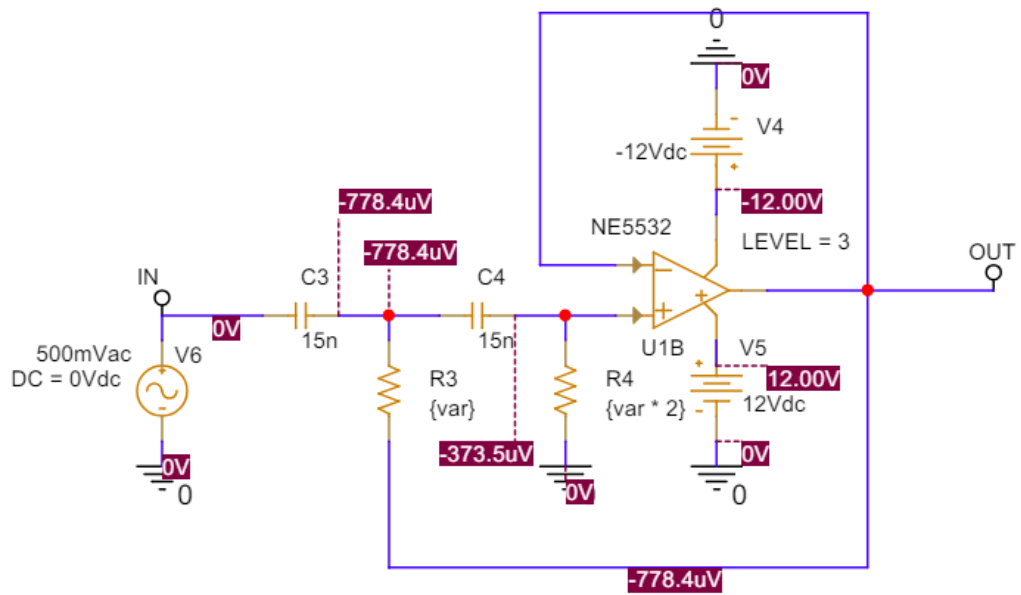
Pro uvedené teoretické hodnoty pro rezistory R1 a R2 a kondenzátory C1 a C2, byly zvoleny reálné hodnoty z katalogu součástek. Výsledné reálné mezní kmitočty, včetně zvolených hodnot součástek jsou uvedeny v tabulce 4.19 .

C1, C2 (15nF)	R1 [Ω]	R2R2 [Ω]	fm [Hz]
1,50E-08	3000	1500	5001,76
1,50E-08	2740	1350	5516,79
1,50E-08	2500	1260	5978,24
1,50E-08	2320	1150	6495,85
1,50E-08	2150	1070	6995,48
1,50E-08	2000	1000	7502,64
1,50E-08	1870	942	7994,34
1,50E-08	1760	887	8492,01

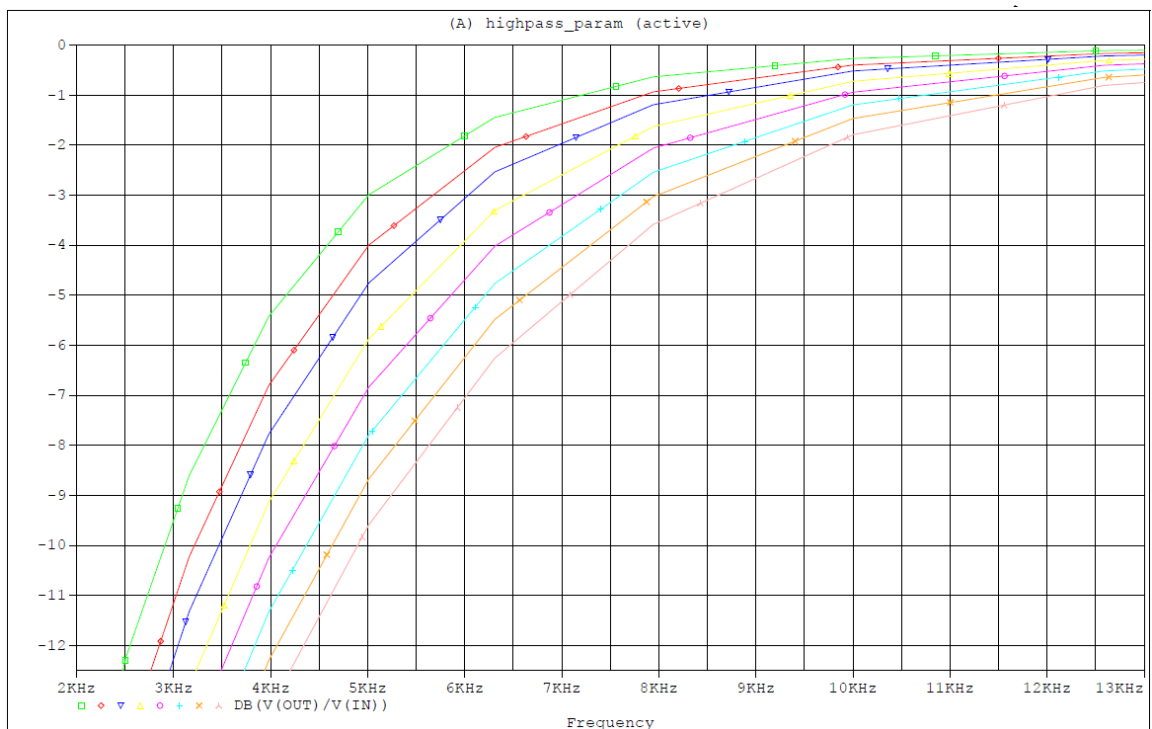
Obrázek 4.19: Tabulka hodnot s použitím katalogových součástek pro filtr typu horní propust

4.8.2 Simulace horní propusti v programu OrCAD Capture CIS

Pro ověření správnosti a optimalizace zvolených hodnot byly provedeny simulace v programu OrCAD Capture CIS. Pro možnost simulování změny hodnoty je zde použita funkce PARAMETER a proměnná hodnota "var". Výsledná simulace je prováděna v programu PSpice A/D Basics. Na obrázku 4.20 můžeme vidět schéma horní propusti v programu OrCAD Capture CIS a na obrázku 4.21 můžeme vidět graf průběhů horních propustí v programu OrCAD Capture CIS.



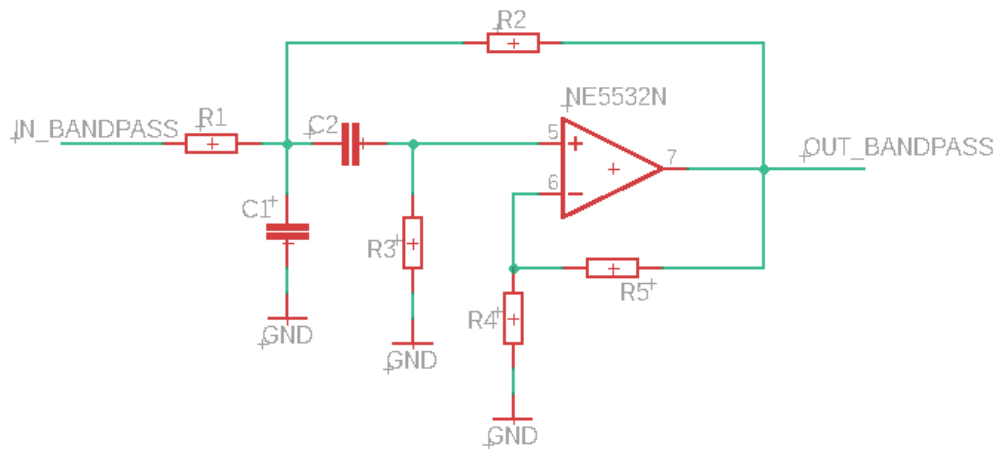
Obrázek 4.20: Schéma zapojení horní propusti v programu OrCAD Capture CIS



Obrázek 4.21: Graf závislosti přenosu [dB] na frekvenci [Hz] pro filtr horní propusti se změnou mezního kmitočtu v programu PSpice A/D Basics

4.9 Pásmová propust (PP)

Aktivní pásmová propust je poněkud odlišná v tom, že se jedná o frekvenčně selektivní filtrační obvod používaný v elektronických systémech k oddělení signálu na jedné konkrétní frekvenci nebo rozsahu signálů, které leží v určitém „pásmu“ frekvencí, od signálů na všech ostatních frekvencích. Toto pásmo nebo rozsah frekvencí je nastaven mezi dvěma mezními frekvenčními body označenými jako „nižší frekvence“ (f_L) a „vyšší frekvence“ (f_H), přičemž jsou potlačeny všechny signály mimo tyto dva body. Mezní frekvence filtru dolní propusti (DP) je vyšší než mezní frekvence filtru horní propusti (HP) a rozdíl mezi frekvencemi v bodě, kdy je přenos roven na okrajích přenosového pásma -3 dB určuje „šířku pásma“ filtru typu pásmová propust. Na obrázku 4.22 můžeme vidět schéma zapojení pásmové propusti v programu Eagle.[1]



Obrázek 4.22: Schéma zapojení pásmové propusti 2. řádu, Sallen-Key (Eagle)

4.9.1 Činitel jakosti Q pro filtr typu pásmová propust

Činitel jakosti Q je měřítkem toho, jak „selektivní“ nebo „neselektivní“ je pásmová propust vůči danému frekvenčnímu pásmu. Čím nižší je hodnota činitele jakosti Q, tím širší je šířka pásma filtru, a následně čím vyšší je činitel jakosti Q, tím užší a „selektivnější“ je filtr. Činitel jakosti Q pásmové propusti je poměr rezonanční frekvence (f_r) a šířky pásma (BW) a je dán vztahem : $Q = \frac{f_r}{BW}$; Q = činitel jakosti ; f_r = rezonanční (středový) kmitočet [Hz] ; BW = šířka pásma . Výpočet středové frekvence je dán vztahem : $f_r = \sqrt{f_L \times f_H}$ [Hz] ; f_L = horní mezní kmitočet filtru typu dolní propust [Hz] ; f_H = dolní mezní kmitočet filtru typu horní propust [Hz] [1]

4.9.2 Optimalizace hodnot pro filtr typu pásmová propust

V tabulce 4.23 jsou uvedeny teoretické hodnoty pro rezistory R1 až R5 a pro kondenzátory C1 a C2, pro zvolené rezonanční kmitočty v rozmezí 5kHz až 8,5kHz a to po kroku 500Hz. Činitel jakosti Q = 5 , šířka pásma BW = 1kHz .

C1 (100 nF)	C2 (100nF)	R4 [Ω]	R5 [Ω]	R1 [Ω]	R2 [Ω]	R3 [Ω]	fc [Hz]
1,00E-07	1,00E-07	500	1000	4775	320,4	318,30	4983,74
1,00E-07	1,00E-07	500	1000	4775	291,1	289,40	5483,40
1,00E-07	1,00E-07	500	1000	4775	266,7	265,30	5983,29
1,00E-07	1,00E-07	500	1000	4775	246,1	244,90	6482,91
1,00E-07	1,00E-07	500	1000	4775	228,5	227,40	6982,03
1,00E-07	1,00E-07	500	1000	4775	213,2	212,20	7482,62
1,00E-07	1,00E-07	500	1000	4775	199,8	198,90	7983,71
1,00E-07	1,00E-07	500	1000	4775	188	187,20	8483,76

Obrázek 4.23: Tabulka teoretických hodnot pro filtr typu pásmová propust

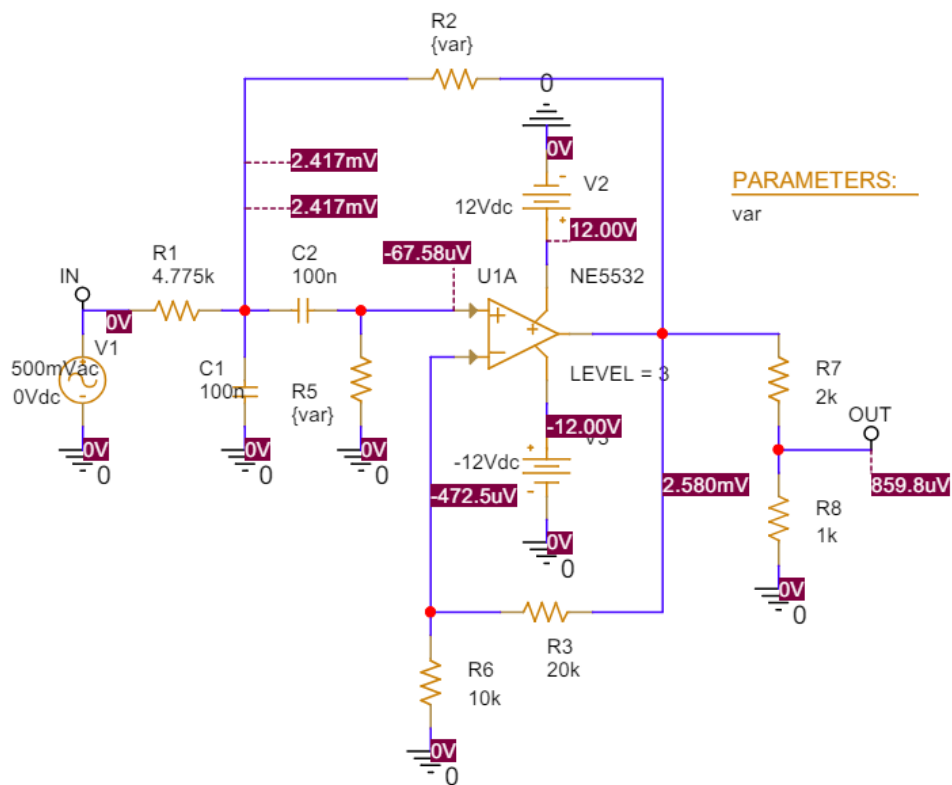
Pro uvedené teoretické hodnoty pro rezistory R1 až R5 a kondenzátory C1 a C2, byly zvoleny reálné hodnoty z katalogu součástek. Výsledné reálné rezonanční kmitočty, včetně zvolených hodnot součástek jsou uvedeny v tabulce 4.24.

C1 (100nF)	C2 (100nF)	R4 [Ω]	R5 [Ω]	R1 [Ω]	R2 [Ω]	R3[Ω]	fH [Hz]
1,00E-07	1,00E-07	500	1000	4775	321	321	4958,10
1,00E-07	1,00E-07	500	1000	4775	290	290	5488,10
1,00E-07	1,00E-07	500	1000	4775	267	267	5960,86
1,00E-07	1,00E-07	500	1000	4775	246	246	6469,71
1,00E-07	1,00E-07	500	1000	4775	229	229	6950,00
1,00E-07	1,00E-07	500	1000	4775	213	213	7472,06
1,00E-07	1,00E-07	500	1000	4775	198	198	8038,13
1,00E-07	1,00E-07	500	1000	4775	187	187	8510,96

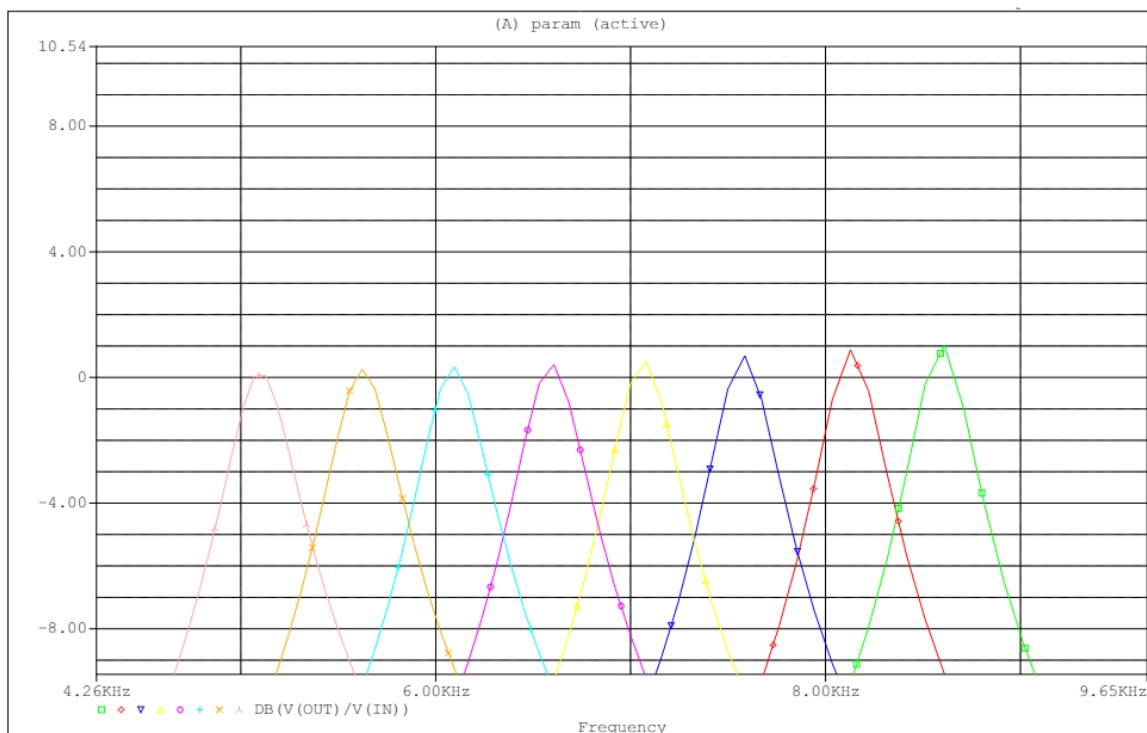
Obrázek 4.24: Tabulka hodnot s použitím katalogových součástek pro filtr typu pásmová propust

4.9.3 Simulace pásmové propusti v programu OrCAD Capture CIS

Pro ověření správnosti a optimalizace zvolených hodnot byly provedeny simulace v programu OrCAD Capture CIS. Pro možnost simulování změny hodnoty je zde použita funkce PARAMETER a proměnná hodnota "var". Výsledná simulace je prováděna v programu PSpice A/D Basics. Na obrázku 4.25 můžeme vidět schéma pásmové propusti v programu OrCAD Capture CIS a na obrázku 4.26 můžeme vidět graf průběhů pásmových propustí v programu OrCAD Capture CIS.



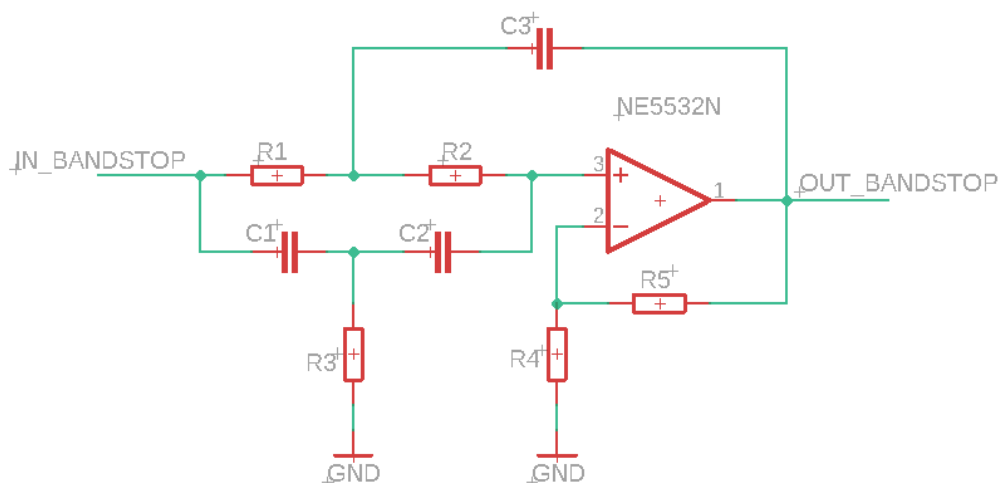
Obrázek 4.25: Schéma zapojení filtru typu pásmová propust v programu OrCAD Capture CIS



Obrázek 4.26: Graf závislosti přenosu [dB] na frekvenci [Hz] pro filtr pásmové propusti se změnou mezního kmitočtu v programu PSpice A/D Basics

4.10 Pásmová zadrž (PZ)

Filtr typu pásmová zadrž je další typ frekvenčně selektivního obvodu, který má inverzivní funkci oproti filtru typu pásmová propust. Filtr typu pásmová zadrž propouští všechny frekvence s výjimkou těch, které se nacházejí v určeném pásmu nepropustnosti. Funkcí pásmového stop filtru je propustit všechny frekvence od nuly (DC) až po první (dolní) mezní frekvenci f_L a propustit všechny frekvence nad druhou (horní) mezní frekvenci f_H , ale veškerý přenos mezi těmito mezními frekvencemi. Filtr pásmové zadrž je realizován v Twin-T. Tato základní Twin-T konstrukce filtru typu pásmová zadrž nabízí maximální útlum a její středová frekvence f_N je dána vztahem : $f_N = \frac{1}{4\pi R_3 C}$; f_N [Hz] = středová frekvence pásma nepropustnosti pro filtr typu pásmová zadrž [Hz] ; $C = C_1 = C_2$ [F]. Na obrázku 4.27 můžeme vidět schéma zapojení pásmové zadrž v programu Eagle .[1]



Obrázek 4.27: Schéma zapojení pásmové zadržky 2. řádu, Sallen-Key (Eagle)

4.10.1 Optimalizace hodnot pro filtr typu pásmová zadrž

V tabulce 4.28 jsou uvedeny teoretické hodnoty pro rezistory R1 až R5 a pro kondenzátory C1 až C3, pro zvolené středové kmitočty v rozmezí 5kHz až 8,5kHz a to po kroku 500Hz. Činitel jakosti $Q = 5$, šířka pásma $BW = 1\text{kHz}$.

C1 (10nF)	C2 (10nF)	C3 (20nF)	R1 [Ω]	R2 [Ω]	R3 [Ω]	R4 [Ω]	R5 [Ω]	fn [Hz]
1,00E-08	1,00E-08	2,00E-08	3180	3180	1590,00	2000	1800	5004,87
1,00E-08	1,00E-08	2,00E-08	2890	2890	1450,00	2000	1820	5488,10
1,00E-08	1,00E-08	2,00E-08	2650	2650	1330,00	2000	1830	5983,27
1,00E-08	1,00E-08	2,00E-08	2450	2450	1220,00	2000	1850	6522,74
1,00E-08	1,00E-08	2,00E-08	2270	2270	1140,00	2000	1860	6980,48
1,00E-08	1,00E-08	2,00E-08	2120	2120	1060,00	2000	1870	7507,31
1,00E-08	1,00E-08	2,00E-08	1990	1990	994,70	2000	1880	8000,15
1,00E-08	1,00E-08	2,00E-08	1870	1870	936,20	2000	1880	8500,05

Obrázek 4.28: Tabulka teoretických hodnot pro filtr typu pásmová zadrž

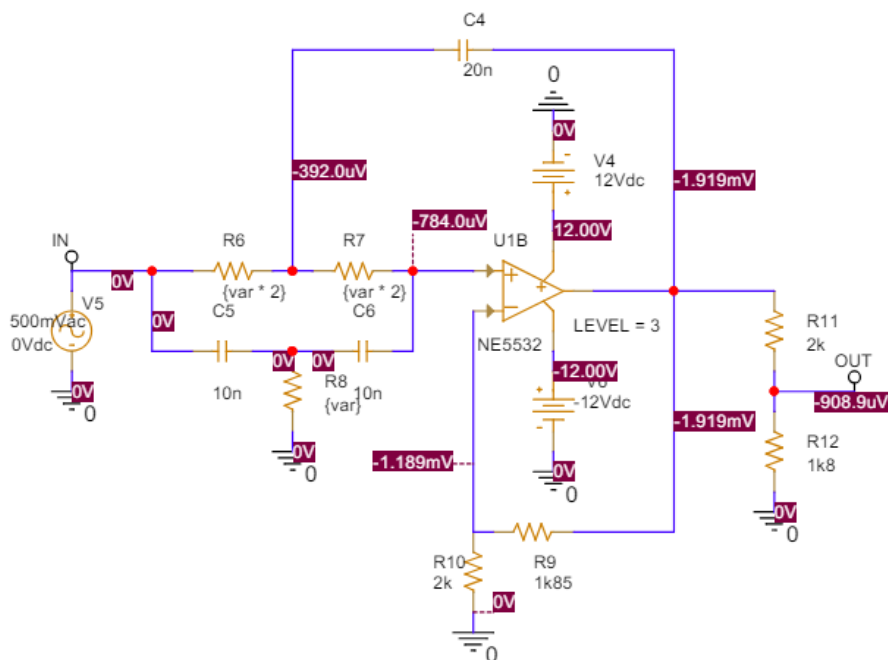
Pro uvedené teoretické hodnoty pro rezistory R1 až R5 a kondenzátory C1 až C3, byly zvoleny reálné hodnoty z katalogu součástek. Výsledné reálné rezonanční kmitočty, včetně zvolených hodnot součástek jsou uvedeny v tabulce 4.29.

C1 (10nF)	C2 (10nF)	C3 (20nF)	R1 [Ω]	R2 [Ω]	R3 [Ω]	R4 [Ω]	R5 [Ω]	fn [Hz]
1,00E-08	1,00E-08	2,00E-08	3160	3160	1580,00	2000	1800	5036,55
1,00E-08	1,00E-08	2,00E-08	2870	2870	1450,00	2000	1820	5488,10
1,00E-08	1,00E-08	2,00E-08	2640	2640	1330,00	2000	1840	5983,27
1,00E-08	1,00E-08	2,00E-08	2440	2440	1210,00	2000	1840	6576,65
1,00E-08	1,00E-08	2,00E-08	2260	2260	1140,00	2000	1870	6980,48
1,00E-08	1,00E-08	2,00E-08	2130	2130	1060,00	2000	1870	7507,31
1,00E-08	1,00E-08	2,00E-08	1980	1980	988,00	2000	1890	8054,40
1,00E-08	1,00E-08	2,00E-08	1870	1870	931,00	2000	1890	8547,53

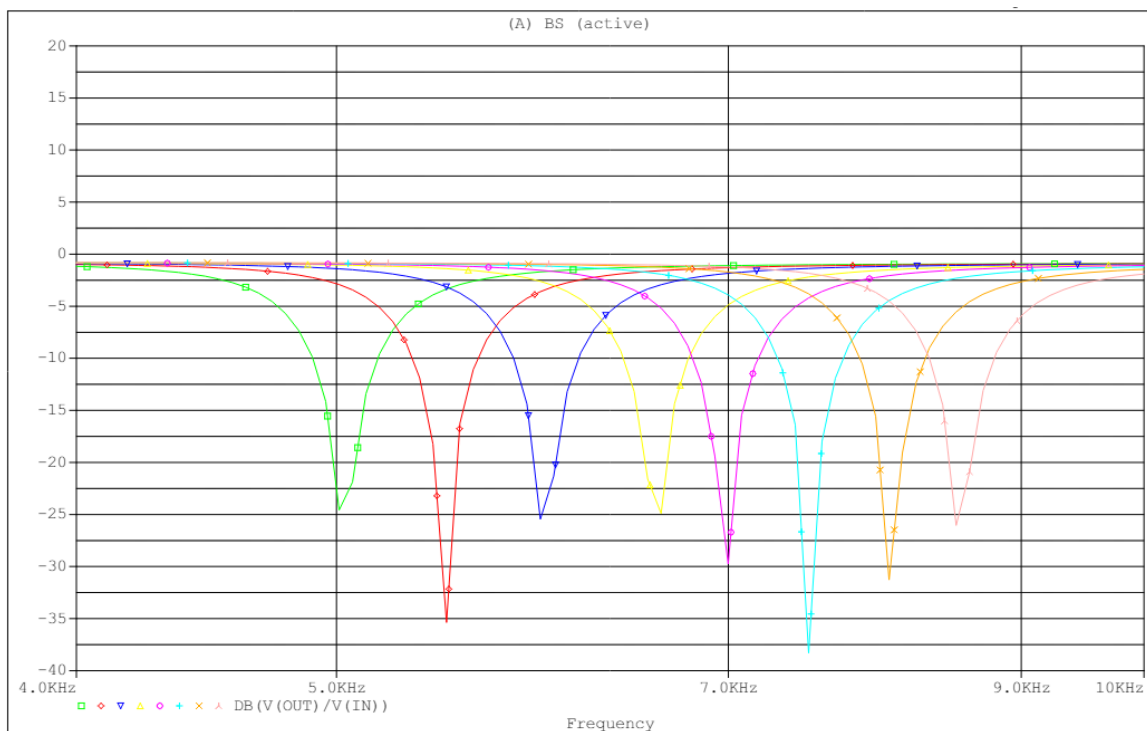
Obrázek 4.29: Tabulka hodnot s použitím katalogových součástek pro filtr typu pásmová zadrž

4.10.2 Simulace pásmové zádrže v programu OrCAD Capture CIS

Pro ověření správnosti a optimalizace zvolených hodnot byly provedeny simulace v programu OrCAD Capture CIS. Pro možnost simulování změny hodnoty je zde použita funkce PARAMETER a proměnná hodnota "var". Výsledná simulace je prováděna v programu PSpice A/D Basics. Na obrázku 4.30 můžeme vidět schéma pásmové propusti v programu OrCAD Capture CIS a na obrázku 4.31 můžeme vidět graf průběhů pásmových propustí v programu OrCAD Capture CIS



Obrázek 4.30: Schéma zapojení filtru typu pásmová zádrž v programu OrCAD Capture CIS



Obrázek 4.31: Graf závislosti přenosu [dB] na frekvenci [Hz] pro filtr pásmové propusti se změnou mezního kmitočtu v programu PSpice A/D Basics

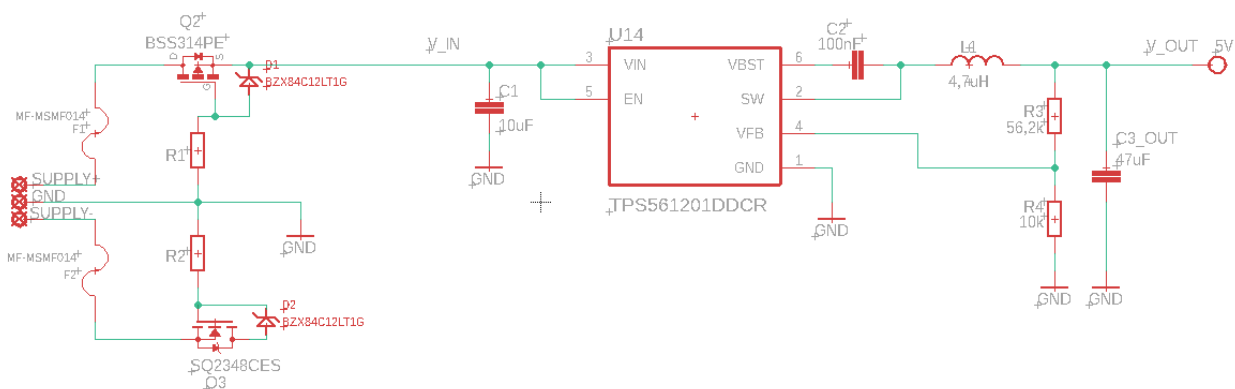
Kapitola 5

Konstrukce zařízení

Schéma zapojení i návrh desky plošných spojů je realizováno v programu Eagle 9.6.2 . Zapojení je rozděleno do dvou bloků, přičemž první blok řeší napájení zařízení a druhý zapojení a obsluhu samotného filtru. V předchozí kapitole jsou uvedeny teoretické i katalogové hodnoty pro obsluhu filtrů.

5.1 Napěťový zdroj

V laboratořích předmětu BPC-ASI (Analýza signálů a soustav) mají studenti k dispozici laboratorní zdroj symetrického napájení $\pm 12V$. Operační zesilovače jsou napájeny symetricky a to právě skrze napětí $\pm 12V$, ale zato obvody MAX7400 a MAX7401 jsou napájeny nesymetricky a to napětím $+5V$. Na obrázku 5.1 můžeme vidět schéma zapojení napájecího obvodu, včetně ochrany.

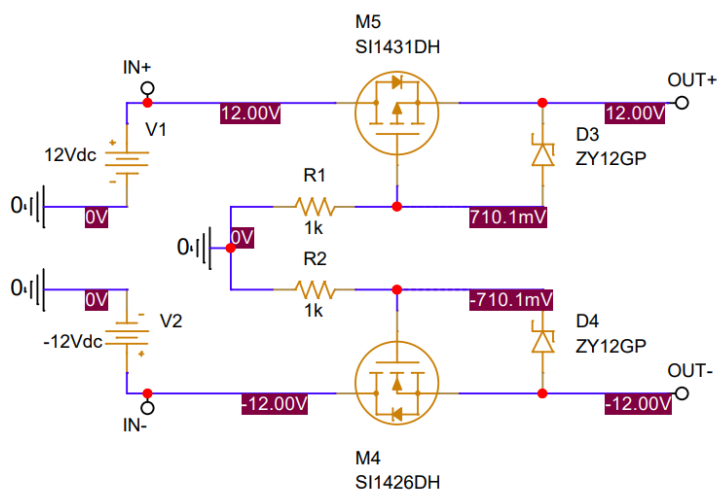


Obrázek 5.1: Schéma zapojení napájecího obvodu (Eagle)

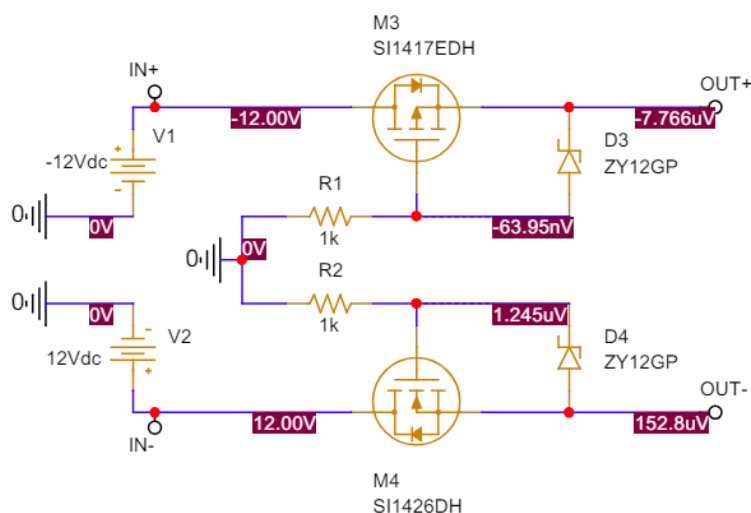
5.1.1 Ochrana proti přepólování

Ochrana proti přepólování je realizována pomocí dvou MOSFET tranzistorů a zenerových diod v kombinaci s rezistorem. Pro kladnou větev ($+12V$) slouží tranzistor BSS314PE H6327 , průrazné napětí mezi kolektorem a emitorem $30V$, trvalý proud kolektoru $1,5A$. Tranzistor je zapouzdřen v pouzdře SOT-23-3. Pro zápornou větev ($-12V$) slouží tranzistor SQ2348CES-T1-GE3 , průrazné napětí mezi kolektorem a emitorem $30V$, trvalý proud kolektoru $8A$. Tranzistor je zapouzdřen v pouzdře SOT-23-3. Pro obě větve byly zvoleny

stejně zenerovy diody a to konkrétně model BZX84C12LT1G s nominální hodnotou zenerova napětí 12V, jenž je opět uložen v pouzdře SOT-23-3 pro SMD montáž. Pro ověření správnosti činnosti a návrhu ochrany proti přepólování byly opět provedeny simulace v programu OrCAD Capture CIS. Pro zvolené součástky nenabízí OrCAD Capture CIS pro simulování, tudíž byly zvoleny součástky s podobnými parametry jako námi zvolené. Na obrázku 5.2 můžeme vidět zapojení ochrany přepólování včetně hodnot napětí v kritických bodech při správném zapojení polariry na vstup zdrojového obvodu (OrCAD Capture CIS) . Na obrázku 5.3 zapojení ochrany přepólování včetně hodnot napětí v kritických bodech při nesprávném zapojení polariry na vstup zdrojového obvodu (OrCAD Capture CIS)



Obrázek 5.2: Zapojení ochrany přepólování včetně hodnot napětí v kritických bodech při správném zapojení polariry na vstup zdrojového obvodu (OrCAD Capture CIS)



Obrázek 5.3: Zapojení ochrany přepólování včetně hodnot napětí v kritických bodech při nesprávném zapojení polariry na vstup zdrojového obvodu (OrCAD Capture CIS)

5.1.2 Ochrana proti nadproudu

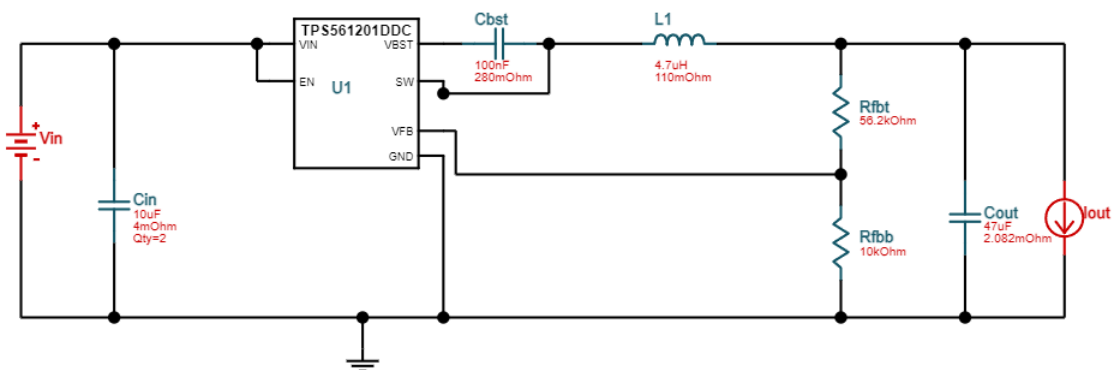
Pro ochranu proti nadproudu byl zvolen nelineární termistor. Termistor je vyroben ze speciálního polymeru s nelineární teplotní roztažností s vodivými (např. uhlíkovými) částicemi. Při normálním provozu je polymer smršťený a vodivé částice se dotýkají v mnoha bodech a termistor má malý odpor. Při zvyšování proudu pojistkou se zvyšuje ztrátový výkon a tím se termistor ohřívá a polymer se roztáhne. Některé vodivé částice ztratí kontakt a odpor termistoru vzroste, tím se ještě více pojistka ohřeje (kladná tepelná vazba) až je odpor tak velký, že proud poklesne. Pro tento konkrétní obvod byl zvolen nelineární termistor MF-MSMF014-2 od společnosti Bourns. Na Obrázku 5.4 můžeme vidět ilustrační obrázek termistoru MF-MSMF014-2.[9]



Obrázek 5.4: Ilustrační obrázek termistoru MF-MSMF014-2 [3]

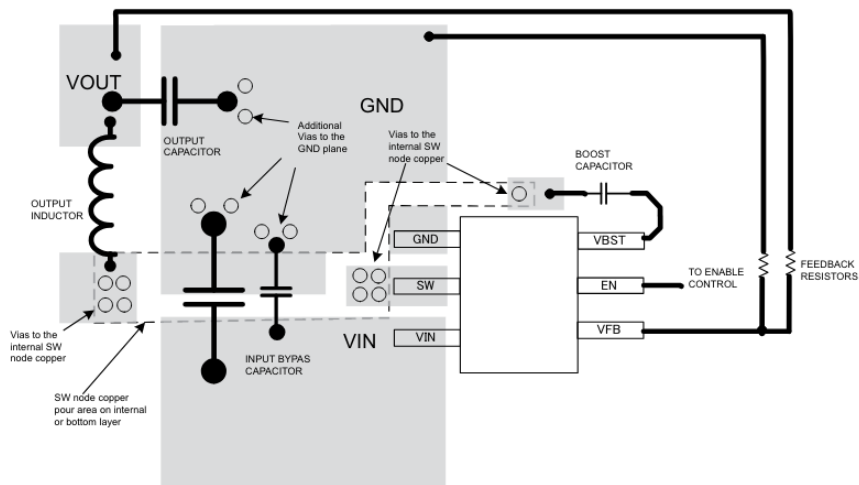
5.1.3 DC/DC Step-Down měnič

Pro napěťový převod z 12V na 5V byl použit integrovaný DC/DC Step-Down měnič TPS561201DDCR. Tento měnič má rozpětí vstupního napětí od 4,5V po 17 V a rozpětí výstupního napětí mezi 0,76V a 7V, s maximálním výstupním proudem 1A. Tedy pro náš konkrétní případ jsou hodnoty optimalizovány pro vstupní napětí 12V, výstupní napětí 5V a výstupní proud 0,5A. Volba hodnot součástek pro nastavení konkrétních hodnot napětí a proudu na výstupu měniče byl použit nástroj WEBENCH POWER DESIGNER od společnosti Texas Instruments. Na obrázku 5.5 můžeme vidět Schéma zapojení pro TPS561201DDCR v návrhovém prostředí WEBENCH POWER DESIGNER.[11]



Obrázek 5.5: Schéma zapojení pro TPS561201DDCR v návrhovém prostředí WEBENCH POWER DESIGNER

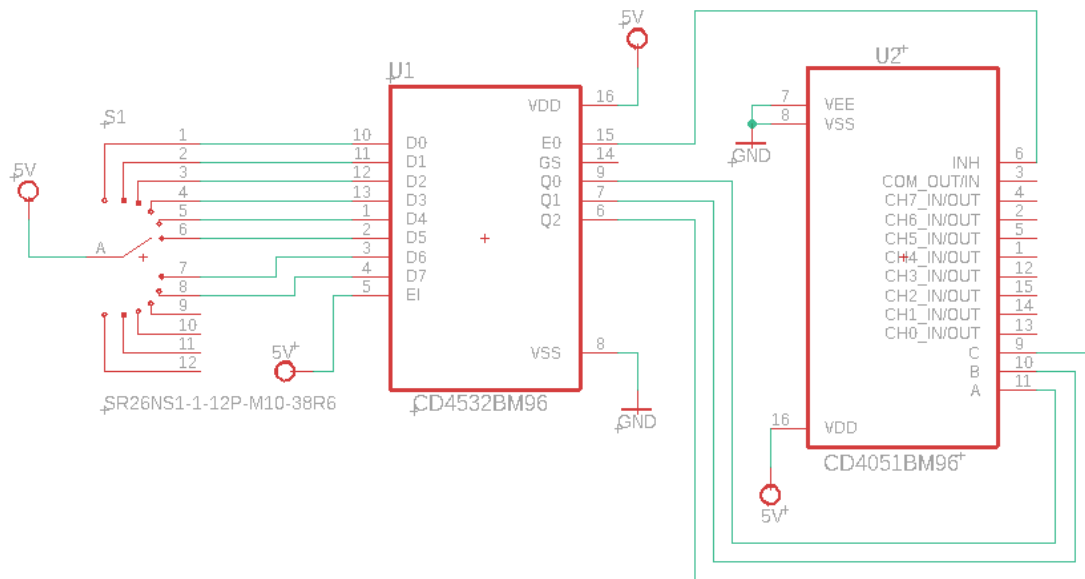
Na obrázku 5.6 můžeme vidět návrh rozložení součástek napájecího obvodu na DPS pro měnič TPS561201DDCR uvedené výrobcem.



Obrázek 5.6: Rozložení součástek napájecího obvodu na DPS pro měnič TPS561201DDCR [11]

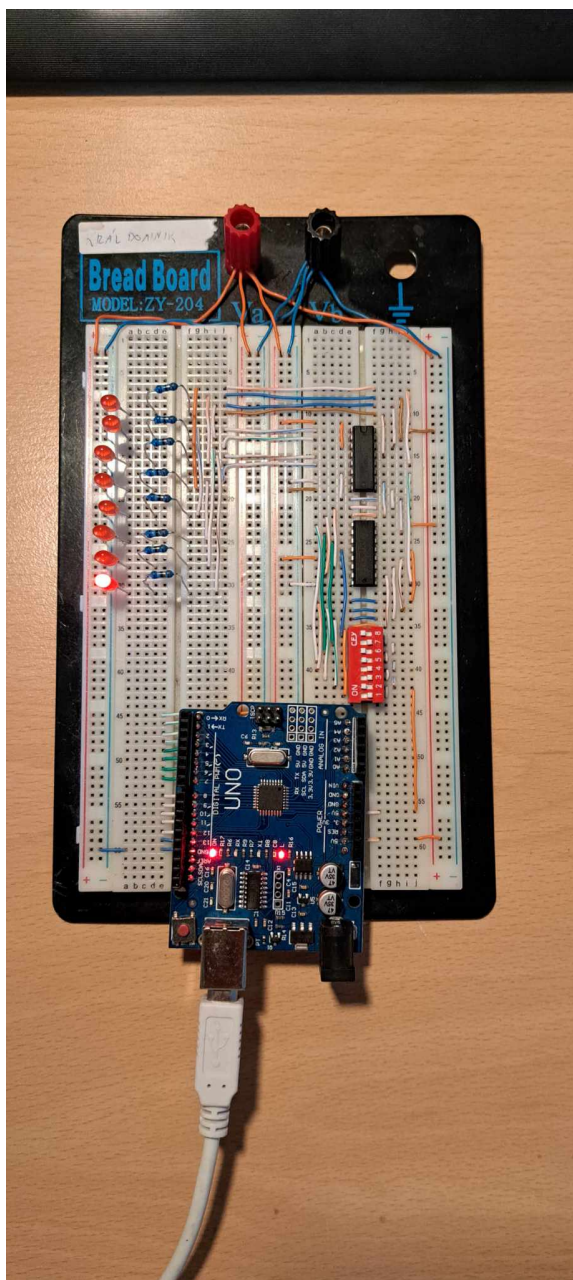
5.2 Spínací část

Z Důvodu potřeby spínání vícero prvků současně a tím docílení změny mezního kmitočtu či středové frekvence pomocí jednoho přepínače, bylo potřeba provést návrh spínací části. Volba kanálu probíhá pomocí rotačního spínače SR26NS1-1-12P-M10-38R6. Ten přivádí +5V, tedy v našem případě logickou 1 na vstupy D_0 až D_7 prioritního enkodéru CD4532BM96. Prioritní enkodér CD4532BM96 převádí vstupní zvolený kanál na 3-bitový výstup s prioritou vyšší hodnoty bitu kanálu na přenos. V praxi to znamená, že pokud máme například zvolený kanál 8, tedy přivedenou logickou 1 na pin D_7 a přivedeme logickou 1 např. na pin D_4 , tedy kanál 5, tak enkodér i přesto přenáší na svém výstupu pomocí pinů Q_0 , Q_1 a Q_2 pouze 3-bitovou hodnotu dekadického čísla 8 ($Q_0 = 1$, $Q_1 = 1$, $Q_2 = 1$), protože je jeho dekadická hodnota vyšší. Demultiplexer CD4051BM96 přijímá 3-bitový vstupní signál z enkodéru na své selekční vstupy A,B,C a na základě vyhodnocení bitového vstupu volí svůj výstupní kanál pro vstupní kanál COM-OUT/IN. Na obrázku 5.7 můžeme vidět schéma zapojení spínací části v programu Eagle. [12] [10]



Obrázek 5.7: Schéma zapojení spínací části (Eagle)

Pro ověření činnosti návrhu, bylo provedeno kontrolení zapojení na nepájivém kontaktním poli. Zvolený kanál zde reprezentují LED s ochrannými rezistory. Pro testovací zapojení byl použit modul Arduino Uno pro napájecí napětí +5V a taktéž zároveň pro referenční logickou 1 pro volbu kanálu. Na nepájivém poli byla ověřena funkčnost celého zapojení i prioritní funkce enkodéru CD4532BM96. Na obrázku 5.8 můžeme vidět testovací zapojení spínací části na nepájivém kontaktním poli.



Obrázek 5.8: Testovací zapojení spínací části na nepájivém kontaktním poli

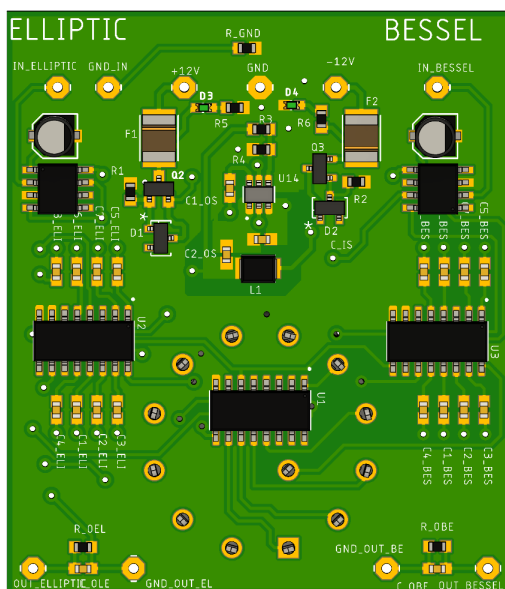
5.3 Kompletace zařízení

Obě zařízení používají systém napájení a spínání uvedený v předchozích kapitolách. Hodnoty Součástek jsou uvedeny v kapitole "Praktická Část" a v této kapitole je uveden pouze způsob implementace jednotlivých částí dohromady pro konkrétní zařízení.

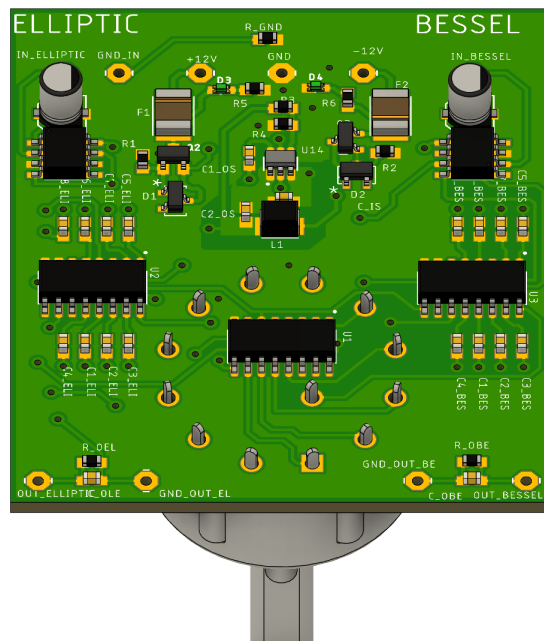
5.3.1 Antialiasingový filtr - kompletace

Návrh desky plošných spojů je realizován na 2 vrstvách. Jednotlivé části zařízení jsou uspořádány blokově. Samostatně je na desce umístěna napájecí část a následně jsou zde sepa-

rovaně umístěny obvody pro řízení filtru 8-mého řádu Besselovy a Elliptické aproximace. Návrh desky plošných spojů je proveden ve 2 vrstvách a podléhá konstrukční třídě 4 pro 2 vrstvy. Z důvodu velikosti zapojení, zde bude uveden pouze 3D návrh desky plošných spojů a schéma zapojení, včetně návrhu desky v programu Eagle bude k dispozici v přílohách bakalářské práce. Na obrázku 5.9 a 5.10 můžeme vidět 3D návrh desky plošných spojů v programu Fusion 360 pro Antialiasingový filtr.



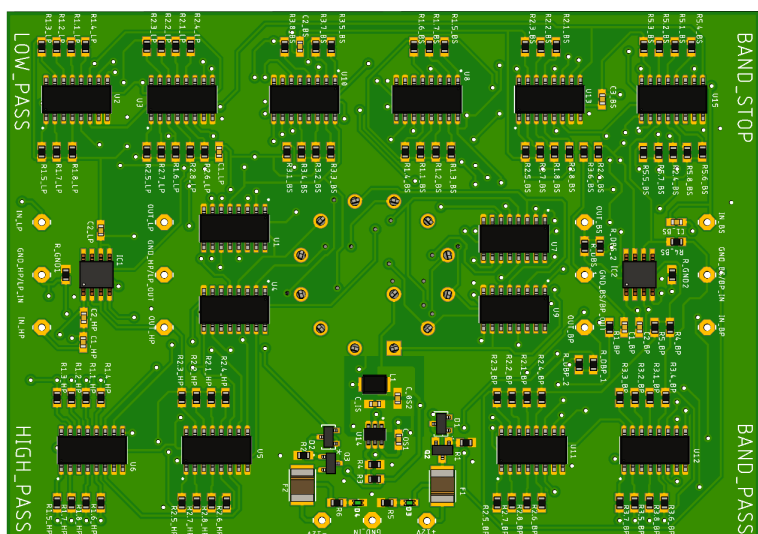
Obrázek 5.9: 3D návrh desky plošných spojů v programu Fusion 360 pro Antialiasingový filtr



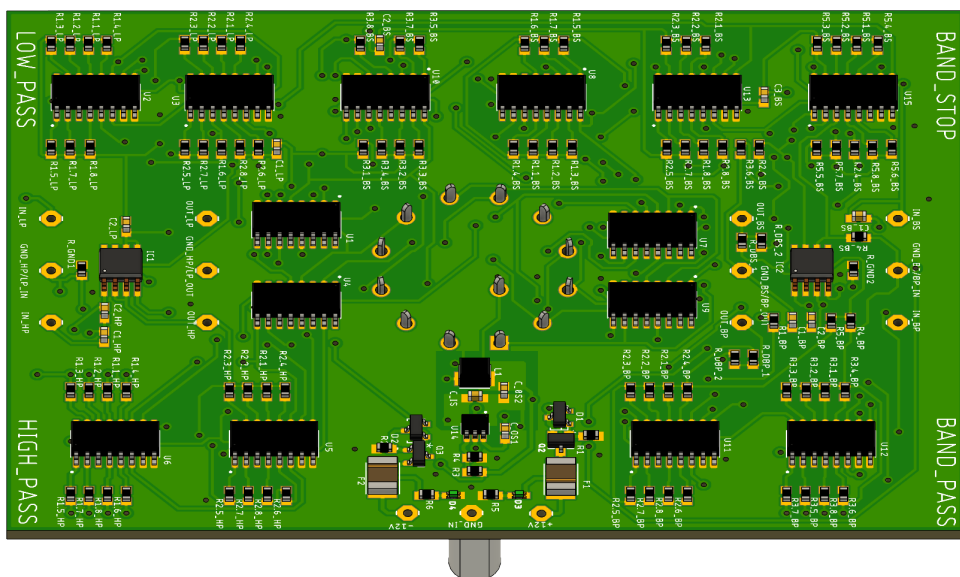
Obrázek 5.10: 3D návrh desky plošných spojů v programu Fusion 360 pro Anti aliasingový filtr

5.3.2 Zařízení s volbou typu filtru DP-HP-PP-PZ - kompletace

Návrh desky plošných spojů je realizován na 2 vrstvách. Jednotlivé části zařízení jsou uspořádány blokově. Samostatně je na desce umístěna napájecí část a následně jsou zde separovaně umístěny obvody pro jednotlivé řízení jednotlivých filtrů. Návrh desky plošných spojů je proveden ve 2 vrstvách a podléhá konstrukční třídě 4 pro 2 vrstvy. Z důvodu velikosti zapojení, zde bude uveden pouze 3D návrh desky plošných spojů a schéma zapojení, včetně návrhu desky v programu Eagle bude k dispozici v přílohách bakalářské práce. Na obrázku 5.11 a 5.12 můžeme vidět 3D návrh desky plošných spojů v programu Fusion 360 pro pro zařízení přepínající filtry typu DP,HP,PP,PZ.



Obrázek 5.11: 3D návrh desky plošných spojů v programu Fusion 360 pro zařízení přepínací filtry typu DP,HP,PP,PZ



Obrázek 5.12: 3D návrh desky plošných spojů v programu Fusion 360 pro zařízení přepínací filtry typu DP,HP,PP,PZ

Kapitola 6

Závěr

Cílem této práce bylo rozebrat problematiku kmitočtových filtrů se zaměřením na kmitočtové filtry dolní propusti osmého řádu se spínanými kapacitorem pro antialiasingový filtr využíván při A/D převodu a zaměřit se na aktivní kmitočtové filtry typu dolní propust, horní propust, pásmová propust, pásmová zadrž.

Ve čtvrté kapitole práce je rozebrána problematika optimalizace a návrhu hodnot součástek, včetně výpočtů důležitých parametrů. V této kapitole jsou rovněž uvedeny simulace, jež ověřují správnost návrhu a rovněž i správnost zvolených hodnot součástek.

V páté kapitole je uveden postup návrhu napájecího zdroje, včetně jeho ochrany proti přepólování a nadproudu. Rovněž jsou zde uvedeny 3D modely výsledných zapojení na desce plošných spojů v programu Fusion 360. Pro kreslení schémat a návrhu desky plošných spojů, byl využit program Eagle 9.6.2. Schéma zapojení včetně návrhu desky plošných spojů pro antialiasingový filtr i pro zařízení s volbou filtrů podle přenášeného pásma není uvedeno v bakalářské práci, z důvodu rozměrů velkých výsledného schématu a tím následné nepřehlednosti v bakalářské práci a budou uvedeny v online přílohách.

Při vypracovávání bakalářské práce jsem si prohloubil znalosti v oblasti kmitočtových filtrů, návrhových prostředí, simulačních programů a postupu při celkovém návrhu elektronických zařízení.

Literatura

- [1] ARROW ELECTRONICS, I. *Basic Electronics Tutorials and Revision*. 2024. Dostupné z: <https://www.electronics-tutorials.ws>.
- [2] BNF CB11973025C, s. . *Wikipedie - Elektronický filtr*. 2024. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/Elektronick%C3%BD_filtr#Literatura.
- [3] BOURNS. *MF-MSMF014-2*. 2024. Dostupné z: <https://cz.mouser.com/ProductDetail/Bourns/MF-MSMF014-2?qs=36H9kbV3T2x%252By%2F3FGSLafg%3D%3D>.
- [4] CABELLA, B., MELONI, F. a MARTINEZ, A. Inadequate Sampling Rates Can Undermine the Reliability of Ecological Interaction Estimation. *Mathematical and Computational Applications*. 2019, sv. 24.
- [5] DAVID BRANDON, K. G. *AN-837: DDS-Based Clock Jitter Performance vs. DAC Reconstruction Filter Performance*. 2024. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/resources/app-notes/an-837.html>.
- [6] ING. DAVID KUBÁNEK PH.D. doc. *NKZT - Základy elektronických obvodů pro nf techniku* [Přednášky pro studijní program BPC-NKZT na VUT FEKT]. 2023.
- [7] ING. JIŘÍ PETRŽELA PH.D. doc. *Elektronické filtry - základní pojmy* [Přednášky pro studijní program BPC-ELF na VUT FEKT]. 2023.
- [8] ING. MIROSLAV BALÍK, P. *P05 - Aktivní elektrické obvody pro reproduktorové soustavy* [Přednášky pro studijní program BPC-REP na VUT FEKT]. 2024.
- [9] ING. PAVEL HANÁK, P. *Vyúkové materiály pro předmět Konstrukce elektronický zařízení* [Přednášky pro studijní program BPC-KEZ na VUT FEKT]. 202č.
- [10] INSTRUMENTS, T. *CD4532B TYPES datasheet*. 2003. Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4532b.pdf?ts=1716752236853>.
- [11] INSTRUMENTS, T. *TPS56120x 4.5-V to 17-V Input, 1-A Synchronous Step-Down Voltage Regulator in 6-Pin SOT-23 datasheet*. 2017. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps561201.pdf?ts=1716724262789&ref_url=https%253A%252F%252Fcz.mouser.com%252F.
- [12] INSTRUMENTS, T. *CD405xB CMOS Single 8-Channel Analog Multiplexer or Demultiplexer With Logic-Level Conversion datasheet*. 2023. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/cd4051b.pdf?ts=1716761777436&ref_url=https%253A%252F%252Fcz.mouser.com%252F.

- [13] INTEGRATED, M. *MAX7400/MAX7403/MAX7404/MAX7407 Full Data Sheet*. 1999. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/MAX7400-MAX7407.pdf>.
- [14] INTEGRATED, M. *MAX7401/MAX7405 Full Data Sheet*. 1999. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/MAX7401-MAX7405.pdf>.
- [15] JAROSLAV REICHL, M. V. *Encyklopedie fyziky*. 2012. Dostupné z: <http://fyzika.jreichl.com/>.
- [16] PRÁCE, S. autorská. *Moire pattern of two overlapping circles creating a pattern of ellipses and hyperbolas*. 2011. Dostupné z: https://en.m.wikipedia.org/wiki/File:Moire_Circles.svg.
- [17] SOLUTIONS, C. P. *How to Use a Frequency Transformation in Filter Design*. 2024. Dostupné z: <https://resources.pcb.cadence.com/blog/2021-how-to-use-a-frequency-transformation-in-filter-design>.
- [18] SÚKUPOVÁ, L. *Vzorkování signálu a aliasing*. 2024. Dostupné z: <http://www.sukupova.cz/vzorkovani-signalu-a-aliasing/>.
- [19] WEIK, M. H. Sampling signal. In: *Computer Science and Communications Dictionary*. Boston, MA: Springer US, 2001. Dostupné z: https://doi.org/10.1007/1-4020-0613-6_16576.