

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
KATEDRA TECHNOLOGIÍ A MĚŘENÍ**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Návrh a realizace antialiasing filtru

Plzeň 2012

Jan Kantor

**ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI
FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ
KATEDRA TECHNOLOGIÍ A MĚŘENÍ**

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Návrh a realizace antialiasing filtru

Plzeň 2012

Jan Kantor

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Jan KANTOR**
Osobní číslo: **E08N0062P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Komerční elektrotechnika**
Název tématu: **Návrh a realizace antialiasing filtru**
Zadávací katedra: **Katedra technologií a měření**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

1. Udělejte teoretický rozbor problematiky.
2. Uveďte přehled vhodných dostupných obvodů na trhu.
3. Realizujte konkrétní návrh filtru včetně změření jeho vlastností.



Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Rozsah pracovní zprávy: **30 - 40 stran**
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**
Seznam odborné literatury:

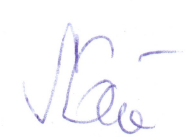
1. WWW stránky

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Josef Girg**
Katedra technologií a měření

Datum zadání diplomové práce: **12. října 2009**
Termín odevzdání diplomové práce: **11. května 2012**


Doc. Ing. Jiří Hammerbauer, Ph.D.
děkan




Doc. Ing. Vlastimil Skočil, CSc.
vedoucí katedry

V Plzni dne 17. října 2011

Anotace

Tato diplomová práce je zaměřena na seznámení se s principy funkce obvodů se spínanými kapacitami a s možností jejich aplikace v kmitočtových filtrech. Je zde stručně rozebrána teorie filtrů, jejich rozdělení a přehled jejich nejpoužívanějších aproximací. Největší důraz je kladen na vznik a projevy aliasingu a možnosti jeho eliminace. Výsledkem této diplomové práce je návrh a sestavení funkčního laboratorního přípravku antialiasingového filtru společně se změřením jeho frekvenčních charakteristik. Součástí návrhu filtru je i návrh zdroje a generátoru hodinového kmitočtu a také je i stručně rozebrán návrh DPS za pomoci volné verze programu Eagle.

Klíčová slova

Návrh a realizace antialiasing filtru, obvody se spínanými kapacitami, filtry, dolní propust, horní propust, pásmová propust, pásmová zádrž, laboratorní přípravek, měření, Chebyshevova, Butterworthova, Besselova, Caerova aproximace, kmitočtové charakteristiky, aliasing, antialiasing, Eagle software, DPS.

Abstract

This master thesis concerns of principles of circuits with switched capacitors and to apply them in frequency filters. A brief explanation of filter's theory, dividing and overview of their most common approximation. The biggest emphasis is put on origin of aliasing and possibility to eliminate it. The result of this master thesis is to design and to put together the laboratory device of antialiasing filter and to measure frequency characteristics. A part of this thesis is a design of power supply and a design of generator of time frequency. The design of PCB is briefly explained with help of free version of Eagle software.

Key words

Design and implementation of antialiasing filter, the circuits with switched capacitors, filters, high-pass, low-pass, band-pass, band-reject, laboratory device, measurement, Chebyshev, Butterworth, Bessel, Cauer approximation, frequency characteristic, aliasing, antialiasing, Eagle software, PCB.

Bibliografická citace

KANTOR, J. Návrh a realizace antialiasing filtru. Plzeň: ZČU Plzeň, Fakulta elektrotechnická, 2012, Vedoucí diplomové práce Ing. Josef Girg

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a následné obhajobě diplomovou práci zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni. Prohlašuji, že jsem zadanou diplomovou práci zpracoval zcela samostatně, pouze s použitím literatury a pramenů, jejichž úplný seznam je součástí.

V Plzni, dne

.....

Podpis

Poděkování

Děkuji touto cestou panu Ing. Josefu Girgovi za odborné vedení této práce, za cenné informace a celkovou podporu. Mé poděkování patří také firmě ElektroSound, která pro mě expresně vyrobila plošný spoj. Zejména bych chtěl poděkovat všem vyučujícím, kteří mě provázeli studiem na fakultě elektrotechnické po dobu mého studia a dodali mi potřebné znalosti k napsání této práce. V neposlední řadě také svým rodičům za celkovou podporu, kterou mi poskytovali během studia.

V Plzni dne 10.5.2012

.....

podpis autora

Obsah

1. ÚVOD	- 12 -
2. TEORIE FILTRŮ	- 13 -
2.1. DĚLENÍ FILTRŮ PODLE ZPŮSOBU ČINNOSTI	- 13 -
2.1.1. <i>Analogový (spojitý)</i>	- 13 -
2.1.2. <i>Číslicový (diskrétní)</i>	- 13 -
2.2. DĚLENÍ FILTRŮ PODLE TVARU FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKY	- 14 -
2.2.1. <i>Dolní propust</i>	- 14 -
2.2.2. <i>Horní propust</i>	- 14 -
2.2.3. <i>Pásmová propust</i>	- 15 -
2.2.4. <i>Pásmová zádrž</i>	- 15 -
2.3. DĚLENÍ FILTRŮ PODLE POUŽITÉ APROXIMACE	- 15 -
2.3.1. <i>Besselova aproximace</i>	- 15 -
2.3.2. <i>Butterworthova aproximace</i>	- 16 -
2.3.3. <i>Chebyshevova aproximace</i>	- 16 -
2.3.4. <i>Inverzní Chebyshevova aproximace</i>	- 17 -
2.3.5. <i>Cauerova aproximace</i>	- 17 -
4. ALIASING	- 18 -
4.1. PŘÍKLADY ALIASINGU.....	- 18 -
4.1.1. <i>Sinusový průběh</i>	- 18 -
4.1.2. <i>Rotační pohyb na filmu</i>	- 19 -
4.1.3. <i>Digitální fotografie – Moaré</i>	- 20 -
4.1.4. <i>Jaggies</i>	- 21 -
4.1.5. <i>Spatial aliasing</i>	- 21 -
5. ANTI-ALIASING	- 22 -
5.1. OBRAZOVÝ ANTI-ALIASING	- 22 -
6. OBVODY SE SPÍNANÝMI KAPACITORY	- 24 -
6.1. HISTORIE	- 24 -
6.2. PRINCIP SIMULACE REZISTORU KAPACITOREM - MAXWELL.....	- 25 -

6.3.	ZPŮSOBY SIMULACE REZISTORU SC	- 27 -
6.3.1.	<i>Simulace zeměného rezistoru obvodem SC</i>	- 28 -
6.3.2.	<i>Simulace plovoucích rezistorů obvodem SC</i>	- 28 -
7.	INTEGROVANÉ FILTRY SC	- 29 -
7.1.	FILTRY S PEVNĚ DEFINOVANÝM PRŮBĚHEM CHARAKTERISTIKY	- 29 -
7.2.	FILTRY PROGRAMOVATELNÉ POMOCÍ PC	- 29 -
7.3.	FILTRY PROGRAMOVATELNÉ POMOCÍ PINŮ	- 30 -
7.4.	FILTRY PROGRAMOVATELNÉ POMOCÍ PINŮ A ZMĚNOU REZISTORU	- 30 -
7.5.	FILTRY PROGRAMOVATELNÉ ZMĚNOU REZISTORU.....	- 30 -
7.6.	STEJNOSMĚRNÉ PŘESNÉ DOLNÍ PROPUSTI	- 31 -
7.7.	OBVOD MAX294	- 31 -
7.8.	VÝHODY A NEVÝHODY INTEGROVANÝCH SC FILTRŮ	- 32 -
8.	NÁVRH PŘÍPRAVKU	- 33 -
8.1.	NÁVRH ZDROJE.....	- 33 -
8.2.	NÁVRH OSCILÁTORU	- 35 -
8.3.	NÁVRH FILTRU	- 36 -
8.4.	NÁVRH DPS	- 37 -
8.5.	SEZNAM SOUČÁSTEK	- 40 -
9.	OSAZENÍ, PÁJENÍ A OŽIVENÍ	- 41 -
10.	MĚŘENÍ	- 42 -
11.	ZÁVĚR	- 44 -
	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	- 45 -
	SEZNAM OBRÁZKŮ	- 46 -
	SEZNAM TABULEK	- 46 -
	SEZNAM PŘÍLOH	- 46 -
	EVIDENČNÍ LIST	- 48 -

Seznam použitých zkratk

SC	-	obvody se spínanými kapacitami
ARC	-	aktivní RC filtry
RLC	-	odpor, indukčnost, kapacita
IO	-	integrováný obvod
RC	-	časová konstanta
MOS	-	metal oxide semiconductor (kov oxid polovodič)
IIR	-	infinite impulse response (nekonečná impulsní odezva)
FIR	-	finite impulse response (konečná impulsní odezva)
DP	-	dolní propust
HP	-	horní propust
PP	-	pásmová propust
PZ	-	pásmová zadrž
AD	-	analogově digitální
MAX	-	obvod Maxim
DAC	-	digital analog convertor (analogově digitální převodník)
DPS	-	deska plošných spojů
PCB	-	printed circuit board (deska plošných spojů)
LED	-	light emitting diode (luminiscenční dioda)
TTL	-	transistor transistor logic (tranzistorově tranzistorová logika)
ZČU	-	Západočeská univerzita
OZ	-	operační zesilovač

1. Úvod

Základem této práce je stručný úvod do oblasti kmitočtových filtrů a seznámení se s principy funkce obvodů se spínanými kapacitami a s možností jejich aplikace převážně v kmitočtových filtrech. Jsou zde popsány jednotlivé druhy integrovaných obvodů SC, jichž existuje nepřeberné množství, a proto mají široké uplatnění v mnoha oblastech elektroniky a elektrotechniky.

Detailní výhody těchto obvodů jsou rozebrány v průběhu této práce, ale jako hlavní důvod jejich uvedení na trh jsou požadavky na miniaturizaci, jednak jednotlivých prvků v obvodu nebo i celého elektronického systému, ale samozřejmě i finanční stránka věci, kdy je celý obvod vyroben pouze jednou technologií a tou je technologie MOS.

Součástí teoretického rozboru problematiky aliasingu a antialiasingu je i problematika týkající se digitální fotografie a videa, kde je řešení aliasingu velice častou a nepříjemnou záležitostí.

Výsledkem této diplomové práce je návrh a sestavení antialiasingového filtru, popis celé konstrukce od napájení, generátoru, samotného filtru, ale také návrh DPS a ověření jeho výsledných parametrů, případně návrh na jeho zlepšení.

2. Teorie filtrů

Frekvenční filtry jsou vlastně dvojbrany, které jsou používány v mnoha oblastech elektroniky a elektrotechniky. Jejich cílem je selekce frekvenčních složek procházejícího signálu podle jejich kmitočtu. Pasivní filtry některé kmitočtové složky signálu propouštějí jen s malým útlumem, v případě aktivních filtrů je dokonce zesílí. Pásmo, které je filtrem propuštěno nazýváme propustné pásmo. Mimo toto pásmo jsou harmonické složky naopak silně utlumovány - tzv. pásmo potlačení. Průchod signálu filtrem je obvykle zpožděn, což je důsledkem fázových posuvů procházejících harmonických kmitočtových složek signálů. Tyto vlivy se znázorňují fázovou kmitočtovou charakteristikou.

2.1. Dělení filtrů podle způsobu činnosti

2.1.1. Analogový (spojitý)

Aktivní - Aktivní filtry jsou elektronické filtry realizované částečně z pasivních prvků a částečně z aktivních prvků. V těchto obvodech jsou využívány jako aktivní prvky např. tranzistory, operační zesilovače.

Pasivní - Nejjednodušší realizace filtru pomocí pasivních součástek R,L,C

2.1.2. Číslicový (diskrétní)

IIR – filtry s nekonečnou impulsní odezvou

- Složitější návrh
- Filtr je se zpětnými vazbami → může být nestabilní
- Bude stabilní, pokud všechny jeho póly leží uvnitř jednotkové kružnice
- Lze dosáhnout vysoké strmosti mezi propustným a nepropustným pásmem
- Nemají lineární průběh fázové charakteristiky

FIR – filtry s konečnou impulsní odezvou

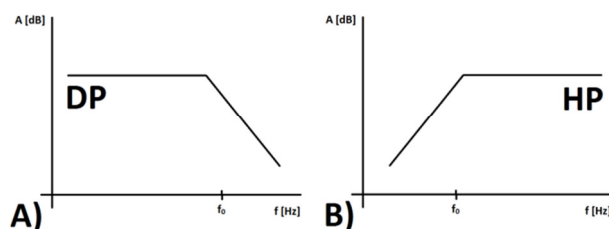
- Jednoduchý návrh
- Filtr je bez zpětných vazeb → nemůže způsobit kmitání
- Mohou zajistit lineární průběh fázové charakteristiky
- Hůře dosažitelná strmost přechodu mezi propustným a nepropustným pásmem
- Pro velkou strmost jsou třeba filtry s mnoha koeficienty → dlouhé zpoždění.

2.2. Dělení filtrů podle tvaru frekvenční charakteristiky**2.2.1. Dolní propust**

U dolní propusti je základní parametr mezní kmitočet f_0 , kdy charakteristika poklesne o -3 dB. Dolní propust tedy nižší kmitočty než f_0 propouští a vyšší potlačuje, viz obrázek 2.1 A). Používá se v usměrňovačích, kde je třeba oddělit stejnosměrnou složku a potlačit všechny střídavé složky nebo také jako antialiasingový filtr.

2.2.2. Horní propust

Propouští vyšší kmitočty než f_0 a nízké potlačuje jak je patrné z obrázku 2.1 B). Tato propust nachází vysoké uplatnění například v akustice.



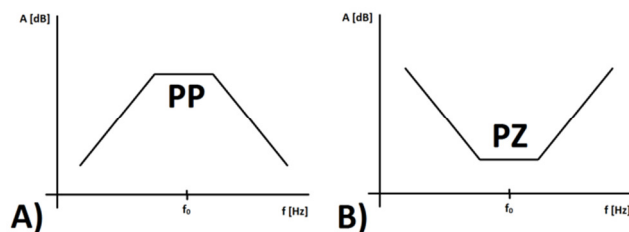
Obrázek 2.1: Frekvenční charakteristika dolní propusti DP a horní propusti HP

2.2.3. Pásmová propust

Propouští určité kmitočtové pásmo a kmitočty mimo něj potlačuje. Používá se například v přijímačích, kde se vybírá pouze určité pásmo vysílače, viz obrázek 2.2 A).

2.2.4. Pásmová zadrž

Potlačuje určité kmitočtové pásmo a kmitočty mimo něj propouští, což je vidět z obrázku 2.2 B).



Obrázek 2.2: Frekvenční charakteristika pásmové propusti PP a pásmové zadrž PZ

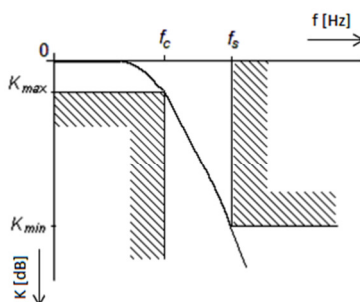
2.3. Dělení filtrů podle použité aproximace

2.3.1. Besselova aproximace

Tato aproximace je určena především pro případy, kde je požadováno zachování tvaru průchozího signálu. Při filtraci obdélníkových signálů bude tvar výstupních impulsů bez překmitů. Výhodné je použití pro filtraci kmitočtově a fázově modulovaných signálů. Hlavní nevýhodou je ale poměrně malá strmost modulové charakteristiky. Průběh útlumu je téměř identický jako u následující Butterworthovi aproximace, jen s rozdílem nižší strmosti, viz obrázek 2.3.

2.3.2. Butterworthova aproximace

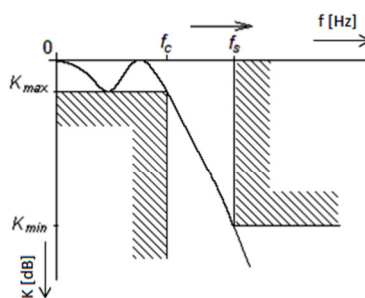
Její časté využívání je díky tomu, že bývá přijatelným kompromisem mezi požadovanou linearitou fázové charakteristiky a dosažitelným útlumem modulové kmitočtové charakteristiky při nízkém řádu filtru, viz obrázek 2.3.



Obrázek 2.3: Butterworthova aproximace

2.3.3. Chebyshevova aproximace

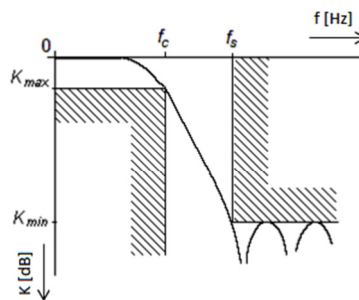
Tato aproximace umožňuje dosáhnout prakticky nejstrmějšího průběhu charakteristiky v přechodném pásmu. Na druhou stranu je však větší nelinearita fázové charakteristiky a větší odchylky skupinového zpoždění než u předchozích aproximací. V případě volby malého zvlnění modulové charakteristiky se částečně sníží strmost, ale naopak se vylepší fázové vlastnosti a odezva na jednotkový skok, viz obrázek 2.4.



Obrázek 2.4: Chebyshevova aproximace

2.3.4. Inverzní Chebysheva aproximace

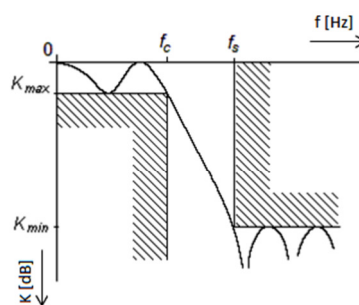
Tento typ má podobné vlastnosti jako Chebysheva, jen s tím rozdílem, že charakteristika není zvlněna v propustném pásmu, ale v pásmu potlačení, viz obrázek 2.5.



Obrázek 2.5: Inverzní Chebysheva aproximace

2.3.5. Cauerova aproximace

Tato aproximace, viz obrázek 2.6, dosahuje nejstrmějších modulových charakteristik v propustném pásmu a dovoluje použít nejnižší řád filtru pro požadované potlačení přenosu. Fázovou charakteristiku má nejméně lineární s odpovídajícími dopady jak na tvar závislosti skupinového zpoždění, tak i na průběh přechodné charakteristiky. Těmto filtrům se říká také eliptické.



Obrázek 2.6: Cauerova aproximace

4. Aliasing

První operace, která se provádí při přechodu od spojitého signálu k signálu číslicovému, je vzorkování. Při tomto kroku může docházet k nežádoucímu jevu zvanému aliasing, který nastává v případech, kdy vzorkovací frekvence není dostatečně velká v porovnání s maximální frekvencí vzorkovaného signálu. V praxi se nejčastěji využívá vzorkování s pevnou vzorkovací frekvencí, známé jako periodické nebo sekvenční. Další způsoby vzorkování jako adaptivní nebo náhodné nejsou tak často využívány. [6]

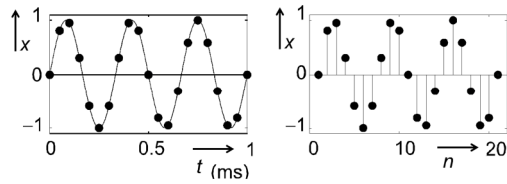
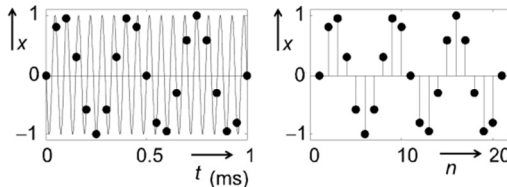
Základní podmínka, kdy nedochází při vzorkování signálu ke ztrátě informace, bývá nazývána jako Shannonův teorém (někdy také nazývaný Nyquistův nebo Shannon-Nyquistův teorém, v zemích bývalého východního bloku také Shannon-Kotělnikovův teorém). Tento teorém popisuje, že spojitý signál obsahující pouze frekvenční složky s frekvencemi nižšími než f_{MAX} může být ze vzorků jednoznačně rekonstruován jen tehdy, pokud je vzorkovací frekvence větší než dvojnásobek f_{MAX} , viz (1.1). Tato podmínka je teoretickou hranicí, v praxi se pro vzorkování používá čtyř nebo vícenásobek maximální frekvence signálu f_{MAX} . [6]

$$f_{VZ} > 2 \times f_{MAX} \quad (1.1)$$

4.1. Příklady aliasingu

4.1.1. Sinusový průběh

Při porovnání obr. 4.1 a obr. 4.2 je vidět, že odebrané vzorky u dvou signálů s různou periodou jsou naprosto identické → dochází ke zkreslení → aliasing.

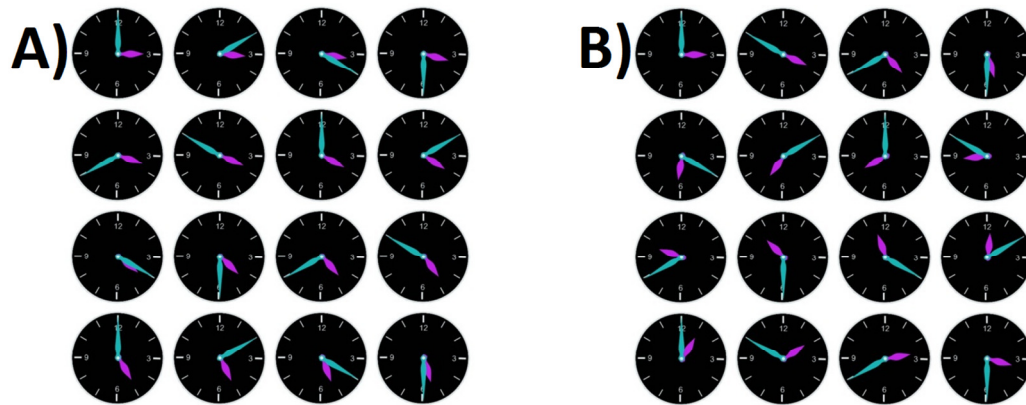
Obrázek 4.1: Vznik aliasingu, sinusový signál $f=3\text{kHz}$, $f_{VZ}=20\text{kHz}$ [6]Obrázek 4.2: Vznik aliasingu, sinusový signál $f=17\text{kHz}$, $f_{VZ}=20\text{kHz}$ [6]

4.1.2. Rotační pohyb na filmu

Velice dobrý příklad vniklého aliasingu je možné demonstrovat na příkladu otáčejících se předmětů, v tomto případě snímání pohybu hodin.

Pokud dochází ke snímání hodin jednou za 10 minut, výsledný obraz (film) bude naprosto v pořádku, protože na jednu otáčku velké ručičky bylo zachyceno 6 snímků a na jednu otáčku malé ručičky dokonce 72 snímků, viz obrázek 4.3 A). V obou případech více než požaduje Shannonův teorém.

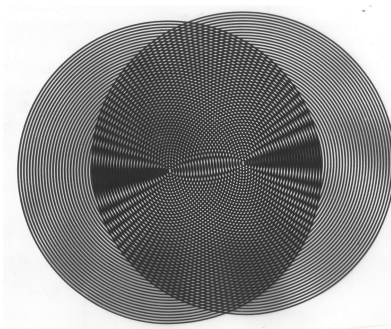
V druhém případě, viz obrázek 4.3 B), je malá ručička zachycena normálně, protože je v průběhu jedné její otáčky sejmuto 15 snímků. Ovšem během jedné otáčky velké ručičky je odebrán pouze jediný snímek, což odporuje Shannonovu teorému. V tomto případě dochází k aliasingu a na výsledném filmu se zdá, že se velká ručička otáčí opačným směrem.



Obrázek 4.3: A) Záběry hodin po 10min B) Záběry hodin po 50min [6]

4.1.3. Digitální fotografie – Moaré

Tento jev je možné pozorovat na digitální fotografii nebo také v televizní technice, kde není dostatečný počet bodů kamerového snímače na délkovou jednotku. I zde musí být splněn Shannonův teorém a počet bodů snímače musí být minimálně dvojnásobkem maximálního počtu čar, které budou na tutéž délkovou jednotku promítnuty optikou kamery. Pokud není splněna tato podmínka, dochází k aliasingu a vzniká v obraze tzv. moaré efekt. Zde je demonstrován překrytím dvou pravidelných obrazců, jež jsou si podobné, ale nejsou dokonale vyrovnaný, viz obrázek 4.4.



Obrázek 4.4: Efekt moaré

4.1.4. Jaggies

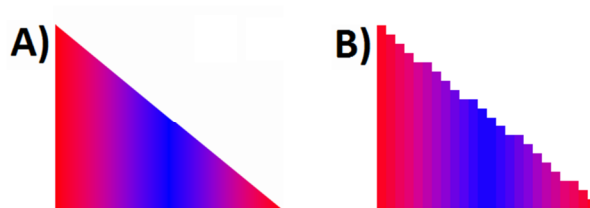
Tento jev je znám pod pojmem zubatých hran. Je to asi nejznámější a nejnepříjemnější projev této vady. Tento projev vzniká v důsledku omezenosti rozlišení. Pro každý střed pixelu je vypočítána jeho barva a ta je použita pro celý pixel. Výsledek této operace je demonstrován například níže na zobrazení písmene „a“, viz obrázek 4.5.



Obrázek 4.5: Projev jaggies

4.1.5. Spatial aliasing

Tento projev částečně souvisí s předchozím jaggies. Často je nazýván plošným aliasingem. Dochází zde také k chybě způsobené vlivem omezení rozlišení obrazu. Pokud je použito plynulé přecházení barev, vlivem rasterizace dojde k propočtení barev pro každý pixel a výsledkem je „kostičkovaný“ obraz, viz obrázek 4.6.



Obrázek 4.6: Spatial aliasing [4]

5. Anti-aliasing

Splnění podmínky (1.1) je zajištěno několika způsoby. Buď dynamickým chováním senzoru a stačí použít dostatečně vysokou vzorkovací frekvenci AD převodníku, nebo je možné omezit maximální frekvenci signálu pomocí vhodného analogového filtru. Tuto funkci zajistí dolní propust, tzv. antialiasingový filtr. Často využíván bývá analogový eliptický filtr díky jeho velké strmosti v přechodovém pásmu. Může být použita i kombinace analogového filtru s číslicovým. Při návrhu antialiasingového filtru by mělo být, včetně příslušných frekvencí, zajištěno i minimální amplitudové a fázové ovlivnění signálu v propustném pásmu a samozřejmě dostatečný útlum v pásmu nepropustném. Požadovaný útlum je možné odvodit z rozlišovací schopnosti následně zapojeného AD převodníku.

5.1. Obrazový anti-aliasing

V první řadě je potřeba zaměřit se na místa, kde je nejvýraznější projev aliasu. U jaggies neboli zubatých hran je nejvýraznější projev při nízkých úhlech (blízkých horizontále nebo vertikále), viz obrázek 5.1, proto musí být kladen největší důraz právě na tato místa.

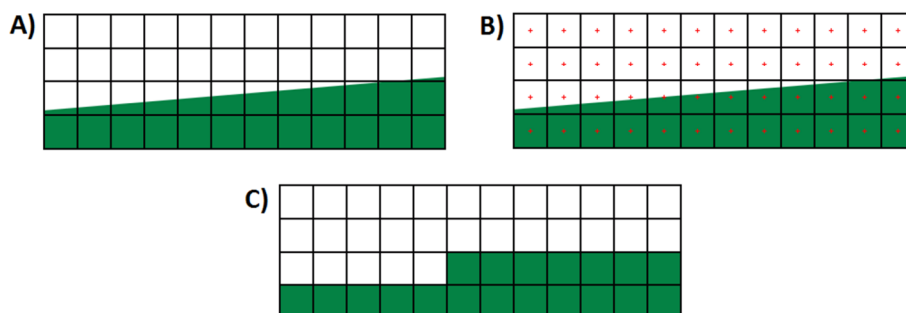


Obrázek 5.1: Projev jaggies [5]

Redukce této „zubatosti“ může být provedena dvěma způsoby: buď zvětšení počtu vzorků 4x, což ale přináší komplikaci, kdy je pro každý odebraný vzorek použit jeden pixel, tzn. 2x vyšší rozlišení a 4x větší plochu, nebo zachovat rozlišení, pro každý pixel vypočítat 4 vzorky a jejich zprůměrováním vytvořit výslednou barvu pro daný pixel, tzv. anti-aliasing 4x. V obou těchto případech vzrostou požadavky na fillrate

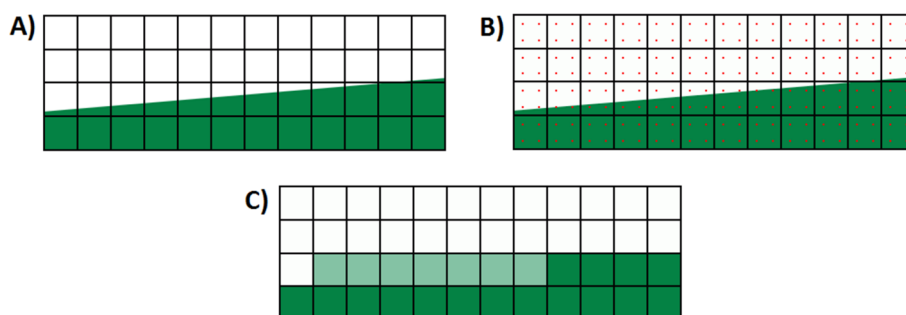
grafického adaptéru 4x. Na následujících obrázcích 7.2 a 7.3 jsou demonstrovány obě možnosti.

První případ je bez použití anti-aliasingu.



Obrázek 5.2: A) ideální obraz, B) 1 vzorek pro každý pixel, C) výsledný obraz [5]

Druhý případ je za použití anti-aliasingu 4x. Jsou odebrány 4 vzorky pro každý pixel a pro výsledný pixel je použita barva z jejich průměru. To přinese ve výsledku mnohem lepší obraz. Tam kde by jinak vznikl ostrý schod, vznikne barevný přechod.



Obrázek 5.3: A) ideální obraz, B) 4 vzorky pro každý pixel, C) výsledný obraz [5]

Pro ještě lepší vykreslování obrazu se používají různé modifikace rozložení vzorků v daném pixelu. Antialiasing 4x, 6x, 8x, 16x atd.

Rozdělení do dvou základních skupin:

Symetrické - Nacházejí se zde prvky symetričnosti - třeba osa či střed souměrnosti

Asymetrické - zde je rozložení vzorků buď náhodné, nebo na základě předpřipraveného rozmístění daného ovladači

6. Obvody se spínanými kapacitami

6.1. Historie

Nejvyužívanější oblastí obvodů se spínanými kapacitami (dále jen SC) je kmitočtová filtrace. Tyto obvody vznikly v důsledku vývoje od klasických pasivních RLC filtrů až po aktivní zcela integrované filtry. První integrované obvody využívající tohoto principu se na trhu objevily koncem 70. let 20. století. Postupem času se obvody SC rozšířily do mnoha oblastí nelineárního zpracování signálu, analogově číslicové konverze i silnoproudé elektroniky.

V kvalitních filtrech bývaly často využívaným prvkem indukce, které jsou však ztrátové (přeměna elektrické energie v teplo). Vzhledem k jejich rozměrům a tendenci miniaturizace byla snaha o co jejich nejmenší využívání. Z tohoto důvodu se počátkem 60. let 20. století objevily snahy o náhradu aktivními prvky. Tímto krokem byl spuštěn vývoj aktivních RC filtrů (ARC filtrů), které splňovaly podmínku pro miniaturizaci a tudíž se začaly vyrábět první integrované nízkofrekvenční filtry v podobě hybridních IO. [12]

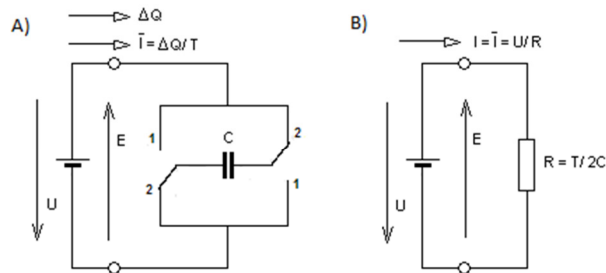
Dalším krokem k miniaturizaci byla realizace monolitického integrovaného obvodu. V oblasti frekvenčních filtrů jednoznačně zvítězila technologie CMOS před bipolárními technologiemi, jejíž největší předností je snadné vytvoření kvalitních kapacit. Tato technologie má vysokou odolnost proti šumu a nízkou spotřebu ve statickém stavu. Technologie CMOS přinesla samozřejmě některé problémy, spojené např. s neefektivním využitím plochy čipu různými součástkami. Aby se mohl vyrobit filtr pracující např. v oblasti akustického pásma, tj. do 40 kHz, jemuž odpovídá časová konstanta $RC \approx 10^{-4}\text{s}$, je potřeba rezistor o velikosti cca $10^7\Omega$ při použití kondenzátoru velikosti 10 pF. Takový rezistor by zabíral plochu kolem $10^6\ \mu\text{m}^2$, což odpovídá téměř 10% průměrné plochy čipu IO. Další komplikací je skutečnost, že CMOS kapacitami jsou nelineární. Navíc při využití CMOS technologie je přesnost výroby kapacit i rezistorů cca 5-20%, z čehož plyne celková možná chyba časové konstanty až 40%. Dále je tato chyba závislá na teplotě a také na úrovni zpracovávaného signálu. Obě tyto komplikace byly vyřešeny tak, že došlo k nahrazení rezistoru SC. [12]

6.2. Princip simulace rezistoru kapacitorem - Maxwell

Na obrázku 8.1 je vidět Maxwellův princip simulace rezistoru SC. Je z něj patrné, jak tento obvod pracuje. Oba spínače se synchronně přepínají s periodou T mezi stavy 1 a 2, tím střídavě přepojují kapacitor k napájení. Vycházejme z počátečního stavu, kdy je kapacitor vybitý. Během stavu 1 se kapacitor mžikově nabije na napětí zdroje a akumuluje náboj ΔQ , [1]

$$\Delta Q = C \times \Delta U \text{ [C]} \quad (1.2)$$

kde ΔU je rozdíl napětí na kapacitoru na konci a na začátku spínacího stavu.



Obrázek 6.1: A) Princip simulace rezistoru SC; B) Ekvivalentní rezistor [1]

Průměrný odebíraný proud ze zdroje během sepnutého stavu odpovídá vztahu:

$$I_{AVG} = \frac{\Delta Q}{T} \text{ [A]} \quad (1.3)$$

Ve druhém stavu je nabitý kapacitor komutován a připojen ke zdroji v opačné polaritě. Aby došlo k nabití na plné napětí zdroje, musí nejdříve tzv. „přebít“ ze záporně orientované polarity na kladně orientovanou polaritu zdroje. Zde je odebírána ze zdroje náboj o velikosti $Q=2 \cdot C \cdot U$. Tento náboj pak bude ze zdroje odebírána v každém následujícím cyklu - viz tabulka 6.1.

Stav	ΔQ	I_{AVG}
1	$C \cdot U$	$C \cdot U / T$
2	$2 \cdot C \cdot U$	$2 \cdot C \cdot U / T$
1	$2 \cdot C \cdot U$	$2 \cdot C \cdot U / T$
2	$2 \cdot C \cdot U$	$2 \cdot C \cdot U / T$
...

Tabulka 6.1: Tabulka popisující stavy při simulování rezistoru SC

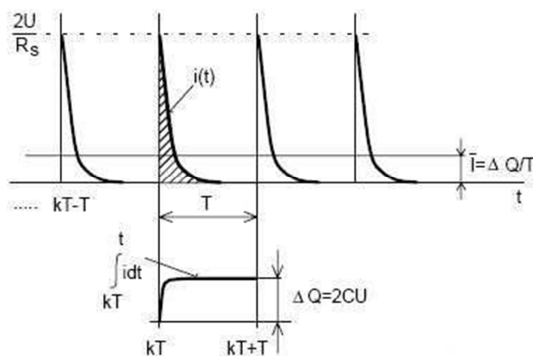
Střední hodnota proudu v ustáleném stavu

$$I_{AVG} = \frac{2 \times C \times U}{T} [A] \quad (1.4)$$

Na obrázku 6.1 B) je vidět, že tento střední proud odpovídá proudu, který je trvale odebírán klasickým rezistorem.

$$R = \frac{T}{2 \times C} [\Omega] \quad (1.5)$$

Průběh proudu, který je odebírán obvodem v ustáleném stavu je vidět na následujícím obrázku 6.2. Je patrné, že proud má impulsní charakter, tudíž náhrada rezistoru SC není plnohodnotná. Nabíjecí proud ve stavu 1 je omezen pouze vnitřním odporem zdroje a odpory spínačů. V druhém stavu dojde v relativně krátkém čase k zániku tohoto proudu a kapacitor se tzv. přebije z původního napětí $-U$ na napětí $+U$. Spínaný obvod by měl být navrhován tak, aby během spínací fáze mohlo dojít k plnému nabití kapacitoru na napětí U . Časové konstanty by mely být mnohem kratší než doba trvání spínací fáze. [1]

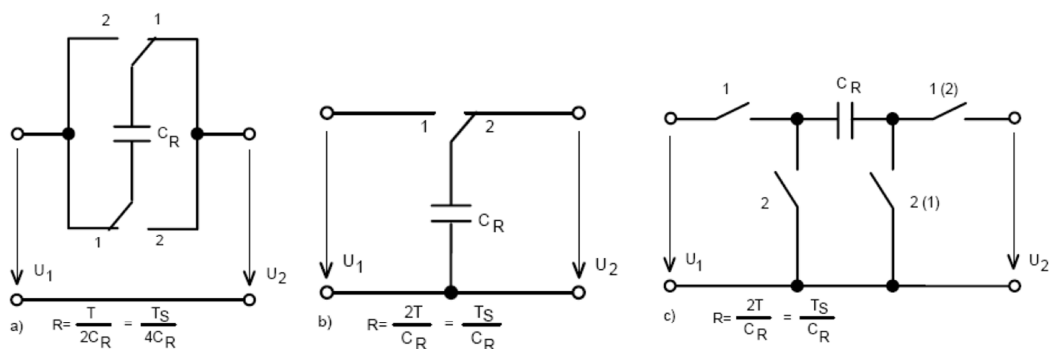


Obrázek 6.2: Průběh proudu odebíraného spínáním obvodem v ustáleném stavu [1]

Tohoto výhodného principu odebírání proudu v obou fázích bylo využíváno v počátcích 80. let, kdy SC filtry vykazovaly strmý přechod mezi propustným a nepropustným pásmem. Časem však bylo prokázáno, že toto zapojení, díky použité technologii CMOS, je nevýhodné z důvodu parazitní kapacity mezi elektrodami kapacitoru a substrátem. Tato parazitní kapacita dosahovala až 30% kapacity použitého kapacitoru. [1]

6.3. Způsoby simulace rezistoru SC

Výše zmiňovaný Maxwellův způsob simulace se v dnešní době nepoužívá. Současně využívaná zapojení jsou vidět na obrázku 6.3.



Obrázek 6.3: Způsoby realizace plovoucích rezistorů SC [1]

6.3.1. Simulace zeměného rezistoru obvodem SC

Z obecných znalostí elektrotechniky víme, že rezistor je ztrátový prvek. Díky působení proudu, který jím prochází, dochází k ohřívání a část této energie je nenávratně přeměňována v teplo, které se vyzáří do okolí. Tato energie je nepřímo úměrná hodnotě rezistoru a v případě obvodů SC, je ztrátový rezistor nahrazován bezztrátovým kapacitorem. Principiální zapojení je patrné z obrázku 6.3. b). V případě zkratování výstupní brány získáváme ekvivalent zeměného rezistoru. V pracovní fázi dojde k nabití a ve druhé fázi se vybijí do zkratu, tím dojde k vyzáření energie jako u klasického rezistoru. Tato energie je v tomto případě přímo úměrná hodnotě kapacitoru a nepřímo úměrná spínací frekvenci. [12]

$$W_Z = \frac{1}{R} \quad ; \quad W_Z \approx C \quad ; \quad W_Z \approx \frac{1}{T_S} = f_S \quad \rightarrow \quad R_{EKV} = \frac{T_S}{C} = \frac{1}{f_S \times C} \quad (1.6)$$

6.3.2. Simulace plovoucích rezistorů obvodem SC

Z obrázku 6.3 jsou vidět způsoby simulací plovoucích rezistorů SC společně se vztahy pro výpočet jejich ekvivalentního odporu.

První zapojení 6.3 A) je obdobou Maxwellova zapojení a jeho charakteristická vlastnost je, že vykazuje 4x menší odpor než u ostatních zapojení. To je způsobeno tím, že poskytuje 4x větší střední proud. Díky jeho komutaci je odebrán 2x větší náboj v obou fázích než je u zapojení B) a C) v tomtéž obrázku 6.3, kde je tento náboj odebírán pouze ve fázi 1.

Zapojení C) z obrázku 6.3 není citlivé na parazitní kapacity, pokud zdroje u_1 a u_2 jsou tzv. „tvrdé“ zdroje napětí nebo v druhém případě pokud jsou připojeny na virtuální nulu OZ. U tohoto zapojení lze volbou spínání přepínačů volit znaménko simulovaného rezistoru.

7. Integrované filtry SC

Jako dvě nejvýznamnější firmy nabízející integrované filtry SC jsou firmy Maxim a Linear Technology, jejichž obvody jsou finančně dostupné a často používané. Jejich výrobky lze rozdělit do několika kategorií

7.1. Filtry s pevně definovaným průběhem charakteristiky

Tyto filtry je možné přeladit změnou spínací frekvence, bez nutnosti použití externích součástek. Filtry firmy Maxim jsou uvedeny v tabulce 7.1. Obsahují interní generátory spínacího signálu, ale buzení může být přivedeno i z vnějšího generátoru. Spínací kmitočet je ale poloviční oproti kmitočtu externího generátoru.

Označení	Řád	Typ aproximace	Rozsah f_M [Hz]	Poměr f_S/f_M	Poznámka
MAX291	8	Butterworth	0,1 - 25000	100:1	
MAX292	8	Bessel	0,1 - 25000	100:1	
MAX293	8	Cauer	0,1 - 25000	100:1	$f_0/f_M=1,5$, útlum 78dB, zvlnění 0,15dB
MAX294	8	Cauer	0,1 - 25000	100:1	$f_0/f_M=1,2$, útlum 58dB, zvlnění 0,27dB
MAX295	8	Butterworth	0,1 - 50000	50:1	
MAX296	8	Bessel	0,1 - 50000	50:1	
MAX297	8	Cauer	0,1 - 50000	50:1	$f_0/f_M=1,5$, útlum 68dB, zvlnění 0,15dB

Tabulka 7.1: Integrované filtry firmy MAXIM s pevně nastavitelným průběhem kmitočtové charakteristiky

7.2. Filtry programovatelné pomocí PC

Tyto filtry je možné přeladit změnou spínací frekvence, bez nutnosti použití externích součástek. Do této kategorie spadají obvody MAX260 / 261 / 262 obsahující dvojici filtrů 2. řádu s nutností naprogramování parametrů f_0 , f_S/f_0 a Q přes paralelní port počítače. Bloky je možné využít v kaskádě. Pracují v rozsahu kmitočtu od 0,01Hz do 140kHz a v rozsahu činitele jakosti Q od 0,5 do 90. Maximální spínací frekvence je 4MHz.

7.3. Filtry programovatelné pomocí pinů

Tyto filtry je možné přeladit změnou spínací frekvence, bez nutnosti použití externích součástek. Princip je stejný jako u předchozí skupiny filtrů s tím rozdílem, že parametry sekcí 2. řádu jsou nastavovány binárním slovem na příslušné vývody. Do této kategorie patří obvody MAX263 / 264 / 267 / 268. Typy 267 / 268 jsou určeny pro realizaci pásmových propustí a obsahují přídatný nezapojený operační zesilovač. Volbu mezního kmitočtu je možné volit v rozsahu od 0,4 Hz až do 140kHz, činitel jakosti Q od 0,5 do 90. Jejich maximální spínací frekvence je 4MHz. [10]

7.4. Filtry programovatelné pomocí pinů a změnou rezistoru

Tyto filtry je možné přeladit změnou spínací frekvence a s nutností použití přídatných rezistorů. Představiteli této skupiny jsou typy MAX265 / 266. Poměr f_s/f_0 každé ze dvou sekcí 2. řádu je nastavován šestibitovým řídicím slovem a celková přenosová funkce filtru pak vnějšími rezistory. Maximální dosažitelný kmitočet f_0 je 140kHz u verze MAX266.

7.5. Filtry programovatelné změnou rezistoru

Tyto filtry je možné přeladit změnou spínací frekvence a s nutností použití přídatných rezistorů. Obsahují dvojici SC integrátorů se stejnými časovými konstantami, které lze řídit spínacím kmitočtem. Po umístění těchto integrátorů do zpětnovazební smyčky vznikne systém 2. řádu, jehož kmitočet je dán převrácenou hodnotou součinu časových konstant. Činitel jakosti i typ přenosové funkce se nastavuje vnějšími rezistory. Firma Maxim nabízí jediný typ MF10 se změnou kmitočtu v rozsahu f_0 od 0,1Hz do 30kHz.

7.6. Stejnoseměrné přesné dolní propusti

Tyto filtry je možné přeladit změnou spínací frekvence a s nutností použití přídavného rezistoru a kapacitoru. Spínaný obvod spolu s těmito vnějšími součástkami tvoří filtr 5. Řádu, který je díky speciální konstrukci extrémně stejnosměrně přesný, neboť mezi vstupem a výstupem je jediná součástka - pevný rezistor. Poměr spínací a mezní frekvence je 100:1, mezní kmitočet lze nastavit do 20kHz. K dispozici jsou MAX280 s aproximací Butterworth a MAX281 s aproximací Bessel. Uvedené obvody lze řadit do kaskády.

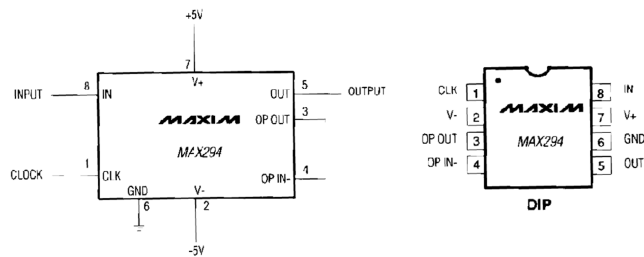
7.7. Obvod MAX294

Jedná se o eliptickou dolní propust 8ho řádu se spínanými kapacitory. Jeho mezní kmitočet může být přeladován v rozmezí od 0,1 Hz do 25kHz. Tento kmitočet se ladí volbou hodinového kmitočtu. Lze využít vnitřní oscilátor obvodu a pouhým připojením externího kapacitoru zvolit požadovanou frekvenci. Taktéž je možné přivést externí zdroj kmitočtu, který by však měl být TTL kompatibilní. Při návrhu je využít obvod s 8 vývody a DIP pouzdrem. Obvod může pracovat v rozsahu teplot od 0°C do 70°C a k napájení může být použito jak symetrické napájení $\pm 5V$, tak i nesymetrické 5V. Nejdůležitějším parametrem je poměr hodinového kmitočtu k meznímu kmitočtu, který je v tomto případě roven 100. Takže vstupní frekvence musí být 100x vyšší než požadovaná mezní frekvence. Schéma zapojení pinu je patrné z následujícího obrázku 7.1.

Rozsah vstupního signálu může u tohoto obvodu být v rozsahu od +1V do +4V. U tohoto obvodu se také nachází nezapojený neinvestující operační zesilovač, který je možné využít pro stavbu dolní propusti 1-ho nebo 2-ho řádu. Může být také využít jako post filtrace pro vyhlazení hodinového šumu.

Tento obvod je využíván pro:

- Analyzátory signálu
- Anti-aliasing
- DAC post filtraci
- Filtraci zvukových a datových signálů



Obrázek 7.1: Konfigurace pinů MAX294 [2]

7.8. Výhody a nevýhody integrovaných SC filtrů

Výhody

- Rozměry oproti běžným aktivním filtrům
- Přesnost časové konstanty
- Přeladitelnost filtru vzorkovací frekvencí
- Využití integrovaného oscilátoru

Nevýhody

- SC filtr pracuje impulsně
- Vzorkovací kmitočet v poměru 1:50 až 1:100 ke zpracovávanému signálu
- CMOS technologie limitována na jednotky MHz
- Pronikání spínacích impulsů do analogového signálu
- Horší šumové vlastnosti než klasické filtry

8. Návrh přípravku

Závěrem této práce je zhotovení funkčního přípravku antialiasingového filtru. Přípravek byl navržen tak, aby jej bylo možné přeladit v několika rozsazích a také bylo možné připojení externího generátoru pro nastavení libovolného zlomového kmitočtu. Celkový přípravek se skládá ze zdroje napájení pro integrované obvody, oscilátoru pro možnost synchronního řízení obou filtrů a samotné filtry. Integrované obvody na DPS byly opatřeny paticemi, aby v případě poškození byla snadná výměna. Souhrnné schéma zapojení viz příloha 1.

8.1. Návrh zdroje

Určení napětí transformátoru:

Na výstupu je potřeba mít napětí +12V a ±5V. Doporučené vstupní napětí na stabilizátoru 7812 je 19V. V tomto případě je použit zdroj 2x15V, což by mělo plně vyhovovat i s přihlédnutím na úbytek na usměrňovači, kdy proud protéká přes dvě diody v jedné větvi. Úbytek na jedné diodě je uvažován 0,9V. Byl vybrán dvoupulsní jednocestný usměrňovač. Kompletní schéma zapojení navrženého zdroje je vidět na obrázku 8.1.

Určení výkonu transformátoru

Je potřeba sečíst všechny výkony, které musí transformátor dodat, tzn. výkony pro napájení všech spotřebičů a ztrátové výkony, které vzniknou na stabilizátorech. Tento výpočet je pouze orientační a proto je ponechána dostatečná rezerva.

Potřebné výkony spotřebičích:

$$\text{XR2206} \quad P_1 = U \times I = 12 \times 0,02 = 0,24 \text{ VA}$$

$$\text{MAX294} \quad P_2 = 2 \times (U \times I) = 2 \times (5 \times 0,02) = 0,2 \text{ VA}$$

$$74HC04N \quad P_3 = U \times I = 5 \times 0,05 = 0,25 \text{ VA}$$

$$\text{LED} \quad P_4 = U \times I = 5 \times 0,015 = 0,075 \text{ VA}$$

Ztrátové výkony na stabilizátorech:

$$7812 \quad P_5 = (U_I - U_O) \times I = (18,7 - 12) \times 0,02 = 0,134 \text{ VA}$$

$$7805 \quad P_6 = (U_I - U_O) \times I = (18,7 - 5) \times 0,055 = 0,7535 \text{ VA}$$

$$7905 \quad P_7 = (U_I - U_O) \times I = (18,7 - 5) \times 0,04 = 0,548 \text{ VA}$$

Proud protékající stabilizátory byl určen součtem maximálních odebíraných proudů udávaných výrobcí v katalogových listech.

$$P = \sum_{i=1}^7 P_i = 2,105 \text{ VA}$$

Tato hodnota je minimální hodnota výkonu, kterou by transformátor měl mít. S dostatečnou rezervou je proto zvolen transformátor 2x15V, 3VA.

Určení kapacity za usměrňovačem C₈,C₉

$$C = \frac{300 \times I_M}{p \times U_M} = \frac{300 \times 100}{4 \times 18,7} = 401 \mu F$$

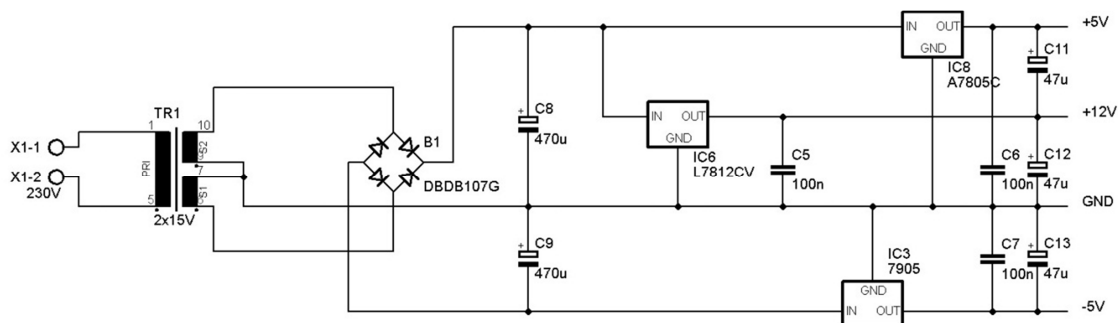
$$U_M = \sqrt{2} \times (U_{EF} - 2U_D) = \sqrt{2} \times (15 - 1,8) = 18,7V$$

Zvolena nejbližší vyšší katalogová hodnota 470 μF .

kde:

- p - Činitel zvlnění usměrňovače (dosazeno 4%)
- I_M - Maximální dodávaný proud (v našem případě 100mA)
- U_M - Maximální hodnota napětí
- U_{EF} - Štítková hodnota transformátoru
- U_D - Úbytek na diodě

Kapacity C_5, C_6, C_7 o hodnotách 100nF na výstupech stabilizátorů jsou umístěny z důvodu zabránění rozkmitání stabilizátoru. Kapacity C_{11}, C_{12}, C_{13} o hodnotách 47 μ F z důvodu pokrytí případných proudových špiček.



Obrázek 8.1: Schéma zapojení zdroje

8.2. Návrh oscilátoru

Pro generování hodinového kmitočtu je použit funkční generátor XR2206 od společnosti EXAR. Byl použit z důvodu možnosti kaskádního zapojení dolních propustí a jejich synchronního řízení. Byl zde také umístěn přepínač pro možnost přepínání externí kapacity $C_{14}-C_{17}$, čímž dojde ke změně frekvence kmitů. Hodnoty těchto kondenzátorů byly zvoleny podle vzorce (1.6). Přepínač č.1 na tomto přepínači odpojí tento generátor a je možné díky externí svorkovnici přivést libovolný kmitočet z externího generátoru a tak zvolení libovolného zlomového kmitočtu. Rezistor R_9 byl zvolen o hodnotě 1k Ω .

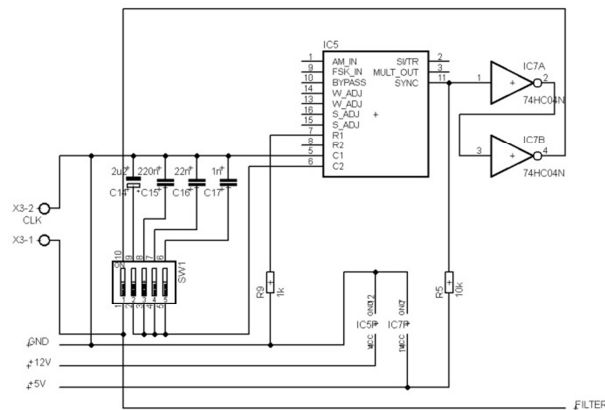
$$f = \frac{1}{R \times C} [Hz] \quad (1.7)$$

Hodinový kmitočet pro obvody MAX294 je v poměru 100:1, takže kmitočet oscilátoru f_{OSC} je požadován 100x vyšší než požadovaný mezní kmitočet dolní propusti f_M . Hodnoty mezních kmitočtů lze vyčíst z následující tabulky 10.1.

	C ₁₄	C ₁₅	C ₁₆	C ₁₇
R	1k	1k	1k	1k
C	1n	22n	470n	2μ2
f_{OSC}	1MHz	45kHz	2,127kHz	0,45kHz
f₀	10kHz	450Hz	21,27Hz	4,5Hz

Tabulka 8.1: Odpovídající mezní kmitočty zvoleným kapacitám

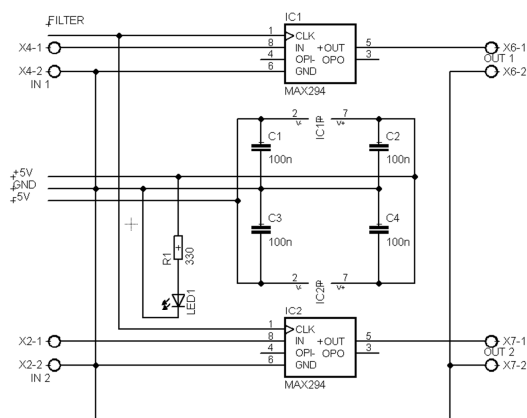
Na výstupu oscilátoru je umístěn invertor 74HC04, ze kterého jsou použity dvě hradla připojené na napětí 5V. Tím je docíleno požadovaného TTL výstupu a zároveň dojde k vyhlazení náběžných a doběžných hran z oscilátoru a signál tak nebude deformován. Kompletní schéma zapojení je vidět na následujícím obrázku 8.3.



Obrázek 8.2: Schéma zapojení oscilátoru

8.3. Návrh filtru

Jako samotný filtr byl vybrán obvod MAX294 od společnosti MAXIM. Je to eliptická dolní propust 8-ho řádu. Bylo zvoleno symetrické napájení $\pm 5V$. Na finální desce byly použity dva identické obvody pro možnost kaskádního zapojení a získání tak větší strmosti nebo pro případ dvoukanalového zapojení. Každý z obvodů má vyvedený svůj vstup i výstup. Ve schématu je umístěna i LED dioda pro indikaci napájení celého zařízení. Kondenzátory C₁ - C₄ o hodnotách 100nF byly umístěny dle doporučení výrobce. Na obrázku 8.4 je vidět schéma zapojení filtru.



Obrázek 8.3: Schéma zapojení filtru

8.4. Návrh DPS

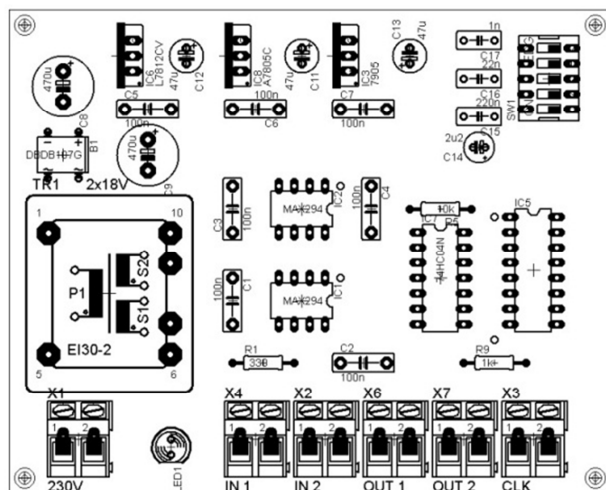
Pro návrh desky plošných spojů (dále DPS) byla použita freeware verze programu Eagle od společnosti CadSoft. Tato verze je omezena velikostí desky 8x10cm, využití maximálně dvou vrstev a možnost otevření pouze jednoho sešitu se schématem. Pro naše použití je tato verze ale více než dostatečná.

V první řadě bylo potřeba navrhnout a nakreslit kompletní schéma celého zařízení. Vývody napájení u integrovaných obvodů jsou zakresleny mimo pouzdra. Již při kreslení schématu bylo potřeba zvolit přesná pouzdra jednotlivých součástek, aby při samotném návrhu DPS bylo vidět, jak velké součástky ve skutečnosti jsou a bylo možné je vhodně rozmístit.

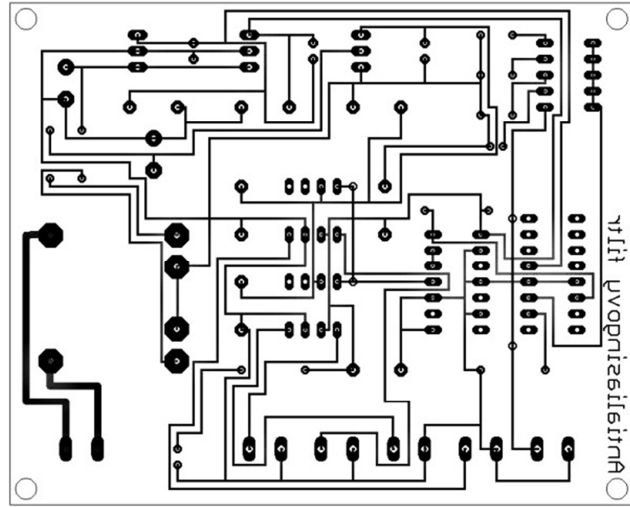
Poté je možné vygenerovat samotnou desku, kde se objeví již zvolené součástky. Nastává nejtěžší fáze vhodného rozmístění součástek tak, aby je bylo možné vůbec propojit. V tomto případě byla zvolena pouze jednostrannou deska a bylo tak potřeba využít dvou drátových propojek. Výsledný vzhled DPS je možné vidět na obrázcích 8.5 – 8.7.

Samotné rozmístění má svá určitá pravidla:

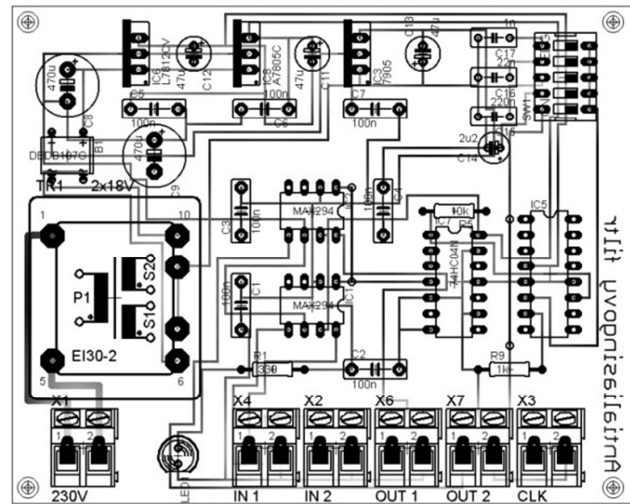
- Transformátor společně se svorkovnicí k připojení síťového napětí musí být umístěn na jedné straně desky, aby bylo snadné připojení napětí.
- Na desce musí být dostatečná mezera mezi propojkami, kde je síťové napětí a nejbližší slaboproudé propojky.
- Propojky pro přívod síťového napětí k transformátoru musí být dostatečně silné.
- Svorkovnice se vstupy a výstupy pokud možno u sebe a také na straně desky.
- Ovládací přepínač také vhodně umístěn, aby s ním byla snadná manipulace.
- Do rohů DPS je vhodné vyvrtat otvory pro případné umístění na distanční sloupky.



Obrázek 8.4: Rozmístění součástek na DPS



Obrázek 8.5: Propojky na DPS



Obrázek 8.6: Kompletní DPS

8.5. Seznam součástek

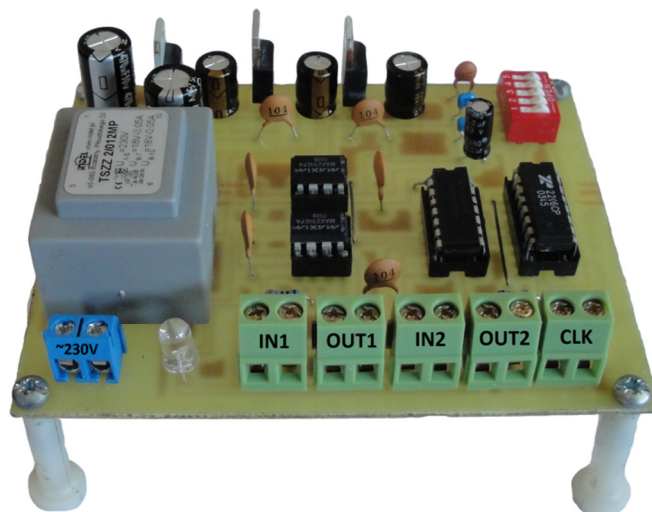
Označení	Hodnota	Název
B1	DBDB107G	Můstkový usměrňovač
C1	100 n	Keramický kondenzátor
C2	100 n	Keramický kondenzátor
C3	100 n	Keramický kondenzátor
C4	100 n	Keramický kondenzátor
C5	100 n	Keramický kondenzátor
C6	100 n	Keramický kondenzátor
C7	100 n	Keramický kondenzátor
C8	470 μ	Elektrolytický kondenzátor
C9	470 μ	Elektrolytický kondenzátor
C11	47 μ	Elektrolytický kondenzátor
C12	47 μ	Elektrolytický kondenzátor
C13	47 μ	Elektrolytický kondenzátor
C14	2 μ 2	Elektrolytický kondenzátor
C15	220 n	Keramický kondenzátor
C16	22 n	Keramický kondenzátor
C17	1 n	Keramický kondenzátor
IC1	MAX294	Eliptická dolní propust 8-ho řádu
IC2	MAX294	Eliptická dolní propust 8-ho řádu
IC3	7905	Stabilizátor 5V záporný
IC5	XR-2206	Oscilátor
IC6	L7812CV	Stabilizátor 12V kladný
IC7	74HC04N	Integrátor
IC8	A7805C	Stabilizátor 5V kladný
LED1	5mm	LED 5mm
R1	330	Rezistor
R5	10 k	Rezistor
R9	1 k	Rezistor
SW1	5x	Přepínač 5x
TR1	2x15V	Transformátor 2x15V
X1	230V	Svorkovnice
X2	IN 2	Svorkovnice
X3	CLK	Svorkovnice
X4	IN 1	Svorkovnice
X6	OUT 1	Svorkovnice
X7	OUT 2	Svorkovnice

9. Osazení, pájení a oživení

Osazení a samotné pájení bylo díky vhodně navržené DPS velmi pohodlné a rychlé.

První zapnutí bylo provedeno bez zapojených integrovaných obvodů, aby se zjistilo, zda je na příslušných pinech požadované napětí a mohlo se tak předejít jejich případné zkáze. V tento okamžik se musí počítat s faktem, že záporný stabilizátor 7905 bez zatíženého výstupu nestabilizuje, tudíž se při měření na svorkách objeví plné napětí zdroje. Díky patičím, umístěných pro IO, je možné dočasně připojit zkušební zatěžovací rezistor a tak ověřit správnost plošného spoje a navrženého zapojení.

Na obrázku 9.1 je možné vidět finální verzi osazeného a zapájeného přípravku, který byl opatřen distančními sloupky, bez kterých by mohlo dojít k propojení pinů v případě položení na nesprávný povrch a tak ke zničení přípravku.



Obrázek 9.1: Finální přípravek

10. Měření

Měření bylo provedeno za pomoci těchto přístrojů:

Digitální multimetr ESCORT 3136A (režim měření v decibelech)

Digitální osciloskop DSO1002A

Generátor TR-0465

viz obecné schéma zapojení na obrázku 10.1.

$$f_0 = 21\text{Hz}$$

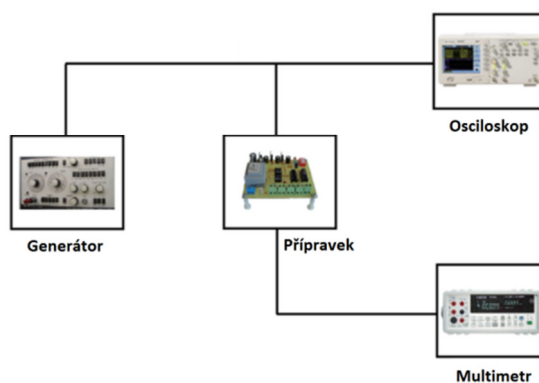
f [Hz]	1	10	15	16	17	20,2	21	21,2	21,5	22	22,3	22,7	23
K[dB]	0	-0,5	-0,58	-0,6	-0,63	-0,56	-0,4	-3,2	-6,4	-9,4	-12,4	-15,9	-24
f [Hz]	23,7	24	24,5	24,8	27	32,5	38,5	80	100	208	313	500	1000
K[dB]	-28,1	-30	-36	-41	-47	-48	-49	-47	-48	-49	-50	-50	-50

$$f_0 = 450\text{Hz}$$

f [Hz]	1	180	234	236	248	347	373	439	459	463	467	470	476
K[dB]	0	-0,2	-0,33	-0,52	-0,6	-0,66	-0,63	-0,46	-0,3	-0,51	-1,6	-3,3	-5,27
f [Hz]	481	490	500	510	521	532	543	625	640	2000	3130	5000	10000
K[dB]	-8	-13,4	-19	-23,95	-28,25	-36,5	-43	-47	-48	-49	-50	-49,8	-49,2

$$f_0 = 10\text{kHz}$$

f [Hz]	1	633	2000	2500	3000	3570	4170	5000	5260	5560	5880	8330	9090
K[dB]	0	0	-0,04	-0,06	-0,12	-0,25	-0,31	-0,26	-0,43	-0,67	-0,69	-0,74	-0,66
f [Hz]	10000	10300	10400	10600	10900	11000	11200	11400	13200	14000	14400	20000	25000
K[dB]	-2,07	-3,1	-6,47	-8,3	-16,18	-20,6	-27,37	-32,6	-53	-74	-103,8	-103,8	-103,8

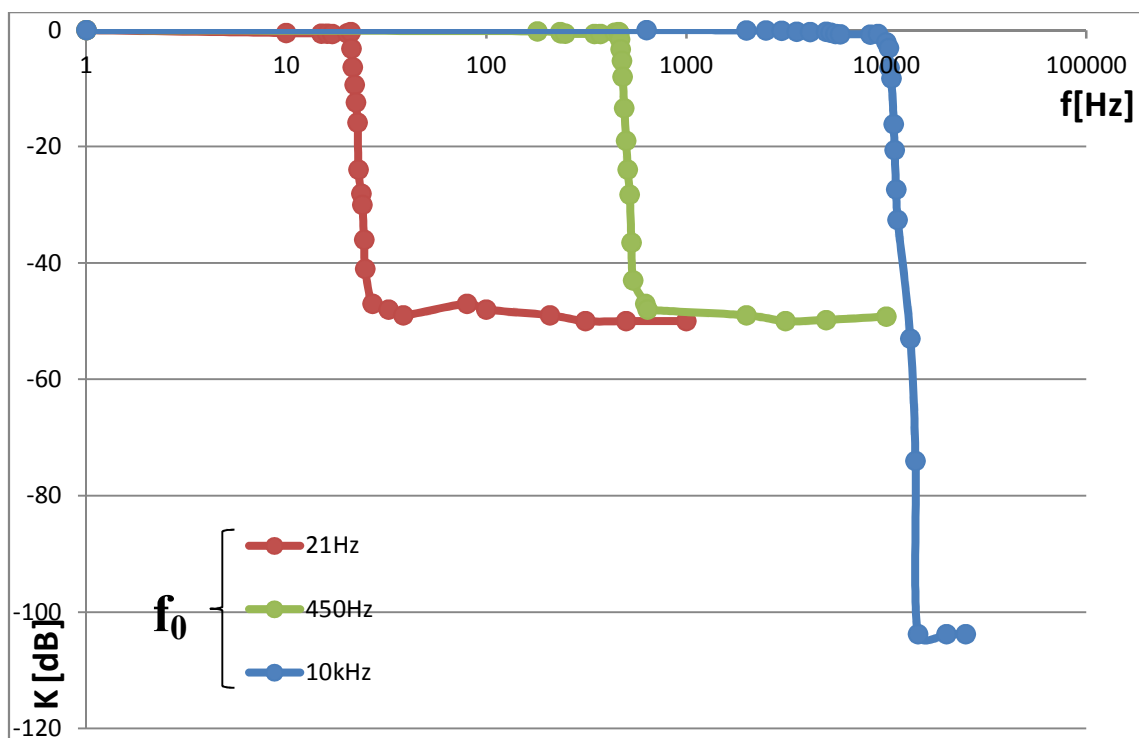


Obrázek 10.1: Obecné schéma zapojení

Výsledné charakteristiky těchto naměřených hodnot jsou na obrázku 10.1, ze kterých je vidět, že strmost útlumu všech měřených charakteristik je téměř totožná. Mírná nepřesnost u zlomových kmitočtů od očekávaných hodnot je způsobena parazitními kapacitami a samozřejmě také tolerancí použitých součástek.

Zvlnění v propustném pásmu je výrobcem udáváno v rozsahu 0,27dB což se měřením potvrdilo. Naměřené hodnoty jsou velice blízké tomuto rozsahu.

S klesající frekvencí je odezva filtru delší. To bylo patrné při měření frekvenční charakteristiky pro zlomový kmitočt 21Hz, kdy byla určitá prodleva před jeho ustálením.



Obrázek 10.2: Frekvenční charakteristiky přípravku

11. Závěr

V průběhu této práce byla stručně rozebrána problematika filtrů se zaměřením na dolní propust, která je, jak bylo řečeno výše, základem pro antialiasing filtr, který je využíván při A/D převodu. Existuje nepřeberné množství různých zapojení, ale v dnešní době je velmi výhodné využití integrovaných obvodů se spínanými kapacitami, například společnosti Maxim, jež zastanou stejnou funkci a také mají velice strmý přechod z pásma propustného k nepropustnému díky vysokému řádu filtru. Nespornou výhodou těchto obvodů je jejich kompaktnost s ohledem na současný trend miniaturizace.

Součástí této diplomové práce bylo navržení a sestavení funkčního přípravku antialiasing filtru společně s ověřením jeho frekvenčních charakteristik. Zahrnut je zde i zdroj napájení a také oscilátor, který byl použit z důvodu možnosti dvoukanálové filtrace. V případě potřeby je možné oba SC filtry zapojit do kaskády díky externí svorkovnici a docílit tak ještě větší strmosti. Měřením byla ověřena jak vysoká strmost filtru, tak i relativní přesnost navržených zlomových kmitočtů, ta však mohla být ovlivněna tolerancí kapacitorů a také rozlišovací schopností měřících přístrojů.

Pro filtr nebyly zadány konkrétní parametry jeho zlomových charakteristik, proto byl navržen s možností přeladitelnosti v řádu jednotek, desítek, stovek i tisíců Hertz. V případě využití například jako laboratorního přípravku při výuce a rozšíření tak znalostí studentů je přípravek opatřen vstupem externího hodinového kmitočtu k dosažení libovolného zlomového kmitočtu.

V případě kreslení schémat i návrhu DPS byla využita freeware verze programu Eagle od společnosti CADsoft. I přes anglickou lokalizaci a první setkání s tímto softwarem až v průběhu psaní této diplomové práce bylo vše velice intuitivní. Proto nezbývá než tento software jedinečně doporučit.

Seznam použité literatury

- [1] BIOLEK, D. Obvody se spínanými kapacitoy. Elektronický text, Brno, 1996
- [2] Maxim Dallas Semiconductor, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA94086. 8th-Order, Lowpass, Elliptic, Switched-Capacitor Filters MAX293/MAX294,MAX297. 2008.
- [3] DOSTÁL, T.: Elektrické filtry. Elektronická skripta FEKT VUT v Brně, 2004.
- [4] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J.: Kmitočtové filtry, Praha: Technická literatura BEN, 2002.
- [5] DAVÍDEK, V., LAIPERT, M., VLČEK, M.: Analogové a číslicové filtry, ČVUT Praha, 2004.
- [6] KREIDL, M., MATZ, V., ŠMÍD, R., ŠTARMAN, S.: Ultrazvuková defektoskopie, Praha: Technická literatura BEN, 2011.
- [7] <http://extrahardware.cnews.cz/anti-aliasing-jak-funguje-dil-i-alias>
- [8] <http://extrahardware.cnews.cz/anti-aliasing-dil-ii-bojujeme-proti-aliasu>
- [9] <http://cs.wikipedia.org/wiki/Aliasing>
- [10] Maxim Dallas Semiconductor, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA94086. Maxim Pin programable universal and Bandpass Filter, MAX263/MAX264/MAX267/MAX268. 2008.
- [11] CADware s.r.o, Hálkova 6, Liberec, 46117, Eagle v.4, Stručný český manuál, 2001.
- [12] URBAN, L. Laboratorní úloha zaměřená na obvody se spínanými kapacitoy. Brno:Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií,2009. 65 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jiří Petržela, Ph.D.

Seznam obrázků

OBRÁZEK 2.1: FREKVENČNÍ CHARKA DOLNÍ PROPUSTI DP A HORNÍ PROPUSTI HP.....	- 14 -
OBRÁZEK 2.2: FREKVENČNÍ CHARKA PÁSMOVÉ PROP. PP A PÁSMOVÉ ZÁDRŽE PZ	- 15 -
OBRÁZEK 2.3: BUTTERWORTHOVA APROXIMACE	- 16 -
OBRÁZEK 2.4: CHEBYSHEVOVA APROXIMACE	- 16 -
OBRÁZEK 2.5: INVERZNÍ CHEBYSHEVOVA APROXIMACE	- 17 -
OBRÁZEK 2.6: CAUEROVA APROXIMACE	- 17 -
OBRÁZEK 4.1: VZNIK ALIASINGU, SINUSOVÝ SIGNÁL F=3KHZ, F _{VZ} =20KHZ [6]	- 19 -
OBRÁZEK 4.2: VZNIK ALIASINGU, SINUSOVÝ SIGNÁL F=17KHZ, F _{VZ} =20KHZ [6]	- 19 -
OBRÁZEK 4.3: A) ZÁBĚRY HODIN PO 10MIN B) ZÁBĚRY HODIN PO 50MIN [6]	- 20 -
OBRÁZEK 4.4: EFEKT MOARÉ	- 20 -
OBRÁZEK 4.5: PROJEV JAGGIES	- 21 -
OBRÁZEK 4.6: SPATIAL ALIASING [4]	- 21 -
OBRÁZEK 5.1: PROJEV JAGGIES [5]	- 22 -
OBRÁZEK 5.2: A) IDEÁL. OBRAZ, B) 1 VZ. PRO KAŽDÝ PIXEL, C) VÝSLEDNÝ OBRAZ [5]-	23 -
OBRÁZEK 5.3: A) IDEÁLNÍ OBRAZ, B) 4 VZ. PRO KAŽDÝ PIXEL, C) VÝSLEDNÝ OBR [5].	- 23 -
OBRÁZEK 6.1: A) PRINCIP SIMULACE REZISTORU SC; B) EKVIVALENTNÍ REZISTOR [1]-	25 -
OBRÁZEK 6.2: PRŮBĚH I ODEBÍRANÉHO SP. OBVODEM V USTÁLENÉM STAVU [1]	- 27 -
OBRÁZEK 6.3: ZPŮSOBY REALIZACE PLOVOUCÍCH REZISTORŮ SC [1]	- 27 -
OBRÁZEK 7.1: KONFIGURACE PINŮ MAX294 [2]	- 32 -
OBRÁZEK 8.1: SCHÉMA ZAPOJENÍ ZDROJE	- 35 -
OBRÁZEK 8.2: SCHÉMA ZAPOJENÍ OSCILÁTORU	- 36 -
OBRÁZEK 8.3: SCHÉMA ZAPOJENÍ FILTRU	- 37 -
OBRÁZEK 8.4: ROZMÍSTĚNÍ SOUČÁSTEK NA DPS	- 38 -
OBRÁZEK 8.5: PROPOJKY NA DPS	- 39 -
OBRÁZEK 8.6: KOMPLETNÍ DPS	- 39 -
OBRÁZEK 9.1: FINÁLNÍ PŘÍPRAVEK	- 41 -
OBRÁZEK 10.1: OBECNÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ	- 42 -
OBRÁZEK 10.2: FREKVENČNÍ CHARAKTERISTIKY PŘÍPRAVKU	- 43 -

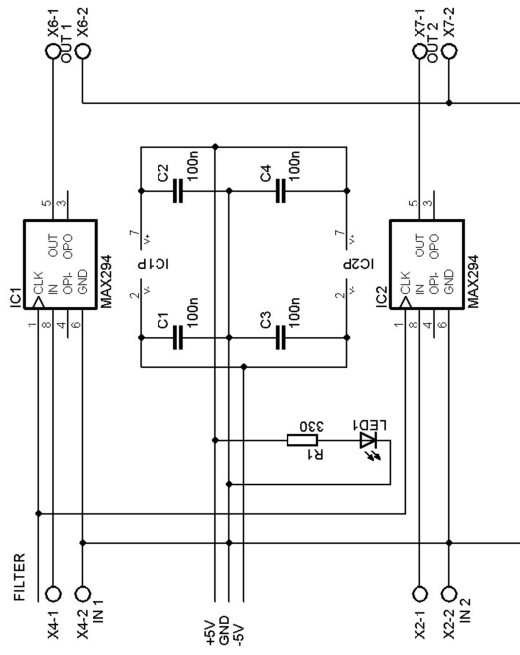
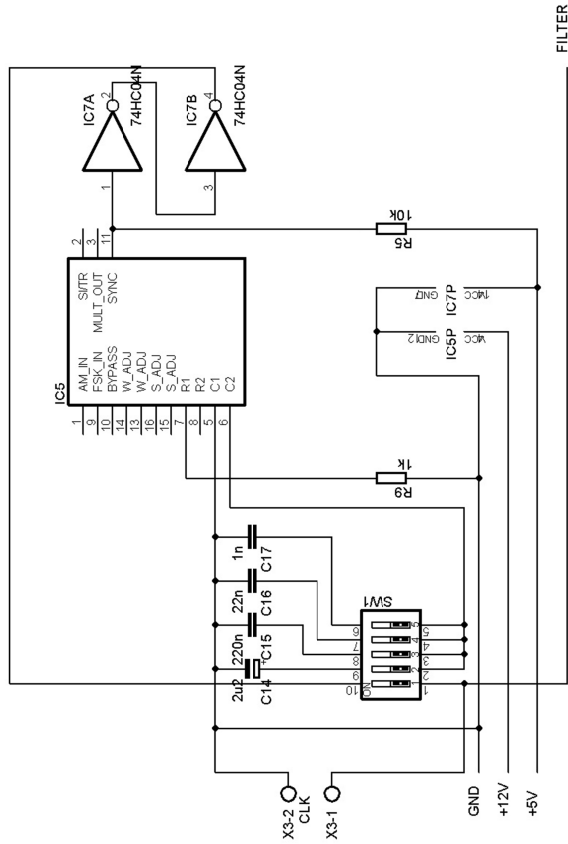
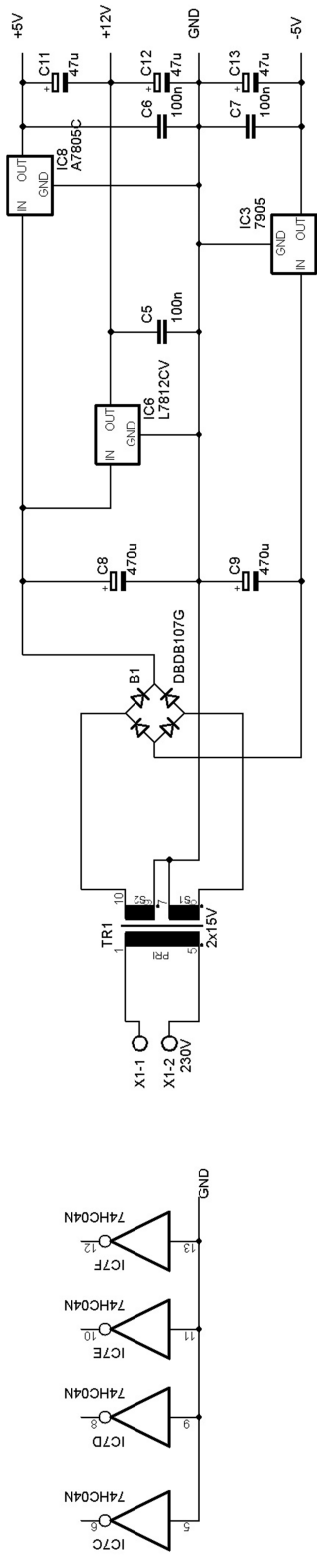
Seznam tabulek

TABULKA 6.1: TABULKA POPISUJÍCÍ STAVY PŘI SIMULOVÁNÍ REZISTORU SC	- 26 -
TABULKA 7.1: INTEGR. FILTRY S PEVNĚ NASTAVITELNÝM PRŮBĚHEM CHARKY	- 29 -
TABULKA 8.1: ODPOVÍDAJÍCÍ MEZNÍ KMITOČTY ZVOLENÝM KAPACITÁM	- 36 -

Seznam příloh

Příloha 1: Celkové schéma zapojení přípravku

Příloha 1



Příloha 1: Celkové schéma zapojení přípravku

