

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií



BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

Liberec 2006

Marián Lamr

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI
Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

Studijní program: B 2612 – Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: 2612R011 – Elektrotechnické informační a řídicí systémy

Variabilní antialiasingový filtr pro multifunkční kartu

Variable antialiasing filter for multifunction card

Bakalářská práce

Autor:

Marián Lamr

Vedoucí práce:

Ing. Jiří Bažant

Konzultant:

Ing. Lubomír Slavík

V Liberci 19. 5. 2006

UNIVERZITNÍ KNIHOVNA
TECHNICKÉ UNIVERZITY V LIBERCI



3146086511

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

Katedra měření

Akademický rok: 2005/2006

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Jméno a příjmení: **Marián L a m r**

studijní program: B 2612 – Elektrotechnika a informatika

obor: 2612R011 – Elektronické informační a řídicí systémy

Vedoucí katedry Vám ve smyslu zákona o vysokých školách č.111/1998 Sb. určuje tuto bakalářskou práci:

Název tématu: **Variabilní antialiasingový filtr pro multifunkční kartu**

Zásady pro vypracování:

1. Seznamte se s problematikou vzniku aliasingu při digitalizaci signálu.
2. Prostudujte metody a prostředky pro návrh analogových filtrů.
3. Zhodnoťte vhodnost použití jednotlivých typů analogových filtrů k potlačení aliasingu.
4. Realizujte přípravek s anti-aliasingovým filtrem tak, aby bylo možné vhodně měnit některé jeho parametry.
5. Na přípravku proveďte měření ověřující jeho funkčnost a zdokumentujte jeho vlastnosti.

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI
Univerzitní knihovna
Voroněžská 1329, Liberec 1
PSČ 461 17

✓ 45/06 Mb

45 A. 1 3 A. pol.

ob., tab.

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá problematikou vzniku aliasingu při digitalizaci signálu a z toho vyplývající nutností použití antialiasingových filtrů před vstupem do vzorkovacích obvodů. Jsou zde probrány různé metody a postupy pro návrh nejen analogových ale i číslicových filtrů. Součástí této bakalářské práce je též realizace přípravku s několika antialiasing filtry na různých zlomových frekvencích.

Další nedílnou součástí této práce je realizace softwaru pro měření základních parametrů vytvořeného přípravku s antialiasing filtry a srovnání s parametry softwarových číslicových IIR filtrů.

Abstract

This bachelor thesis deals with the problems of creation aliasing by digitizing of signal and with the from this process resulting necessity of using antialiasing filters before entry to sampling circuit. There are shown differnt methods and ways, how to suggest the analog and digital filters.

A part of the thesis is the realization of software for measurement of basic parameters by means of created gauging fixture with antialiasing filters with different frequencies. The following, very important part is about the realization of software for the measurement of basic parameters by means of created gauging fixture with antialing filters - there is a comparison with the parametrs of software by digital filters IRR.

Obsah

Úvod	10
1 Vznik aliasingu	11
1.1 Vzorkování	11
1.2 Aliasing	12
1.3 Antialiasing filtry	14
1.3.1 Pasivní RC filtry	14
1.3.2 Filtry s operačními zesilovači (aktivní filtry)	17
1.3.3 Filtry ARC	17
2 Přenosové charakteristiky	21
2.1 Základní rozdělení přenosových charakteristik	21
2.2 Butterworthova aproximace	24
2.3 Čebyševova aproximace	26
2.4 Besselova aproximace	28
3 Realizace antialiasing filtrů	30
3.1 Výběr parametrů filtru	30
3.2 Výpočet hodnot součástek	30
3.3 Návrh tištěného spoje	31
3.3.1 Editor plošných spojů EAGLE	32
3.3.2 Měření základních charakteristik použitých filtrů	33
4 Realizace Softwaru pro demonstraci vzniku aliasingu a měření parametrů přípravku	36
4.1 Měřicí karty National Instruments	36
4.2 Labwindows /CVI	37
4.3 Realizovaný software	38
4.3.1 Schopnosti realizovaného softwaru	38
4.3.2 Popis uživatelského prostředí programu	39
4.3.3 Popis některých funkcí zdrojového kódu	41
Závěr	43
Seznam použité literatury	44
Přílohy	45

Seznam obrázků

Obr. 1.1: Vznik aliasingu	13
Obr. 1.2: Spektrum zdánlivé a skutečné frekvenční složky	13
Obr. 1.3: Příklad ovlivnění RC filtru odporem zdroje a zátěže	15
Obr. 1.4: Nejjednodušší DP	16
Obr. 1.5: Zapojení s konečnou hodnotou odporu zdroje i zátěže	16
Obr. 1.6: Dolní propust s „ $R_i > 0$ a $R_z < \infty$ “	16
Obr. 1.7: Dolní propust ARC 2. řádu a ekvivalentní obvod RLC s OZ	18
Obr. 1.8: Brutonova transformace dolní propusti LRC na dolní propust RCD se shodným přenosem napětí	20
Obr. 2.1: Moduly ideálních filtrů	21
Obr. 2.2: Reálná a ideální přenosová charakteristika DP	22
Obr. 3.1: Sallen-Keyova dolní propust 3. řádu	31
Obr. 3.2: Uživatelské prostředí programu EAGLE	32
Obr. 3.3: Útlumová charakteristika, $f_m = 10$ kHz	34
Obr. 3.4: Grupové zpoždění, $f_m = 10$ kHz	35
Obr. 4.1: Multifunkční karta National Instruments, typ 6221	36
Obr. 4.2: User Interface programu Labwindows/CVI	38
Obr. 4.3: Úvodní obrazovka	39
Obr. 4.4: Okno Ukázky různých typů aproximací	40
Obr. 4.5: Okno Demontrace vzniku aliasingu	40
Obr. 4.6: Okno Propojení s přípravkem	41

Seznam tabulek

Tabulka 1: Hodnoty modulu Butterworthových filtrů pro řád $n=1$ až 5	25
Tabulka 2: Koeficienty pro dílčí funkce při Butterworthově aproximaci	25
Tabulka 3: Koeficienty pro dílčí funkce při Čebyševově aproximaci	27
Tabulka 4: Hodnoty modulu Čebyševových filtrů pro řád $n=1$ až 5 a $\alpha=0,5$	28
Tabulka 5: Koeficienty dílčí funkce Besselovy aproximace	29
Tabulka 6: Závislost přenosu Besselových filtrů na relativní frekvenci ω/ω_0	29
Tabulka 7: Naměřené hodnoty pomocí osciloskopu, filtr 10kHz	33
Tabulka 8: Důležité funkce a jejich popis	42

Seznam použitých zkratek a mat. symbolů

AD, A/D	-analogově-digitální
DA, D/A	-digitálně-analogový
DIL	-dual in line
DMA	-Direct Memory Access- přímý přístup do paměti
DP	-dolní propust
F_v [Hz]	-vzorkovací kmitočet
F_M [Hz]	-zlomová frekvence filtru
f_{MAX} [Hz]	-mezí frekvence vzorkovaného signálu
HP	-horní propust
$ \overline{H}(j\omega) $	-modul přenosu
ISA	-počítačový rozšiřující slot
$K(j\omega)$, $K(p)$	-komplexní přenosová funkce
OZ	-operační zesilovač
$p(t)$	-sled dirackových pulzů
PCI	-počítačový rozšiřující slot
PCMCIA	-rozšiřující rozhraní pro notebooky
PP	-pásmová propust
PZ	-pásmová zádrž
R_i [Ω]	-vnitřní odpor zdroje
R_z [Ω]	-zatěžovací odpor
T [s]	-vzorkovací perioda
U_{pp} [V]	-napětí špička-špička
USB	-Universal Serial Bus- univerzální rozšiřující rozhraní PC
$x_a(t)$	-spojitý signál
$x[n]$	-vzorkovaná posloupnost
ω [rad s^{-1}]	-úhlový kmitočet
ϖ [rad s^{-1}]	-diskrétní úhlový kmitočet
$X_v(e^{j\varpi})$	-vzorkované spektrum

Úvod

V současném moderním „digitálním světě“, kdy technice vládou počítače, by se mohlo zdát téma konstrukce a realizace analogových filtrů zbytečné a prozkoumané. Opak je ale pravdou, protože bez antialiasing filtrů by se i moderní A/D převodníky neobešly. Jde především o to, že při získávání diskretních vzorků ze spojitých dat se musí před vzorkováním omezit spektrum analogového signálu shora tak aby nedošlo ke vzniku jevu nazývaný aliasing. K odstranění vyšších harmonických složek se obvykle používají analogové dolní propusti vyššího řádu, přičemž jedním z hlavních úkolů této práce bylo antialiasing filtr sestavit.

Cílem zadané práce je seznámit čtenáře s problematikou vzniku aliasingu při digitalizaci signálu. Práce bude při výuce na KAM sloužit k demonstraci vzniku a potlačení aliasingu. Po dohodě s vedoucím BP bylo upuštěno od změn parametrů filtru přímo v HW, protože by to bylo dosti komplikované. Navíc byla realizována aplikace, která variabilní parametry simuluje a přepínání filtrů se realizuje softwarově.

Práce je rozdělena do pěti základních kapitol. V první kapitole je rozebrán proces vzorkování, teoretický rozbor vzniku aliasingu a jeho praktický dopad na výsledný signál. Dále jsou zde nastíněny principy některých základních typů filtrů a popřípadě jejich návrh a výhody či nevýhody. Druhá kapitola je věnována obecně přenosovým charakteristikám, jejich základním dělením a matematické reprezentaci. Jsou zde rozebrány tři základní a dle mého názoru nejpoužívanější aproximace a to *Butterworthova aproximace*, *Čebyševova aproximace* a *Besselova aproximace*. Charakterizují zde jejich výhody, nevýhody a z toho vyplývající vhodnost pro praktické použití. Třetí kapitola si klade za cíl popsat realizaci přípravku s antialiasing filtry. Je zde popsán výběr parametrů realizovaných filtrů na přípravku, výpočet hodnot použitých součástek, návrh tištěného spoje a v neposlední řadě reprezentovány výsledky provedených praktických měření na přípravku v době jeho realizace. V předposlední čtvrté kapitole je popsána realizace softwaru pro demonstraci vzniku aliasingu a měření parametrů přípravku, popis uživatelského prostředí programu a části funkcí zdrojového kódu. Poslední kapitola je věnována závěru práce.

1 Vznik aliasingu

1.1 Vzorkování

Vzorkování je proces, při kterém analogový signál nahrazujeme časově odpovídající posloupností vzorků. Některé informace o původním signálu se mohou při tomto procesu ztratit. Jestliže původní spojitý signál vzorkujeme dostatečně vysokým vzorkovacím kmitočtem f_v a navíc ho frekvenčně omezíme, je ztráta informace dostatečně malá a v nejlepším případě ke ztrátě informace vůbec nedochází. Označíme-li původní spojitý signál $x_a(t)$ a vzorkovanou posloupnost $x[n]$, můžeme v ideálním případě vyjádřit posloupnost $x[n]$ vztahem: $x[n]=x_a(nT)$, kde T je vzorkovací perioda, tj. převrácená hodnota vzorkovací frekvence f_v . Jsou-li časové změny signálu $x_a(t)$ příliš rychlé potom je v analogově číslicovém převodu větší pravděpodobnost výskytu chyb. Jestliže budeme chtít proces vzorkování analyzovat můžeme vyjít z představy, že vzorkovaný signál $x_v(t)$ je dán součinem spojitého signálu $x_a(t)$ a sledu Dirackových impulsů $p(t)$, které jsou od sebe vzdálené o periodu T .

Tedy
$$x_v(t)=x_a(t) \cdot p(t) \quad (1.1)$$

a jestliže
$$p(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t-nT) \quad (1.2)$$

poté lze vzorkování vyjádřit
$$x_v(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty} x_a(nT)\delta(t-nT) \quad (1.3)$$

tvarem *Fourierovy transformace*

$$X_v(j\omega)=\int_{-\infty}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_a(nT)\delta(t-nT)e^{-j\omega t} dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_a(nT) \int_{-\infty}^{\infty} \delta(t-nT)e^{-j\omega t} dt = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_a(nT)e^{-j\omega nT} \quad (1.4)$$

Výsledkem je *Fourierova transformace* diskrétního signálu, což souhlasí s definicí

Fourierovy transformace
$$X(e^{j\varpi})=\sum_{n=-\infty}^{\infty} x_a(nT)e^{-j\varpi n}, \quad (1.5)$$

kde ϖ je normovaný úhlový kmitočet ke vzorkovací frekvenci f_v . Tento diskrétní úhlový kmitočet $\varpi = \omega T = 2\pi \frac{f}{f_v}$ je udáván na rozdíl od spojitého úhlového kmitočtu pouze v radiánech. Nyní budeme porovnávat spektrum signálu po vzorkování se

spektrům signálu před vzorkováním. V kmitočtové oblasti konvoluce odpovídá součinu (1.1) následující vztah:

$$X_v(j\omega) = X_a(j\omega) * P(j\omega) \quad (1.6)$$

$$P(j\omega) \text{ lze vyjádřit} \quad P(j\omega) = \omega_v \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - k\omega_v), \quad (1.7)$$

kde $\omega_v = 2\pi/T$ je vzorkovací frekvence. Potom spektrum vzorkovaného signálu lze psát ve tvaru

$$X_v(j\omega) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_a(j(\omega - k\omega_v)) \quad (1.8)$$

Spektrum s diskrétní frekvencí ϖ vyjádřené pomocí DFTF vypadá

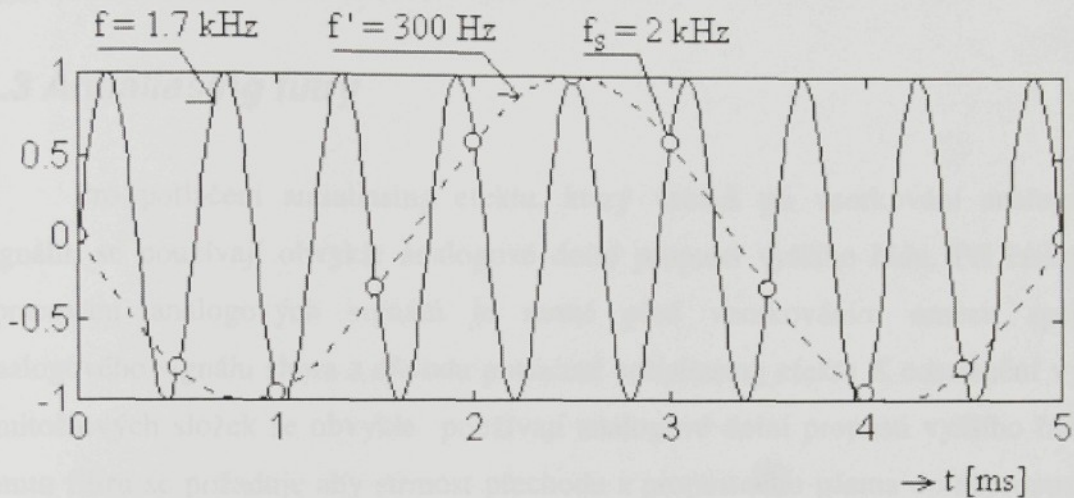
$$X_v(e^{j\varpi}) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_a(j\frac{\varpi}{T} - j\frac{k2\pi}{T}) \quad (1.9)$$

$X_v(e^{j\varpi})$ je periodická funkce a udává, že spektrum $X_a(j\omega)$ analogového signálu $x_a(t)$ je násobeno činitelem $f_v = \frac{1}{T}$ a na celočíselných násobcích vzorkovací úhlové frekvence se periodicky opakuje. Ze vztahů (1.8) a (1.9) dále vyplývá, že libovolná frekvenční složka ω_0 z originálního spektra $X_a(j\omega)$ bude ve vzorkovaném spektru $X_v(e^{j\varpi})$ vystupovat jako ϖ_0 udávané v radiánech a bude se opakovat na kmitočtech $\varpi_k = \varpi_0 \pm 2k\pi$. Jestliže bude absolutní hodnota ω_0 menší nežli π/T potom $|\varpi_0| < \pi$ a ϖ_0 bude ležet uvnitř intervalu $-\pi < \varpi < \pi$ jemuž říkáme *Nyquistův interval*. Naopak když absolutní hodnota ω_0 je větší nežli π/T bude $|\varpi_0| > \pi$ i když $|\omega_k| < \pi$ pro některá $k \neq 0$. Z toho tedy vyplývá, že frekvenční složka ω_0 ze spektra $X_a(j\omega)$ bude ve vzorkovaném spektru $X_v(e^{j\varpi})$ ležet na jiné frekvenci $|\varpi_k| < \pi \neq \omega_0 T$ v *Nyquistově intervalu* $|\varpi| < \pi$. To znamená, že nastalo překrývání spekter. Tento jev není žádoucí a způsobí, že informace které jsou obsažené ve vzorkovaném signálu nám nestačí k jeho zpětné rekonstrukci do spojitě časové oblasti. Abychom tomuto jevu zabránili, musí všechny složky spektra splňovat tzv. *vzorkovací teorém*.

1.2 Aliasing

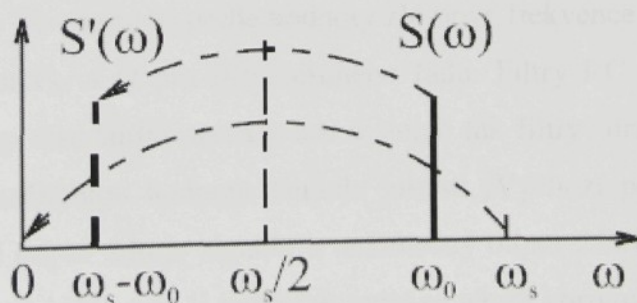
Teoretický rozbor vzniku aliasingu byl uveden v minulé kapitole o vzorkování. Nyní bude tento jev nastíněn prakticky. Přehlížení vzniku aliasingu bývá častou příčinou chyb měření při použití levných A/D převodníků v osobních počítačích bez

antialiasingových filtrů. Vztah mezi frekvencí vzorkování f_v a mezní frekvencí signálu f_{MAX} popisuje *Shannon-Kotelnikův teorém*. K Rekonstrukci analogového signálu bez toho, aniž by se projevil jeho zkreslení, je třeba aby polovina vzorkovací frekvence byla větší než mezní frekvence signálu. Na obrázku 1.1 je vidět význam volby frekvence vzorkování ve vztahu k frekvenci signálu.



Obr. 1.1: Vznik aliasingu

Příklad obsahuje časový průběh harmonického signálu o jednotkové amplitudě a frekvenci 1.7 kHz. Signál je vzorkován vzorkovací frekvencí $f_v = 2 \text{ kHz}$. Při grafickém znázornění posloupnosti vzorků je zřejmé, že tyto vzorky lze spojit aproximační křivkou ve tvaru harmonického signálu. Frekvence této aproximace je ovšem odlišná od frekvence výchozího signálu, a to o velikosti $f' = f_v - f$. Ve spektru vzorkovaného signálu bude složka o frekvenci $f = 1.7 \text{ kHz}$ nahrazena složkou o frekvenci 0.3 kHz. Tento jev se nazývá aliasing nebo v češtině také překládání spekter a může ovlivnit složení měřených spekter tím, že se ve spektru objeví falešné složky, které přísluší skutečným složkám s frekvencí vyšší než je Nyquistova frekvence. Rozložení skutečných a zdánlivých složek je vidět na obrázku 1.2.



Obr. 1.2: Spektrum zdánlivé a skutečné frekvenční složky

Spektrum zobrazuje polohu *Nyquistovy frekvence* kolem které je symetricky položena na jedné straně zdánlivá složka a na druhé straně skutečný signál. Jinak řečeno je zdánlivá složka kolem *Nyquistovy frekvence* překlopena od původního signálu. Zajímavý případ nastane, jestliže je frekvence skutečného harmonického signálu shodná s frekvencí vzorkování. V tomto případě bude totiž frekvence zdánlivého signálu rovna nule.

1.3 Antialiasing filtry

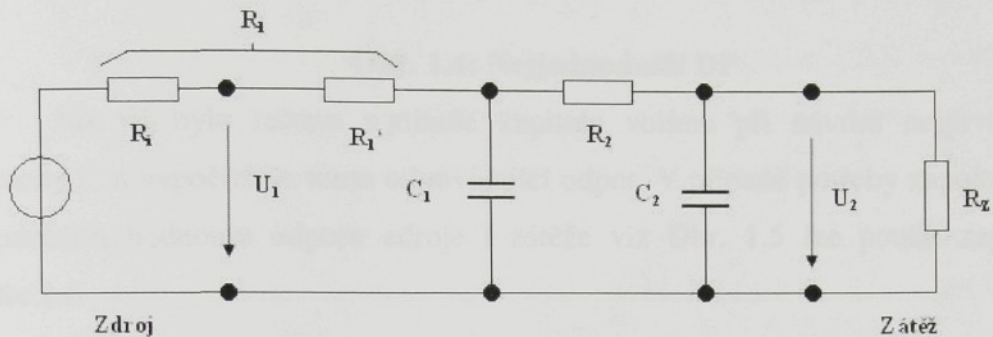
Pro potlačení antialiasing efektu, který vzniká při vzorkování analogového signálu, se používají obvykle analogové dolní propusti vyššího řádu. Při číslicovém zpracování analogových signálů je nutné před vzorkováním omezit spektrum analogového signálu shora z důvodu potlačení antialiasing efektu. K odstranění vyšších kmitočtových složek se obvykle používají analogové dolní propusti vyššího řádu. Po tomto filtru se požaduje aby strmost přechodu z propustného pásma do nepropustného pásma byla co největší, přičemž někdy nevádí ani zvlnění v propustném pásmu. Tyto požadavky splňuje například aproximace dle *Butterwortha* nebo *Čebyševa*. Velikost zvlnění v propustném pásmu lze volit podle požadavků zadání.

1.3.1 Pasivní RC filtry

Vynikají svou jednoduchostí, dostupností a nízkou cenou výchozích součástek, rezistorů a kondenzátorů. Tato jednoduchost je ale vykoupena jejich špatnými vlastnostmi a posléze využitím. Praktické využití mají jen jednoduché filtry prvního a druhého řádu s nízkým činitelem jakosti Q , který nebývá větší než 0,5. RC filtry vyšších řádů se v praxi používají výjimečně.

Návrh filtrů RC 1. a 2. řádu je vhodné realizovat přímo podle parametrů přenosových funkcí. To znamená podle hodnoty zlomové frekvence F_M pro filtr prvního řádu a podle hodnot F_M a Q pro filtry druhého řádu. Filtry RC prvního řádu totiž nerealizují žádný typ standardní aproximace a stejně tak filtry druhého řádu, protože mají omezenou dosažitelnou hodnotu činitele jakosti. Výchozí podmínky pro návrh jsou: nulový vnitřní odpor zdroje signálu a nekonečný odpor zátěže. V praxi nebývají tyto podmínky vždy splněny a je-li tomu tak musí se návrh korigovat. Názorný příklad je uveden na *obrázku 1.3*, kde je například možné sečíst vnitřní odpor zdroje R_i

s funkčním odporem R_1 tak, aby výsledná hodnota odpovídala požadované hodnotě R_1 . Tato úprava není ale vždy možná a to například v případě připojení zatěžovacího odporu. Zatěžovací odpor zde nejen sníží přenos v propustném pásmu, ale také ovlivní hodnoty parametrů filtru.



Obr. 1.3: Příklad ovlivnění RC filtru odporem zdroje a zátěže

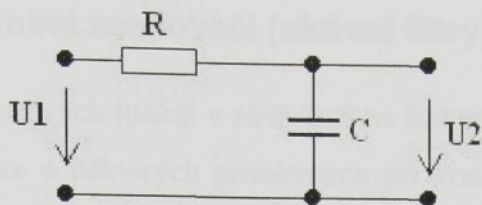
Jestliže uvažujeme již zmiňované výchozí podmínky jako je nulový odpor zdroje a nekonečný odpor zátěže je při návrhu filtrů RC charakteristickým rysem možnost volby hodnoty jednoho z prvků R nebo C . Tato vlastnost vyplývá již ze základního vztahu pro mezní kmitočet filtrů RC typu dolní či horní propusti 1. řádu, kde $F_m = 1/2\pi RC$. Protože realizace hodnot kondenzátorů mimo základní řadu E12 je dražší a kondenzátory se hůře shánějí nežli hodnoty rezistorů, volíme skoro vždy hodnotu kapacity C . Pro základní orientaci a volbu lze využít vztah $C = 3 \cdot 10^{-7} / \sqrt{F_M}$. Tato hodnota kapacity je pouze orientační a zaokrouhluje se dle našich potřeb na hodnotu z řady. Jestliže bychom ale při návrhu zvolili hodnotu dosti odlišnou, měli bychom také hledět na to, aby byla i hodnota rezistoru dobře realizovatelná - např. s ohledem na odpor zátěže či zdroje.

1.3.1.1 Návrh pasivních RC filtrů 1. řádu

Zapojení DP 1. řádu je zobrazeno na obrázku 1.4. Tomu odpovídají vztahy pro komplexní přenosovou funkci a mezní frekvenci :

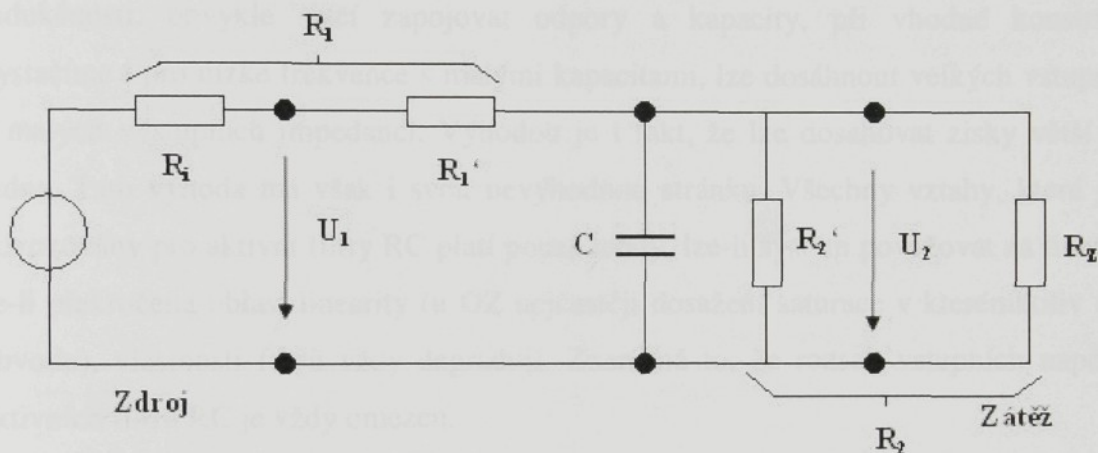
$$K(j\omega) = \frac{1/RC}{j\omega + 1/RC} \quad (1.10)$$

$$F_M = \frac{1}{2\pi RC} \quad (1.11)$$

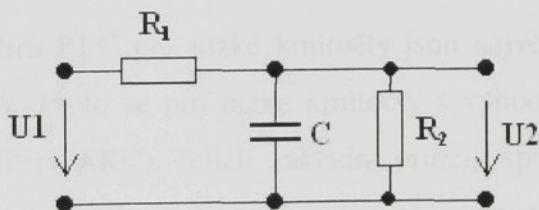


Obr. 1.4: Nejjednodušší DP

Jak již bylo řečeno v minulé kapitole volíme při návrhu nejprve hodnotu kapacity C a vypočítáme tomu odpovídající odpor. V případě potřeby zapojení obvodu s konečnou hodnotou odporu zdroje i zátěže viz Obr. 1.5 lze použít zapojení DP z Obr.1.6



Obr. 1.5: Zapojení s konečnou hodnotou odporu zdroje i zátěže



Obr. 1.6: Dolní propust s „ $R_1 > 0$ a $R_z < \infty$ “

Při návrhu se postupuje stejně a navíc je třeba vypočíst odpory R_1 a R_2 , kde $R_1 = R/k$, $R_2 = R_1 \cdot R / (R_1 - R)$, $k = R_2 / (R_1 + R_2)$. Vypočtené R_1 a R_2 pak můžeme rozdělit na sériovou a paralelní kombinaci s odporem zdroje a zátěže. V případě, že pro celý R_1 bude využit odpor zdroje a pro celý R_2 odpor zátěže, vypočteme ekvivalentní R jako paralelní či sériovou kombinaci R_i a R_z a z hodnoty R potom vypočteme hodnotu C

1.3.2 Filtry s operačními zesilovači (aktivní filtry)

Modelování přenosových funkcí v závislosti na frekvenci je velmi rozsáhlý obor. Proto se lze zmínit pouze o některých problémech při konstrukci filtrů s operačními zesilovači (dále už jen OZ) (odpory a kondenzátory) - Tzv. aktivní filtry RC.

Bude probrána realizace filtrů pomocí kaskádního řazení filtrů nejvýše druhého řádu. Jako aktivní prvek je vždy použit operační zesilovač. Vzhledem k tomu, že pracujeme s OZ, spočívá realizace požadovaných přenosových charakteristik ve výběru lakových zpětnovazebních sítí, které požadavek zajistí.

Aktivní filtry mají oproti pasivním několik výhod: není třeba používat indukčnosti, obvykle stačí zapojovat odpory a kapacity, při vhodné konstrukci vystačíme i pro nízké frekvence s malými kapacitami, lze dosáhnout velkých vstupních a malých výstupních impedancí. Výhodou je i fakt, že lze dosahovat zisky větší než jedna. Tato výhoda má však i svou nevýhodnou stránku. Všechny vztahy, které jsou odvozovány pro aktivní filtry RC platí pouze tehdy, lze-li systém považovat za lineární. Je-li překročena oblast linearity (u OZ nejčastěji dosažení saturace v kterémkoliv uzlu obvodu), vlastnosti filtrů vždy degradují. Znamená to, že rozsah vstupních napětí u aktivních filtrů RC je vždy omezen.

1.3.3 Filtry ARC

Při realizaci filtrů RLC pro nízké kmitočty jsou největší problémy s kvalitou, rozměry a cenou cívek. Proto se pro nízké kmitočty s výhodou nahrazují filtry RLC aktivními filtry RC (filtry ARC). Jejich základní princip spočívá v „náhradě“ cívky pomocí zapojení aktivního prvku (operační zesilovač, tranzistor) se dvěma rezistory a kapacitami.

Nahradit cívku můžeme v zásadě dvěma základními způsoby. První spočívá v použití obvodu, který přímo nahrazuje cívku jako dvojpól a vykazuje mezi určitými svorkami příslušnou indukčnost. Druhý princip, jak bude ukázáno dále v kap. 1.3.2.2, nahrazuje cívku nepřímo - pomocí transformace výchozího LRC obvodu na ekvivalentně se chovající strukturu RCD, která indukční prvek neobsahuje, ale na druhou stranu potřebuje syntetický prvek D - dvojný kapacitor (kmitočtově závislý negativní rezistor).

1.3.3.1 Obvody s náhradou cívky

Aktivní filtry ARC, které vycházejí z filtrů RLC a využívají k tomu přímou či nepřímou náhradu cívek, mají velké množství různých variant zapojení. Objasnění jejich funkce představuje i řadu různých pohledů na činnost filtru. V oblasti návrhu ARC filtrů převažují dva hlavní přístupy. Velmi názorný je takový přístup, který vytváří obvody, vykazující na vstupních svorkách induktivní impedanci. Ty lze využít jako přímou náhradu indukčnosti ve filtru RLC. Zřejmě častější je ale takový pohled, kdy vytváříme celý obvod ARC s přenosovou funkcí 2. řádu jako ekvivalenci obvodu LRC 2. řádu, přičemž přímá náhrada cívky v obvodu nemusí být na první pohled zřejmá.

Typický příklad filtru typu DP 2. řádu, známý jako obvod Allena a Keye, je ukázán na Obr. 1.7. Obvod s OZ, dvěma rezistory R a dvěma kapacitami C má přenosovou funkci ve tvaru:

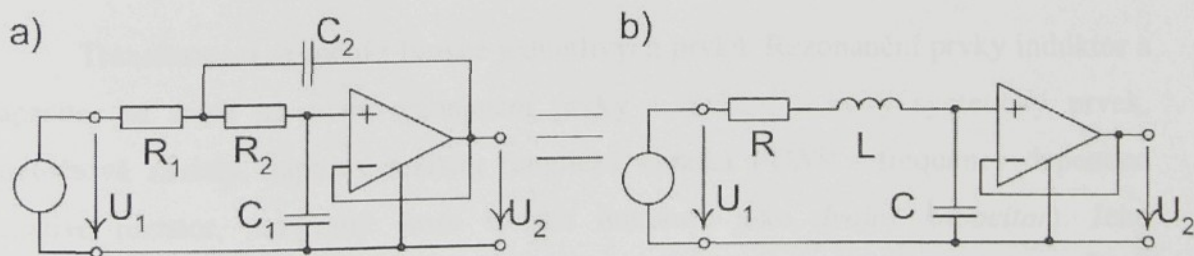
$$K(p) = \frac{1/(R_1 R_2 C_1 C_2)}{p^2 + p(R_1 + R_2)/(C_2 R_1 R_2) + 1/(R_1 R_2 C_1 C_2)} = \frac{\Omega_0^2}{p^2 + p\Omega_0/Q + \Omega_0^2}$$

Tento výraz je shodný s přenosovou funkcí RLC dolní propusti 2. řádu. Hodnoty činitele jakosti Q a rezonančního kmitočtu F_0 lze vyjádřit vztahy:

$$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{R_1 + R_2} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_2}{C_1}}_{R_1=R_2}$$

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Obecný vztah pro Q je upraven pro častý a optimální případ shodných hodnot R_1 a R_2 .



Obr. 1.7: Dolní propust ARC 2. řádu a ekvivalentní obvod RLC s OZ

Zapojení aktivního prvku (OZ) spolu s pasivními součástkami (R,C) tedy realizuje obvod, který je z hlediska přenosové funkce ekvivalentní s obvodem RLC. Z tohoto

hlediska tedy OZ s rezistory R1, R2 a kondenzátorem C2 představuje (simuluje) vlastně ztrátovou cívku. Proto lze nakreslit ekvivalentní schéma se shodnou přenosovou funkcí (Obr 1.7b). Zajímavé je, že OZ je v zapojení na Obr 1.7a využit nejen pro simulaci L, ale též jako oddělovací zesilovač. Dosáhneme tím malé hodnoty výstupního odporu filtru a přenosová funkce není závislá na impedanci zátěže na rozdíl od samotného obvodu RLC. Impedanční oddělení výstupu od rezonančního obvodu pomocí OZ umožňuje mj. jednoduché kaskádní spojování těchto filtrů.

1.3.3.2 Nepřímá náhrada cívky – Brutonova transformace a dvojný kapacitor

Brutonova transformace vychází z úvahy, že napěťový přenos obvodu jako bezrozměrná funkce je určen poměrem impedancí příslušných prvků obvodu, a proto se při násobení všech impedancí obvodu stejným koeficientem přenos nemění. Bretonova impedanční transformace násobí (dělí) impedance komplexním kmitočtem p podle vztahu

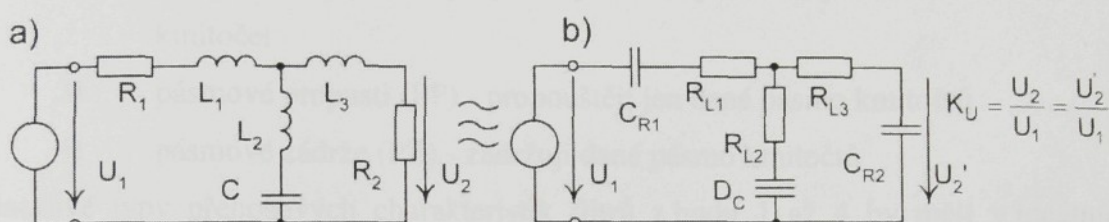
$$Z_T = Z \frac{k_T}{p},$$

kde k_T je volitelný transformační koeficient. Touto transformací pro jednotlivé prvky L, R a C dospějeme k následujícím impedancím

$$\begin{array}{ll} \text{L:} & pL \frac{k_T}{p} = k_T L = R_L \quad L \rightarrow R_L : R_L = k_T L \\ & \\ \text{R:} & R \frac{k_T}{p} = \frac{k_T R}{p} = \frac{1}{pC_R} \quad R \rightarrow C_R : C_R = \frac{1}{k_T R} \\ & \\ \text{C:} & \frac{1}{pC} \frac{k_T}{p} = \frac{k_T}{p^2 C} = \frac{1}{p^2 D_C} \quad C \rightarrow D_C : D_C = \frac{C}{k_T} \end{array}$$

Transformací se mění i funkce jednotlivých prvků. Rezonanční prvky induktor a kapacitor se mění na nové rezonanční prvky - rezistor a nový syntetický prvek, kmitočtově závislý, záporný rezistor (anglická zkratka *FDNR* - frequency depended negative resistor, nazývaný často v naší literatuře jako *dvojný kapacitor*). Jeho admitance je reálná jako u rezistoru, ale je kmitočtově závislá a záporná ($Y = -\omega^2 D_C$). Ztrátový prvek obvodu RLC - rezistor se mění na nový ztrátový prvek - kapacitor. Z toho pohledu tedy dostáváme po transformaci nový typ rezonančního obvodu s rezonančními prvky - rezistorem a dvojným kapacitorem a se ztrátovým prvkem - ideálním kapacitorem

Na základě této transformace lze převést např. dolní propust RLC na dolní propust RCD, jak je vidět z Obr. 1.8. Je zřejmé, že se tím mění impedanční vlastnosti celého obvodu, ale *napěťový přenos* takto transformovaného obvodu se oproti původnímu obvodu LRC nezmění (ve vztahu pro přenos se transformační koeficient k_T/p vykrátí). Nutnými předpoklady pro ekvivalentní transformaci jsou v tomto případě u obvodu RCD nulový vnitřní odpor zdroje (případně jen vnitřní kapacita, kterou lze spojit s C_{R1}) a ryze kapacitní zátěž C_{R2} (s nekonečně velkým paralelním odporem).



Obr. 1.8: Brutonova transformace dolní propusti LRC na dolní propust RCD se shodným přenosem napětí

Stejně jako v předešlé kapitole 1.3.2.1 bychom mohli i pro obvody s dvojnými kapacitami uvést jako příklady aplikací *bloky s přenosovou funkcí druhého řádu*. Typickým příkladem je filtr typu HP 2. řádu, který vznikne z filtru DP na Obr. 1.7 vzájemnou záměnou rezistorů a kapacitorů. Tento pohled však není častý. Na bloky druhého řádu se obvykle díváme bez ohledu na podstatu simulace, ačkoliv by to, např. při rozboru parazitních vlivů, mohlo být užitečné.

Jak z předchozího odstavce vyplývá, výhoda struktur s prvky RCD bez indukčnosti je vykoupená nutností realizace umělého (syntetického) prvku - dvojného kapacitoru. Realizace tohoto syntetického prvku má podobné rysy jako u syntetického induktoru s tím rozdílem, že hodnota jeho admitance je určena jedním rezistorem a dvěma kapacitami $D_{EKV} = C_1 C_2 R$. Praktické případy realizace lze rozdělit stejně jako u syntetického induktoru podle ztrátovosti a vztahu ke společnému (zemnímu) uzlu.

Pomocí jednoho OZ lze realizovat *ztrátové uzemněné dvojné kapacitory*. Obvodem s dvěma OZ lze vytvořit teoreticky ideální *bezeztrátové uzemněné dvojné kapacitory*. Realizace *neuzemněných dvojných kapacitorů* je možná stejně jako syntetických induktorů zdvojením bezeztrátového uzemněného dvojného kapacitoru.

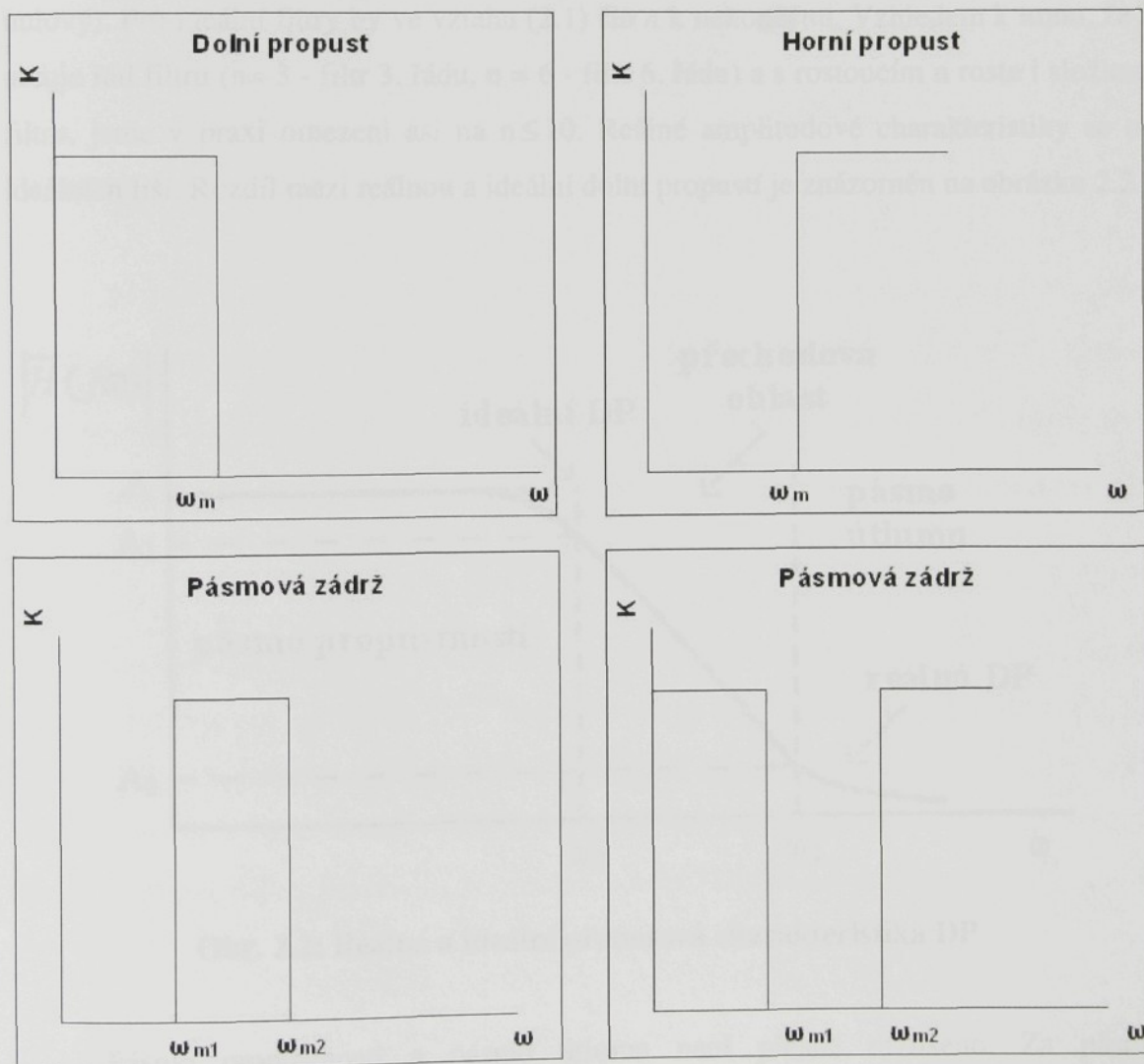
2 Přenosové charakteristiky

2.1 Základní rozdělení přenosových charakteristik

podle toho, jaké frekvenční pásmo filtry propouštějí je dělíme na:

- 1) dolní propusti (DP) - propouštějí všechny kmitočty menší než horní mezní kmitočet
- 2) horní propusti (HP) - propouštějí všechny kmitočty větší než dolní mezní kmitočet
- 3) pásmové propusti (PP) - propouštějí jen dané pásmo kmitočtů
- 4) pásmové zádrže (PZ) - zadržují dané pásmo kmitočtů

Jednotlivé typy přenosových charakteristik filtrů z bodu 1 až 4 by měli v ideálním případě vypadat jako na obrázku 2.1



Obr. 2.1: Moduly ideálních filtrů

Obecně lze libovolnou přenosovou charakteristiku popsat vztahem :

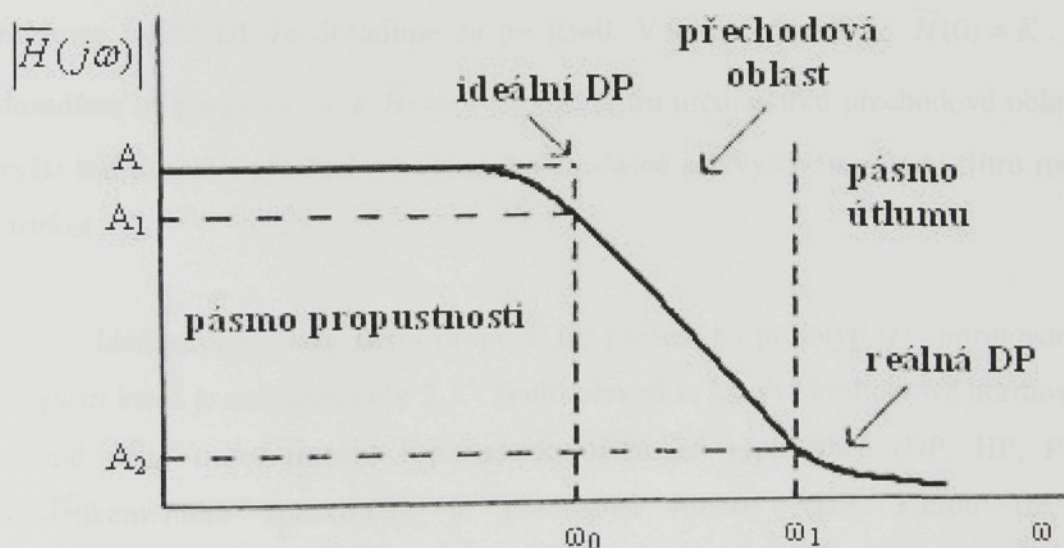
$$H(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{c_m p^m + c_{m-1} \cdot p^{m-1} + \dots + c_1 p + c_0}{b_n p^n + b_{n-1} \cdot p^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0}, \quad (2.1)$$

kde $U_1(p)$ je vstupní napětí, $U_2(p)$ je výstupní napětí, $p=j\omega$ (pro ustálený stav, nejsou-li analyzovány přechodové děje v čase)- poté můžeme přenosovou funkci psát ve tvaru:

$$\overline{H}(j\omega) = |\overline{H}(j\omega)| \cdot e^{j\varphi(\omega)} \quad (2.2)$$

kde $|\overline{H}(j\omega)|$ je modul přenosové funkce, $\varphi(\omega)$ je frekvenční fázová charakteristika

Moduly ideálních filtrů jsou na obr.2.1 (přenos mimo pásmo propustnosti je nulový). Pro ideální filtry by ve vztahu (2.1) šlo n k nekonečnu. Vzhledem k tomu, že n určuje řád filtru ($n=3$ - filtr 3. řádu, $n=6$ - filtr 6. řádu) a s rostoucím n roste i složitost filtru, jsme v praxi omezení asi na $n \leq 10$. Reálné amplitudové charakteristiky se od ideálních liší. Rozdíl mezi reálnou a ideální dolní propustí je znázorněn na obrázku 2.2



Obr. 2.2: Reálná a ideální přenosová charakteristika DP

Pásmo propustnosti a pásmo útlumu není přesně rozlišeno. Za pásmo propustnosti budeme považovat frekvence, kde $|\overline{H}(j\omega)|$ neklesne pod zvolenou

hodnotu A_1 (není povolen větší pokles než 3 dB). Hodnotě A_1 odpovídá (v dB) hodnota útlumu $\alpha_1 = 20 \log(A/A_1) = -20 \log(A_1/A) = |A=1| = -20 \log A_1$. Za pásmo útlumu budeme považovat frekvence, pro které platí, že $|\overline{H}(j\omega)|$ klesne pod zvolenou hodnotu A_2 – útlum stoupne nad zvolenou hodnotu $\alpha_2 = 20 \log(A/A_2) = -20 \log(A_2/A) = |A=1| = -20 \log A_2$. Za přechodovou oblast budeme považovat frekvence, kde platí $A_i > |\overline{H}(j\omega)| > A_2$. Stejná definice platí analogicky i pro ostatní typy filtrů

Volba koeficientů c_i , b_i ve vztahu (2.1) určuje typ a charakter aproximace přenosové charakteristiky. Nejznámější aproximace jsou: *Butterworthova*, *Čebyševova* a *Besselovy*. Aproximace jsou v literatuře tabelovány pro dolní propusti a pomocí definovaných postupů jich lze využít i pro konstruování ostatních typů filtrů.

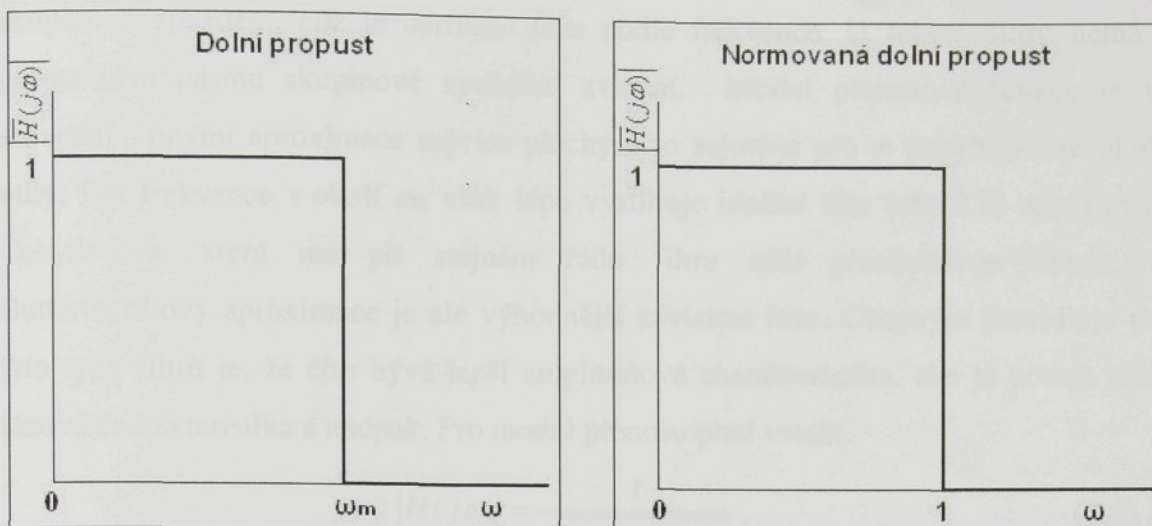
Přenosovou funkci dolní propusti lze napsat ve tvaru:

$$\overline{H}(p) = \frac{Kb_0}{p^n + b_{n-1} \cdot p^{n-1} + \dots + b_1 p + b_0}, \quad (2.3)$$

kde $p=j\omega$, K je konstanta

To, že je tato přenosová charakteristika opravdu aproximací dolní propusti, můžeme ověřit tak že dosadíme za $p=j\omega=0$. V tomto případě je $\overline{H}(0) = K$. Jestliže dosadíme za $p=j\omega \rightarrow \infty$ a $\overline{H}(\infty) = 0$. Řád filtru určuje šířku přechodové oblasti (čím vyšší řád tím užší přechodová oblast) a současně se zvyšováním řádu filtru roste jeho strmost.

Ideální požadavky dolní propusti lze převést na prototyp tzv. *normované dolní propusti* která je zobrazena obr 2.3. Tento převod se nazývá kmitočtové normování a je možné takto transformovat i požadavky ostatních typů filtrů (DP, HP, PP, PZ). Výsledkem této aproximace je přenosová funkce NDP, kterou lze těmito transformacemi zpětně převést na přenosové funkce žádaného typu filtru.



Obr. 2.3: Ideální přenosová charakteristika DP a NDP

Pro normovaný filtr můžeme přenosovou funkci napsat ve dvou tvarech:

Jestliže jsou n lichá čísla (1,3,5,7,...) lze přenosovou funkci napsat ve tvaru:

$$\overline{H}(p) = \frac{A_0}{p + b_0} \prod_{k=1}^{n-1/2} \frac{AK}{p^2 + a_k p + b_k} \quad (2.4)$$

Pro n sudá (2,4,6,8,...) má přenosová funkce tvar:

$$\overline{H}(p) = \prod_{k=1}^{n/2} \frac{A_k}{p^2 + a_k p + b_k} \quad (2.5)$$

kde: $b_k = 1$

$$a_k = 2 \sin \frac{(2k-1)\pi}{2n}$$

Původní funkce je rozložena na součin dílčích funkcí nejvýše 2. řádu. Tento rozklad zajišťuje, že požadovanou přenosovou funkci filtrů i vyšších řádů lze realizovat kaskádním řazením filtrů 1. či 2. řádu. Tzn. jestliže chceme realizovat filtr 8 řádu je třeba za sebe zařadit 4 filtry 2. řádu.

2.2 Butterworthova aproximace

Někdy se Butterworthovy filtry nazývají filtry s maximálně plochou amplitudovou frekvenční charakteristikou v propustném pásmu. Jejich frekvenční fázová charakteristika vykazuje v propustném pásmu plynulou změnu fáze s frekvencí se sklonem daným počtem pólů filtru. Pro posouzení těchto vlastností se používá pojmu

skupinové zpoždění, což je derivace fáze podle frekvence. U tohoto filtru nemá v propustném pásmu skupinové zpoždění zvlnění. Modul přenosové funkce je ve srovnání s jinými aproximace nejvíce plochý a to zejména pro ω pohybující se okolo nuly. Pro frekvence v okolí ω_0 však lépe vystihuje ideální filtr (obr 2.2) aproximace Čebyševova, která má při stejném řádu filtru užší přechodovou oblast. U Butterworthovy aproximace je ale výhodnější závislost fáze. Obecným pravidlem pro tyto typy filtrů je, že čím bývá lepší amplitudová charakteristika, tím je potom horší fázová charakteristika a naopak. Pro modul přenosu platí vztah:

$$|\overline{H}(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega/\omega_0)^{2n}}}, \quad (2.6)$$

Ze vztahu (2.6) je vidět, že pro frekvenci ω_0 je A_1 rovno hodnotě 0,707 ($\alpha_1 = 3\text{dB}$ obr.2.2) Hodnoty přenosu podle vztahu (2.6) v závislosti na ω/ω_0 jsou uvedeny v tabulce (2.1) , ze které je možné určit strmost filtru: -6dB/okt na každý řád filtru (oktáva- zdvojnásobení frekvence). Strmost filtru je tedy -n.6dB/okt ($\approx$ -n.20 dB/dek), n značí řád filtru

ω/ω_0	$ \overline{H}(j\omega) $ - Butterworthova aproximace				
0	1	1	1	1	1
0,5	0,894	0,97	0,992	0,998	0,999
1	0,707	0,707	0,707	0,707	0,707
1,5	0,555	0,406	0,284	0,194	0,131
2	0,447	0,243	0,124	0,062	0,031
3	0,316	0,11	0,037	0,012	0,004
4	0,243	0,062	0,016	0,004	0,001
řád n	1	2	3	4	5

Tabulka 1: Hodnoty modulu Butterworthových filtrů pro řád n=1 až 5

V následující tabulce jsou koeficienty pro Butterworthovu aproximaci 2. až 5. řádu, které lze určit pomocí již zmiňovaných vztahů:

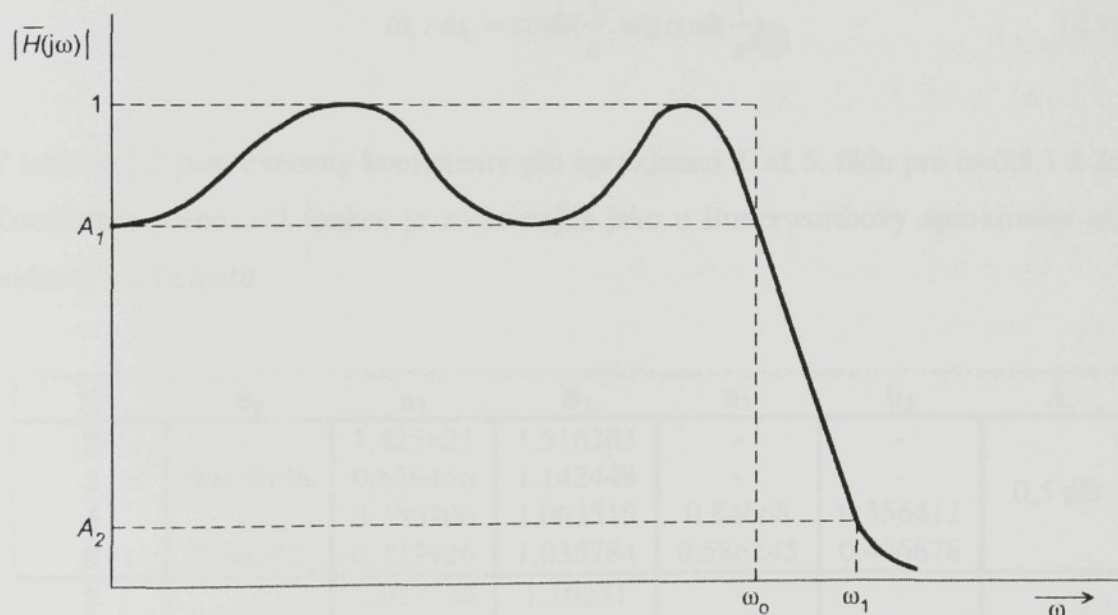
$$b_k = 1 \quad a_k = 2 \sin \frac{(2k-1)\pi}{2n}$$

N	b_0	a_1	b_1	a_2	b_2
2	-	1,414 214	1,000 000	-	-
3	1,000 000	1,000 000	1,000 000	-	-
4	-	0,765 367	1,000 000	1,847 759	1,000 000
5	1,000 000	0,618 0,4	1,000 000	1,618 034	1,000 000

Tabulka 2: Koeficienty pro dílčí funkce při Butterworthově aproximaci

2.3 Čebyševova aproximace

Čebyševovy filtry jsou popsány přenosem, v jehož jmenovateli jsou koeficienty charakteristického Čebyševova polynomu. Výhodou těchto filtrů je fakt, že strmost filtru v blízkém okolí frekvence zlomu je vyšší než odpovídá řádu aproximace. Cenou za tuto příznivou vlastnost, která může vést ke snižování řádu filtru, je zvlnění frekvenční charakteristiky v propustném pásmu. Toto zvlnění je tím větší, čím je vyšší počáteční strmost charakteristiky v nepropustném pásmu. Poznamenejme, že konečná strmost charakteristiky v nepropustném pásmu asymptoticky odpovídá řádu filtru - tedy $n \cdot 20 \text{ dB/dek}$. Při návrhu se používá jako parametr max. dovolené zvlnění (v dB) frekvenční charakteristiky v propustném pásmu. Přechodová charakteristika Čebyševových filtrů (Obr. 2.4) má kmitavý charakter s relativně malým tlumením.



Obr. 2.4: Příklad Čebyševovy aproximace 4. řádu

Modul přenosu je definován vztahem:

$$|H(j\omega)| = \frac{K}{\sqrt{1 + \varepsilon^2 C_n^2(x)}}, \quad (2.7)$$

kde $x = \omega/\omega_0$

K, ε jsou konstanty

n je řád filtru

C_n jsou Čebyševovy polynomy řádu n :

$C_n = \cos(n \cdot \arccos x)$ pro $x < 1$ (pásma propustnosti),

$C_n = \cosh(n \cdot \operatorname{argcosh} x)$ pro $x > 1$ (pásmo přechodu a útlumu)

V pásmu propustnosti kolísá modul v definovaném rozmezí. Minimální hodnota $A_1=0,707$, $\varepsilon=1$. Maximální hodnoty dosahuje v bodech, kde $C_n(x<1)=0$, a vzniká zvlnění. V pásmu útlumu a přechodové oblasti je charakteristika monotónní. Rozkmit pulzací určuje parametr ε a jestliže bude $C_n=1$ můžeme A_1 vyjádřit vztahem $A_1 = 1/\sqrt{1+\varepsilon^2}$. Vyjádřeno v dB dostáváme pro zvlnění v pásmu propustnosti

$$\alpha = 20 \cdot \log(1/A_1) = 10 \cdot \log(1+\varepsilon^2) \quad (2.8)$$

Počet pulzací určuje řád aproximace n . Požadované zvlnění α je jednou ze základních charakteristik Čebyševova filtru. Pásmo propustnosti je ohraničeno z jedné strany hodnotou A_1 na frekvenci ω_0 a z druhé strany hodnotou A_2 a tomu odpovídající frekvenci ω_1 . Normovanou frekvenci pro pokles 3 dB lze určit podle vztahu:

$$\omega_3 / \omega_0 = \cosh\left(\frac{1}{n} \cdot \operatorname{argcosh} \frac{1}{\varepsilon}\right) \quad (2.9)$$

V tabulce 2.3 jsou uvedeny koeficienty pro aproximaci 2. až 5. řádu pro $\alpha=0,5,1$ a 2dB- Konstrukce přenosové funkce je zcela stejná jako u Butterworthovy aproximace až na hodnoty koeficientů

N	b_0	a_1	B_1	a_2	b_2	A
2	-	1,425625	1,516203	-	-	0,5 dB
3	0,626456	0,626456	1,142448	-	-	
4	-	0,350706	1,063519	0,84668	0,356412	
5	0,36232	0,223926	1,035784	0,586245	0,476676	
2	-	1,097734	1,10251	-	-	1 dB
3	0,494171	0,494171	0,994205	-	-	
4	-	0,279072	0,986505	0,673739	0,279398	
5	0,289493	0,178917	0,988315	0,46841	0,429298	
2	-	0,803816	0,82306	-	-	2 dB
3	0,368911	0,368911	0,886095	-	-	
4	-	0,209775	0,928675	0,50644	0,221568	
5	0,218308	0,134922	0,952167	0,35323	0,39315	

Tabulka 3: Koeficienty pro dílčí funkce při Čebyševově aproximaci

ω/ω_0	$ \overline{H}(j\omega) $ - Čebyševova aproximace			
1	0,944	0,944	0,944	0,944
1,2	0,836	0,654	0,427	0,247
1,5	0,633	0,303	0,121	0,047
2	0,379	0,109	0,029	0,008
3	0,166	0,029	0,005	-
4	0,092	0,012	0,002	-
řád n	2	3	4	5
ω_3/ω_0	1,39	1,168	1,093	1,059
A	0,5 dB ($\varepsilon^2 = 0,122$)			

Tabulka 4: Hodnoty modulu Čebyševových filtrů pro řád n=1 až 5 a $\alpha=0,5$

2.4 Besselova aproximace

Besselovy filtry se často používají v telekomunikační technice. Amplitudová charakteristika v nepropustném pásmu je velmi plochá. Průběh přechodové charakteristiky je charakterizován pomalým nárůstem čela bez překmitu. Koeficienty charakteristického Besselova polynomu jsou navrženy tak, aby fázová charakteristika byla v pásmu okolo kritické frekvence maximálně lineární. Při Besselově aproximaci se vychází ze stejných vztahů jako u Čebyševovy a Butterworthovy aproximace a platí proto i stejné postupy. Koeficienty a_k , b_k jsou voleny tak, aby závislost fáze φ na frekvenci ω byla lineární

$$\varphi(\omega) = -\omega \cdot \tau \quad (2.10)$$

Skupinové zpoždění

$$T(\omega) = -d\varphi/d\omega = \tau \quad (2.11)$$

Je potom na frekvenci nezávislé, což je často v praxi žádoucí. U této aproximace je zřejmá souvislost téměř konstantního skupinového zpoždění v propustném pásmu a přechodové charakteristiky téměř bez překmitů. Tyto vlastnosti předurčují *Besselovu aproximaci* především pro případy, kde záleží na zachování tvaru průchozího signálu. Při filtraci obdélníkových signálů budou výstupní impulzy bez překmitů. Výhodné je použití *Besselovy aproximace* pro filtraci kmitočtově a fázově modulovaných signálů. Poměrně malá strmost modulové charakteristiky je ale jeho hlavní nevýhodou. Modul přenosu u Besselových filtrů monotónně klesá, podobně jako u Butterworthovy aproximace, ale jejich strmost je podstatně menší. Pro zadané zpoždění $\tau = T(\omega_0)$ lze

určit, že $\omega_0 = 1/T(\omega_0) = 1/\tau$, odsud $f_0=1/(2\pi\tau)$. Frekvenci, na které je pokles přenosu 3 dB, lze určit pro $n \geq 3$ podle vztahu

$$\omega_3 / \omega_0 = \sqrt{0,6932(2n - 1)}$$
(2.12)

Přesnější hodnoty jsou uvedeny v *tabulce 2.6*

Koeficienty a_k, b_k jsou pro Besselovu aproximaci uvedeny v *tabulce 2.5*. Pro $\omega>\omega_3$ je strmost filtru opět $-n.6\text{dB/okt}$, kde n je řád filtru.

n	b0	a1	b1	a2	b2
2	-	3,000000	3,000000	-	-
3	2,322185	3,677815	6,459433	-	-
4	-	5,792421	9,140131	4,207579	11,4878
5	3,646739	6,703913	14,27248	4,649349	18,15632

Tabulka 5: Koeficienty dílčí funkce Besselovy aproximace

Přenos [dB]	ω / ω_0				pozn.
-0,1	0,26	0,34	0,4	0,45	
-0,2	0,36	0,48	0,56	0,64	
-0,5	0,57	0,75	0,89	1,01	
-1,0	0,8	1,05	1,25	1,43	
-3	1,36	1,75	2,11	2,42	ω_3 / ω_0
-6	1,97	2,42	2,89	3,32	
-10	2,76	3,15	3,64	4,15	
-15	3,9	4,07	4,50	5,01	
-20	5,33	5,08	5,38	5,83	
-30	9,67	7,66	7,39	7,6	
-40	17,28	11,36	9,99	9,71	
řád n	2	3	4	5	

Tabulka 6: Závislost přenosu Besselových filtrů na relativní frekvenci ω/ω_0

3 Realizace antialiasing filtrů

3.1 Výběr parametrů filtru

Jedním z bodů zadání této bakalářské práce byla realizace přípravku s anti-aliasingovým filtrem. Proto bylo třeba nejprve vybrat vhodný typ filtru a určit jeho důležité parametry. Obvykle se jako antialiasing filtry používají dolní propusti vyšších řádů, v případě realizovaného přípravku byly použity tedy dolní propusti 3. řádu. Jestliže zařadíme za sebe do kaskády dvě dolní propusti 3. řádu, vznikne propust 6 řádu, což bylo s výhodou také při realizaci použito. Aproximace byla zvolena *Butterworthova* pro její plochou amplitudovou frekvenční charakteristiku v propustném pásmu a plynulou změnu fáze. Zlomové frekvence realizovaných filtrů jsou 1KHz, 10KHz, 20KHz a 50KHz. Jako nejvhodnější zapojení z hlediska snadné realizace jsem zvolil schéma obvodu Sallen key s jedním OZ. Operační zesilovače byly použity TL074, tzn. 4 OZ v jednom pouzdře DIL (Dual in Line). Blokovací filtrační kondenzátory pro napájení operačních zesilovačů jsou použity keramické. Výhradně svitkové kondenzátory jsou použity v samotném zapojení filtrů.

3.2 Výpočet hodnot součástek

Dalším krokem při návrhu filtru je výpočet hodnot jednotlivých součástek. Jelikož byla vybrána *Butterworthova* dolní propust 3. řádu, bude se při návrhu vycházet ze tvaru její přenosové funkce, požadované mezní frekvence a z přenosové funkce použitého zapojení. Aktivní propust byla realizována tzv. „Sallen-Keyovým“ zapojením, jehož přenosová funkce má tvar:

$$F(s) = \frac{1}{s^3 + \frac{R_1 C_1 (R_2 + R_3) + R_3 C_2 (R_1 + R_2)}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2} s^2 + \frac{R_1 C_1 + C_3 (R_1 + R_2 + R_3)}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3} s + \frac{1}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2 C_3}} \quad (3.1)$$

Přenosová funkce *Butterworthovy* dolní propusti 3. řádu bude mít následující tvar:

$$F(s) = \frac{k \cdot \omega_c^3}{(s + \omega_c) \cdot (s^2 + \omega_c \cdot s + \omega_c^2)} = \frac{b_0}{s^3 + a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_0} \quad (3.2)$$

Tedy při návrhu konkrétního filtru s mezní frekvencí $f_m=1\text{kHz}$ a $k=1$, pak $\omega=2\pi f$

$$F(s) = \frac{2,480 \cdot 10^{11}}{s^3 + 12,566 \cdot 10^3 \cdot s^2 + 78,956 \cdot 10^6 \cdot s + 2,480 \cdot 10^{11}} \quad (3.3)$$

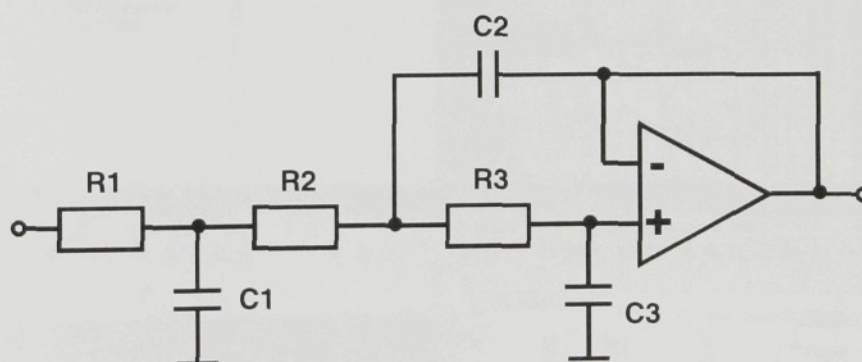
Z (3.1) a (3.3) získáme soustavu rovnic, která pro $R_1 = R_2 = R_3 = R = 11\text{k}\Omega$ bude vypadat

$$\frac{2 \cdot (C_1 + C_2)}{C_1 \cdot C_2 \cdot R} = a_2 \quad \frac{C_1 + 3 \cdot C_3}{C_1 \cdot C_2 \cdot C_3 \cdot R^2} = a_1 \quad \frac{1}{C_1 \cdot C_2 \cdot C_3 \cdot R^3} = a_0$$

Řešením této soustavy získáme hodnoty kapacit:

$$C_1 = 20,15 \text{ nF} \quad C_2 = 51,32 \text{ nF} \quad C_3 = 2,93 \text{ nF}.$$

Skutečné hodnoty součástek použitých při realizaci byly vybírány z řady E24. Proto bylo třeba experimentovat nejen s hodnotami kondenzátorů ale i odporů tak, aby se vlastnosti obvodu přibližovali co nejvíce vlastnostem obvodu s ideálně spočtenými hodnotami.



Obr. 3.1: Sallen-Keyova dolní propust 3. řádu

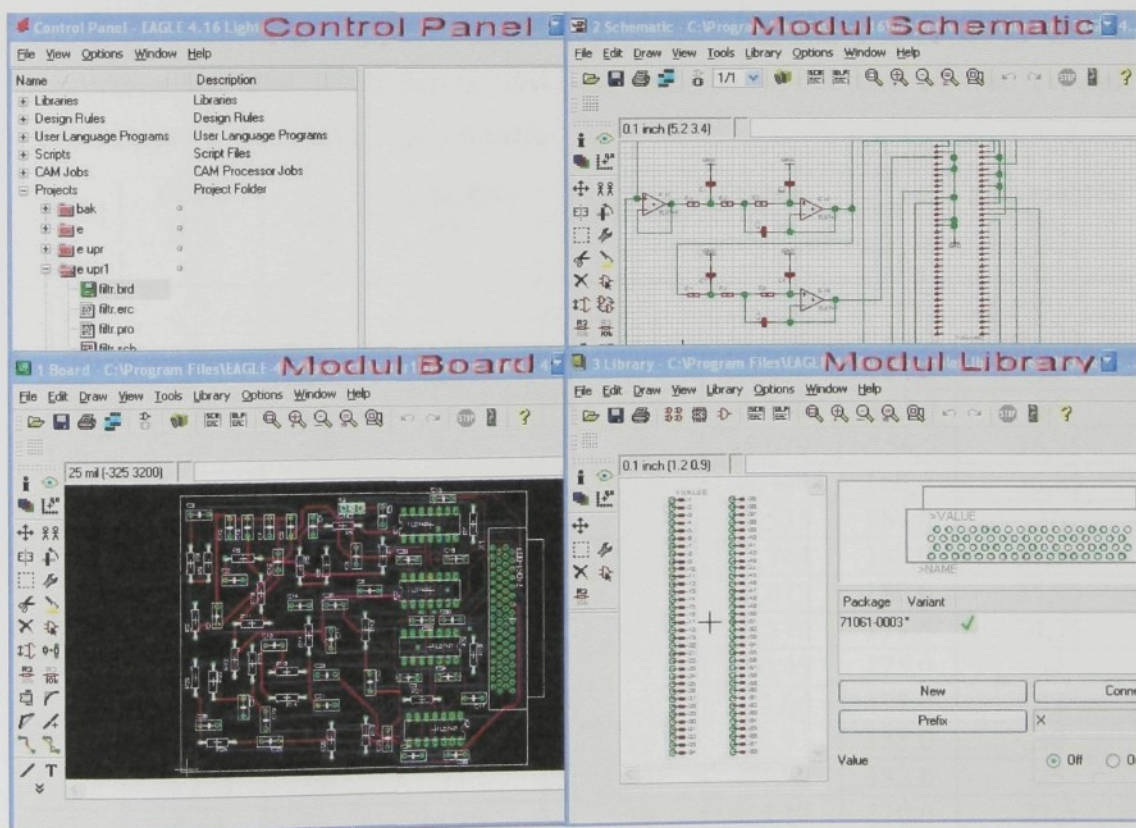
3.3 Návrh tištěného spoje

Pro návrh tištěného spoje byl použit editor pro tvoření schémat a výrobu plošných spojů s názvem Eagle. Po vytvoření softwarového podkladu desky byla DPS vyrobena na zakázku v laboratoři PCB Lab. Konečnou fází realizace přípravku bylo osazení DPS.

3.3.1 Editor plošných spojů EAGLE

EAGLE jehož zkratka je původně vycházející z názvu Easily Applicable Graphical Layout Editor je snadno použitelný, výkonný a uživatelsky přátelský program pro návrh desek plošných spojů DPS. Existuje ve třech provedeních : Eagle Light, Eagle standard, a Eagle Professional. Eagle Light je freeware, velikost desky je omezena na rozměr 8*10 cm, 2 signálovými vrstvami a jedním listem schématu. Použití je omezeno na nevýdělečné aplikace nebo studijní účely. U verze Professional je možnost tvořit desky o velikosti až 1,6 *1,6 m s 16ti signálovými vrstvami a 99 listy schématu.

Tento nástroj firmy CadSoft se skládá ze tří hlavních modulů a to Editoru spojů, Editoru schémat, Autorouteru, přičemž jednotlivé moduly jsou ovládány z jednoho uživatelského prostředí. Uživatelské prostředí můžeme rozdělit do 4 základních částí. První je Control Panel z něhož se spouštějí další dílčí moduly a zakládají nové projekty. Modul Schematic umožňuje realizovat propojení námi zvolených součástek. V modulu Board již vidíme skutečné rozložení jednotlivých odporů, kondenzátorů a dalších částí přípravku.



Obr. 3.2: Uživatelské prostředí programu EAGLE

3.3.2 Měření základních charakteristik použitých filtrů

Ještě dříve než byl realizován a osazen samotný tištěný spoj. Bylo nutné alespoň některé filtry vyzkoušet „nanečisto“ - tzn. sestavit je do nepájivého pole a proměřit jejich vlastnosti. K těmto testům byly použity následující měřicí přístroje a součásti: Multimetr UT55, filtrační kondenzátory, odpory, kondenzátory a integrovaný obvod TL074 s operačními zesilovači na realizaci Sallen Keyova zapojení. Jako zdroj napájecího napětí byl použit laboratorní zdroj Utes bk 183.

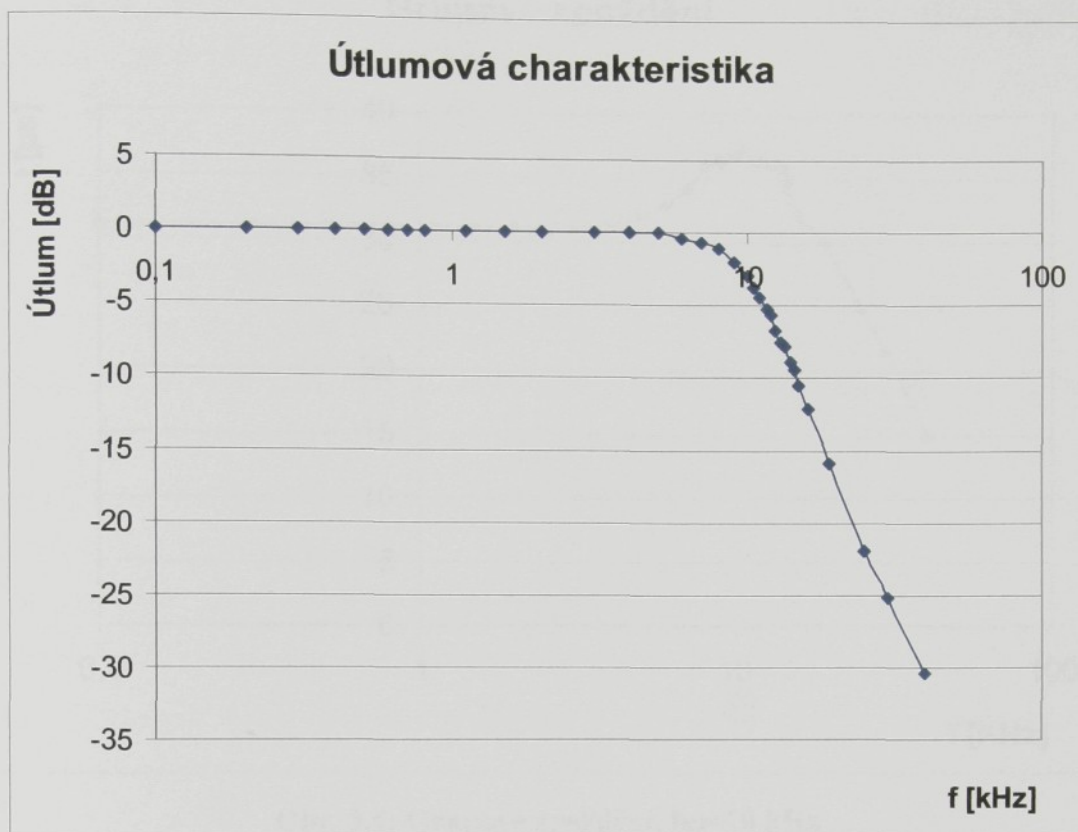
Vzhledem k tomu, že přesně spočítané hodnoty součástek se v praxi neseženou a je nutné je nahradit hodnotami z řady E24, bylo toto „měření nanečisto“ důležité z hlediska změn parametrů filtru se změnami jednotlivých kondenzátorů a odporů. Byly vyzkoušeny nejružnější varianty s blízkými hodnotami odporů a kondenzátorů, tak aby se dosáhlo co nejvěrohodnějších parametrů původně navrženého filtru. Jako jistá kontrola nám může posloužit i program Filter Solutions, kde je možné taktéž filtr navrhnout a nechat si vykreslit jeho grupové zpoždění, amplitudovou či fázovou charakteristiku.

Pomocí osciloskopu byly naměřeny hodnoty grupového zpoždění, amplitudová a fázová charakteristika. V následující tabulce jsou uvedeny hodnoty pro případ jednoho z navrhovaných filtrů. Konkrétně se jedná o DP se zlomovou frekvencí 10 kHz. Vstupní napětí $U_{pp}=1V$, frekvence f : 0,1 - 40 kHz

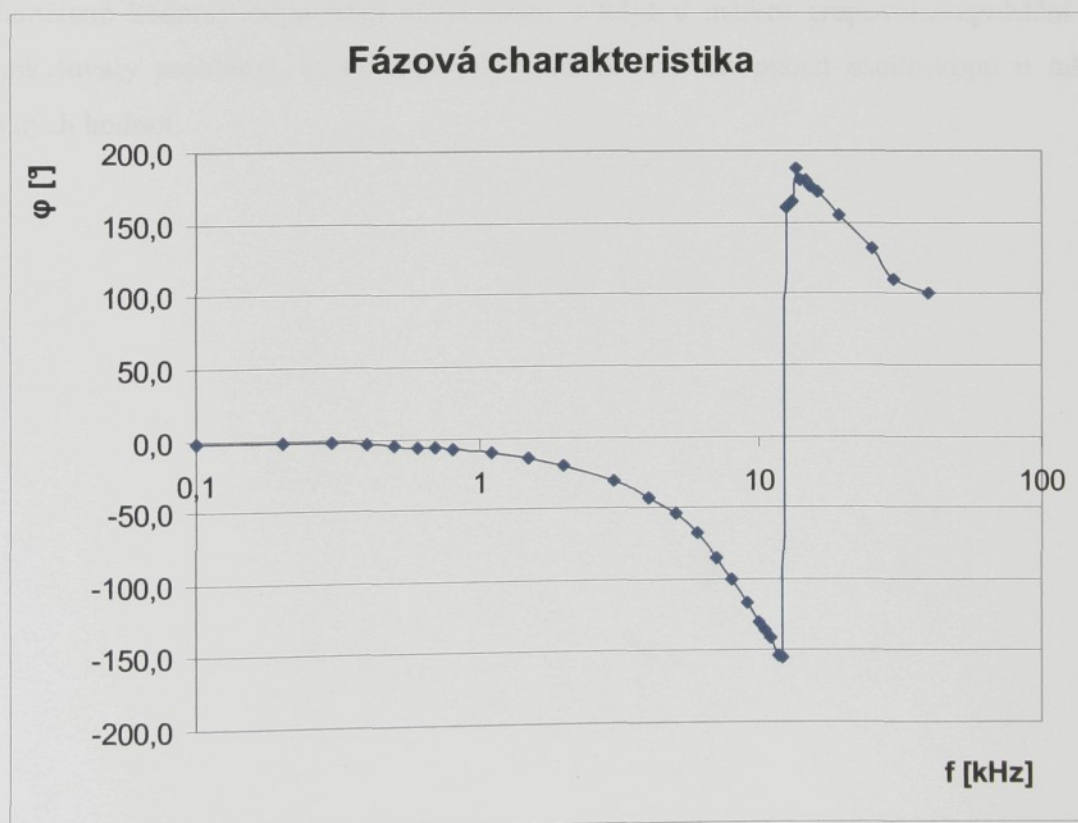
f [kHz]	Útlum [dB]	φ [°]	grup zpoždění [μs]	f [kHz]	Útlum [dB]	φ [°]	grup zpoždění [μs]
0,1	0	-2,0	31	9	-1,93	-116,5	36,35
0,2	0	-2,0	31	10	-2,97	-130,5	36,75
0,3	0	-2,0	31	10,5	-3,741	-135,5	37,35
0,4	0	-3,0	31	11	-4,436	-141,0	37
0,5	0	-5,1	31	11,7	-5,192	-153,0	36
0,6	0	-6,5	31	12	-5,679	-154,5	36,55
0,7	0	-6,5	31	12,5	-6,744	160,0	36,25
0,8	0	-7,3	31	13	-7,535	164,0	36
1,1	0	-10,0	31	13,5	-7,744	188,0	36,25
1,5	0	-14,0	31	14	-8,873	180,0	35,75
2	0	-19,5	31	14,5	-9,370	179,5	34,75
3	0	-30,5	31	15	-10,45	175,0	34
4	0	-42,5	31,5	16	-12,04	172,0	32
5	0	-54,5	32	19	-15,91	155,0	30
6	-0,354	-68	33	25	-21,93	132,0	25
7	-0,63	-86	34,25	30	-25,19	110,0	21,5
8	-1,01	-100	36	40	-30,45	100,0	15

Tabulka 7: Naměřené hodnoty pomocí osciloskopu, filtr 10kHz

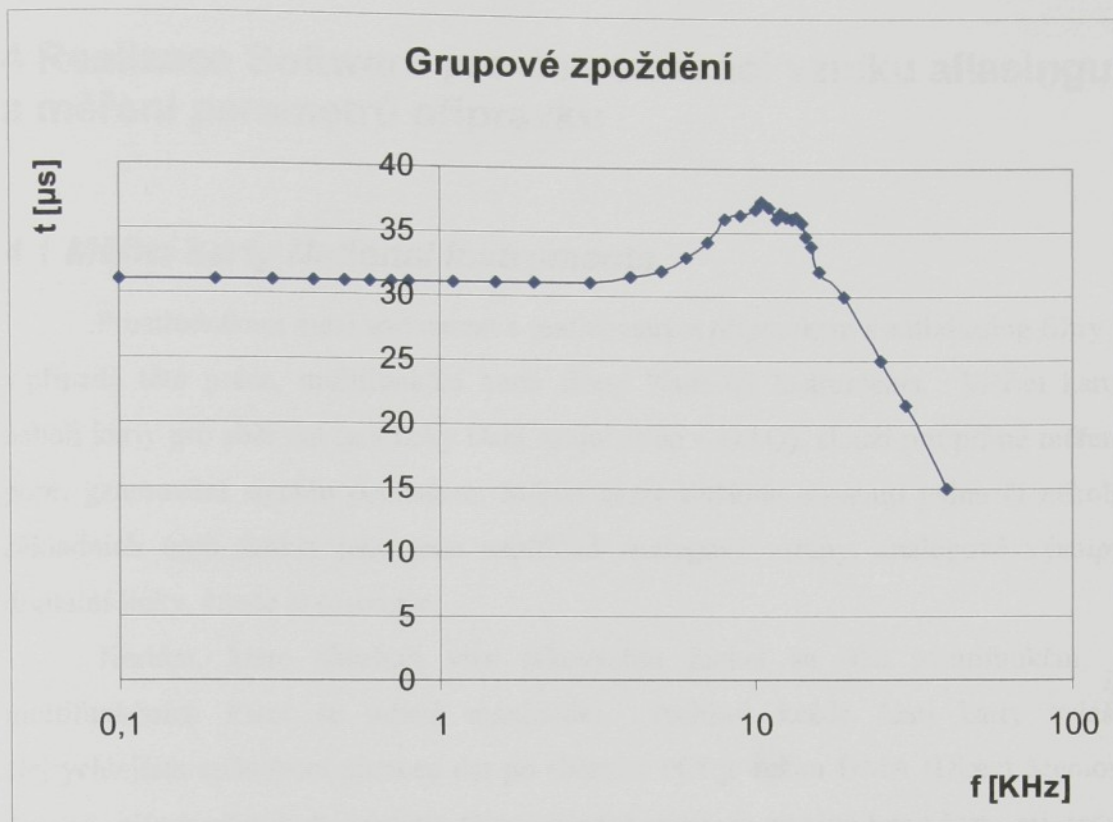
Z naměřených hodnot jsou vykresleny následující grafy:



Obr. 3.3: Útlumová charakteristika, $f_m = 10$ kHz



Obr. 3.4: Fázová charakteristika, $f_m = 10$ kHz



Obr. 3.4: Grupové zpoždění, $f_m=10$ kHz

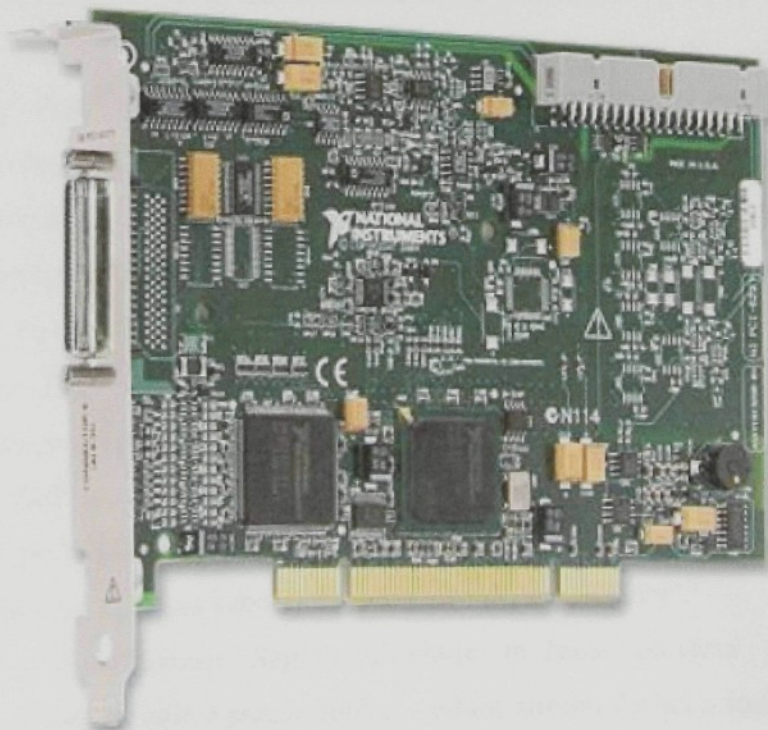
Naměřené hodnoty odpovídají očekáváním, i když u měření grupového zpoždění se vyskytovaly problémy, které souvisely s rozlišovací schopností osciloskopu u takto malých hodnot.

4 Realizace Softwaru pro demonstraci vzniku aliasingu a měření parametrů přípravku

4.1 Měřicí karty National Instruments

Prostředníkem mezi softwarem a realizovaným přípravkem s antialiasing filtry je v případě této práce, multifunkční karta firmy National Instruments. Měřicí karty, neboli karty pro sběr dat (anglicky Data Acquisition – DAQ), slouží pro přímé měření, popř. generování signálu počítačem. Měřicí karty většinou obsahují jednu či několik základních typů funkcí jako jsou například analogové vstupy, analogové výstupy, digitální linky, čítače či časovače.

Kartám, které obsahují více takovýchto funkcí se říká Multifunkční. U multifunkčních karet se udává maximální rychlost každé části karty zvlášť. Nejrychlejším způsobem přenosu dat po sběrnici PCI je režim DMA (Direct Memory Access- přímý přístup do paměti), těchto kanálů obsahuje použitá karta šest., mj. jeden pro mnou používané analogové vstupy a jeden pro analogové výstupy. Jak bylo naznačeno, tak pro připojení přípravku s antialiasing filtry se využívá analogových vstupů a výstupů karty.



Obr. 4.1: Multifunkční karta National Instruments, typ 6221

Nejdůležitějšími parametry analogových vstupů jsou jejich počet, rozlišení, maximální vzorkovací frekvence a napěťové rozsahy. Rozlišení je v principu dáno použitým A/D převodníkem. Karta NI 6221 obsahuje 8 diferenciálních analogových vstupů a 2 analogové výstupy, AD i DA převodník je 16ti bitový. Mezi další funkce a části karty 6221 patří digitální linky a čítače/časovače. Za zmínku stojí i skutečnost že měřicí karty se vyrábějí pro různé sběrnice. Nejstarší karty se připojovaly přes ISA, dnes převládá PCI a s rostoucí náročností na mobilitu se používají i karty s rozhraním PCMCIA či s možností připojení přes port USB nebo FireWire .

4.2 Labwindows /CVI

Labwindows/CVI je zkušební a měřicí ANSI C vývojové prostředí které zvyšuje produktivitu práce inženýrů a vědců. Jeho využití je možné pro vývoj aplikací v průmyslové výrobě, telekomunikacích, automobilovém průmyslu a dalších odvětvích průmyslu.

Uživatelské rozhraní je v celku jednoduché. Pracovní plocha je rozdělena do pěti oblastí – *Project Tree*, *Library Tree*, *Window Confinement Region*, *Output Region* a *Debugging Region*. Jednotná pracovní plocha poskytuje intuitivní uživatelské prostředí pro tvorbu a spravování rozsáhlých projektů. Každou z různých oblastí lze samostatně přizpůsobit, tak aby odpovídala vlastnímu nastavení a metodám vývoje projektů.

Oblast *Project Tree* (=projekční strom) obsahuje soubory pro každý projekt na pracovní ploše. Pravým kliknutím na položku lze vyvolat nabídku možností. Nabídka vyvolaná pravým kliknutím se liší v závislosti na povaze označené položky. V projekčním stromu lze tak vidět informace o jednotlivých souborech, upravovat projekt a pracovní plochu, přidávat či odebírat projekty a upřesnit pořadí v jakém se daný projekt objeví v projekčním stromu.

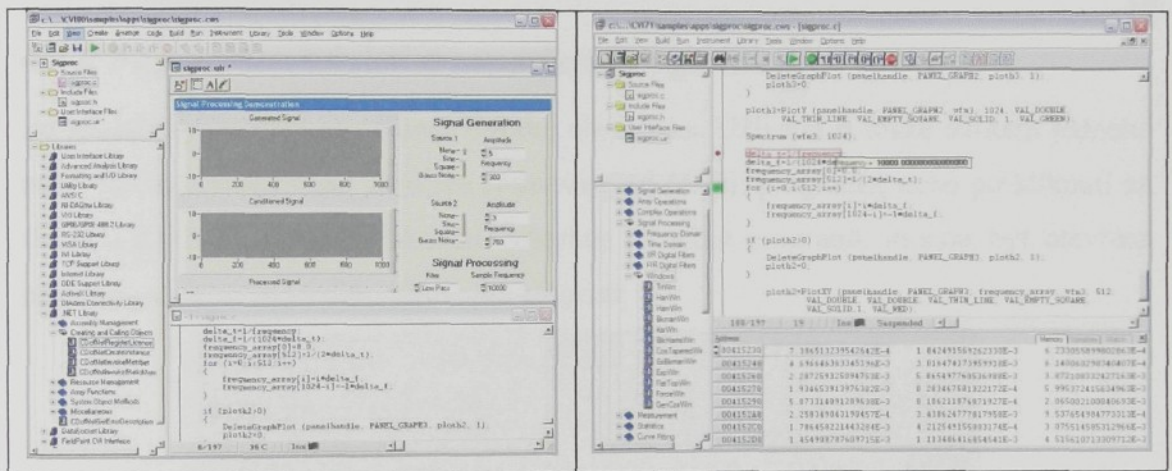
Library Tree(=knihovna) obsahuje strom všech funkcí LabWindows/CVI, zavedené nástroje a ovladače nástrojů. Stromové zobrazení poskytuje jednoduché pracovní prostředí pro hledání a upravování jednotlivých funkcí. Knihovnu lze také použít k přístupu k zavedeným funkcím v projektu. Pro rychlé nalezení funkce, stačí kliknout pravým tlačítkem na *Library Tree* a zvolit příkaz „Hledej“.

Window Confinement Region obsahuje možnost otevření zdroje, editor uživatelského prostředí, editor panelu funkcí a editor stromu funkcí a funkčních panelů.

Při otevření kterékoliv z těchto oken : menu a panel nástrojů se změní, tak aby zobrazoval dostupné možnosti pro dané okno.

Output Region obsahuje tabulkové schéma chyb a výstup pro opravu chyb. Když LabWindows/CVI najde konstrukční chybu, chybu běhu programu nebo chybu při kontrole zdrojového kódu v projektu, zobrazí se tyto chyby ve výstupní oblasti. Dvojitým kliknutím na chybu ve výstupní oblasti se zvýrazní chybný řádek v kódu. Toto lze také vyvolat dvojklikem na výsledek hledání ve výstupní oblasti

Debugging Region (=oblast odstraňování chyb) obsahuje tabulkové schéma proměnných , sledovací a paměťové okno. Okno proměnných zobrazuje všechny proměnné, místní i celkové a jejich odpovídající hodnoty v příslušné oblasti. Okno paměti zobrazuje paměťové místo a informace o hodnotách.



Obr. 4.2: User Interface programu Labwindows/CVI

4.3 Realizovaný software

Poslední částí této bakalářské práce byla realizace testovacího a demonstračního softwaru.

4.3.1 Schopnosti realizovaného softwaru

Realizovaný software plní tři základní funkce. Je proto rozdělen do tří základních částí a to *Ukázky různých typů filtrů*, *Demonstrace vzniku aliasingu*, *Měření na přípravku pomocí multifunkční karty*.

První část nazvaná *Ukázky různých typů filtrů* slouží jako demonstrační příklad různých typů aproximací filtrů. Umožňuje zobrazit v jednom grafu amplitudovou charakteristiku filtru a do druhého grafu fázovou charakteristiku filtru. Lze si vybrat z

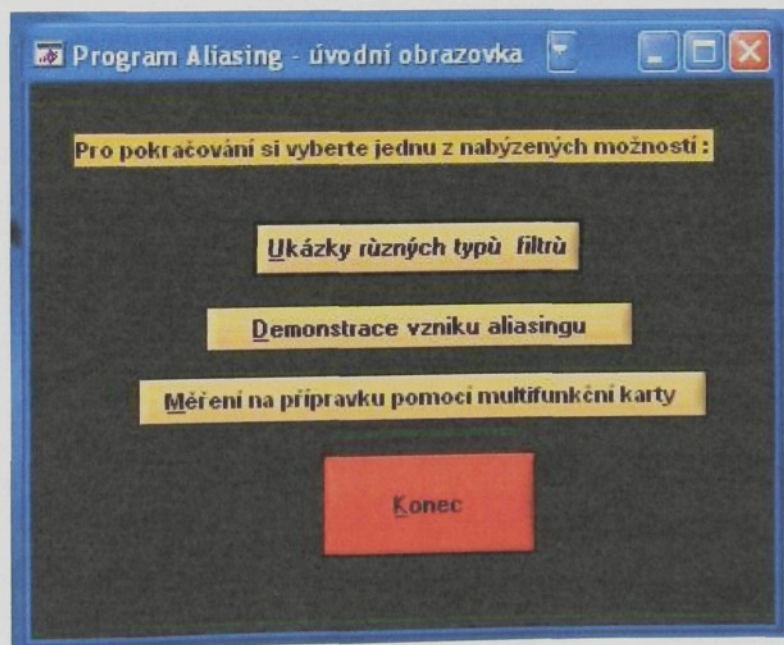
několika typů aproximací, dolní či horní propustí a dalšími parametry těchto filtrů, jejichž charakteristiky se v průběhu změny parametru okamžitě mění.

Druhá část *Demonstrace vzniku aliasingu* je koncipována jako názorný příklad vzniku aliasingu. Měla by sloužit pro studenty, tak aby viděli jak aliasing vzniká. Je zde generován sinusový signál zobrazený v grafu společně s odebíranými vzorky. Výsledný signál a jeho spektrum je zobrazeno taktéž.

Poslední část programu nazvaná *Měření na přípravku pomocí multifunkční karty* funguje jako „generátor a osciloskop v jednom“. Generuje se zde opět sinusový harmonický signál, který je posílán na analogové výstupy multifunkční karty, po průchodu realizovaným přípravkem s filtry je signál snímán z analogových vstupů a je zobrazen výsledek.

4.3.2 Popis uživatelského prostředí programu

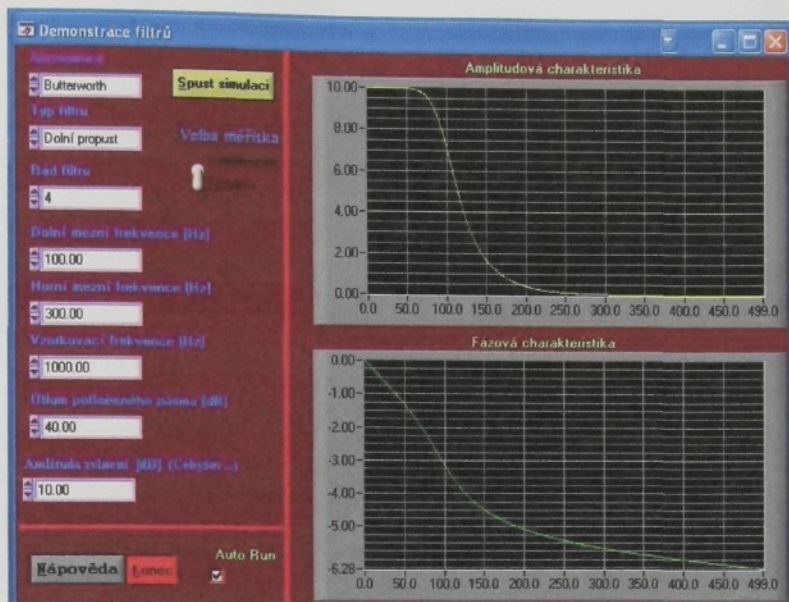
Po spuštění programu se zobrazí Úvodní obrazovka. Uživatel si může stiskem jednoho ze tří tlačítek zvolit mezi již dříve zmiňovanými částmi programu, nebo po kliknutí na tlačítko KONEC program ukončit. Všechna tři okna programu mohou být otevřena najednou a lze se mezi nimi libovolně přepínat.



Obr. 4.3: Úvodní obrazovka

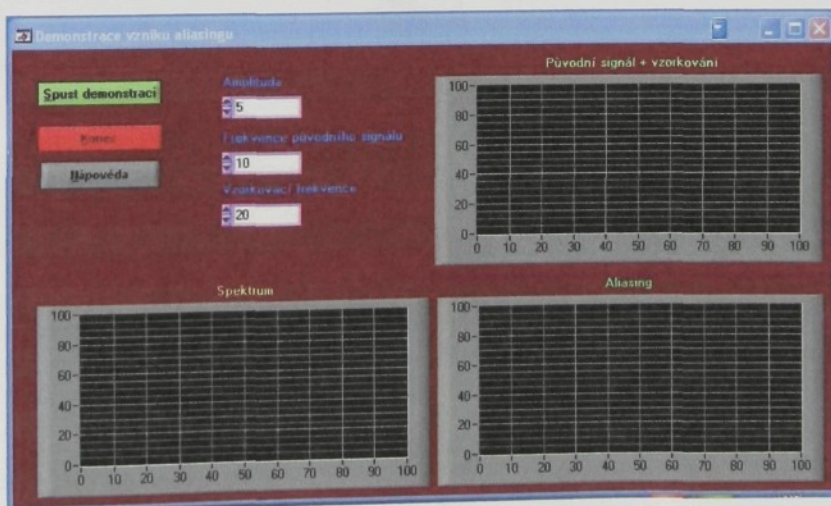
Po stisku tlačítka *Ukázky různých typů filtrů* se zobrazí požadované okno. V levé části okna je kontrolní oblast a v pravé části okna zobrazovací oblast s grafy. Jsou zde

různé ovládací prvky, jako například několik editů, bynary switch a několik command butonů. Pomocí editů lze nastavit aproximaci filtru (na výběr je : Butterworth, Chebyshev, Bessel,...) a jejich parametry (dolní či horní mezní frekvence, řád filtru).



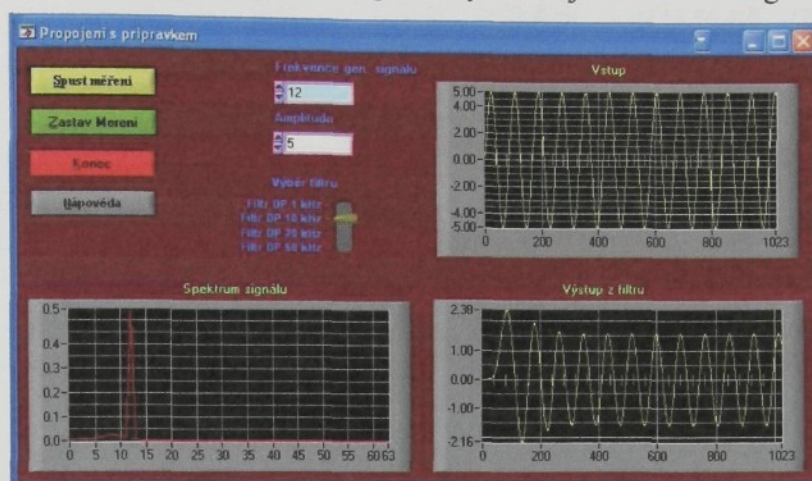
Obr. 4.4: Okno Ukázky různých typů aproximací

Okno *Demonstrace vzniku aliasingu* obsahuje tři command buttony s názvy *Spustit demonstraci*, *Konec* a *Nápověda*, dále tři edity pro nastavení amplitudy, frekvence a vzorkovací frekvence signálu. Uživatel si nastaví frekvenci a amplitudu zdrojového signálu, který se zobrazí společně se vzorky v grafu *Původní signál+vzorkování*. Graf *Aliasing* zobrazuje výsledný signál po vzorkování.



Obr. 4.5: Okno Demonstrace vzniku aliasingu

Na posledním formuláři je umístěno opět několik command butonů (*Spustit měření, Zastavit měření, Konec, Náповěda*), dva edity pro nastavení amplitudy a frekvence generovaného signálu. Ring slide komponenta slouží pro přepínání analogových vstupů multifunkční karty odkud se snímá signál přicházející z filtrů umístěných na přípravku. Generovaný signál i výsledek je zobrazen do grafů.



Obr. 4.6: Okno Propojení s přípravkem

4.3.3 Popis některých funkcí zdrojového kódu

V následující tabulce jsou některé důležité funkce ze zdrojového kódu a jejich stručný popis.

Funkce	Stručný popis
<code>int main (int argc, char *argv[])</code>	Je základní funkce jazyka C, spouští se v ní hlavní program, provádí se zde inicializace grafického rozhraní, popř. spouští další funkce
<code>int GenSinus(void)</code>	Obsluhuje okno demonstrace vzniku aliasingu. Po naplnění proměnných hodnotami pomocí příkazu <i>GetCtrlVal</i> se generuje sinusový signál pomocí <i>SinePattern</i> . Tento signál je zobrazován přes <i>PlotY</i> do grafů. Počítá se zde též spektrum, které je též vykreslováno.
<code>int GenMěření(void)</code>	Provádí obsluhu pro panel Propojení s přípravkem. Opět se generuje sinusový sig., vysílá se na analogové výstupy multifunkční karty a opět snímají analogové vstupy. Využívá se zde funkcí jako např : <i>DAQmxCreateTask</i> , <i>DAQmxCreateAnalogVoltageChan</i> , <i>DAQmxStartTask</i> , <i>DAQmxReadAnalogF64</i> , <i>DAQmxStopTask</i> , <i>DAQmxClearTask</i> ,... a dalších pro konfiguraci karty

int ProcIIRFilter(void)	Slouží formuláři s ukázkami aproximací filtrů. Po deklaraci a získání hodnot proměnných se vybírá filtr a jeho parametry. K výběru se používá funkce <i>switch</i> . Alokuje se místo v paměti pro pole obsahující data generované křivky. Na data je aplikován filtr. Nakonec je zobrazena amplitudová a fázová char
int CVICALLBACK Konec	Ukončuje program a zavírá uživatelské prostředí skrze: <i>QuitUserInterface</i> .
Nejpoužívanější interní funkce Lab-windows při realizaci softwaru	
DeleteGraphPlot	Maže plochu zadaného grafu
GetCtrlVal	Získá hodnotu ze zadaného místa a předá ji proměnné
PlotY	Kreslí křivky...
SinePattern	Generuje sinusový signál
Spectrum	Vytváří spektrum signálu
switch	Slouží k větvení programu...

Tabulka 8: Důležité funkce a jejich popis

Závěr

Cílem této bakalářské práce bylo seznámit se s problematikou vzniku aliasingu, prostudovat metody pro návrh analogových filtrů a zhodnotit použití jednotlivých typů analogových filtrů k potlačení aliasingu. Důležitým těžištěm práce byla realizace přípravku s anti-aliasingovými filtry. Byl tedy navržen přípravek obsahující čtyři anti-aliasingové filtry na různých zlomových frekvencích. V první fázi realizace bylo nutné vybrat typ aproximace a k tomu odpovídající zapojení filtru. Byla vybrána Butterworthova aproximace pro její plochou amplitudovou frekvenční charakteristiku v propustném pásmu a Sallen-Keyovo zapojení s OZ, což je nejjednodušší zapojení dolní aktivní propusti 3. řádu. Bylo využito kaskádního zapojení dvou DP 3.řádu čímž vznikne DP 6. řádu. Po výpočtu hodnot součástek bylo prováděno experimentální měření parametrů daných filtrů a došlo i na dodatečné korekce hodnot součástek s ohledem na řadu E24. Dále bylo rozhodnuto že přípravek bude mít čtyři DP 6. řádu s možností použití i DP 3. řádu. V konečné fázi byl navrhnut a osazen tištěný spoj. Přípravek měl být koncipován jako jeden antialiasing filtr se vhodnou změnou jeho parametrů.. Změna zlomových frekvencí a řádů je realizována pomocí vytvořeného softwaru.

Jako poslední byl realizován demonstrační a měřicí software. Ten je rozdělen do tří částí : demonstrace vzniku aliasingu a jeho důsledky, grafické znázornění průběhů amplitudových a fázových charakteristik a v neposlední řadě část věnovaná propojení s realizovaným přípravkem.

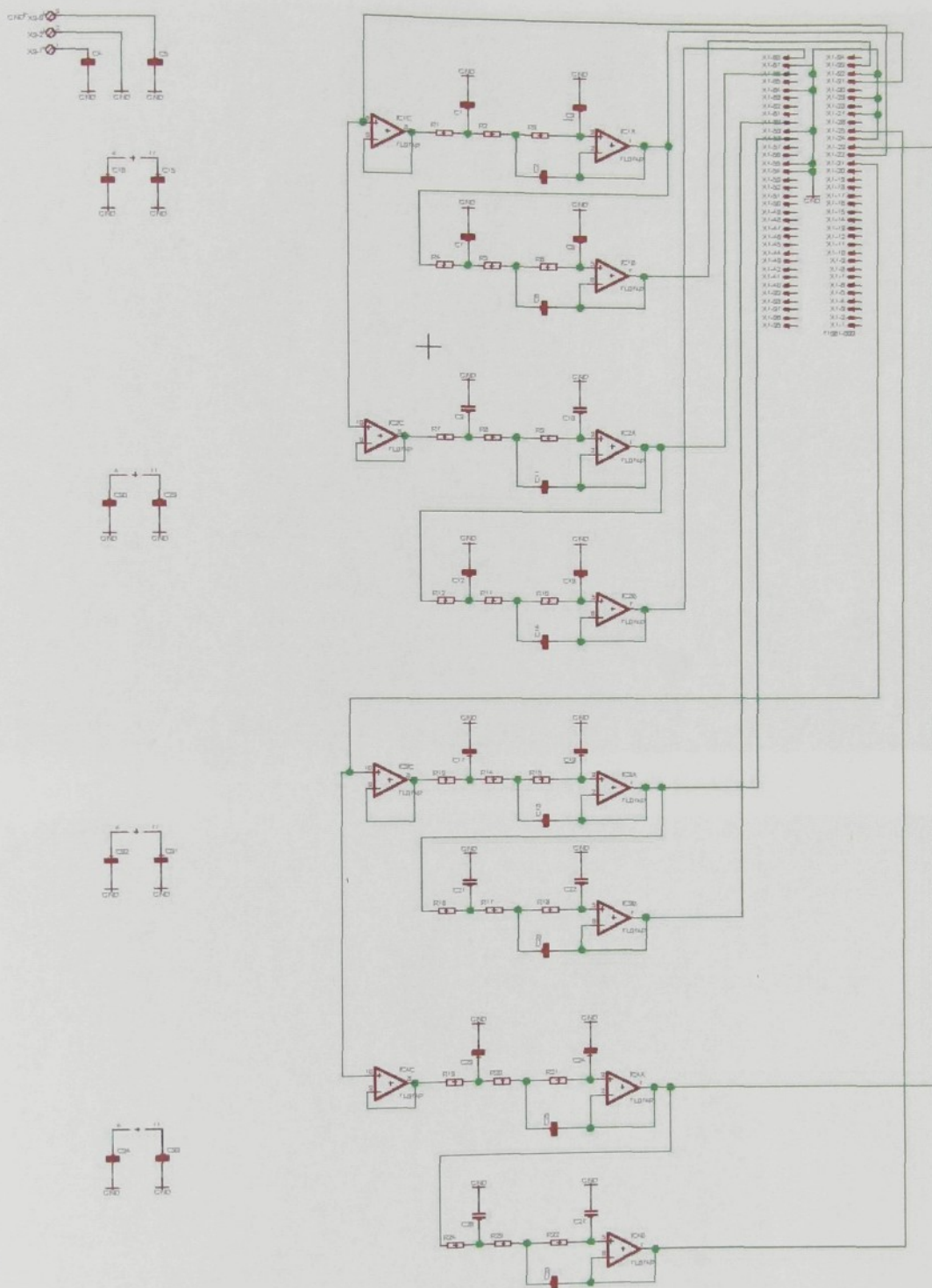
Propojení softwaru a hardwaru má sloužit jako demonstrační a testovací sestava pro vznik a následky aliasingu. Měla by sloužit studentům na katedře měření TUL .

Možné rozšíření práce vidím především v softwarové části. Zde by bylo jistě možné vytvořit mnoho dalších rozšiřujících a jistě i zajímavých funkcí.

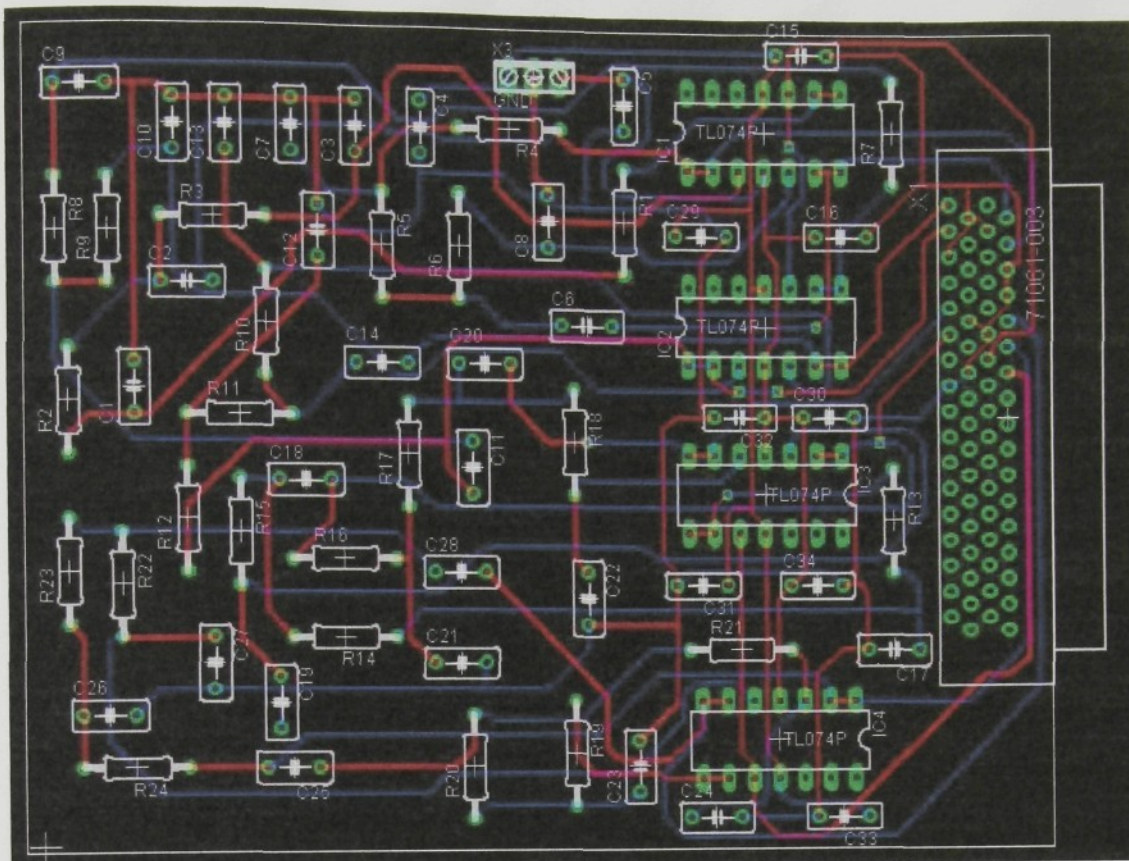
Seznam použité literatury

- [1] Laipert, M., Vlček, M., Davídek, V.: *Analogové a číslicové filtry*. ČVUT, Praha
- [2] Hájek, K , Sedláček, J : *Kmitočtové filtry*. BEN, Praha 2002
- [3] Punčochář, J : *Operační zesilovače v elektronice*. BEN, Praha 1996
- [4] Vích, R , Smékal, Z : *Číslicové filtry*. Academia AV ČR, Praha 2002
- [5] Katalogové listy firmy GES. [online]. [2006-3-25]
URL : www.ges.cz
- [6] Katalogové listy firmy STMicroelectronics. [online]. [2006-3-25]
URL : <http://www.eecs.berkeley.edu/~ees132/ee128/datasheets/TL074.pdf>
- [7] Šíma Jan : *Příručka jazyka C*. Skriptum, Technická univerzita Ostrava
- [8] Petržílka, L : Elektronická verze přednášek předmětu EZA [online]. [2006-3-25]
URL : <http://www.fm.tul.cz/kes/>
- [9] Webová podpora firmy National Instrumens [online]. [2005-3-25]
URL : <http://www.ni.com/pdf/manuals/371290d.pdf>
- [10] Elektronická verze přednášek předmětu CMS, TUL [online]. [2005-3-25]
URL : <http://www.fm.vslib.cz/~kamm/cms>
- [11] Plíva, Z., Drábková, J.: *Metodika zpracování diplomových, bakalářských a vědeckých prací na FM TUL*. [online]. [2006-27-4]
URL : www.fm.tul.cz/htm/fakulta/pdf/jak_psat_DP.pdf

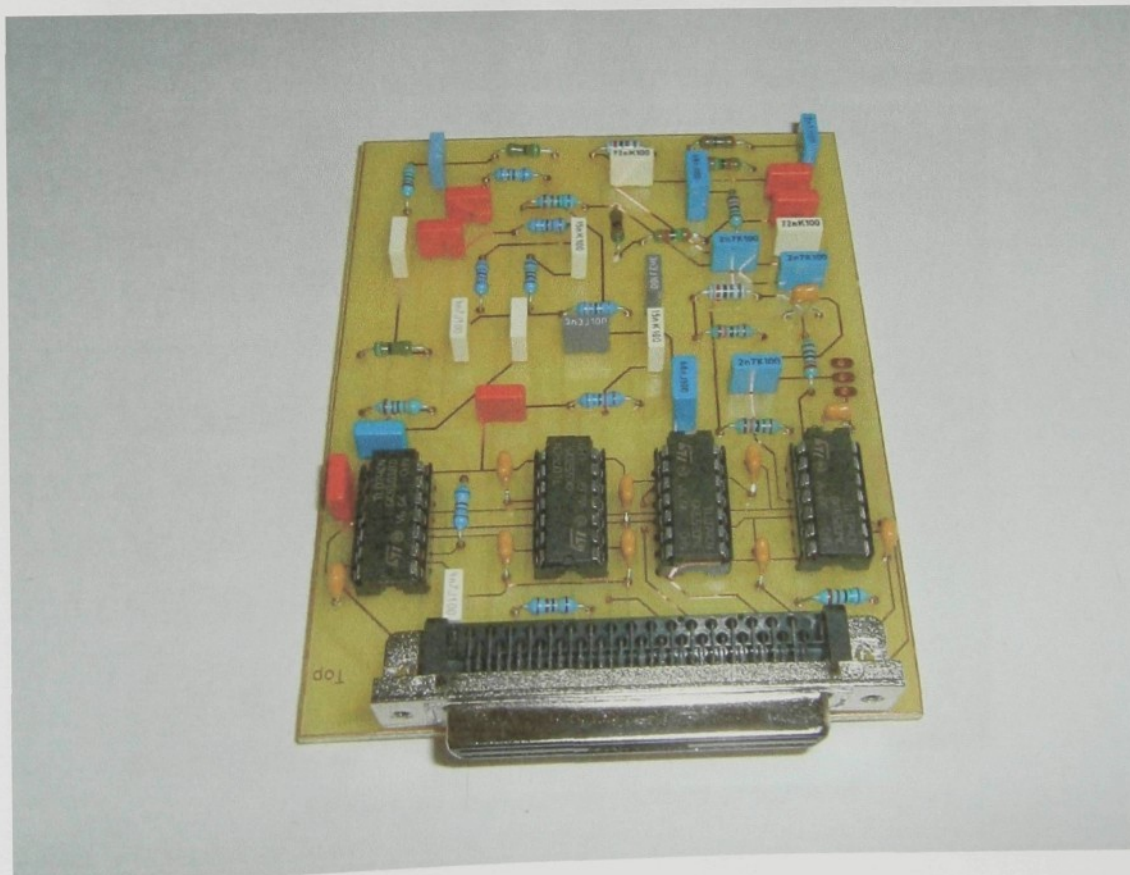
PŘÍLOHY



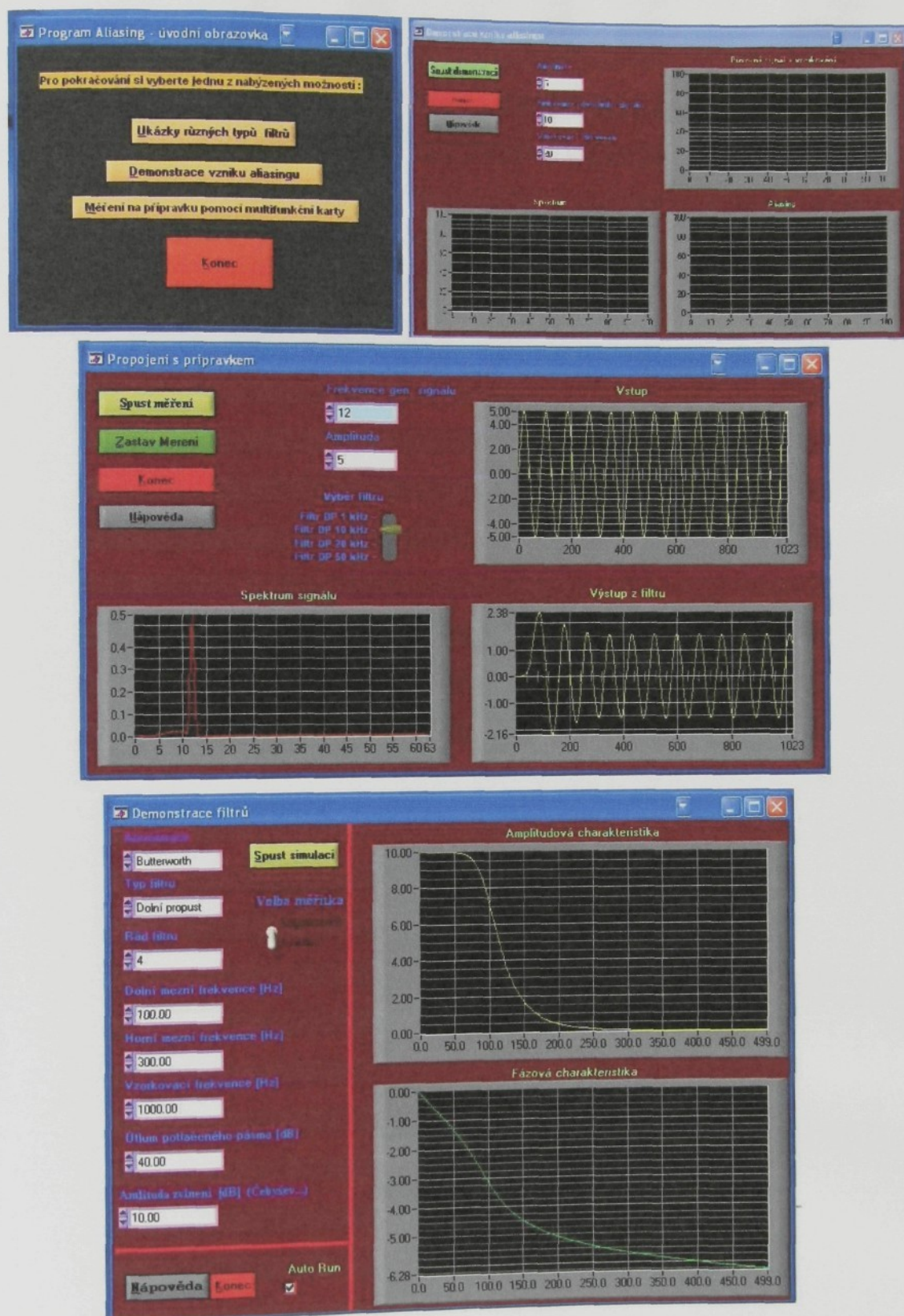
Příloha 1 : Schéma DPS z prostředí EAGLE



Příloha 2 : Náhled boardu z prostředí EAGLE



Příloha 3 : Foto přípravku



Příloha 4 : Náhled všech oken programu