

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

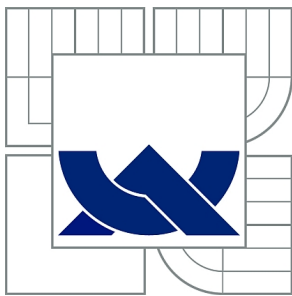
LADITELNÝ ARC KMITOČTOVÝ FILTR

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

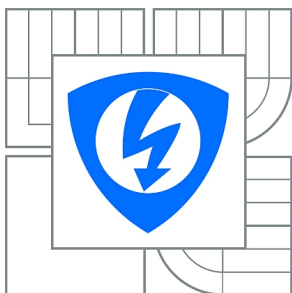
MARTIN KUFA

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

LADITELNÝ ARC KMITOČTOVÝ FILTR

TUNABLE ARC FREQUENCY FILTER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

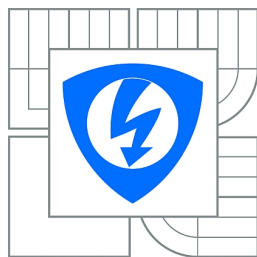
MARTIN KUFA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. JIŘÍ SEDLÁČEK, CSc.

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Martin Kufa

ID: 106583

Ročník: 3

Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Laditelný ARC kmitočtový filtr

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte zapojení přeladitelného ARC filtru typu pásmová zadrž 4. řádu s nastavitelným činitelem jakosti Q a nastavitelným rezonančním kmitočtem f_0 v rozsahu 10 kHz až 100 kHz. Rozeberte možnosti elektronického přeladování a vlastnosti navrženého obvodu ověřte modelováním.

Navrhněte kompletní obvodové zapojení elektronicky přeladitelného ARC filtru, proveďte návrh desek plošných spojů filtračních i řídicích obvodů a ověřte vlastnosti realizovaného vzorku filtru měřením.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J. Kmitočtové filtry. BEN, Praha 2002.

[2] CHEN, W.K. The circuits and filters handbook. CRC Press, Florida, 2000.

Termín zadání: 8.2.2010

Termín odevzdání: 28.5.2010

Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Sedláček, CSc.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

LICENČNÍ SMLOUVA

POSKYTOVANÁ K VÝKONU PRÁVA UŽÍT ŠKOLNÍ DÍLO

uzavřená mezi smluvními stranami:

1. Pan/paní

Jméno a příjmení: Martin Kufa
Bytem: Alejská 296/III, Chlumec nad Cidlinou, 503 51
Narozen/a (datum a místo): 4. března 1988 v Chlumci nad Cidlinou

(dále jen „autor“)

a

2. Vysoké učení technické v Brně

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
se sídlem Údolní 53, Brno, 602 00
jejímž jménem jedná na základě písemného pověření děkanem fakulty:
prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida, předseda rady oboru Elektronika a sdělovací technika
(dále jen „nabyvatel“)

Čl. 1

Specifikace školního díla

1. Předmětem této smlouvy je vysokoškolská kvalifikační práce (VŠKP):

- ☐ disertační práce
- ☐ diplomová práce
- ☒ bakalářská práce
- ☐ jiná práce, jejíž druh je specifikován jako
(dále jen VŠKP nebo dílo)

Název VŠKP: Laditelný ARC kmitočtový filtr

Vedoucí/ školitel VŠKP: doc. Ing. Jiří Sedláček, CSc.

Ústav: Ústav radioelektroniky

Datum obhajoby VŠKP: _____

VŠKP odevzdal autor nabyvateli*:

- ☒ v tištěné formě – počet exemplářů: 2
- ☒ v elektronické formě – počet exemplářů: 2

2. Autor prohlašuje, že vytvořil samostatnou vlastní tvůrčí činností dílo shora popsané a specifikované. Autor dále prohlašuje, že při zpracovávání díla se sám nedostal do rozporu s autorským zákonem a předpisy souvisejícími a že je dílo dílem původním.
3. Dílo je chráněno jako dílo dle autorského zákona v platném znění.
4. Autor potvrzuje, že listinná a elektronická verze díla je identická.

* hodící se zaškrtněte

Článek 2

Udělení licenčního oprávnění

1. Autor touto smlouvou poskytuje nabyvateli oprávnění (licenci) k výkonu práva uvedené dílo nevýdělečně užit, archivovat a zpřístupnit ke studijním, výukovým a výzkumným účelům včetně pořizování výpisů, opisů a rozmnoženin.
2. Licence je poskytována celosvětově, pro celou dobu trvání autorských a majetkových práv k dílu.
3. Autor souhlasí se zveřejněním díla v databázi přístupné v mezinárodní síti
 - ☒ ihned po uzavření této smlouvy
 - ☐ 1 rok po uzavření této smlouvy
 - ☐ 3 roky po uzavření této smlouvy
 - ☐ 5 let po uzavření této smlouvy
 - ☐ 10 let po uzavření této smlouvy(z důvodu utajení v něm obsažených informací)
4. Nevýdělečné zveřejňování díla nabyvatelem v souladu s ustanovením § 47b zákona č. 111/ 1998 Sb., v platném znění, nevyžaduje licenci a nabyvatel je k němu povinen a oprávněn ze zákona.

Článek 3

Závěrečná ustanovení

1. Smlouva je sepsána ve třech vyhotoveních s platností originálu, přičemž po jednom vyhotovení obdrží autor a nabyvatel, další vyhotovení je vloženo do VŠKP.
2. Vztahy mezi smluvními stranami vzniklé a neupravené touto smlouvou se řídí autorským zákonem, občanským zákoníkem, vysokoškolským zákonem, zákonem o archivnictví, v platném znění a popř. dalšími právními předpisy.
3. Licenční smlouva byla uzavřena na základě svobodné a pravé vůle smluvních stran, s plným porozuměním jejímu textu i důsledkům, nikoliv v tísní a za nápadně nevýhodných podmínek.
4. Licenční smlouva nabývá platnosti a účinnosti dnem jejího podpisu oběma smluvními stranami.

V Brně dne: 28. května 2010

.....
Nabyvatel

.....
Autor

Abstrakt

Tato bakalářská práce se zabývá problematikou laditelných ARC kmitočtových filtrů. Úvodní kapitola se obecně zaměřuje na základní pojmy z oblasti kmitočtových filtrů, jako je matematické vyjádření přenosové funkce, typy selektivních filtrů, toleranční pole apod. V další části jsou popsány samotné ARC filtry vyšších řádů a jejich kaskádní řazení, zejména ARC pásmová zádrž a možnosti její realizace. Dále je uvedena konkrétní realizace ARC filtru typu pásmová zádrž s návrhy součástek pro přeladování frekvence v kmitočtovém pásmu od 10 kHz do 100 kHz a s nastavovaným činitelem jakosti. V neposlední řadě tato práce obsahuje návrhy desek plošných spojů (DPS) analogové části ARC kmitočtového filtru a digitální části pro přeladování kmitočtu F_0 a nastavování činitele jakosti Q za pomoci digitálních potenciometrů. Mimo jiné je zde nastíněn vývojový diagram programu pro digitální řízení.

Klíčová slova

kmitočtové filtry; pásmová zádrž; toleranční pole; aproximace; ARC filtry; kaskádní řazení; digitální potenciometr; I2C sběrnice; mikroprocesor

Abstract

This bachelor thesis deals with ARC frequency tunable filters. The introductory chapter generally focuses on the basic terms of the frequency filters, such as the mathematical expression of the transfer function, types of selective filters, tolerant field, etc. The next section describes the actual higher-order ARC filters and cascade sequencing, especially ARC band reject and possibilities of its implementation. Following is a concrete realization of the ARC filter to band reject with suggestions for tuning the frequency components in the frequency range 10 kHz to 100 kHz and retuning quality factor. Finally, this work contains the printed circuit board (PCB) design of the ARC frequency analog and digital filter section for tuning F_0 frequency and quality factor Q setting using digital potentiometers. Furthermore, it also outlines the flowchart of the program for digital control.

Keywords

frequency filters; band reject; tolerant field; approximation; ARC filters; cascade sequencing; digital potentiometer; I2C interface; microprocesor

KUFA, M. *Laditelný ARC kmitočtový filtr*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2010. 56 s. a 18 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Sedláček, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Laditelný ARC kmitočtový filtr jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 28. května 2010

Martin Kufa

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Jiřímu Sedláčkovi, CSc. a Ing. Martinu Friedlovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 28. května 2010

Martin Kufa

Obsah

ÚVOD	11
1. KMITOČTOVÉ FILTRY	12
1.1 PŘENOSOVÉ VLASTNOSTI KMITOČTOVÝCH FILTRŮ.....	12
1.1.1 Určení řádu filtru z přenosové funkce	13
1.1.2 Rozklad přenosové funkce pomocí nul a pólů přenosu	13
1.1.3 Skupinové a fázové zpoždění.....	14
1.2 SELEKTIVNÍ FILTRY	14
1.2.1 Dolní propust (DP).....	15
1.2.2 Horní propust (HP).....	15
1.2.3 Pásmová propust (PP).....	16
1.2.4 Pásmová zádrž (PZ).....	16
1.3 TOLERANČNÍ POLE	17
1.4 APROXIMACE A JEJÍ ZÁKLADNÍ TYPY	17
2. ARC FILTRY	18
2.1 ARC FILTRY 2. ŘÁDU S ANTONIOVÝM GIC	18
2.1.1 Filtr DPN s Antoniovým GIC.....	19
2.1.2 Filtr HPN s Antoniovým GIC.....	20
2.2 REALIZACE FILTRŮ ARC VYŠŠÍCH ŘÁDŮ	22
2.2.1 Kaskádní řazení bloků 1. a 2. řádu.....	22
2.2.2 Realizace ARC pásmové zádrže vyšších řádů	23
3. ELEKTRONICKÉ PŘELAŽOVÁNÍ	24
4. NÁVRH ARC PZ 4. ŘÁDU S LADITELNÝMI F_0 A Q	25
4.1 VOLBA TOLERANČNÍHO POLE.....	25
4.2 VOLBA APROXIMACE	26
4.3 PŘEPOČET NORMOVANÝCH HODNOT NA FILTR TYPU PZ	26
4.4 NÁVRH HODNOT SOUČÁSTEK FILTRU PZ PRO $F_0 = 30$ KHz	28
4.4.1 Návrh po přeladění na $F_0 = 10$ kHz.....	30
4.4.2 Návrh po přeladění na $F_0 = 100$ kHz.....	33
4.5 NÁVRH HODNOT PRO PŘELAŽOVÁNÍ PARAMETRU Q	35
4.5.1 Přeladování činitele jakosti Q na $F_0 = 10$ kHz	35
4.5.2 Přeladování činitele jakosti Q na $F_0 = 30$ kHz	36
4.5.3 Přeladování činitele jakosti Q na $F_0 = 100$ kHz	37
5. REALIZACE ARC KMITOČTOVÉHO FILTRU.....	39
5.1 NÁVRH A REALIZACE DPS PRO ANALOGOVOU ČÁST	39
5.2 NÁVRH FILTRU PROGRAMEM NAF	41
5.2.1 Odvození vztahů HPN z přenosové funkce.....	41
5.2.2 Odvození vztahů DPN z přenosové funkce.....	42
5.2.3 Návrh desky plošných spojů.....	43
5.3 DIGITÁLNÍ ŘÍZENÍ.....	46
5.3.1 Digitální potenciometry.....	46
5.3.2 D/A převodník jako řízený odpor.....	47
5.3.3 Komunikace po I2C sběrnici.....	48
5.4 NÁVRH A REALIZACE DPS PRO DIGITÁLNÍ ŘÍZENÍ.....	48
5.5 ZDROJOVÝ KÓD DIGITÁLNÍ ČÁSTI.....	50
5.5.1 Část nekonečné smyčky pro přeladování F_0	50
5.5.2 Část nekonečné smyčky pro nastavování Q	51
ZÁVĚR	53
LITERATURA.....	54
SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK	55
SEZNAM PŘÍLOH	56

Seznam obrázků

Obr. 1 - Příklad využití filtru typu HP pro odfiltrování nízkofrekvenčního signálu	12
Obr. 2 - Zapojení filtru jako dvojbranu	13
Obr. 3 - Teoretické modulové charakteristiky selektivních filtrů	14
Obr. 4 - Příklad průchodu neharmonického signálu filtrem typu dolní propust	15
Obr. 5 - Příklad průchodu neharmonického signálu filtrem typu horní propust	15
Obr. 6 - Příklad průchodu neharmonického signálu filtrem typu pásmová propust	16
Obr. 7 - Příklad průchodu neharmonického signálu filtrem typu pásmová zadrž	16
Obr. 8 - Toleranční pole filtru dolní propust	17
Obr. 9 - Filtr ARC s GIC v základní konfiguraci a variantě bezeztrátového obvodu	19
Obr. 10 - Zapojení filtru typu DPN(1+) s 2 OZ	19
Obr. 11 - Zapojení filtru typu DPN(1-) s 2 OZ	20
Obr. 12 - Zapojení filtru typu HPN(1±) s 2 OZ	21
Obr. 13 - Zapojení filtru typu HPN(1-) s 2 OZ	22
Obr. 14 - Blokové schéma kaskádního řazení filtru PP 4. řádu	23
Obr. 15 - Zapojení ARC pásmové zadrž 4. řádu	25
Obr. 16 - Volba operačních zesilovačů	25
Obr. 17 - Volba tolerančního pole v programu NAF	26
Obr. 18 - Modulová charakteristika filtru typu PZ na frekvenci $F_0 = 30$ kHz	29
Obr. 19 - Modulové charakteristiky metodou Monte Carlo na $F_0 = 30$ kHz	30
Obr. 20 - Modulová charakteristika filtru typu PZ na frekvenci $F_0 = 10$ kHz	32
Obr. 21 - Modulové charakteristiky metodou Monte Carlo na $F_0 = 10$ kHz	32
Obr. 22 - Modulová charakteristika filtru typu PZ na frekvenci $F_0 = 100$ kHz	34
Obr. 23 - Modulové charakteristiky metodou Monte Carlo na $F_0 = 100$ kHz	35
Obr. 24 - Modulové charakteristiky s $Q_{\min}$ a $Q_{\max}$ na $F_0 = 10$ kHz	36
Obr. 25 - Modulové charakteristiky s $Q_{\min}$ a $Q_{\max}$ na $F_0 = 30$ kHz	37
Obr. 26 - Modulové charakteristiky s $Q_{\min}$ a $Q_{\max}$ na $F_0 = 100$ kHz	38
Obr. 27 - DPS první analogové části (vrstva TOP) s rozměry 98 x 76 [mm]	39
Obr. 28 - DPS první analogové části (vrstva BOTTOM) s rozměry 98 x 76 [mm]	40
Obr. 29 - Osazovací výkres první analogové části	40
Obr. 30 - Příklad naměřené modulové charakteristiky části HPN na $F_0 = 30$ kHz	41
Obr. 31 - Zapojení ARC pásmové zadrž 4. řádu dle programu NAF	41
Obr. 32 - DPS druhé analogové části (vrstva TOP) s rozměry 100 x 72 [mm]	44
Obr. 33 - DPS druhé analogové části (vrstva BOTTOM) s rozměry 100 x 72 [mm]	44
Obr. 34 - Osazovací výkres druhé analogové části	45
Obr. 35 - Naměřené modulové charakteristiky Q na kmitočtu $F_0 = 10$ kHz	45
Obr. 36 - Naměřené modulové charakteristiky Q na kmitočtu $F_0 = 30$ kHz	46
Obr. 37 - Naměřené modulové charakteristiky Q na kmitočtu $F_0 = 100$ kHz	46
Obr. 38 - Blokové schéma digitálního potenciometru AD5247	47
Obr. 39 - Principiální zapojení invertujícího zesilovače	48
Obr. 40 - Principiální schéma komunikace po sběrnici I2C	48
Obr. 41 - Blokové schéma funkce digitálního řízení	49
Obr. 42 - DPS digitální části s rozměry 137 x 73 [mm]	49
Obr. 43 - Osazovací výkres digitální části	50
Obr. 44 - Vývojový diagram programu pro mikroprocesor	52

Seznam tabulek

Tab. 1 - Vztahy pro návrh DPN(1+) pro $Q < 50$ se vstupními údaji F_0 , F_N a Q	19
Tab. 2 - Vztahy pro návrh DPN(1-) pro $Q < 50$ se vstupními údaji F_0 , F_N a Q	20
Tab. 3 - Vztahy pro návrh HPN(1±) pro $Q < 50$ se vstupními údaji F_0 , F_N a Q	21
Tab. 4 - Vztahy pro návrh HPN(1-) pro $Q < 50$ se vstupními údaji F_0 , F_N a Q	21
Tab. 5 - Vztahy pro transformaci normované DP na PZ.....	23
Tab. 6 - Normované koeficienty Besselovy a Butterworthovy aproximace.....	26
Tab. 7 - Přepočtené normované hodnoty na filtr typu PZ.....	27
Tab. 8 - Hodnoty součástek DPN(1+) pro frekvenci $F_0 = 30$ kHz.....	28
Tab. 9 - Hodnoty součástek HPN(1-) pro frekvenci $F_0 = 30$ kHz.....	28
Tab. 10 - Hodnoty součástek DPN(1+) pro frekvenci $F_0 = 10$ kHz.....	30
Tab. 11 - Hodnoty součástek HPN(1-) pro frekvenci $F_0 = 10$ kHz.....	31
Tab. 12 - Hodnoty součástek DPN(1+) pro frekvenci $F_0 = 100$ kHz.....	33
Tab. 13 - Hodnoty součástek HPN(1-) pro frekvenci $F_0 = 100$ kHz.....	33
Tab. 14 - Přeladování činitele jakosti Q na frekvenci $F_0 = 10$ kHz.....	35
Tab. 15 - Přeladování činitele jakosti Q na frekvenci $F_0 = 30$ kHz.....	36
Tab. 16 - Přeladování činitele jakosti Q na frekvenci $F_0 = 100$ kHz.....	37
Tab. 17 - Nastavování hodnot F_0 v bloku HPN.....	43
Tab. 18 - Nastavování hodnot F_0 v bloku DPN.....	44

Úvod

Kmitočtové filtry patří mezi lineární elektrické obvody, které se používají téměř ve všech odvětvích elektrotechniky a elektroniky a běžně se s nimi setkáváme například v oblasti elektroakustiky, radiotechniky nebo při číslicovém zpracování signálu. V elektroakustice jsou často využívány v podobě korekčních filtrů. Dolní, horní a pásmovou propust tvoří kmitočtové výhybky pro reproduktorové soustavy, kterými lze nastavit úroveň hloubek, středů a výšek akustického signálu. V oblasti radiotechniky se používá filtr typu pásmová propust pro výběr vhodné vysílané radiostanice, filtry dolní propust a horní propust představují výhybky pro rozdělení kmitočtových pásem v anténních obvodech a předzesilovačích. V měřicí technice se využívají v selektivních voltmetrech k výběru vhodného kmitočtového pásma, měření harmonického zkreslení apod. [5][3]

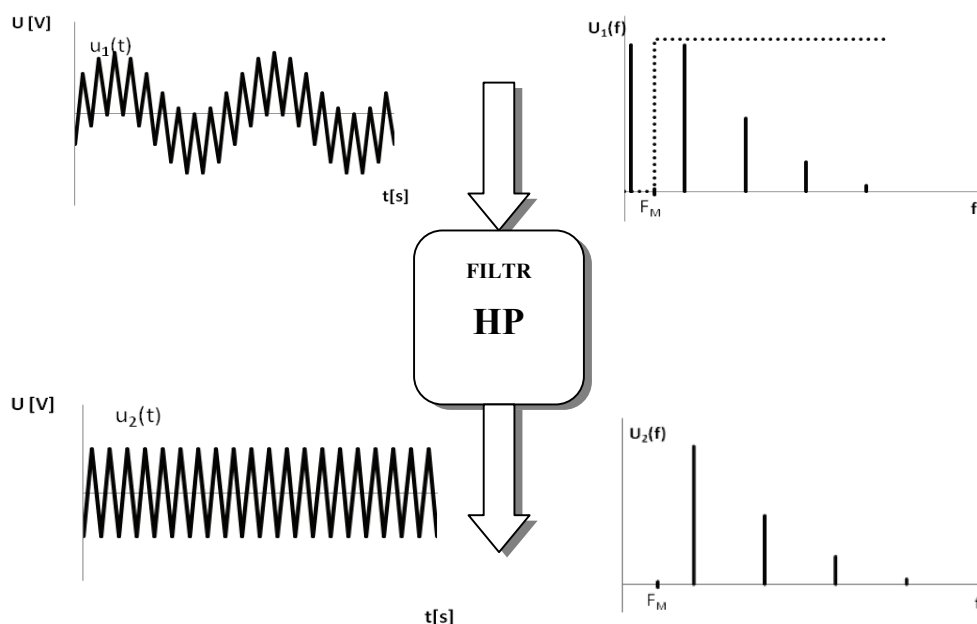
Dalším odvětvím, kde se využívají kmitočtové filtry, je číslicové zpracování signálů. Zde se v některých případech používá filtr typu dolní propust, tzv. antialiasingový filtr, pro zamezení prolínání rušivých spektrálních složek do užitečného signálu (dodržení vzorkovacího teorému $f_{vz} \geq 2f_{max}$) před převodem analogového signálu na číslicový. Při zpětném převodu (číslcového signálu na analogový) se opět používá filtr typu dolní propust, tentokrát tzv. rekonstrukční filtr, k odstranění nepotřebných vyšších složek replik spektra. [5][7]

Je zřejmé, že jen s velkými obtížemi by se hledalo odvětví elektrotechniky a elektroniky, kde se kmitočtové filtry nepoužívají nebo jsou využívány jen omezeně. Proto návrh a orientování se v kmitočtových filtrech patří mezi nutnou základní znalost každého kreativního vývojáře v oblasti elektrotechniky a elektroniky.

1. Kmitočtové filtry

Podstatou každého kmitočtového filtru je frekvenční selekce procházejícího signálu na základě vlastností a typu filtru. Kmitočtové filtry zpravidla některé spektrální složky procházejícího signálu přenášejí bez útlumu (tato oblast se nazývá propustné pásmo) a jiné spektrální složky potlačují (oblast potlačení, útlumu nebo též nepropustné pásmo). Zmíněné vlastnosti nejlépe znázorňuje modulová (jinak též amplitudová) kmitočtová charakteristika, což je závislost modulu napěťového přenosu na kmitočtu. [3]

Příklad využití kmitočtového filtru je naznačen na obr. 1, kde vstupní signál $u_1(t)$ představuje užitečný trojúhelníkový signál s kmitočtem 500 Hz, na který byl superponován rušivý harmonický signál s kmitočtem 50 Hz (rušení z napájecí střídavé sítě). Při použití kmitočtového filtru typu dolní propust se dále přenesou všechny kmitočtové složky s mezním kmitočtem vyšším než F_M filtru (složky užitečného trojúhelníkového signálu) a naopak se potlačí všechny složky s kmitočtem nižším než F_M daného filtru (v tomto případě je potlačena pouze spektrální složka rušivého harmonického signálu). Na výstupu filtru je „čistý“ trojúhelníkový signál $u_2(t)$. Z výše uvedeného je zřejmé, že vliv kmitočtových filtrů na signál je nejlépe patrný v oblasti kmitočtového spektra, tedy pomocí rozkladu signálu na jeho jednotlivé harmonické složky. [5]

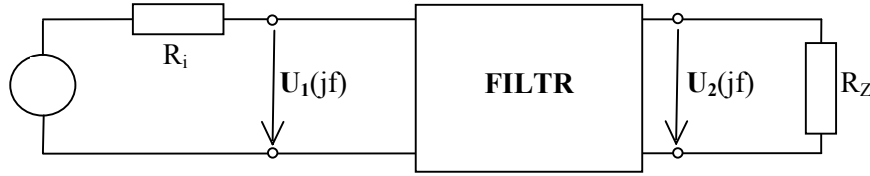


Obr. 1 - Příklad využití filtru typu HP pro odfiltrování nízkofrekvenčního signálu

Při průchodu signálu kmitočtovým filtrem dochází obvykle k časovému zpoždění, což je způsobeno fázovým posuvem procházejících harmonických složek signálu. Nejčastější způsob vyjádření těchto vlivů je pomocí fázové kmitočtové charakteristiky. Tento vliv na výstupní signál je patrný při znázornění signálu a vlastností kmitočtových filtrů v časové oblasti, například odezva na jednotkový skok. V časové oblasti se tyto vlivy projevují nechtěnými deformacemi signálu (například zvlněním nebo překmity). [5]

1.1 Přenosové vlastnosti kmitočtových filtrů

Principiální schéma zapojení filtru jako dvojbranu je patrné z obr. 2, na kterém je filtr připojen na zdroj harmonického signálu. Tento signál vchází do filtru s amplitudou U_1 , frekvencí f_1 a fází φ_1 a z filtru vystupuje opět harmonický signál se stejnou frekvencí, ale odlišnou amplitudou U_2 a fází φ_2 . [5]



Obr. 2 - Zapojení filtru jako dvojbranu (upraveno na základě [5])

Napěťový přenos K_u filtru je možné pro daný kmitočet f podle [5] vyjádřit komplexním vztahem

$$\hat{K}_u = K_u e^{j\varphi} = \frac{U_2 e^{j\varphi_2}}{U_1 e^{j\varphi_1}}, \quad (1)$$

který lze podle [5] rozdělit na modul přenosu, kde K_u představuje poměr napětí výstupního signálu ke vstupnímu signálu

$$K_u = \frac{U_2}{U_1} \quad (2)$$

a argument přenosu je výsledný fázový posuv mezi vstupním a výstupním signálem.

$$\varphi = \varphi_2 - \varphi_1 \quad (3)$$

Modul i argument přenosu je možné podle výše uvedených vztahů vypočítat pouze pro daný kmitočet vstupního signálu. Proto se jako vhodné osvědčuje vyjádření modulu a argumentu přenosu v závislosti na frekvenci. Závislost přenosu na kmitočtu je potom komplexní funkcí kmitočtu $K_u(j\omega)$ nebo $K_u(jf)$, přičemž $\omega = 2\pi f$, či $K_u(p)$, kde $p = j\omega$ (viz (4) a (5)), řád polynomu čitatele m musí být menší nebo roven řádu polynomu jmenovatele n . [5][3]

$$\hat{K}_u(j\omega) = \frac{a_m(j\omega)^m + a_{m-1}(j\omega)^{m-1} + \Lambda + a_1 j\omega + a_0}{b_n(j\omega)^n + b_{n-1}(j\omega)^{n-1} + \Lambda + b_1 j\omega + b_0} \quad (4)$$

$$\hat{K}_u(p) = \frac{a_m p^m + a_{m-1} p^{m-1} + \Lambda + a_1 p + a_0}{b_n p^n + b_{n-1} p^{n-1} + \Lambda + b_1 p + b_0} \quad (5)$$

1.1.1 Určení řádu filtru z přenosové funkce

Řád filtru z přenosové funkce podle vztahu (4) udává nejvyšší mocnina n u symbolu p ve jmenovateli lomené funkce. Zpravidla je počet akumulací prvků (cívky a kondenzátory) roven právě řádu filtru, potažmo nejvyšší mocnině n . [3]

1.1.2 Rozklad přenosové funkce pomocí nul a pólů přenosu

Z hodnot koeficientů přenosových funkcí vyšších řádů podle vztahu (5) jsou vlastnosti filtrů někdy jen s obtížemi patrné. Proto se rozkládají tyto funkce na funkce nižších řádů. Zpravidla se přenosové funkce upravují rozkladem polynomů čitatele a jmenovatele na kořenové činitele

$$\hat{K}(p) = a_m \frac{(p - p_{am})(p - p_{a(m-1)})\Lambda (p - p_{a1})}{(p - p_{bn})(p - p_{b(n-1)})\Lambda (p - p_{b1})}, \quad (6)$$

kde koeficienty p_{ai} jsou obecně komplexní kořeny polynomu čitatele a p_{bi} jsou obecně komplexní kořeny polynomu jmenovatele v rovině p . Dosazením libovolného kořene čitatele p_{ai} za hodnotu komplexního kmitočtu p bude tento dvojčlen nulový, z čehož vyplývá nulová hodnota celého čitatele, respektive celé přenosové funkce. V takových případech se jedná

o nulové body funkce. Obdobně dosazením libovolného kořene jmenovatele p_{bi} za komplexní kmitočet p bude mít tento dvojčlen nulovou hodnotu, tudíž i celý jmenovatel je nulový a přenosová funkce má nekonečnou hodnotu. Jedná se o pól přenosové funkce. [3]

1.1.3 Skupinové a fázové zpoždění

Aby byla zaručena neměnnost procházejícího signálu se spektrem ležícím v propustném pásmu, je nutné, aby filtr byl kmitočtově nezávislý (měl konstantní modul přenosu) v propustném pásmu a měl konstantní časový posuv na všech procházejících kmitočtových složkách (lineární závislost fázového posuvu na frekvenci). Závislost fázového posuvu na kmitočtu se obtížně sleduje, je vhodnější sledovat kmitočtovou závislost skupinového zpoždění $\tau_g(\omega)$ podle vztahu (7) či fázového zpoždění $\tau_f(\omega)$ podle vztahu (8). Znaménko mínus je zde proto, že se jedná o zpoždění, a to je vzhledem k přenosu fáze opačné (výstupní signál je vždy opožděn vůči signálu vstupnímu). Níže uvedené vztahy představují míru linearity fázové charakteristiky, tedy čím je fázová charakteristika lineárnější, tím více je kmitočtová závislost zpoždění konstantní. [5][3]

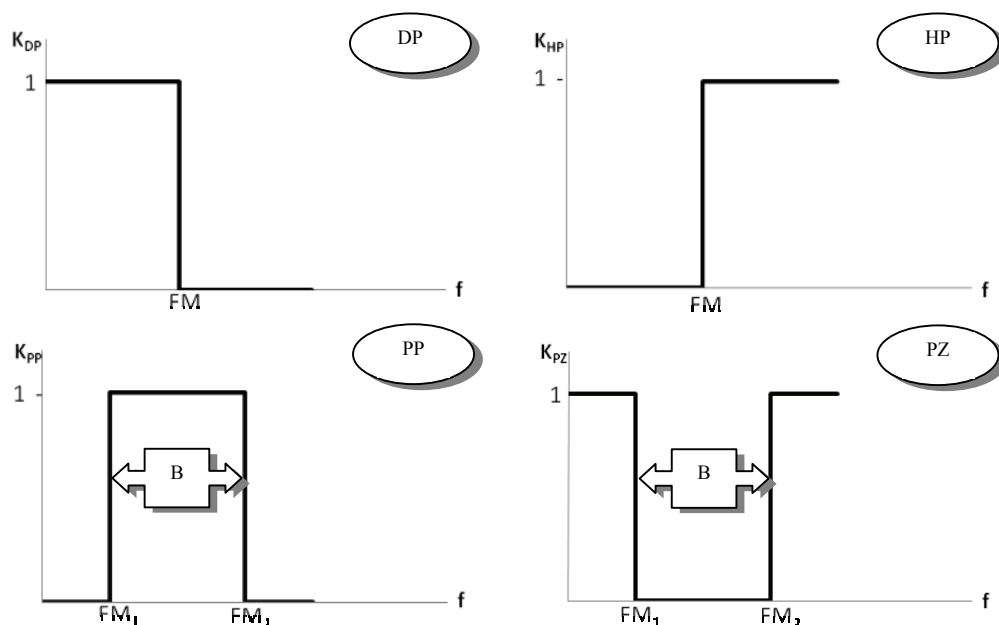
$$\tau_g = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \quad (7)$$

$$\tau_f = -\frac{\varphi(\omega)}{\omega} \quad (8)$$

1.2 Selektivní filtry

Selektivní filtry mají za úkol potlačení přenosu spektrálních složek v nepropustném pásmu, v ideálním případě je potlačení 100%, a naopak nulové potlačení spektrálních složek v propustném pásmu - to je však pouze teoretická úvaha. U filtrů typu pásmová propust a pásmová zadrž se definuje šířka pásma B podle vztahu (9). Tyto filtry se dělí, jak je patrné z obr. 3, na základě rozložení propustného a nepropustného pásma na filtry typu dolní propust (DP), horní propust (HP), pásmová propust (PP) a pásmová zadrž (PZ). [5]

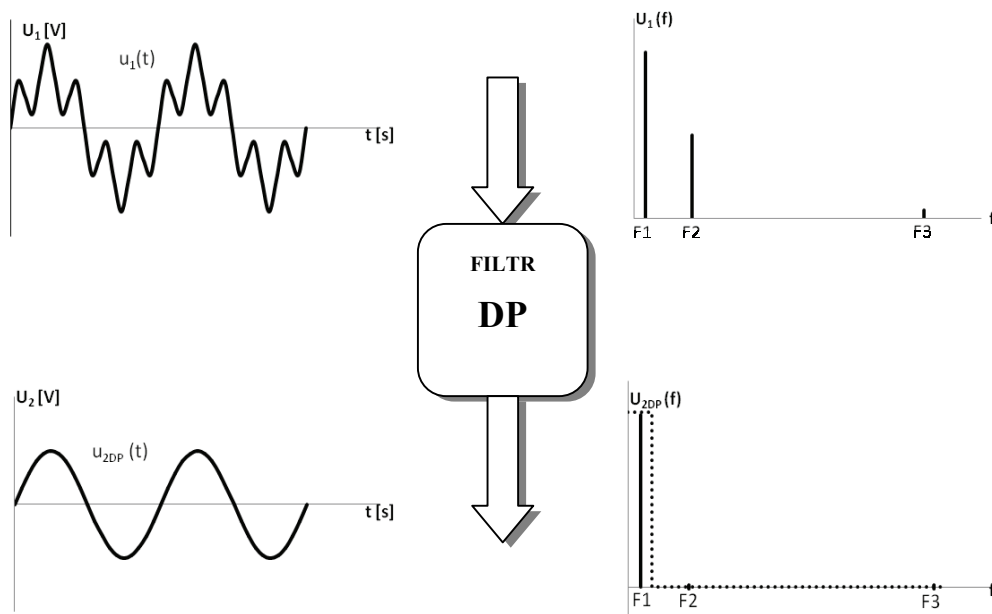
$$B = F_{M2} - F_{M1} \quad (9)$$



Obr. 3 - Teoretické modulové charakteristiky selektivních filtrů (upraveno na základě [5][3])

1.2.1 Dolní propust (DP)

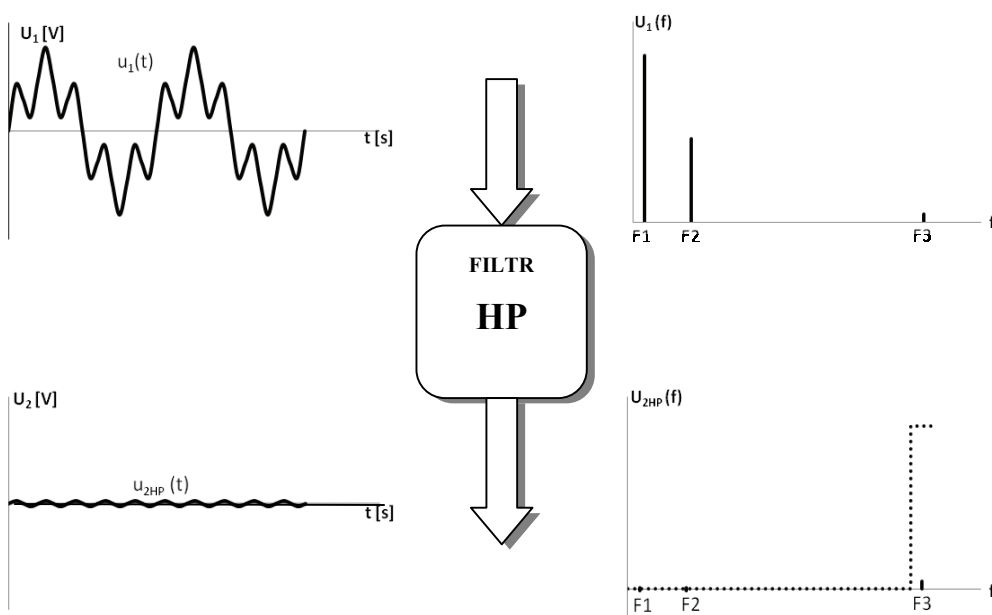
Dolní propust propouští všechny spektrální složky s kmitočtem nižším než je mezní kmitočet F_M filtru. Tento fakt je nejlépe patrný na obr. 4, kde je znázorněn neharmonický signál složený ze tří harmonických složek se stejnou fází, ale jinou amplitudou a frekvencí, který vstupuje do filtru, na jehož výstupu je signál s nejnižším kmitočtem. Zbylé dva signály s kmitočtem vyšším než F_M filtru jsou potlačeny (jedná se o ideální filtr). [3]



Obr. 4 - Příklad průchodu neharmonického signálu filtrem typu dolní propust (upraveno na základě [5])

1.2.2 Horní propust (HP)

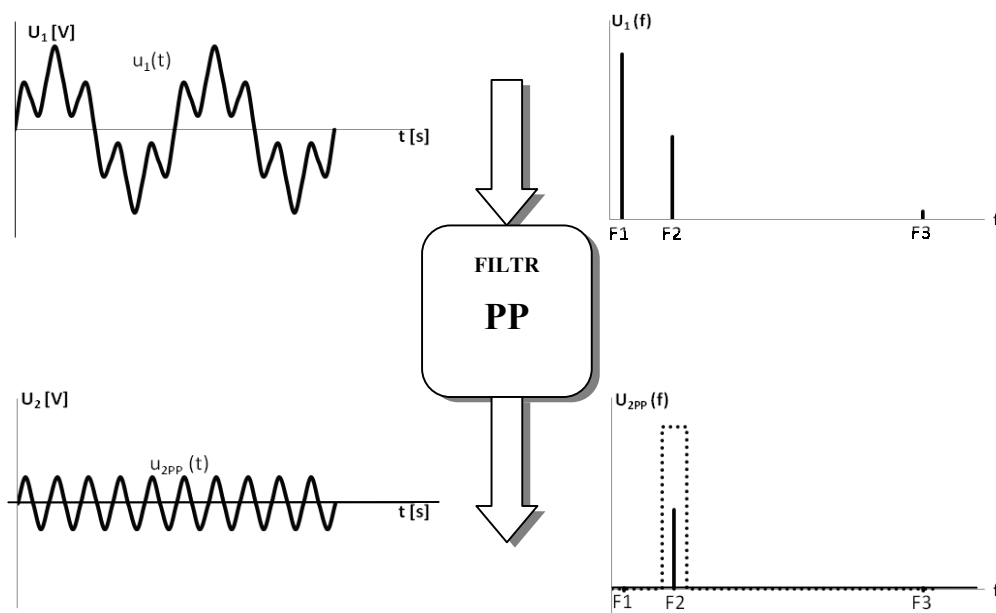
Horní propust je filtrem, jenž propouští všechny spektrální složky s kmitočtem vyšším než mezní kmitočet F_M filtru. Na obr. 5 je znázorněn neharmonický signál složený ze tří harmonických složek se stejnou fází, ale jinou amplitudou a frekvencí, který vstupuje do filtru a na jehož výstupu je jen harmonická složka s nejvyšším kmitočtem. Zbylé dva signály s kmitočtem nižším než F_M filtru jsou potlačeny (ideální filtr). [3]



Obr. 5 - Příklad průchodu neharmonického signálu filtrem typu horní propust (upraveno na základě [5])

1.2.3 Pásmová propust (PP)

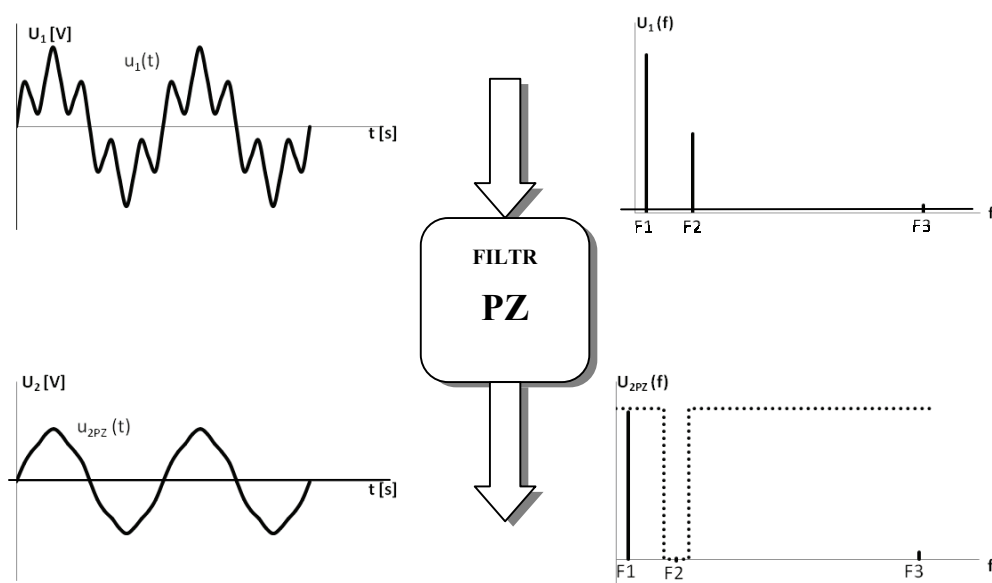
Pásmová propust přenáší beze změny jen spektrální složky mezi mezními kmitočty F_{M1} a F_{M2} filtru. Funkce filtru je nejlépe patrná z obr. 6, kde do filtru přichází neharmonický signál složený ze tří harmonických složek se stejnou fází, ale jinou amplitudou a frekvencí, a na výstupu je jen střední harmonická složka, zbylé dvě harmonické pod a nad hranici propustného pásma jsou potlačeny (uvažovaný filtr je ideální). [3]



Obr. 6 - Příklad průchodu neharmonického signálu filtrem typu pásmová propust (upraveno na zákl. [5])

1.2.4 Pásmová zadrž (PZ)

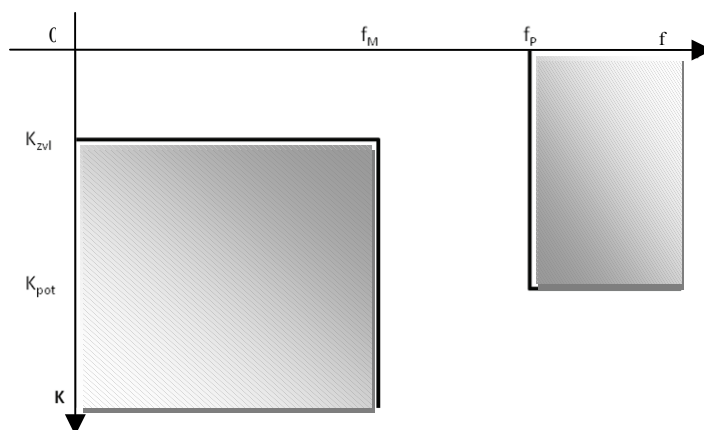
Pásmová zadrž je filtr, jenž přenáší bez potlačení jen spektrální složky pod mezním kmitočtem F_{M1} a nad kmitočtem F_{M2} filtru. Složka mezi těmito kmitočty je potlačena. Funkce filtru je nejlépe patrná z obr. 7, na kterém do filtru přichází neharmonický signál složený ze tří harmonických složek se stejnou fází, ale jinou amplitudou a frekvencí (uvažovaný filtr je ideální). [3]



Obr. 7 - Příklad průchodu neharmonického signálu filtrem typu pásmová zadrž (upraveno na základě [5])

1.3 Toleranční pole

Toleranční pole je chápáno jako grafické vymezení prostoru v modulové charakteristice, ve kterém se musí pohybovat přenosová charakteristika (viz obr. 8). Propustné pásmo tolerančního pole je definováno v rozmezí 0 dB až K_{zvl} a mezním kmitočtem f_M . V této oblasti může být přenosová charakteristika zvlněná. Nepropustné pásmo tolerančního pole je dáno kmitočtem meze potlačení f_p a příslušným potlačením přenosu K_{pot} . [5]



Obr. 8 - Toleranční pole filtru dolní propust (upraveno na základě [5])

1.4 Aproximace a její základní typy

Důležitým krokem při návrhu kmitočtových filtrů je nalezení koeficientů přenosové funkce, které splňují zadané toleranční pole modulové charakteristiky. Těchto koeficientů je teoreticky nekonečně mnoho, proto se při analýze využívá nejrůznějších aproximací, které vyhovují běžným požadavkům, nebo si návrhář vytvoří svou individuální aproximaci přenosové funkce. Nejčastějšími typy jsou [5][3]:

- Besselova, jinak též Thomsonova, aproximace je v propustném pásmu monotónní a plochá, používá se v případech, kdy záleží na zachování tvaru procházejícího signálu,
- Butterworthova aproximace je obdobně jako Besselova v propustném pásmu monotónní a plochá, ale má strmější přechod mezi propustným a nepropustným pásmem,
- Čebyševova aproximace je v propustném pásmu zvlněná, v nepropustném pásmu má velké potlačení přenosu a je jednou z aproximací s nejstrmějším přechodem mezi propustným a nepropustným pásmem,
- Feistelova-Unbehauenova aproximace je v propustném pásmu monotónní a plochá a v nepropustném pásmu vykazuje zvlnění s výraznými nulami přenosu a určitým minimálním potlačením,
- inverzní Čebyševova aproximace je podobně jako Feistelova-Unbehauenova v propustném pásmu monotónní a plochá a v nepropustném pásmu vykazuje zvlnění s výraznými nulami přenosu a určitým minimálním potlačením, ale má strmější přechod mezi propustným a nepropustným pásmem,
- Caurova aproximace je kombinací mezi Čebyševovou a inverzní Čebyševovou aproximací, umožňuje nejstrmější přechod mezi propustným a nepropustným pásmem nebo pro dané potlačení přenosu použití filtru nejnižšího řádu.

2. ARC filtry

Aktivní filtry RC (filtry ARC) v principu nahrazují filtry RLC (prvky rezistor, cívka a kondenzátor jsou zaměněny za aktivní prvek, nejčastěji operační zesilovač, rezistor a kondenzátor). Tyto filtry mají podobné vlastnosti jako filtry RLC, ale díky použití operačních zesilovačů je rozsah kmitočtového pásma větší, přibližně od desetin Hz až do desítek MHz. Oproti RLC filtrům zde lze snadněji nastavovat a ladit požadované hodnoty (například mezní kmitočet a činitel jakosti) pouhou změnou příslušných hodnot rezistorů. Ale na druhou stranu se jako nevýhoda může jevit nutnost napájecího zdroje operačních zesilovačů. [5][3]

Cívku zde můžeme nahradit buď obvodem, který cívku nahrazuje jako dvojpol a má mezi jistými svorkami odpovídající indukčnost, nebo nepřímo pomocí transformace obvodu LRC na ekvivalentně se chovající strukturu RCD. Tato struktura indukční prvek neobsahuje, ale obsahuje syntetický prvek dvojný kapacitor D, což je kmitočtově závislý negativní rezistor. [5]

2.1 ARC filtry 2. řádu s Antoniovým GIC

Filtry 2. řádu s Antoniovým GIC umožňují realizaci s vyššími hodnotami činitele jakosti ($Q > 15$). Základní konfigurace ARC filtru s Antoniovým GIC a varianta bezztrátového obvodu s GIC jsou na obr. 9. Analýzou je možné stanovit charakteristickou rovnici obvodu $D = Z_1 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_6$. Aby zapojení vykazovalo vlastnosti obvodu 2. řádu, je nutné zvolit dvě impedance za kapacitní. Tyto dva kondenzátory musí být v první nebo druhé trojici součinu impedancí. Na zvolené trojici nezáleží, protože vzhledem k symetrii obvodu má shodný výsledek. Ve zvolené trojici je možné libovolně dvě impedance zvolit za kapacitní, ale je vhodné je volit tak, aby jeden kondenzátor byl uzemněn, protože v tomto případě se méně projevují parazitní vlivy OZ než v případě, že jsou oba kondenzátory zapojeny jako plovoucí. [5]

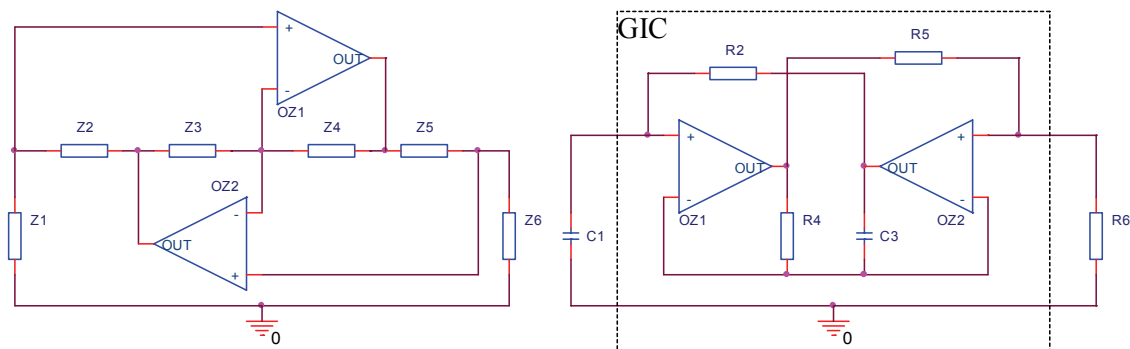
Jmenovatel přenosové funkce pro zapojení bezztrátového obvodu s GIC má tvar podle [5]

$$D = Z_1 Z_3 Z_5 + Z_2 Z_4 Z_6 = \frac{R_5}{p^2 C_1 C_3} + R_2 R_4 R_6 \quad (10)$$

a po úpravách celé přenosové funkce má jmenovatel tvar

$$p^2 + \frac{R_5}{C_1 C_3 R_2 R_4 R_6}. \quad (11)$$

Je patrné, že prostřední člen polynomu jmenovatele je nulový, a proto tento obvod umožňuje simulaci v principu bezztrátového rezonančního obvodu LC, což odpovídá simulaci ideálního rezonančního obvodu LC nebo RD Antoniovým GIC. Činitel jakosti je nastavován vnějším ztrátovým prvkem a může nabývat hodnot 100 i více. V obvodu LC je tento prvek rezistor R a v obvodu RD to je kondenzátor C. [5]



Obr. 9 - Filtr ARC s GIC v základní konfiguraci a variantě bezeztrátového obvodu (upraveno na základě [5])

Ze základního zapojení filtru ARC s GIC ve variantě bezeztrátového obvodu je možné odvodit zapojení jednotlivých typů filtrů bez nul přenosu.

2.1.1 Filtr DPN s Antoniovým GIC

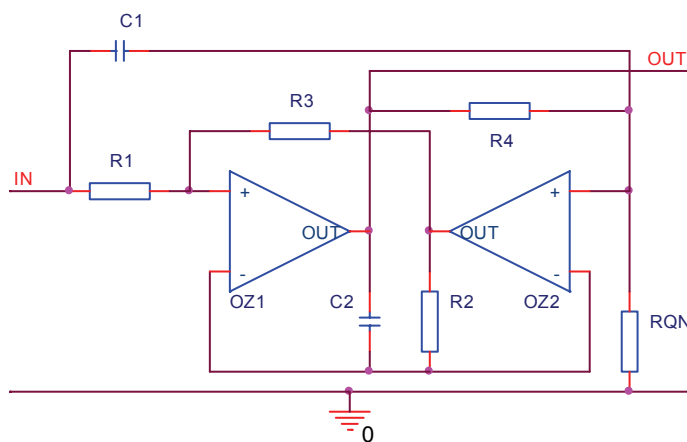
Zapojení s dvěma OZ umožňuje návrh filtru s vyšším činitelem jakosti, a proto bude dále uvedena jen tato varianta. Filtr DPN s Antoniovým GIC lze realizovat jako DPN(1+) podle obr. 10 a jako DPN(1-) podle obr. 11.

DPN(1+), jak již bylo uvedeno, umožňuje realizaci obvodu s vysokým činitelem jakosti a splňuje automaticky podmínku nulové hodnoty přenosu pro F_N . Přenos však může být větší v důsledku parazitních jevů. V tomto zapojení není hodnota F_N omezena, protože vzhledem k principu vytvoření nuly přenosu (1+) je zde minimální citlivost F_N na hodnotách R_4 a R_{QN} , ale nevýhodou je závislost nastavování F_N a Q . Dále ještě hodnota tranzitního kmitočtu F_T operačního zesilovače omezuje použitelné kmitočtové pásmo. Použitý operační zesilovač by měl mít tranzitní kmitočet minimálně větší než $30F_0\sqrt{Q}$. Návrhové vztahy jsou uvedeny pro optimální návrh ($R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$ a $C_1 = C_2$) v tab. 1. [5]

Tab. 1 - Vztahy pro návrh DPN(1+) pro $Q < 50$ se vstupními údaji F_0 , F_N a Q (převzato z [5])

$$k_{FN} = \frac{F_N}{F_0} \wedge k_{FN} > 1 \quad C = C_1 = C_2 = \frac{2 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{F_0}} \quad R = R_1 = R_2 = \frac{1}{2\pi F_0 C}$$

$$R_3 = R_4 = QR(k_{FN}^2 - 1) \quad R_{QN} = \frac{R_4}{k_{FN}^2 - 1}$$



Obr. 10 - Zapojení filtru typu DPN(1+) s 2 OZ (upraveno na základě [5])

DPN(1-) lze stejně jako DPN(1+) používat pro návrh filtru s vysokým činitelem jakosti. V tomto případě je nutné dodržet podmínku nulového přenosu pro F_N . Toto zapojení vzhledem

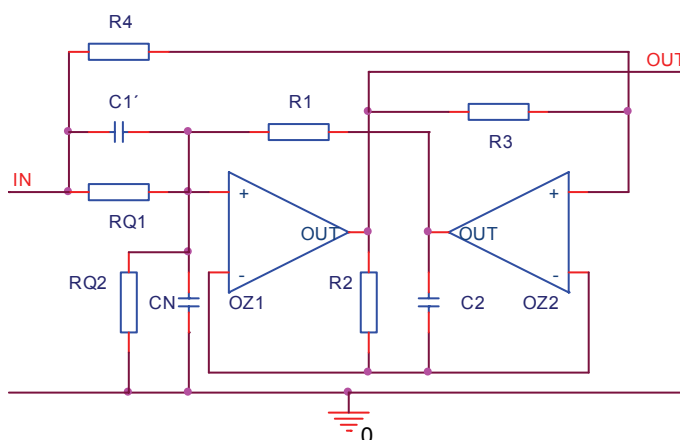
k principu vytvoření nuly přenosu (1-) je citlivé na hodnoty $C_{1'}$ a C_N , ale má nezávislé nastavování hodnot Q a F_N . Použitý operační zesilovač by měl mít tranzitní kmitočet minimálně větší než $100F_0\sqrt{Q}$. Návrhové vztahy jsou uvedeny pro optimální návrh ($R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$ a $C_1 = C_2 = C_{1'} + C_N$) v tab. 2. [5]

Tab. 2 - Vztahy pro návrh DPN(1-) pro $Q < 50$ se vstupními údaji F_0 , F_N a Q (převzato z [5])

$$k_{FN} = \frac{F_N}{F_0} \wedge k_{FN} > 1 \quad C = C_1 = C_2 = \frac{2 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{F_0}} \quad C_N = C \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2k_{FN}^2} \right)$$

$$C_{1'} = C - C_N \quad R = R_1 = R_2 = \frac{1}{2\pi F_0 C} \quad R_{Q1} = R_{Q2} = 2R_Q = 2QR$$

$$R_3 = R_4 \in \langle 1k\Omega; 100k\Omega \rangle \wedge R_3 = R_4 \cong R$$



Obr. 11 - Zapojení filtru typu DPN(1-) s 2 OZ (upraveno na základě [5])

2.1.2 Filtr HPN s Antoniovým GIC

Zapojení s dvěma OZ umožňuje návrh filtru s vyšším činitelem jakosti, a tudíž bude dále uvedena jen tato varianta. Filtr HPN s Antoniovým GIC lze realizovat jako HPN(1±) podle obr. 12 a jako HPN(1-) podle obr. 13.

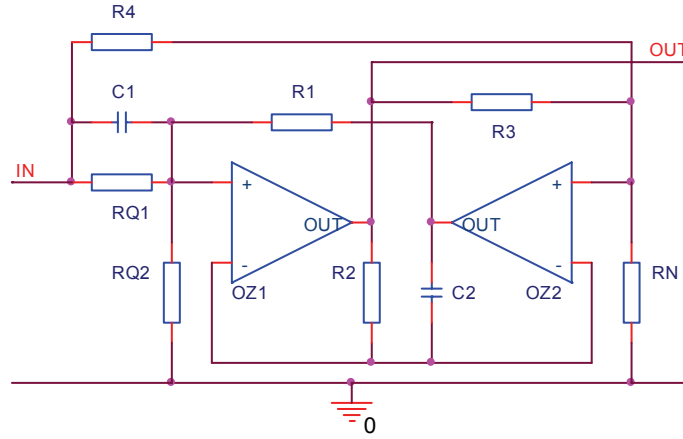
HPN(1±) je možné využít pro návrh filtru s vysokým činitelem jakosti. Z typu realizace (1±) vyplývá širší použitelný rozsah F_N , který se nastavuje hodnotou rezistoru R_N , jenž ale také ovlivňuje hodnoty Q a F_0 a je přímo úměrný hodnotě k_{FN} . Z tohoto důvodu zde stačí menší poměr hodnot R_N/R_4 pro vyšší poměr F_0/F_N . Použitý operační zesilovač by měl mít tranzitní kmitočet minimálně větší než $30F_0Q$. Návrhové vztahy jsou uvedeny pro optimální návrh ($R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$ a $C_1 = C_2$) v tab. 3. [5]

Tab. 3 - Vztahy pro návrh HPN(1±) pro $Q < 50$ se vstupními údaji F_0 , F_N a Q (převzato z [5])

$$k_{FN} = \frac{F_N}{F_0} \wedge k_{FN} < 1 \quad C = C_1 = C_2 = \frac{2 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{F_0}} \quad R = R_1 = R_2 = \frac{1}{2\pi F_0 C k_{FN}}$$

$$R_Q = QR\sqrt{k_{FN}} \quad R_{Q1} = \frac{R_Q(1 - k_{FN})}{k_{FN}} \quad R_{Q2} = \frac{R_{Q1}R_Q}{R_{Q1} - R_Q}$$

$$R_3 = R_4 \in \langle 300\Omega; 100k\Omega \rangle \wedge R_3 = R_4 \cong R$$



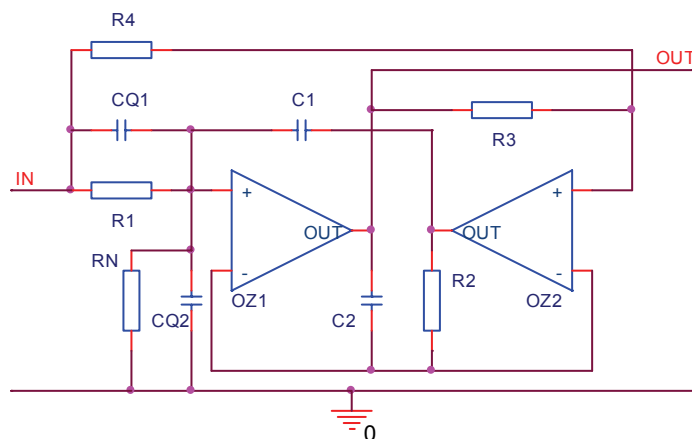
Obr. 12 - Zapojení filtru typu HPN(1±) s 2 OZ (upraveno na základě [5])

HPN(1-), jak již bylo uvedeno, je možné použít pro návrh filtru s vysokým činitelem jakosti a širokým kmitočtovým rozsahem a umožňuje nezávislé nastavení hodnot Q a F_N . Vzhledem k relativní citlivosti se zde projevují od hodnoty $F_N/F_0 < 0,3$ jisté problémy. Použitý operační zesilovač by měl mít tranzitní kmitočet minimálně větší než $100F_0\sqrt{Q}$. Návrhové vztahy jsou uvedeny pro optimální návrh ($R_1 = R_2 = R_1 \cdot R_N / (R_1 + R_N)$, $R_3 = R_4$ a $C_1 = C_2$) v tab. 4. [5]

Tab. 4 - Vztahy pro návrh HPN(1-) pro $Q < 50$ se vstupními údaji F_0 , F_N a Q (převzato z [5])

$$k_{FN} = \frac{F_N}{F_0} \wedge k_{FN} < 1 \quad C = C_1 = C_2 = \frac{2 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{F_0}} \quad R = R_1 = R_2 = \frac{1}{2\pi F_0 C}$$

$$R_N = \frac{2R}{1 - k_{FN}^2} \quad C_{Q1} = C_{Q2} = \frac{C}{2Q} \quad R_{1'} = \frac{R_N R}{R_N - R}$$



Obr. 13 - Zapojení filtru typu HPN(1-) s 2 OZ (upraveno na základě [5])

2.2 Realizace filtrů ARC vyšších řádů

Pro realizaci ARC filtrů vyšších řádů se využívá dvou základních obvodových principů, a to spojování bloků 1. a 2. řádu či zapojení simulující filtry RLC.

Spojování bloků 1. a 2. řádu navzájem neovlivňuje přenosové vlastnosti, což je umožněno díky teoreticky nulovým výstupním odporům jednotlivých bloků. Parazitní ztráty reálných prvků či odchylku od požadovaného rezonančního kmitočtu je možné u těchto realizací filtrů kompenzovat zvýšením původně navržených činitelů jakosti jednotlivých bloků. Obdobně lze nastavovat požadované hodnoty F_0 nebo F_N každého bloku 2. řádu zvlášť.

Metoda simulace filtrů RLC s sebou nese zásadní výhody i nevýhody příčkových filtrů RLC. Jednou z výhod je nízká citlivost přenosové funkce v závislosti na hodnotách tolerance součástek. Na druhou stranu je zde nevýhoda spočívající v obtížné kompenzaci reálných ztrát použitých součástek a dalších vlivů reálných prvků. [5][3]

Realizace ARC filtrů vyšších řádů je v praxi prováděna následujícími možnými způsoby variant obvodových struktur [5][3]:

- Kaskádní řazení bloků 1. a 2. řádu
- Nekaskádní řazení bloků 1. a 2. řádu
- Simulace filtrů RLC
- „Leap-flog“ – kombinace předešlých tří principů
- Speciální typy realizací

2.2.1 Kaskádní řazení bloků 1. a 2. řádu

Kaskádní řazení bloků 1. a 2. řádu je oblíbené díky své jednoduchosti při návrhu a snadnému nastavování koeficientů vzhledem k zřejmému vlivu vlastností jednotlivých bloků na výslednou přenosovou charakteristiku. Touto metodou je velmi snadné navrhovat filtry typu DP a HP a jako relativně snadný se jeví i návrh filtrů PP a PZ. Nevýhodou je relativně velká citlivost na tolerance hodnot prvků a nejvyšší rozptyl F_0 a Q jednotlivých bloků. [5][3]

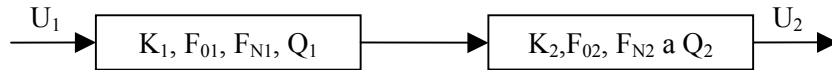
Princip kaskádního řazení vychází z možnosti rozložení libovolné přenosové funkce na součin dílčích přenosových funkcí 1. a 2. řádu. Přenosová funkce sudého řádu n je potom realizovatelná m bloky 2. řádu, kde $m = n/2$. Taková přenosová funkce po rozkladu má tvar [5]:

$$\hat{K}(p) = \prod_{i=1}^m \frac{a_{2i}p^2 + a_{1i}p + a_{0i}}{p^2 + b_{1i}p + b_{0i}} = \prod_{i=1}^m \frac{a_{2i}p^2 + a_{1i}p + a_{0i}}{p^2 + \frac{\Omega_{0i}}{Q_i}p + \Omega_{0i}^2} \quad (12)$$

Stejný princip se využívá i v případě, že přenosová funkce je lichého řádu n . V takovém případě se použije jako první blok 1. řádu následovaný m bloky 2. řádu, kde m je tentokrát $m=(n-1)/2$. Taková přenosová funkce po rozkladu má tvar [5]:

$$\hat{K}(p) = \frac{a_{1(m+1)}p + a_{0(m+1)}}{p + \Omega_{0(m+1)}} \cdot \prod_{i=1}^m \frac{a_{2i}p^2 + a_{1i}p + a_{0i}}{p^2 + \frac{\Omega_{0i}}{Q_i}p + \Omega_{0i}^2} \quad (13)$$

Příklad realizace ARC filtrů kaskádním řazením je naznačen blokově na obr. 14, který znázorňuje filtr typu pásmová zadrž 4. řádu. Jednotlivé bloky jsou nejčastěji řazeny vzestupně podle činitele jakosti. První blok představuje filtr horní propust s nulou (HPN) s určitými K_1 , F_{01} , F_{N1} a Q_1 a druhý blok je filtr dolní propust s nulou (DPN) s určitými K_2 , F_{02} , F_{N2} a Q_2 , přičemž $Q_1 < Q_2$. [5]



Obr. 14 - Blokové schéma kaskádního řazení filtru PP 4. řádu (upraveno na základě [5])

2.2.2 Realizace ARC pásmové zádrže vyšších řádů

ARC pásmové zádrže se realizují pomocí filtrů dolní propust s nulou (DPN) 2. řádu a horní propust s nulou (HPN) 2. řádu (například je možné použít kombinace HPN(1-) a DPN(1+) nebo HPN(1-) a DPN(1-)). Z důvodu zachování symetrické přenosové charakteristiky se tyto filtry realizují pouze sudého řádu.

Pro návrh ARC pásmové propusti, stejně jako jakéhokoliv jiného typu filtru, se používá metoda transformace normované dolní propusti na požadovaný typ filtru. Pro tuto transformaci jsou zhotoveny tabulky, které jsou normované pro jednotkový kmitočet bez nutnosti rozlišování ω a f . Například pro transformaci normované dolní propusti bez nuly přenosu na požadovanou PP se použijí vztahy podle tab. 5. [5]

Tab. 5 - Vztahy pro transformaci normované DP na PZ (převzato z [5])

$$\begin{aligned} A &= \frac{2F_0F_{0n}}{B} & Q_{PZ} &= \frac{Q_n}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + A^2 + \sqrt{(1 + A^2)^2 - \frac{A^2}{Q_n^2}}} & k_F &= \frac{Q_{PZ}}{AQ_n} + \sqrt{\left(\frac{Q_{PZ}}{AQ_n}\right)^2 - 1} \\ F_{0DPN} &= \frac{F_0}{k_F} & Q_{PZ} &= Q_{DPN} = Q_{HPN} & F_{0HPN} &= F_0 k_F \\ K_{ODPN} &= \frac{F_0^2}{F_{0DPN}^2} & F_0 &= F_{NDPN} = F_{NHPN} & K_{OHPN} &= 1 \end{aligned}$$

3. Elektronické přeladování

Elektronické řízení se v dnešní době dostává do popředí a dělí se na analogové řízení napětím či proudem, digitální řízení (např. pomocí A-D převodníků) a spojité řízení spínacím kmitočtem při diskretní funkci spínaného filtru. Pro řízení je výhodnější použití shodných hodnot rezistorů, při užití rezistorů s různými hodnotami je řízení složitější. Dostupné metody používané při řízení obvodů jsou uvedeny níže. [5][12]

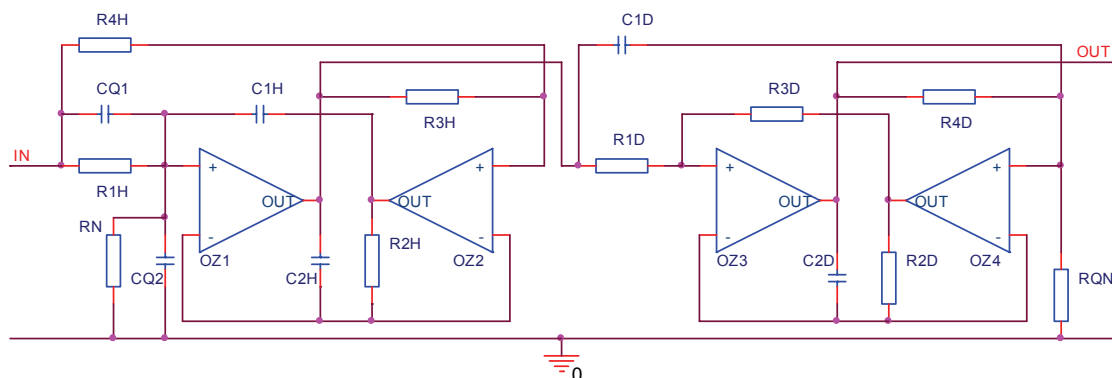
- Optočleny s fotorezistory a diodami LED, kde je vhodné použít řízení pomocí převodníku proud-napětí. Mezi výhody této metody patří poměrně lineární funkce řízeného rezistoru, široký rozsah řízení (až 3 dekády) s dobrou dynamikou signálu, řídicí napětí odpovídá požadovanému kmitočtu ($U_f \approx F_0$). Nevýhodami jsou obtížné dodržení dostatečně přesného souběhu a požadované závislosti na řídicí veličině, setrvačnost fotorezistoru snižuje rychlost řízení signály s maximálními kmitočty od 10 Hz do 10 kHz (závisí na hodnotě fotorezistoru).
- Polem řízené tranzistory FET, které představují pro malé signály (menší než 100 mV) téměř lineární napětím řízené rezistory. Výhodou je relativně velký rozsah řízení za cenu velice nelineární řídicí závislosti (problém zde činí souběh řízených odporů více tranzistorů).
- Řízené OTA zesilovače mohou realizovat zdroj proudu řízený napětím (ZPŘN), jejichž strmost g_m (parametr y_{21}) lze ovládat pomocným řídicím proudem. Používanými typy jsou např. CA3080 a modernější LM13600/700 s větším rozsahem dynamiky. Tyto OTA zesilovače jsou použitelné v kmitočtovém pásmu asi do 1 MHz. Na druhou stranu je zde problém s omezením dynamického rozsahu, které určuje maximální hodnota vstupního signálu cca 100 mV, přičemž je nutné brát v úvahu proměnnost velikosti vstupního signálu danou řízením.
- Řízené napěťové zesilovače, které mají dobrou linearitu, velký dynamický rozsah a logaritmickou závislost řízení (lineární změna přenosu v dB změnou řídicího napětí). Například zesilovač typu AD603 využívá analogově řízenou rezistorovou strukturu R-2R, která se používá v D-A převodnících. Tyto zesilovače mají rozsah řízení přenosu přibližně 40 dB při linearitě řízení $\pm 0,3$ dB, vstupní šumové napěťové spektrální hustotě asi 1,3 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, maximálním výstupním napětím asi 2 V a šířce pásma 90 MHz.
- Spínaný rezistor s efektivní hodnotou závislou na střídě impulsů spínání se používá pro nižší kmitočty. Výhodou této metody je dosažitelný dobrý souběh, ale nevýhodou zde je poměrně malý použitelný rozsah a nelineární závislost na řídicí veličině.
- Simulace odporu přepínaným kondenzátorem umožňuje číslicové nebo i „analogové“ řízení. Spínací kmitočet f_{SP} určuje hodnotu simulovaného odporu R_{SP} podle vztahu (14). Výhodou této metody je absolutně přesný souběh řízení a použitelnost pro řízení filtrů vyšších řádů bez závažných problémů.

$$R_{SP} = \frac{1}{f_{SP} \cdot C_R} \quad (14)$$

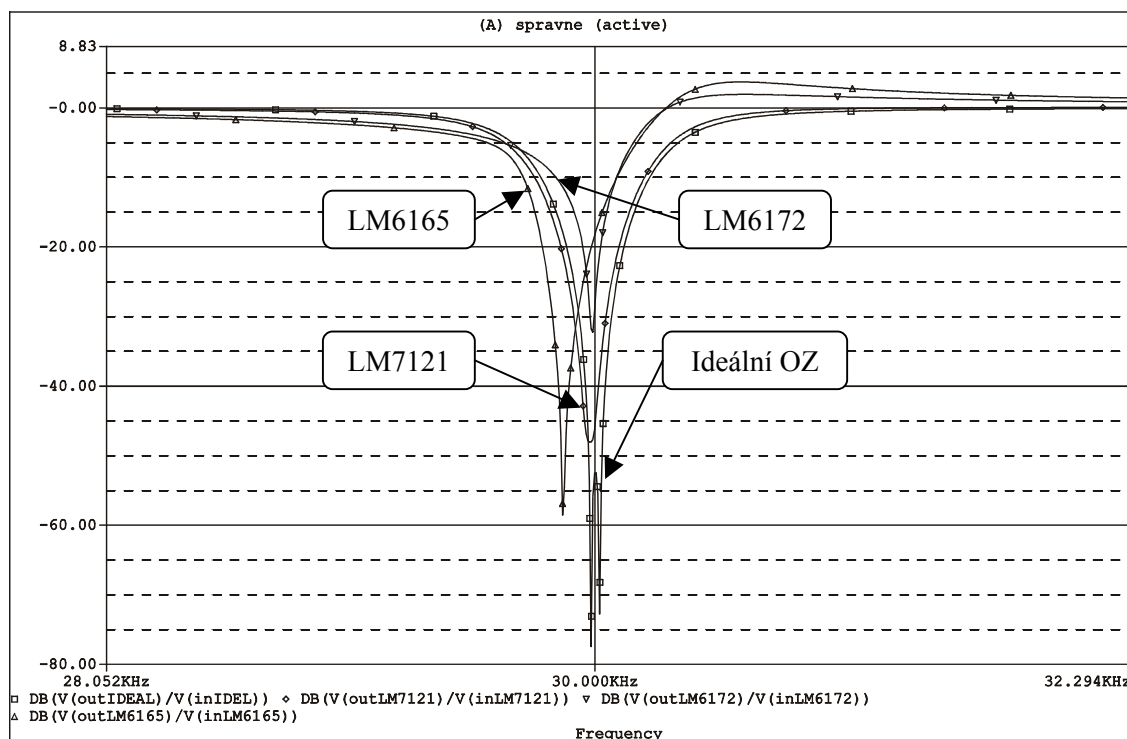
- D-A převodník umožňuje přímé číslicové řízení. Běžný převodník vykazuje vlastnosti jako zdroj proudu, jehož výstupní hodnota je závislá na odporu, který určují např. spínače v rezistorové síti R-2R převodníků a hodnota referenčního napětí. Zapojením zdroje signálu do vstupu pro referenční napětí a připojením výstupu k integračnímu převodníku proud-napětí vznikne číslicově řízený integrátor. Obdobně pracují i tzv. digitální potenciometry, jejichž výhodou jsou podstatně nižší hodnoty ekvivalentních rezistorů, a lze je proto použít pro vyšší kmitočtová pásma.

4. Návrh ARC PZ 4. řádu s laditelnými F_0 a Q

Pro návrh PZ 4. řádu s laditelnými F_0 a Q bylo zvoleno zapojení dvou bloků druhého řádu s Antoniovým GIC, které jsou řazeny kaskádně, jak je zřejmé z obr. 15. Prvním blokem je HPN(1-), za kterým následuje DPN(1+). Jako operační zesilovače pro tuto úlohu byly zvoleny LM6165, které dostatečně splňují požadavek na tranzitní kmitočet (GBW 750 MHz) [6]. Jak je patrné z obr. 16, zapojení s LM6165 má oproti ostatním operačním zesilovačům (GBW 100 MHz a 175 MHz) vyšší činitel jakosti a větší potlačení na F_0 [10] a [9]. Pro zadání této práce by bylo možné použít i jiný operační zesilovač s GBW vyšším než cca 200 MHz, což vyplývá z obr. 16. Celá realizace byla navržena pro frekvenci $F_0 = 30$ kHz, která je dále brána jako vztažná pro všechna ostatní přeladování.



Obr. 15 - Zapojení ARC pásmové zadržky 4. řádu

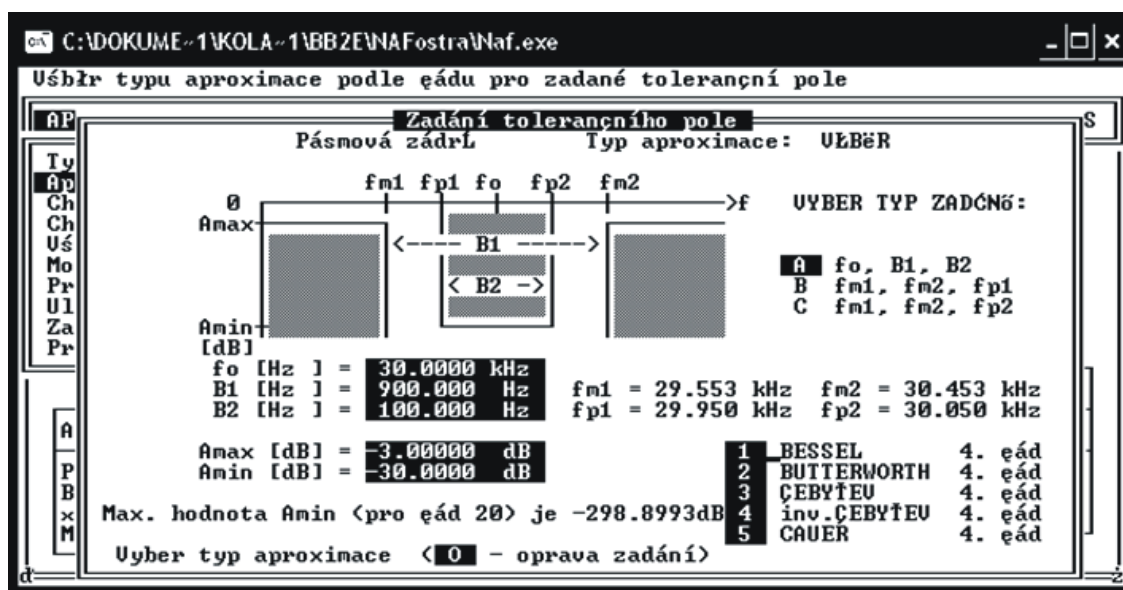


Obr. 16 - Volba operačních zesilovačů

4.1 Volba tolerančního pole

Toleranční pole bylo navrženo pomocí programu NAF, který umožňuje zpětnou kontrolu, jestli zadané toleranční pole odpovídá požadovanému řádu filtru, a navrhne aproxi-

mace, jež vyhovují zadanému tolerančnímu poli. Jak je patrné z obr. 17, toleranční pole bylo zadáno z hodnot $F_0 = 30$ kHz, $B_{-3\text{dB}} = 900$ Hz a $B_{-30\text{dB}} = 100$ Hz. Ostatní parametry tolerančního pole (F_{M1} , F_{M2} , F_{P1} , F_{P2}) a vhodné aproximace (Besselova, Butterworthova, Čebyševova, inverzní Čebyševova a Caurova), které vypočítal program NAF jsou uvedené na obr. 17.



Obr. 17 - Volba tolerančního pole v programu NAF

4.2 Volba aproximace

Z důvodu nejednoznačného rozhodnutí pro správnou aproximaci budou dále porovnávány dvě aproximace, a to Besselova a Butterworthova, pro které byly odečteny hodnoty F_{0n} a Q_n (dle [5]) normované dolní propusti nutné pro korektní transformaci na pásmovou propust. Odečtené hodnoty jsou uvedeny v tab. 6.

Tab. 6 - Normované koeficienty Besselovy a Butterworthovy aproximace

Bessel		Butterworthova	
F_{0n} [-]	Q_n [-]	F_{0n} [-]	Q_n [-]
1,2720	0,5773	1,0000	0,7071

4.3 Přepočet normovaných hodnot na filtr typu PZ

Pro odečtené normované hodnoty dolní propusti Besselovy a Butterworthovy aproximace z tab. 6 a zvolené toleranční pole podle obr. 17 byla provedena transformace na filtr typu PZ podle vztahů uvedených v tab. 5. Vypočtené hodnoty pro obě zatím uvažované aproximace jsou uvedeny v tab. 7.

Tab. 7 - Přepočtené normované hodnoty na filtr typu PZ

	Bessel	Butterworth
A [-]	84,80	66,67
Q_{PZ} [-]	48,96	47,14
k_F [-]	1,01	1,01
F_{0DPN} [kHz]	29,82	29,68
F_{0HPN} [kHz]	30,18	30,32
F_{NDPN} [kHz]	30,00	30,00
F_{NHPN} [kHz]	30,00	30,00
Q_{DPN} [-]	48,96	47,14
Q_{HPN} [-]	48,96	47,14
K_{0DPN} [-]	1,01	1,02
K_{0HPN} [-]	1,00	1,00

Příklady výpočtů pro Besselovu aproximaci:

$$A = \frac{2F_0 F_{0n}}{B} = \frac{2 \cdot 30 \cdot 10^3 \cdot 1,272}{900} = \underline{\underline{84,80[-]}}$$

$$Q_{PZ} = \frac{Q_n}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + A^2 + \sqrt{(1 + A^2)^2 - \frac{A^2}{Q_n^2}}} = \frac{0,5773}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + 84,4^2 + \sqrt{(1 + 84,8^2)^2 - \frac{84,8^2}{0,5773^2}}} = \underline{\underline{48,96[-]}}$$

$$k_F = \frac{Q_{PZ}}{A Q_n} + \sqrt{\left(\frac{Q_{PZ}}{A Q_n}\right)^2 - 1} = \frac{48,96}{84,8 \cdot 0,5773} + \sqrt{\left(\frac{48,96}{84,8 \cdot 0,5773}\right)^2 - 1} = \underline{\underline{1,01[-]}}$$

$$F_{0DPN} = \frac{F_0}{k_F} = \frac{30 \cdot 10^3}{1,01} = \underline{\underline{29,82[kHz]}}$$

$$F_{0HPN} = F_0 k_F = 30 \cdot 10^3 \cdot 1,01 = \underline{\underline{30,18[kHz]}}$$

$$Q_{PZ} = Q_{DPN} = Q_{HPN} = \underline{\underline{48,96[-]}}$$

$$F_0 = F_{NDPN} = F_{NHPN} = \underline{\underline{30[kHz]}}$$

$$K_{ODPN} = \frac{F_0^2}{F_{0DPN}^2} = \frac{(30 \cdot 10^3)^2}{(29,82 \cdot 10^3)^2} = \underline{\underline{1,01[-]}}$$

$$K_{OHPN} = \underline{\underline{1[-]}}$$

Jak je patrné z tab. 7, Besselova aproximace po přepočtu normovaných hodnot na hodnoty filtru typu PZ má pro daný typ filtru a zvolené toleranční pole výhodnější hodnoty, a proto byla zvolena pro výpočet hodnot součástek.

4.4 Návrh hodnot součástek filtru PZ pro $F_0 = 30$ kHz

Návrh hodnot součástek do bloku DPN(1+) byl vypočten podle údajů uvedených v tab. 7 a vztahů z tab. 1. Hodnoty všech součástek použitých v bloku DPN(1+) jsou uvedeny v tab. 8.

Tab. 8 - Hodnoty součástek DPN(1+) pro frekvenci $F_0 = 30$ kHz

	Vypočteno	Optimalizace
$k_{FN} [-]$	1,01	-
$C_{1D}=C_{2D} [nF]$	1,16	1,20
$R_{1D}=R_{2D} [k\Omega]$	4,45	-
$R_{3D}=R_{4D} [k\Omega]$	2,59	-
$R_{QN} [k\Omega]$	218,00	220,00

Příklady výpočtů hodnot součástek bloku DPN(1+):

$$k_{FN} = \frac{F_{NDPN}}{F_{0DPN}} = \frac{30 \cdot 10^3}{29,82 \cdot 10^3} = \underline{\underline{1,01[-]}}$$

$$C_{1D} = C_{2D} = \frac{2 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{F_{0DPN}}} = \frac{2 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{29,82 \cdot 10^3}} = \underline{\underline{1,16[nF]}}$$

$$R_{1D} = R_{2D} = \frac{1}{2\pi F_{0DPN} C_{1D}} = \frac{1}{2\pi 29,82 \cdot 10^3 \cdot 1,20 \cdot 10^{-9}} = \underline{\underline{4,45[k\Omega]}}$$

$$R_{3D} = R_{4D} = Q_{DPN} R_{1D} (k_{FN}^2 - 1) = 48,96 \cdot 4,45 \cdot 10^3 (1,01^2 - 1) = \underline{\underline{2,59[k\Omega]}}$$

$$R_{QN} = \frac{R_{3D}}{k_{FN}^2 - 1} = \frac{2,59 \cdot 10^3}{1,01^2 - 1} = \underline{\underline{218,00[k\Omega]}}$$

Návrh hodnot součástek do bloku HPN(1-) byl vypočten podle údajů uvedených v tab. 7 a vztahů z tab. 4. Hodnoty všech součástek použitých v bloku HPN(1-) jsou uvedeny v tab. 9.

Tab. 9 - Hodnoty součástek HPN(1-) pro frekvenci $F_0 = 30$ kHz

	Vypočteno	Optimalizace
$k_{FN} [-]$	0,99	-
$C_{1H} = C_{2H} [nF]$	1,15	1,20
$C_{Q1} = C_{Q2} [pF]$	12,26	12,00
$R_{2H} = R_{3H} = R_{4H} [k\Omega]$	4,39	-
$R_N [k\Omega]$	750,00	-
$R_{1H} [k\Omega]$	4,42	-

Příklady výpočtů hodnot součástek bloku HPN(1-):

$$k_{FN} = \frac{F_{NHPN}}{F_{0HPN}} = \frac{30 \cdot 10^3}{30,18 \cdot 10^3} = \underline{\underline{0,99[-]}}$$

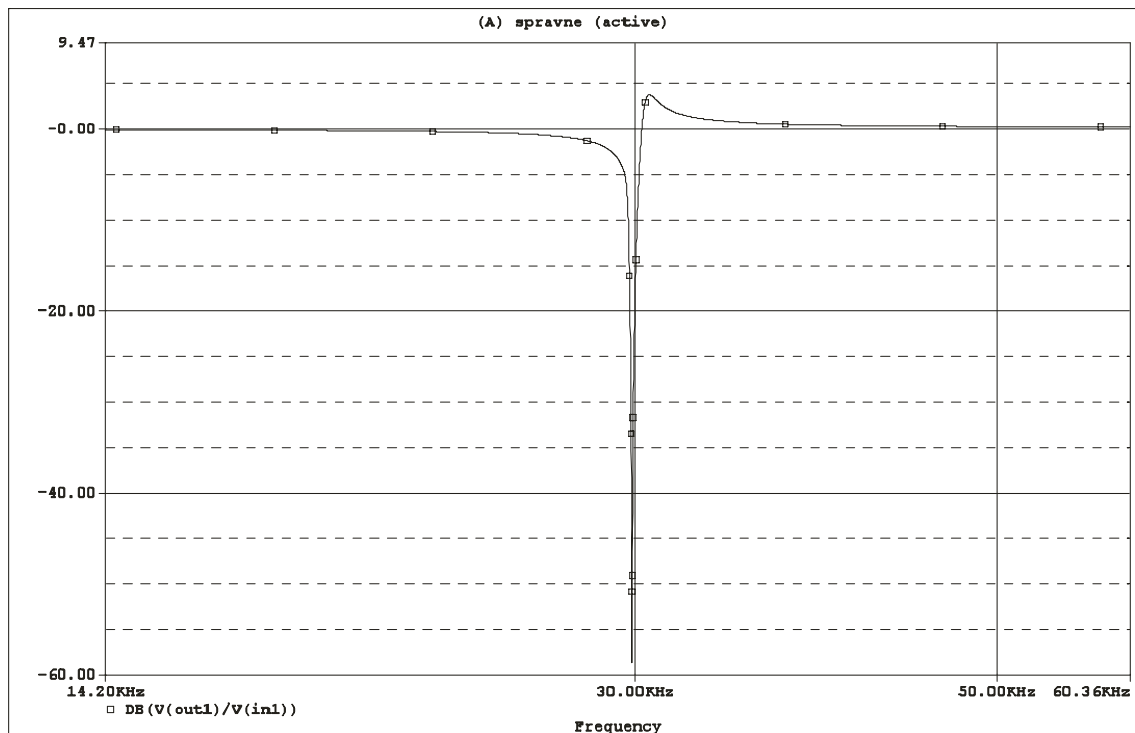
$$C_{1H} = C_{2H} = \frac{2 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{F_{0DPN}}} = \frac{2 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{30,18 \cdot 10^3}} = \underline{\underline{1,15[nF]}}$$

$$C_{Q1} = C_{Q2} = \frac{C_{1H}}{2Q} = \frac{1,20 \cdot 10^{-9}}{2,0,99} = \underline{\underline{12,26[pF]}}$$

$$R_{2H} = R_{3H} = R_{4H} = \frac{1}{2\pi F_{0HPN} C_{1H}} = \frac{1}{2\pi 30,18 \cdot 10^3 \cdot 1,20 \cdot 10^{-9}} = \underline{\underline{4,39[k\Omega]}}$$

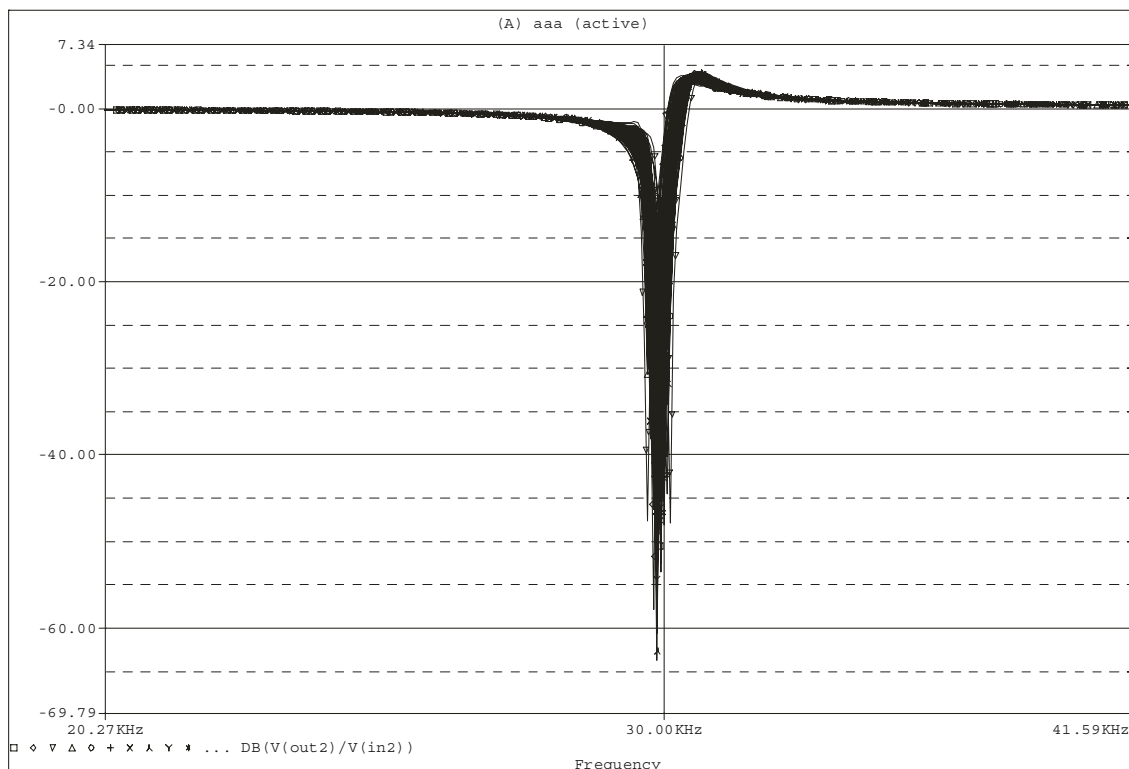
$$R_N = \frac{2R_{2H}}{1 - k_{FN}^2} = \frac{2 \cdot 4,39 \cdot 10^3}{1 - 0,99^2} = \underline{\underline{750,00[k\Omega]}}$$

$$R_{1H} = \frac{R_N R_{2H}}{R_N - R_{2H}} = \frac{750 \cdot 10^3 \cdot 4,39 \cdot 10^3}{750 \cdot 10^3 - 4,39 \cdot 10^3} = \underline{\underline{4,42[k\Omega]}}$$



Obr. 18 - Modulová charakteristika filtru typu PZ na frekvenci $F_0 = 30 \text{ kHz}$

Modulová charakteristika získaná simulováním v programu PSpice je uvedena na obr. 18. Pro tento návrh byla provedena simulace metodou Monte Carlo s tisíci cykly výpočtů. Všechny rezistory byly uvažovány s 1% tolerancí jmenovité hodnoty a kondenzátory byly simulovány s 5% tolerancí jmenovité hodnoty. Jak je patrné z obr. 19, při uvažovaných tolerancích bylo rozladění F_0 přibližně 1 kHz a docházelo k výraznějším překmitům.



Obr. 19 - Modulové charakteristiky metodou Monte Carlo na $F_0 = 30 \text{ kHz}$

4.4.1 Návrh po přeladění na $F_0 = 10 \text{ kHz}$

Návrh hodnot součástek do bloku DPN(1+) byl vypočten podle údajů uvedených v tab. 7 a vztahů z tab. 1. Hodnoty kondenzátorů se nemění, pouze dvojice rezistorů R_{1D} , R_{2D} a R_{3D} , R_{4D} se mění souběžně. Pro zachování požadované přenosové charakteristiky bylo nutné přeladit i rezistor R_{QN} . Hodnoty všech součástek použitých v bloku DPN(1+) jsou uvedeny v tab. 10.

Tab. 10 - Hodnoty součástek DPN(1+) pro frekvenci $F_0 = 10 \text{ kHz}$

	Vypočteno	Optimalizace
$k_{FN} [-]$	1,02	-
$C_{1D}=C_{2D} [\text{nF}]$	1,20	-
$R_{1D}=R_{2D} [\text{k}\Omega]$	13,50	-
$R_{3D}=R_{4D} [\text{k}\Omega]$	24,50	-
$R_{QN} [\text{k}\Omega]$	661,00	-

Příklady výpočtů hodnot součástek bloku DPN(1+):

$$k_{FN} = \frac{F_{NDPN}}{F_{0DPN}} = \frac{10 \cdot 10^3}{9,82 \cdot 10^3} = \underline{\underline{1,02[-]}}$$

$$R_{1D} = R_{2D} = \frac{1}{2\pi F_{0DPN} C_{1D}} = \frac{1}{2\pi 9,82 \cdot 10^3 \cdot 1,20 \cdot 10^{-9}} = \underline{\underline{13,50[\text{k}\Omega]}}$$

$$R_{3D} = R_{4D} = Q_{DPN} R_{1D} (k_{FN}^2 - 1) = 48,96 \cdot 13,50 \cdot 10^3 (1,02^2 - 1) = \underline{\underline{24,50[\text{k}\Omega]}}$$

$$R_{QN} = \frac{R_{3D}}{k_{FN}^2 - 1} = \frac{24,50 \cdot 10^3}{1,02^2 - 1} = \underline{\underline{661,00[k\Omega]}}$$

Návrh hodnot součástek do bloku HPN(1-) byl vypočten podle údajů uvedených v tab. 7 a vztahů z tab. 4. Přeladění bylo uskutečněno změnou hodnoty rezistoru R_{1H} a shodnou změnou hodnot rezistorů R_{2H} , R_{3H} a R_{4H} . Hodnoty všech součástek použitých v bloku HPN(1-) jsou uvedeny v tab. 11.

Tab. 11 - Hodnoty součástek HPN(1-) pro frekvenci $F_0 = 10 \text{ kHz}$

	Vypočteno	Optimalizace
$k_{FN} [-]$	0,98	-
$C_{1H} = C_{2H} [\text{nF}]$	1,20	-
$R_{2H} = R_{3H} = R_{4H} [k\Omega]$	13,00	-
$R_N [k\Omega]$	743,00	750,00
$R_{1H} [k\Omega]$	13,30	-

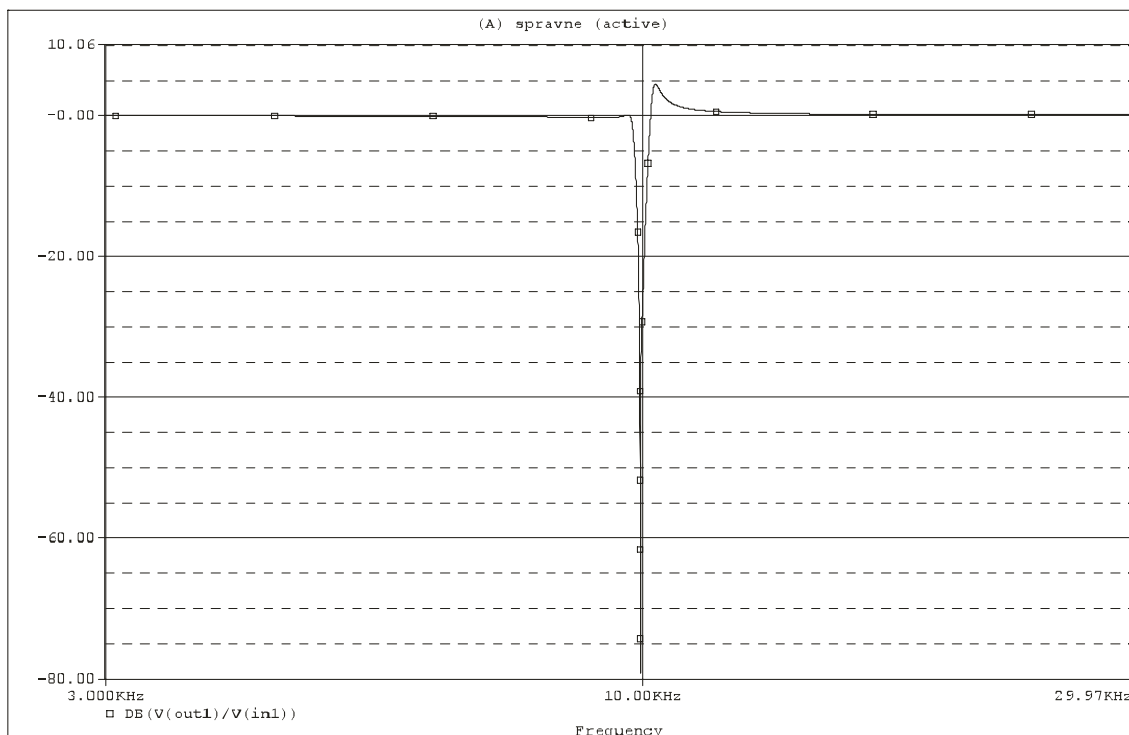
Příklady výpočtů hodnot součástek bloku HPN(1-):

$$k_{FN} = \frac{F_{NHPN}}{F_{0HPN}} = \frac{10 \cdot 10^3}{10,18 \cdot 10^3} = \underline{\underline{0,98[-]}}$$

$$R_{2H} = R_{3H} = R_{4H} = \frac{1}{2\pi F_{0HPN} C_{1H}} = \frac{1}{2\pi 10,18 \cdot 10^3 \cdot 1,20 \cdot 10^{-9}} = \underline{\underline{13,00[k\Omega]}}$$

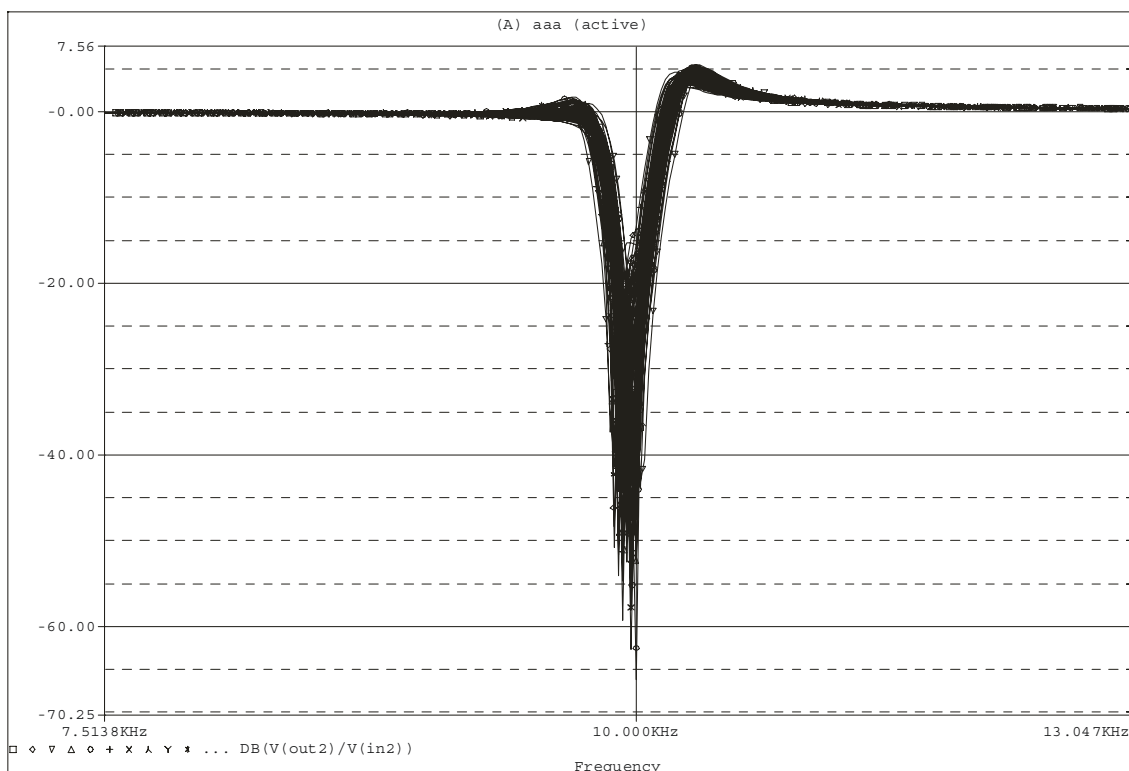
$$R_N = \frac{2R_{2H}}{1 - k_{FN}^2} = \frac{2 \cdot 13,00 \cdot 10^3}{1 - 0,98^2} = \underline{\underline{743,00[k\Omega]}}$$

$$R_{1H} = \frac{R_N R_{2H}}{R_N - R_{2H}} = \frac{743 \cdot 10^3 \cdot 13,00 \cdot 10^3}{743 \cdot 10^3 - 13,00 \cdot 10^3} = \underline{\underline{13,30[k\Omega]}}$$



Obr. 20 - Modulová charakteristika filtru typu PZ na frekvenci $F_0 = 10$ kHz

Modulová charakteristika získaná simulováním v programu PSpice je uvedena na obr. 20. Při návrhu byla provedena simulace Monte Carlo s tisíci cykly výpočtů. Rezistory byly uvažovány s 1% tolerancí jmenovité hodnoty a kondenzátory s 5% tolerancí jmenovité hodnoty. Z obr. 21 je patrné, že při uvažovaných tolerancích bylo rozložení F_0 přibližně 1 kHz a docházelo k výraznějším překmitům.



Obr. 21 - Modulové charakteristiky metodou Monte Carlo na $F_0 = 10$ kHz

4.4.2 Návrh po přeladění na $F_0 = 100 \text{ kHz}$

Návrh hodnot součástek do bloku DPN(1+) byl vypočten podle údajů uvedených v tab. 7 a vztahů z tab. 1. Hodnoty kondenzátorů se nemění, pouze dvojice rezistorů R_{1D} , R_{2D} a R_{3D} , R_{4D} se mění souběžně. Pro zachování požadované přenosové charakteristiky bylo nutné přeladit i rezistor R_{QN} . Hodnoty všech součástek použitých v bloku DPN(1+) jsou uvedeny v tab. 12.

Tab. 12 - Hodnoty součástek DPN(1+) pro frekvenci $F_0 = 100 \text{ kHz}$

	Vypočteno	Optimalizace
$k_{FN} [-]$	1,01	-
$C_{1D}=C_{2D} [\text{nF}]$	1,20	-
$R_{1D}=R_{2D} [\text{k}\Omega]$	1,33	-
$R_{3D}=R_{4D} [\Omega]$	235,00	-
$R_{QN} [\text{k}\Omega]$	65,00	-

Příklady výpočtů hodnot součástek bloku DPN(1+):

$$k_{FN} = \frac{F_{NDPN}}{F_{0DPN}} = \frac{100 \cdot 10^3}{99,82 \cdot 10^3} = \underline{\underline{1,01[-]}}$$

$$R_{1D} = R_{2D} = \frac{1}{2\pi F_{0DPN} C_{1D}} = \frac{1}{2\pi 99,82 \cdot 10^3 \cdot 1,20 \cdot 10^{-9}} = \underline{\underline{1,33[\text{k}\Omega]}}$$

$$R_{3D} = R_{4D} = Q_{DPN} R_{1D} (k_{FN}^2 - 1) = 48,96 \cdot 1,33 \cdot 10^3 (1,01^2 - 1) = \underline{\underline{235,00[\Omega]}}$$

$$R_{QN} = \frac{R_{3D}}{k_{FN}^2 - 1} = \frac{235}{1,01^2 - 1} = \underline{\underline{65,00[\text{k}\Omega]}}$$

Návrh hodnot součástek do bloku HPN(1-) byl vypočten podle údajů uvedených v tab. 7 a vztahů z tab. 4. Přeladění bylo uskutečněno změnou hodnoty rezistoru R_{1H} a shodnou změnou hodnot rezistorů R_{2H} , R_{3H} a R_{4H} . Hodnoty všech součástek použitých v bloku HPN(1-) jsou uvedeny v tab. 13.

Tab. 13 - Hodnoty součástek HPN(1-) pro frekvenci $F_0 = 100 \text{ kHz}$

	Vypočteno	Optimalizace
$k_{FN} [-]$	0,99	-
$C_{1H} = C_{2H} [\text{nF}]$	1,20	-
$R_{2H} = R_{3H} = R_{4H} [\text{k}\Omega]$	1,32	-
$R_N = [\text{k}\Omega]$	737,00	750,00
$R_{1H} [\text{k}\Omega]$	1,33	-

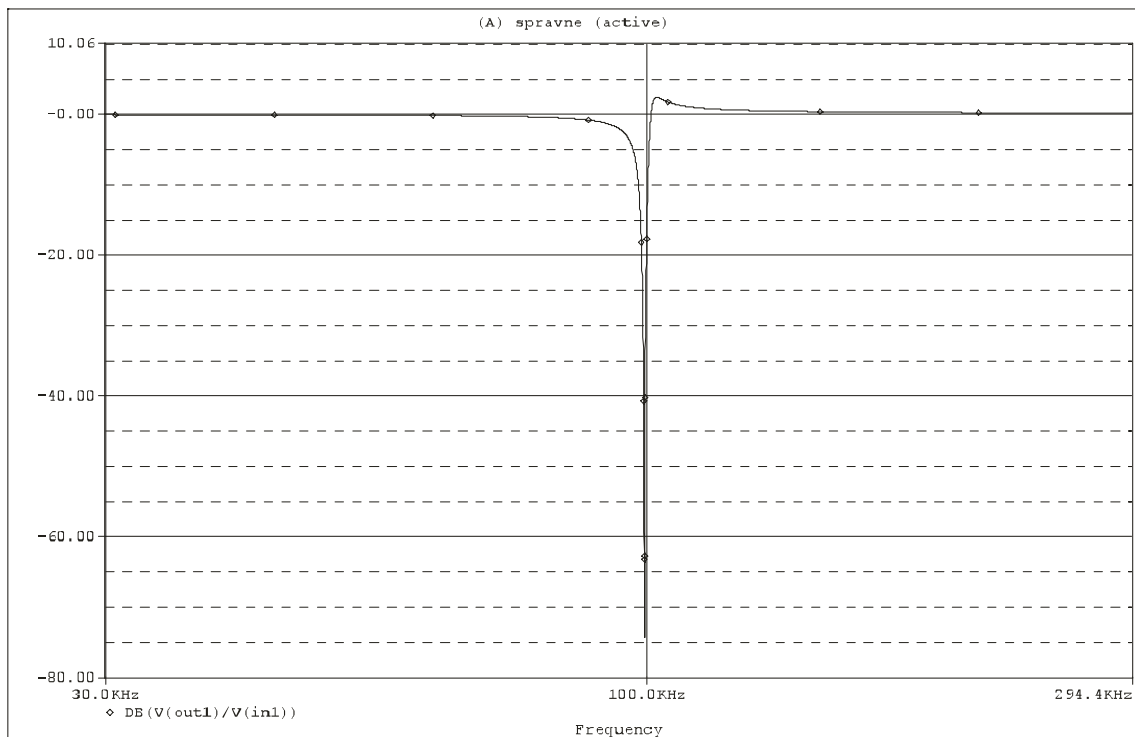
Příklady výpočtů hodnot součástek bloku HPN(1-):

$$k_{FN} = \frac{F_{NHPN}}{F_{0HPN}} = \frac{100 \cdot 10^3}{100,18 \cdot 10^3} = \underline{\underline{0,99[-]}}$$

$$R_{2H} = R_{3H} = R_{4H} = \frac{1}{2\pi F_{0HPN} C_{1H}} = \frac{1}{2\pi 100,18 \cdot 10^3 \cdot 1,20 \cdot 10^{-9}} = \underline{\underline{1,32[k\Omega]}}$$

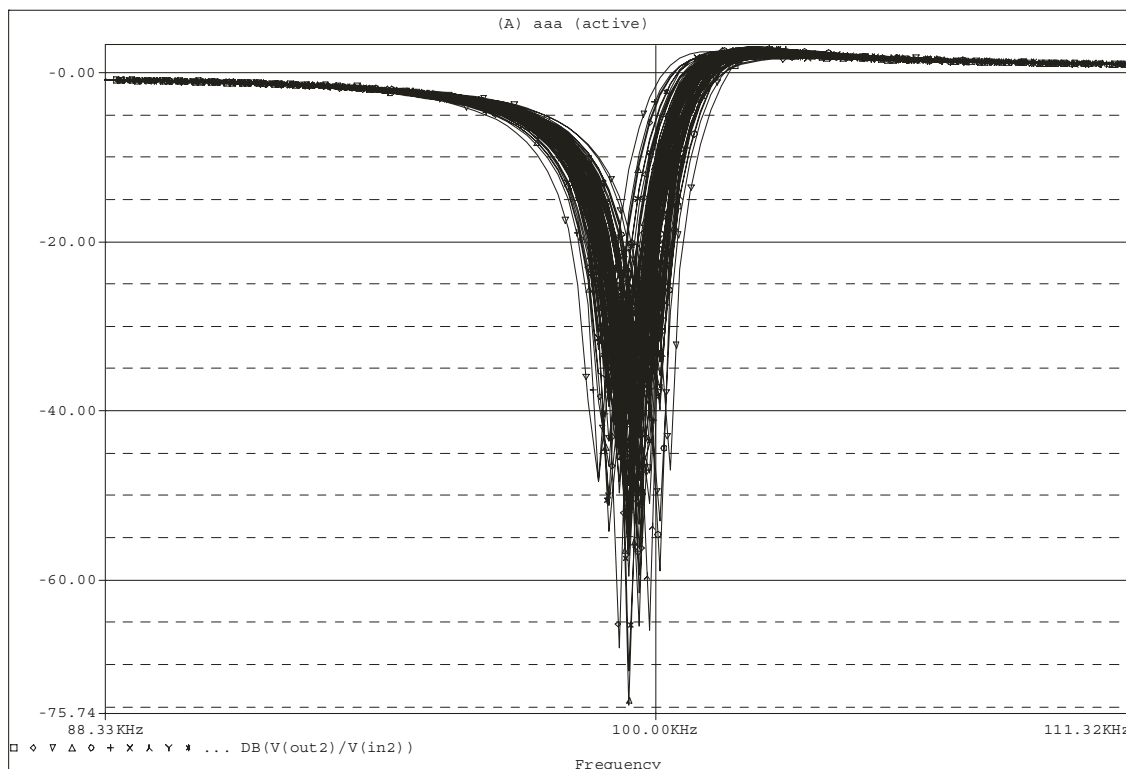
$$R_N = \frac{2R_{2H}}{1 - k_{FN}^2} = \frac{2 \cdot 1,32 \cdot 10^3}{1 - 0,99^2} = \underline{\underline{737,00[k\Omega]}}$$

$$R_{1H} = \frac{R_N R_{2H}}{R_N - R_{2H}} = \frac{737 \cdot 10^3 \cdot 1,32 \cdot 10^3}{737 \cdot 10^3 - 1,32 \cdot 10^3} = \underline{\underline{1,33[k\Omega]}}$$



Obr. 22 - Modulová charakteristika filtru typu PZ na frekvenci $F_0 = 100 \text{ kHz}$

Modulová charakteristika získaná simulováním v programu PSpice je uvedena na obr. 22. Návrh byl rozšířen o simulaci Monte Carlo s tisíci výpočtů. Rezistory byly uvažovány s 1% tolerancí jmenovité hodnoty a kondenzátory s 5% tolerancí jmenovité hodnoty. Jak je patrné z obr. 23, při uvažovaných tolerancích bylo rozladění F_0 přibližně 1 kHz a docházelo k výraznějším překmitům.



Obr. 23 - Modulové charakteristiky metodou Monte Carlo na $F_0 = 100$ kHz

4.5 Návrh hodnot pro přeladování parametru Q

Přeladování činitele jakosti bylo provedeno změnou hodnot rezistorů R_{3D} a R_{4D} v bloku DPN(1+) a rezistorů R_{3H} a R_{4H} v bloku HPN(1-). Při zvětšování hodnot těchto rezistorů se snižuje šířka pásma, potažmo se zvětšuje činitel jakosti. Při snižování hodnot rezistorů R_{3D} , R_{4D} , R_{3H} a R_{4H} se činitel jakosti zmenšuje. Naměřené charakteristiky jsou uvedeny v následujících podkapitolách.

4.5.1 Přeladování činitele jakosti Q na $F_0 = 10$ kHz

Při přeladování činitele jakosti na kmitočtu $F_0 = 9,98$ kHz bylo dosaženo maximální hodnoty šířky pásma $B_{\max} = 17,46$ kHz shodným nastavením rezistorů R_{3D} , R_{4D} , R_{3H} a R_{4H} na hodnotu $70,00 \Omega$. Za těchto podmínek byl z odečtených hodnot F_0 a $B_{\max}$ z modulové charakteristiky vypočítán minimální činitel jakosti $Q_{\min} = 0,57$. Analogicky bylo dosaženo minimální hodnoty šířky pásma $B_{\min} = 282,00$ Hz shodným nastavením rezistorů R_{3D} , R_{4D} , R_{3H} a R_{4H} na hodnotu $46,50$ k Ω . Z odečtených hodnot F_0 a $B_{\min}$ z modulové charakteristiky byl vypočítán maximální činitel jakosti $Q_{\max} = 35,39$. Naměřené a vypočtené hodnoty jsou uvedeny v tab. 14 a odsimulované charakteristiky jsou uvedeny na obr. 24.

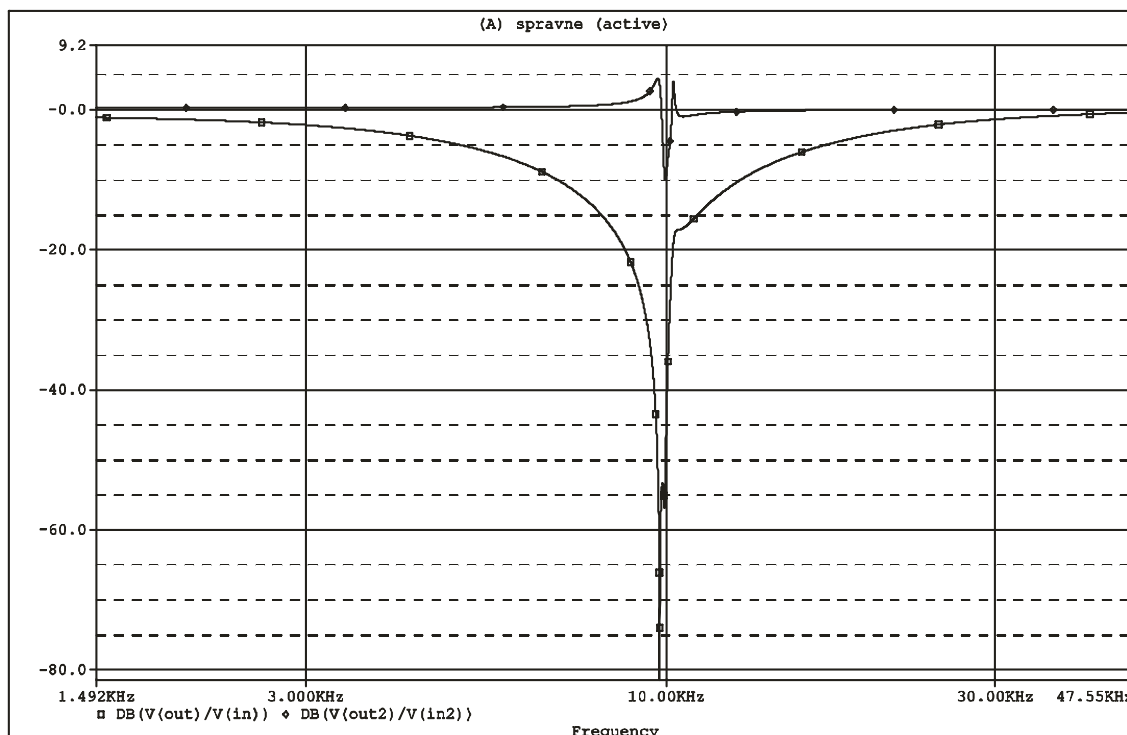
Tab. 14 - Přeladování činitele jakosti Q na frekvenci $F_0 = 10$ kHz

F_0 [kHz]	$R_{\min}$ [Ω]	$R_{\max}$ [k Ω]	$B_{\min}$ [Hz]	$B_{\max}$ [kHz]	$Q_{\min}$ [-]	$Q_{\max}$ [-]
9,98	70,00	46,50	282,00	17,46	0,57	35,39

Příklady výpočtů činitele jakosti Q na frekvenci 10 kHz:

$$Q_{\min} = \frac{F_0}{B_{\max}} = \frac{9,98 \cdot 10^3}{17,46 \cdot 10^3} = \underline{\underline{0,57[-]}}$$

$$Q_{\max} = \frac{F_0}{B_{\min}} = \frac{9,98 \cdot 10^3}{282,00} = \underline{\underline{35,39[-]}}$$



Obr. 24 - Modulové charakteristiky s $Q_{\min}$ a $Q_{\max}$ na $F_0 = 10$ kHz

4.5.2 Přelad'ování činitele jakosti Q na $F_0 = 30$ kHz

Přelad'ováním činitele jakosti na kmitočtu $F_0 = 29,99$ kHz byla dosažena maximální hodnota šířky pásma $B_{\max} = 61,93$ kHz shodným nastavením rezistorů R_{3D} , R_{4D} , R_{3H} a R_{4H} na hodnotu $20,00 \Omega$. Za těchto podmínek byl z odečtených hodnot F_0 a $B_{\max}$ z modulové charakteristiky vypočítán minimální činitel jakosti $Q_{\min} = 0,48$. Obdobně bylo dosaženo minimální hodnoty šířky pásma $B_{\min} = 841,00$ Hz shodným nastavením rezistorů R_{3D} , R_{4D} , R_{3H} a R_{4H} na hodnotu $5,00$ k Ω . Z odečtených hodnot F_0 a $B_{\min}$ z modulové charakteristiky byl vypočítán maximální činitel jakosti $Q_{\max} = 35,66$. Naměřené a vypočtené hodnoty jsou uvedeny v tab. 15 a odsimulované charakteristiky jsou uvedeny na obr. 25.

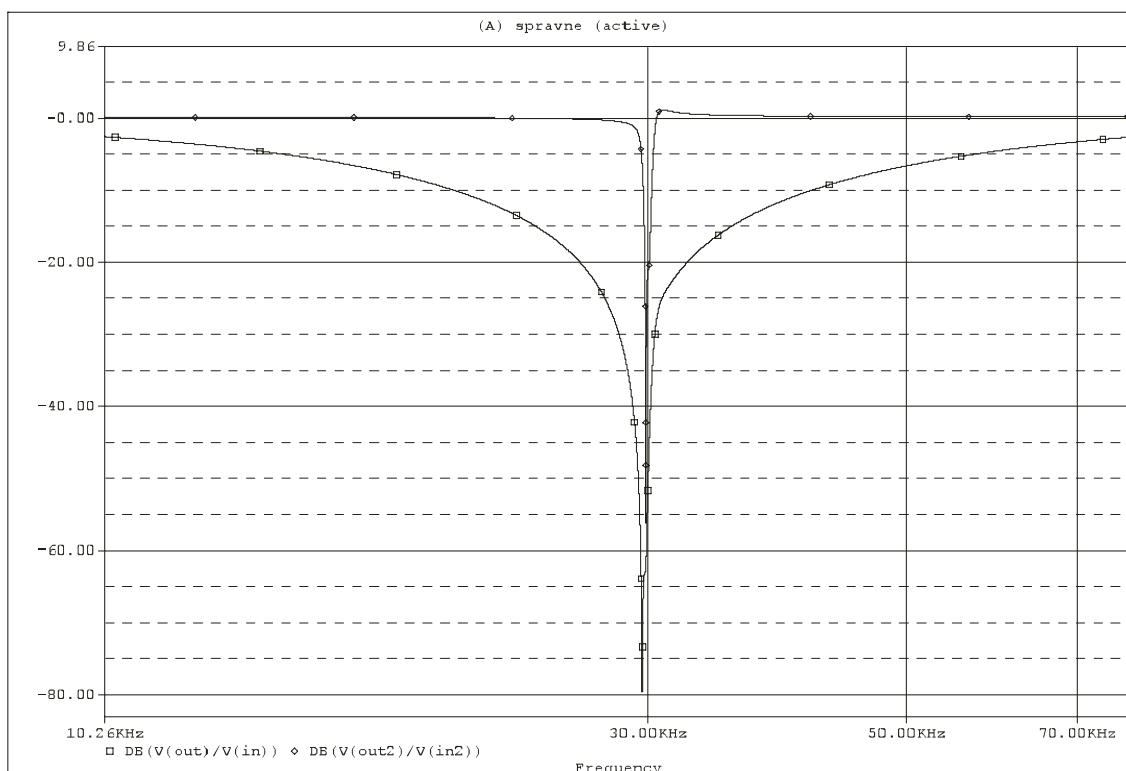
Tab. 15 - Přelad'ování činitele jakosti Q na frekvenci $F_0 = 30$ kHz

F_0 [kHz]	$R_{\min}$ [Ω]	$R_{\max}$ [k Ω]	$B_{\min}$ [Hz]	$B_{\max}$ [kHz]	$Q_{\min}$ [-]	$Q_{\max}$ [-]
29,99	20,00	5,00	841,00	61,93	0,48	35,66

Příklady výpočtů činitele jakosti Q na frekvenci 30 kHz:

$$Q_{\min} = \frac{F_0}{B_{\max}} = \frac{29,99 \cdot 10^3}{61,93 \cdot 10^3} = \underline{\underline{0,48[-]}}$$

$$Q_{\max} = \frac{F_0}{B_{\min}} = \frac{29,99 \cdot 10^3}{841} = \underline{\underline{35,66[-]}}$$



Obr. 25 - Modulové charakteristiky s $Q_{\min}$ a $Q_{\max}$ na $F_0 = 30$ kHz

4.5.3 Přeladování činitele jakosti Q na $F_0 = 100$ kHz

Při přeladování činitele jakosti na kmitočtu $F_0 = 99,99$ kHz bylo dosaženo maximální hodnoty šířky pásma $B_{\max} = 175,84$ kHz shodným nastavením rezistorů R_{3D} , R_{4D} , R_{3H} a R_{4H} na hodnotu $7,00 \Omega$. Při tomto nastavení hodnot rezistorů byl z odečtených hodnot F_0 a $B_{\max}$ z modulové charakteristiky vypočítán minimální činitel jakosti $Q_{\min} = 0,57$. Podobným způsobem bylo dosaženo minimální hodnoty šířky pásma $B_{\min} = 2,82$ Hz shodným nastavením rezistorů R_{3D} , R_{4D} , R_{3H} a R_{4H} na hodnotu $910,00$ k Ω . Z odečtených hodnot F_0 a $B_{\min}$ z modulové charakteristiky byl vypočítán maximální činitel jakosti $Q_{\max} = 35,46$. Naměřené a vypočtené hodnoty jsou uvedeny v tab. 16 a odsimulované charakteristiky jsou uvedeny na obr. 26.

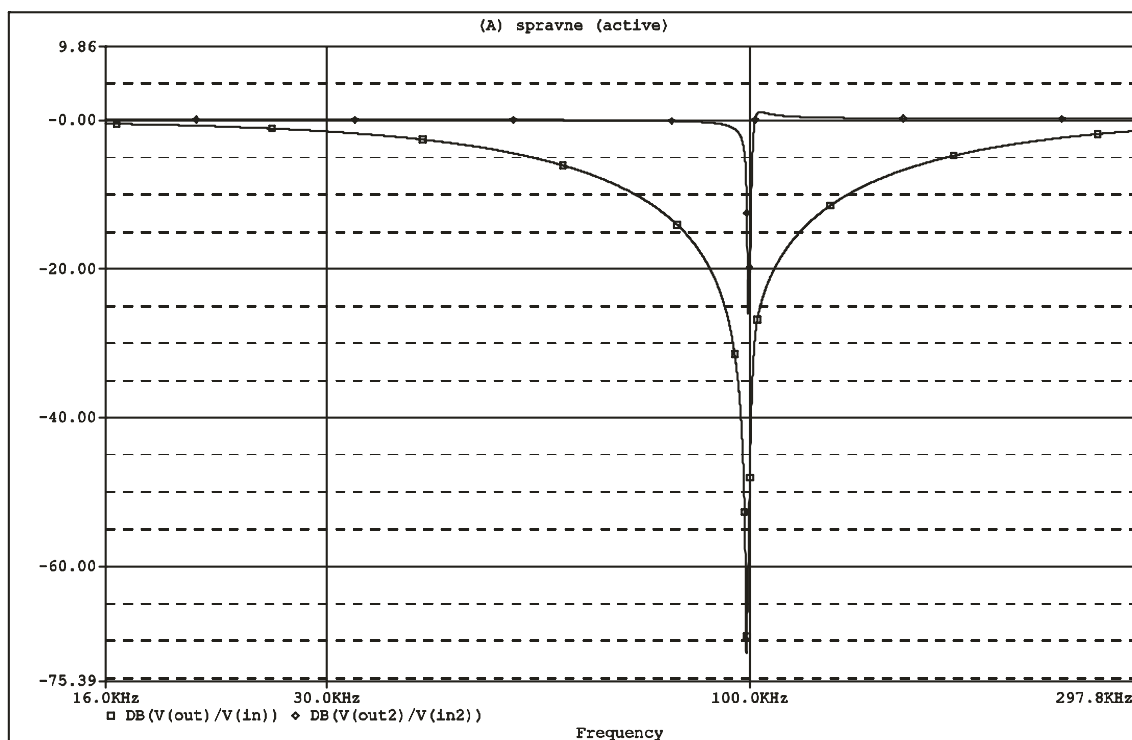
Tab. 16 - Přeladování činitele jakosti Q na frekvenci $F_0 = 100$ kHz

F_0 [kHz]	$R_{\min}$ [Ω]	$R_{\max}$ [Ω]	$B_{\min}$ [kHz]	$B_{\max}$ [kHz]	$Q_{\min}$ [-]	$Q_{\max}$ [-]
99,99	7,00	910,00	2,82	175,84	0,57	35,46

Příklady výpočtů činitele jakosti Q na frekvenci 100 kHz:

$$Q_{\min} = \frac{F_0}{B_{\max}} = \frac{99,99 \cdot 10^3}{2,82 \cdot 10^3} = \underline{\underline{0,57[-]}}$$

$$Q_{\max} = \frac{F_0}{B_{\min}} = \frac{99,99 \cdot 10^3}{175,84 \cdot 10^3} = \underline{\underline{35,46[-]}}$$



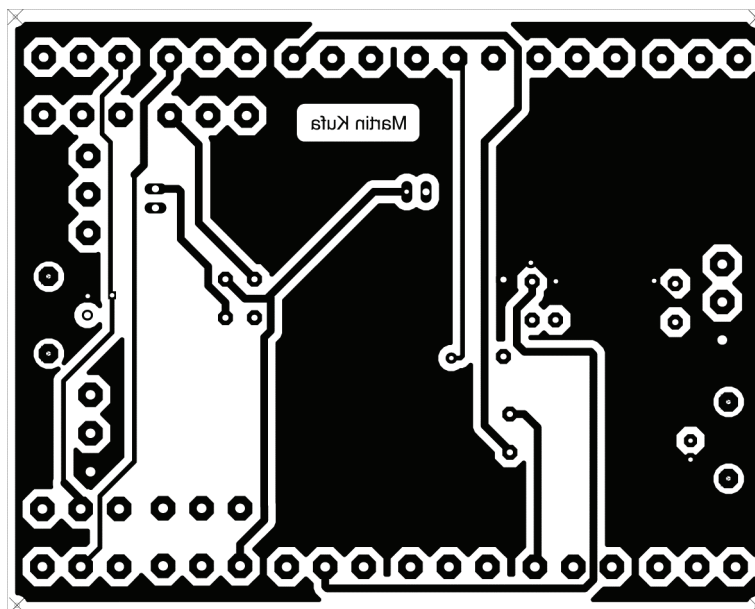
Obr. 26 - Modulové charakteristiky s Q_{min} a Q_{max} na $F_0 = 100$ kHz

5. Realizace ARC kmitočtového filtru

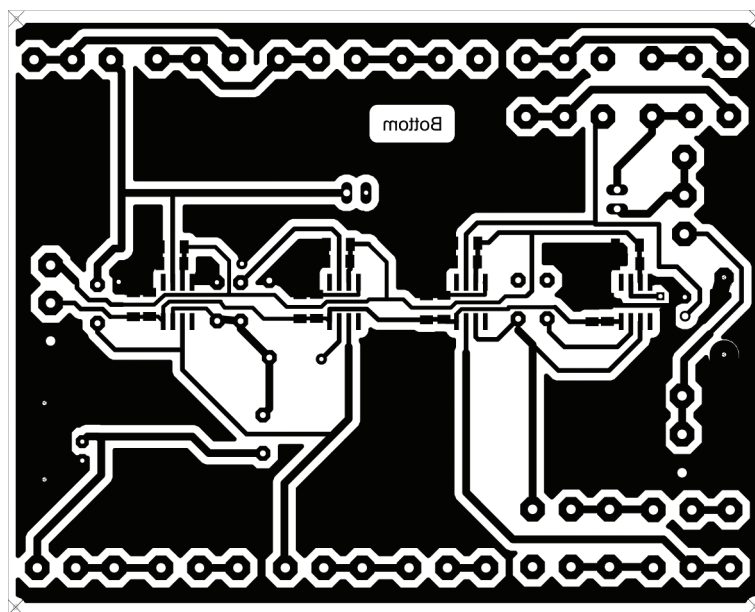
Pro realizaci byla navržena analogová část ARC kmitočtového filtru a digitální část pro nastavování a řízení parametrů Q a F_0 filtru.

5.1 Návrh a realizace DPS pro analogovou část

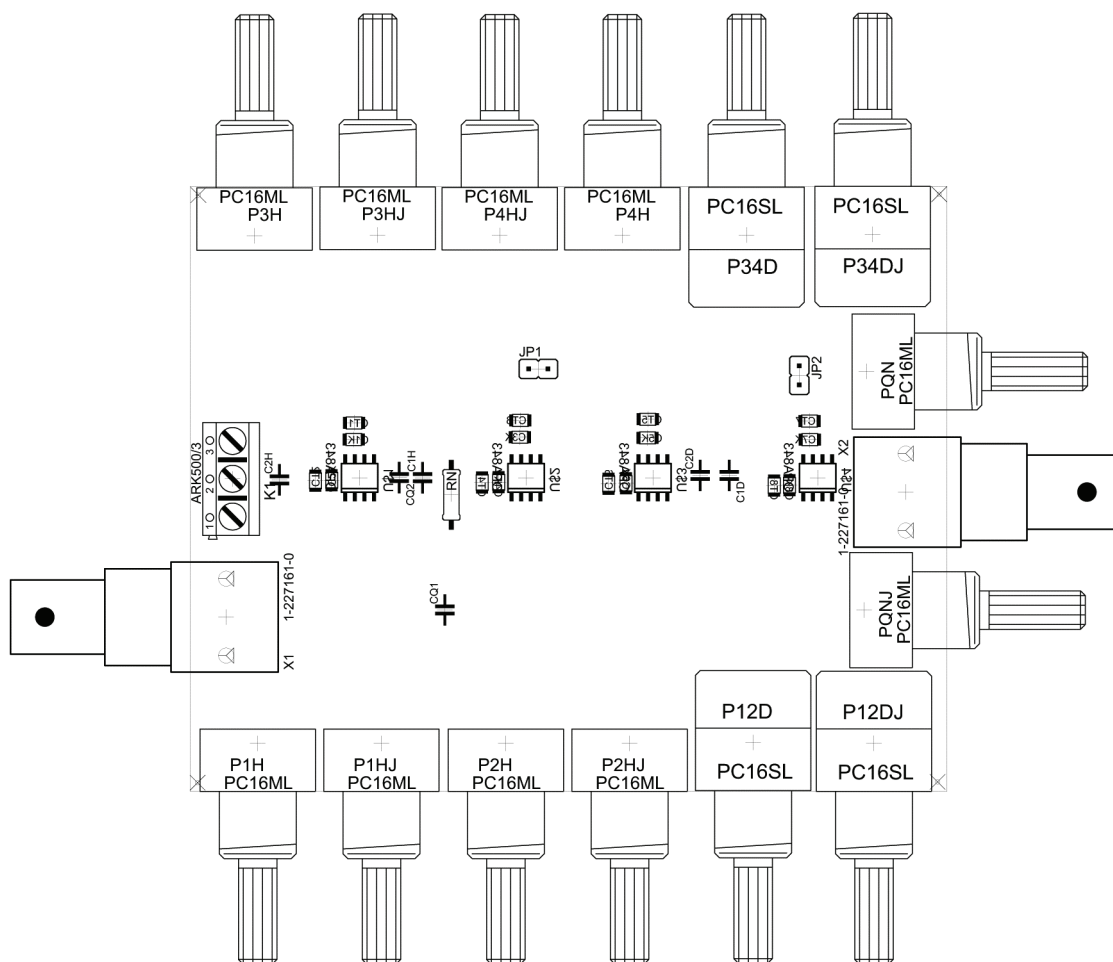
Návrh desky plošných spojů pro analogovou část ARC kmitočtového filtru byl proveden v programu EAGLE. Navržená deska je dvouvrstvá a její části (TOP a BOTTOM) jsou uvedeny na obr. 27 a obr. 28. Osazovací výkres je patrný z obr. 29. Jako operační zesilovače byly použity OPA 355 v pouzdře SO-8 od firmy TEXAS INSTRUMENTS, které jsou výrobcem doporučeny pro aktivní kmitočtové filtry a mají GBW 200 MHz. Analogový kmitočtový filtr je napájen napětím ± 3 V. Pro přeladování a nastavování hodnot F_0 a Q bylo využito analogových potenciometrů, jak je patrné z obr. 29 a z přílohy 2. Pro nastavení jedné hodnoty je využito dvou sériově řazených potenciometrů (jeden pro hrubé a druhý pro jemné nastavení hodnoty). Po osazení a oživení výrobku se zjistilo, že takto navržený filtr typu PZ je nestabilní a kmitá. Při rozdělení filtru typu PZ na dílčí bloky bylo zjištěno, že kmitání způsobuje část horní propusti s nulou přenosu (HPN), jak je patrné z obr. 30. Z těchto důvodů byl proveden nový návrh přeladitelného ARC kmitočtového filtru pomocí programu NAF.



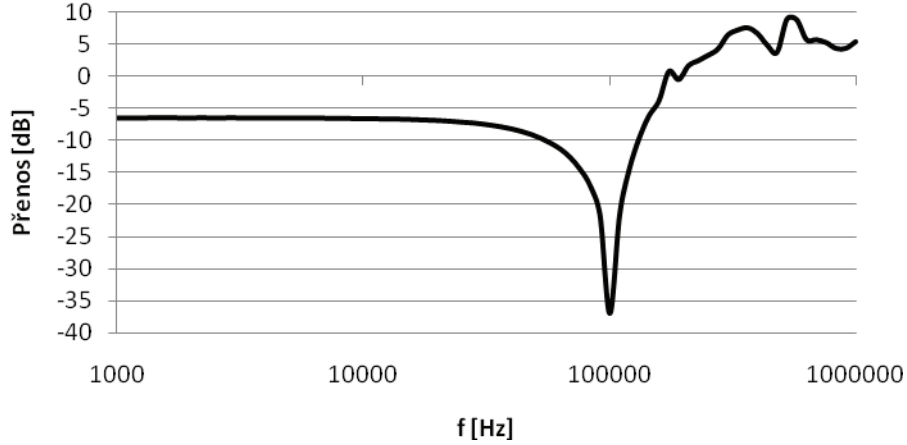
Obr. 27 - DPS první analogové části (vrstva TOP) s rozměry 98 x 76 [mm]



Obr. 28 - DPS první analogové části (vrstva BOTTOM) s rozměry 98 x 76 [mm]



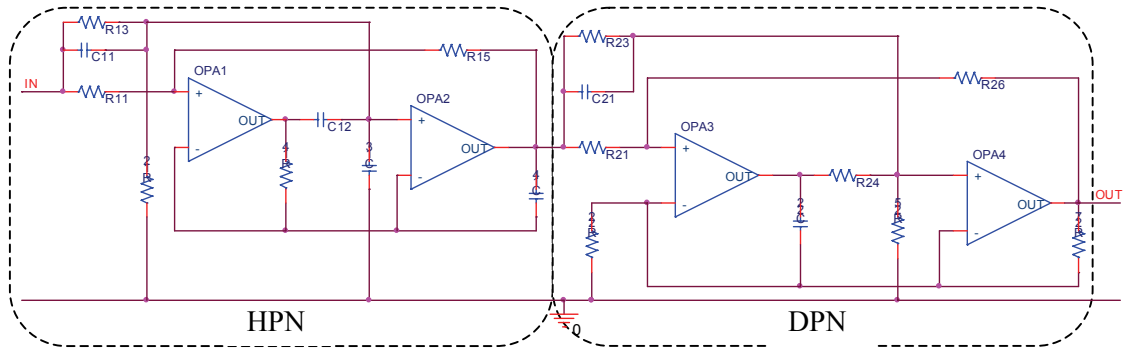
Obr. 29 - Osazovací výkres první analogové části



Obr. 30 - Příklad naměřené modulové charakteristiky části HPN na $F_0 = 30 \text{ kHz}$

5.2 Návrh filtru programem NAF

Programem NAF byl z výchozích požadavků podle obr. 17 navržen kaskádní ARC kmitočtový filtr typu PZ 4. řádu s Besselovou aproximací, který je patrný z obr. 31. První blok tvoří opět horní propust s nulou přenosu (HPN) a druhým blokem je dolní propust s nulou přenosu (DPN).



Obr. 31 - Zapojení ARC pásmové zádrže 4. řádu dle programu NAF

5.2.1 Odvození vztahů HPN z přenosové funkce

Pro odvození vztahů pro blok HPN bylo využito programu SNAP, jenž z nakresleného obvodu podle obr. 31 vypočítal přenosovou funkci ve tvaru:

$$\hat{K}_{U_{HPN}}(p) = \frac{p^2(R_{12}R_{13}R_{14}R_{15}C_{12}C_{14}) - p(R_{12}R_{13}R_{15}C_{13} - R_{11}R_{12}R_{13}C_{11}) + (R_{11}R_{12} - R_{13}R_{15})}{p^2(R_{12}R_{13}R_{14}R_{15}C_{12}C_{14}) + p(R_{11}R_{12}R_{13}C_{13} + R_{11}R_{12}R_{13}C_{11}) + (R_{11}R_{12} + R_{11}R_{13})}. \quad (15)$$

Položíme-li jmenovatel přenosové funkce roven nule a upravíme-li ho do tvaru

$$p^2 + pX + Y = 0, \quad (16)$$

a víme-li, že platí

$$p^2 + p\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2 = 0, \quad (17)$$

můžeme porovnáním koeficientů u patřičných operátorů p ze vztahů (16) a (17) získat dvě rovnice

$$\omega_0^2 = Y \wedge \frac{\omega_0}{Q} = X. \quad (18)$$

Dále následuje odvození vztahu F_0 a Q pro blok HPN postupným upravováním přenosové funkce (15) pomocí vztahů (16), (17) a (18). Víme-li zároveň, že $R_{11} = R_{15}$, $R_{13} = R_{14}$, $C_{11} = C_{13}$ a $C_{12} = C_{14}$, dostáváme vztah pro kmitočet:

$$\begin{aligned} & p^2(R_{12}R_{13}R_{14}R_{15}C_{12}C_{14}) + p(R_{11}R_{12}R_{13}C_{13} + R_{11}R_{12}R_{13}C_{11}) + (R_{11}R_{12} + R_{11}R_{13}) = 0 \Rightarrow \\ & \Rightarrow p^2 + p \frac{R_{11}R_{12}R_{13}C_{13} + R_{11}R_{12}R_{13}C_{11}}{R_{12}R_{13}R_{14}R_{15}C_{12}C_{14}} + \frac{R_{11}R_{12} + R_{11}R_{13}}{R_{12}R_{13}R_{14}R_{15}C_{12}C_{14}} = 0 \\ & \omega_0^2 = \frac{R_{11}R_{12} + R_{11}R_{13}}{R_{12}R_{13}R_{14}R_{15}C_{12}C_{14}} \Rightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{R_{11}R_{12} + R_{11}R_{13}}{R_{12}R_{13}R_{14}R_{15}C_{12}C_{14}}} \Rightarrow F_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_{11}R_{12} + R_{11}R_{13}}{R_{12}R_{13}R_{14}R_{15}C_{12}C_{14}}}. \quad (19) \end{aligned}$$

Dosažením vztahu (19) do rovnice (18) a využitím výše uvedených podmínek rovnosti, dostáváme postupným upravováním vztah pro činitel jakosti:

$$\begin{aligned} \frac{\omega_0}{Q} &= \frac{R_{11}R_{12}R_{13}C_{13} + R_{11}R_{12}R_{13}C_{11}}{R_{12}R_{13}R_{14}R_{15}C_{12}C_{14}} \Rightarrow Q = \omega_0 \frac{R_{12}R_{13}R_{14}R_{15}C_{12}C_{14}}{R_{11}R_{12}R_{13}C_{13} + R_{11}R_{12}R_{13}C_{11}} \\ Q &= \sqrt{\frac{R_{11}R_{12} + R_{11}R_{13}}{R_{12}R_{13}R_{14}R_{15}C_{12}C_{14}}} \cdot \frac{R_{12}R_{13}R_{14}R_{15}C_{12}C_{14}}{R_{11}R_{12}R_{13}C_{13} + R_{11}R_{12}R_{13}C_{11}} \Rightarrow Q = \sqrt{\frac{R_{12}C_{12}C_{14} + R_{13}C_{12}C_{14}}{4R_{12}C_{11}C_{13}}}. \quad (20) \end{aligned}$$

Ze vztahu (19) postupnými úpravami dostáváme rovnici pro rezistor $R_{13} = R_{14} = R$, jenž v bloku HPN přeladuje rezonanční frekvenci, ve tvaru:

$$R = \frac{1}{2\pi F_0 \sqrt{C_{12}C_{14}}} \wedge C_{12} = C_{14} = C \Rightarrow R = \frac{1}{2\pi F_0 C}. \quad (21)$$

Obdobným způsobem lze ze vztahu (20) vyjádřit rovnici pro rezistor R_{12} , který v bloku HPN slouží k nastavování činitele jakosti, ve tvaru:

$$R_{12} = \frac{R_{13}C_{12}C_{14}}{4Q^2C_{11}C_{13} - C_{12}C_{14}}. \quad (22)$$

5.2.2 Odvození vztahů DPN z přenosové funkce

Pro odvození vztahů pro blok DPN bylo opět využito programu SNAP, který z nakresleného obvodu podle obr. 31 vypočítal přenosovou funkci ve tvaru:

$$\hat{K}_{U_{DPN}}(p) = \frac{p^2(R_{21}R_{22}R_{23}R_{24}R_{25}R_{27}C_{21}C_{22}) - p(R_{22}R_{23}R_{24}R_{26}R_{27}C_{22} - R_{21}R_{22}R_{24}R_{25}R_{27}C_{22}) + (R_{23}R_{25}R_{26}R_{27} + R_{22}R_{23}R_{25}R_{26})}{p^2(R_{21}R_{22}R_{23}R_{24}R_{25}R_{27}C_{21}C_{22}) + p(R_{21}R_{22}R_{24}R_{25}R_{27}C_{22} + R_{21}R_{22}R_{23}R_{24}R_{27}C_{22}) + (R_{22}R_{23}R_{25}R_{26} - R_{21}R_{23}R_{25}R_{27})} \quad (23)$$

Dále následuje odvození vztahu F_0 a Q pro blok DPN postupným upravováním přenosové funkce (23) pomocí vztahů (16), (17) a (18). Víme-li zároveň, že $R_{21} = R_{26}$, $R_{23} = R_{25}$, $R_{24} = R_{27}$ a $C_{21} = C_{22}$, pak dostáváme vztah pro kmitočet:

$$\begin{aligned} & p^2(R_{21}R_{22}R_{23}R_{24}R_{25}R_{27}C_{21}C_{22}) + p(R_{21}R_{22}R_{24}R_{25}R_{27}C_{22} + R_{21}R_{22}R_{23}R_{24}R_{27}C_{22}) + (R_{22}R_{23}R_{25}R_{26} - R_{21}R_{23}R_{25}R_{27}) = 0 \Rightarrow \\ & \Rightarrow p^2 + \frac{R_{21}R_{22}R_{24}R_{25}R_{27}C_{22} + R_{21}R_{22}R_{23}R_{24}R_{27}C_{22}}{R_{21}R_{22}R_{23}R_{24}R_{25}R_{27}C_{21}C_{22}} + \frac{R_{22}R_{23}R_{25}R_{26} - R_{21}R_{23}R_{25}R_{27}}{R_{21}R_{22}R_{23}R_{24}R_{25}R_{27}C_{21}C_{22}} = 0 \\ & \omega_0^2 = \frac{R_{22}R_{23}R_{25}R_{26} - R_{21}R_{23}R_{25}R_{27}}{R_{21}R_{22}R_{23}R_{24}R_{25}R_{27}C_{21}C_{22}} \Rightarrow \omega_0 = \sqrt{\frac{R_{22}R_{23}R_{25}R_{26} - R_{21}R_{23}R_{25}R_{27}}{R_{21}R_{22}R_{23}R_{24}R_{25}R_{27}C_{21}C_{22}}} \Rightarrow F_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{R_{22} - R_{27}}{R_{22}R_{24}R_{27}C_{21}C_{22}}}. \quad (24) \end{aligned}$$

Dosažením vztahu (24) do rovnice (18) a využitím výše uvedených podmínek rovnosti, dostáváme postupným upravováním vztah pro činitel jakosti:

$$\begin{aligned}
\frac{\omega_0}{Q} &= \frac{R_{21}R_{22}R_{24}R_{25}R_{27}C_{22} + R_{21}R_{22}R_{23}R_{24}R_{27}C_{22}}{R_{21}R_{22}R_{23}R_{24}R_{25}R_{27}C_{21}C_{22}} \Rightarrow \\
Q &= \omega_0 \frac{R_{21}R_{22}R_{23}R_{24}R_{25}R_{27}C_{21}C_{22}}{R_{21}R_{22}R_{24}R_{25}R_{27}C_{22} + R_{21}R_{22}R_{23}R_{24}R_{27}C_{22}} = \\
&= \sqrt{\frac{R_{22}R_{23}R_{25}R_{26} - R_{21}R_{23}R_{25}R_{27}}{R_{21}R_{22}R_{23}R_{24}R_{25}R_{27}C_{21}C_{22}}} \cdot \frac{R_{21}R_{22}R_{23}R_{24}R_{25}R_{27}C_{21}C_{22}}{R_{21}R_{22}R_{24}R_{25}R_{27}C_{22} + R_{21}R_{22}R_{23}R_{24}R_{27}C_{22}} \Rightarrow \\
\Rightarrow Q &= \sqrt{\frac{R_{23}R_{25}(R_{22}R_{26} - R_{21}R_{27})}{4R_{21}R_{22}R_{24}R_{27}}}
\end{aligned} \tag{25}$$

Ze vztahu (24) postupnými úpravami dostáváme rovnici pro rezistory $R_{24} = R_{27} = R$ a $R_{21} = R_{26} = R^*$, jenž v bloku DPN přeladuje rezonanční frekvenci, ve tvaru:

$$R = \frac{1}{2\pi F_0 \sqrt{C_{21}C_{22}}} \wedge C_{21} = C_{22} = C \Rightarrow R = \frac{1}{2\pi F_0 C} \tag{26}$$

$$R^* = 2R \tag{27}$$

Obdobným způsobem lze ze vztahu (25) vyjádřit rovnici pro rezistor $R_{23} = R_{25} = R_Q$, který v bloku DPN slouží k nastavování činitele jakosti, ve tvaru:

$$R_Q = Q \sqrt{\frac{4R_{22}R_{24}R_{27}}{R_{22} - R_{27}}} \tag{28}$$

5.2.3 Návrh desky plošných spojů

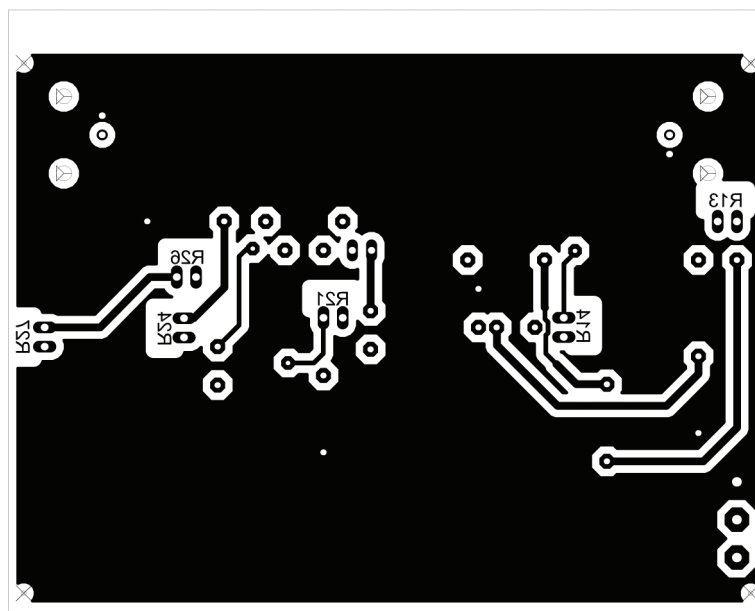
Návrh desky plošných spojů tohoto filtru byl opět proveden v programu EAGLE a jako operační zesilovače byly použity znovu OPA 355 v pouzdře SO-8 od firmy TEXAS INSTRUMENTS. [11] Napájecí napětí jsou stejné ± 3 V. Navržená deska je dvouvrstvá a její obě části (TOP a BOTTOM) jsou uvedeny na obr. 32 a obr. 33. Osazovací výkres je uveden na obr. 34. Zde již nebyly použity analogové potenciometry pro nastavování hodnot F_0 a Q . Namísto potenciometrů byla deska osazena dutinovými lištami, jak je patrné z obr. 34 a přílohy 4, pro snadné propojení analogové a řídicí digitální desky plošných spojů pomocí plochého vícežilového kabelu. Při měření charakteristik filtru pro přeladování F_0 a nastavování Q analogově sloužily dutinky k snadné a rychlé výměně potřebných rezistorů pro nastavení hledané frekvence či jakosti. Hodnoty použitých součástek při přeladování jsou uvedeny v tab. 17 a tab. 18.

Tab. 17 - Nastavování hodnot F_0 v bloku HPN

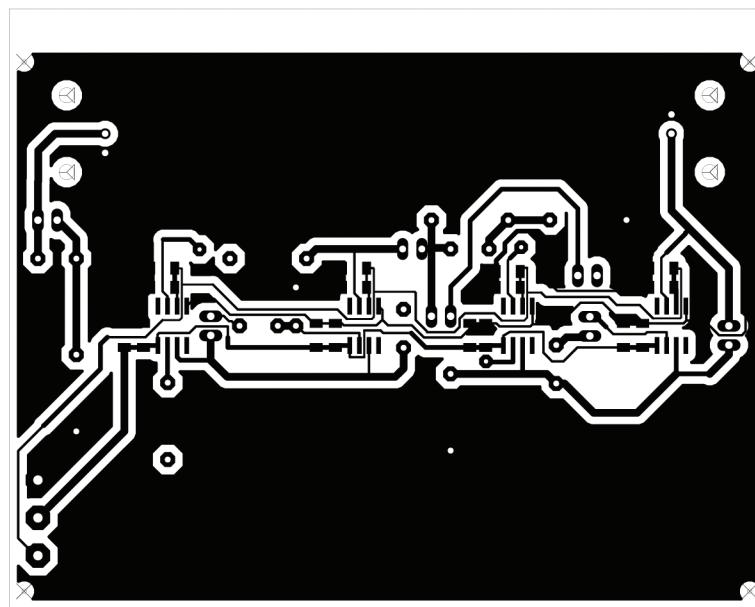
F_0 [kHz]	R_{11} [Ω]	R_{12} [k Ω]	R_{13} [Ω]	R_{14} [Ω]	R_{15} [Ω]	C_{11} [k Ω]	C_{12} [pF]	C_{13} [nF]	C_{14} [pF]
10	2792,0	160,9	2792,0	2792,0	2792,0	56,0	5,6	56,0	5,6
30	942,0	160,9	942,0	942,0	942,0	56,0	5,6	56,0	5,6
100	284,2	160,9	284,2	284,2	284,2	56,0	5,6	56,0	5,6

Tab. 18 - Nastavování hodnot F_0 v bloku DPN

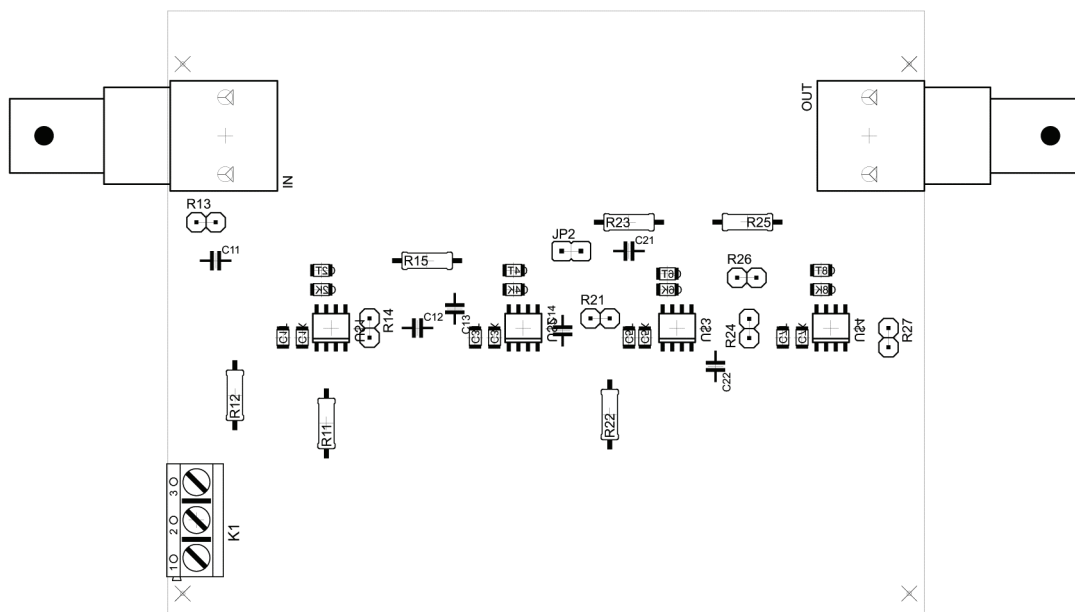
F_0 [kHz]	R_{21} [k Ω]	R_{22} [k Ω]	R_{23} [k Ω]	R_{24} [Ω]	R_{25} [k Ω]	R_{26} [k Ω]	R_{27} [Ω]	C_{21} [nF]	C_{22} [nF]
10	10,0	275,4	160,5	4865,0	160,5	10,0	4865,0	5,6	5,6
30	3,3	275,4	160,5	1612,0	160,5	3,3	1612,0	56,0	5,6
100	1,0	275,4	160,5	482,7	160,5	1,0	482,7	56,0	5,6



Obr. 32 - DPS druhé analogové části (vrstva TOP) s rozměry 100 x 72 [mm]

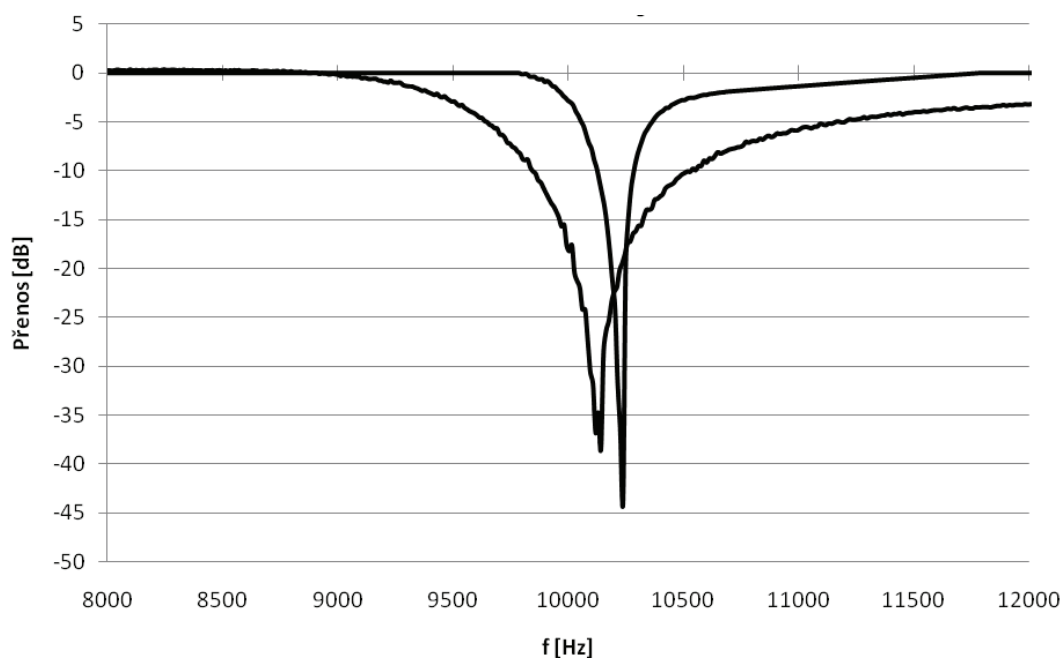


Obr. 33 - DPS druhé analogové části (vrstva BOTTOM) s rozměry 100 x 72 [mm]



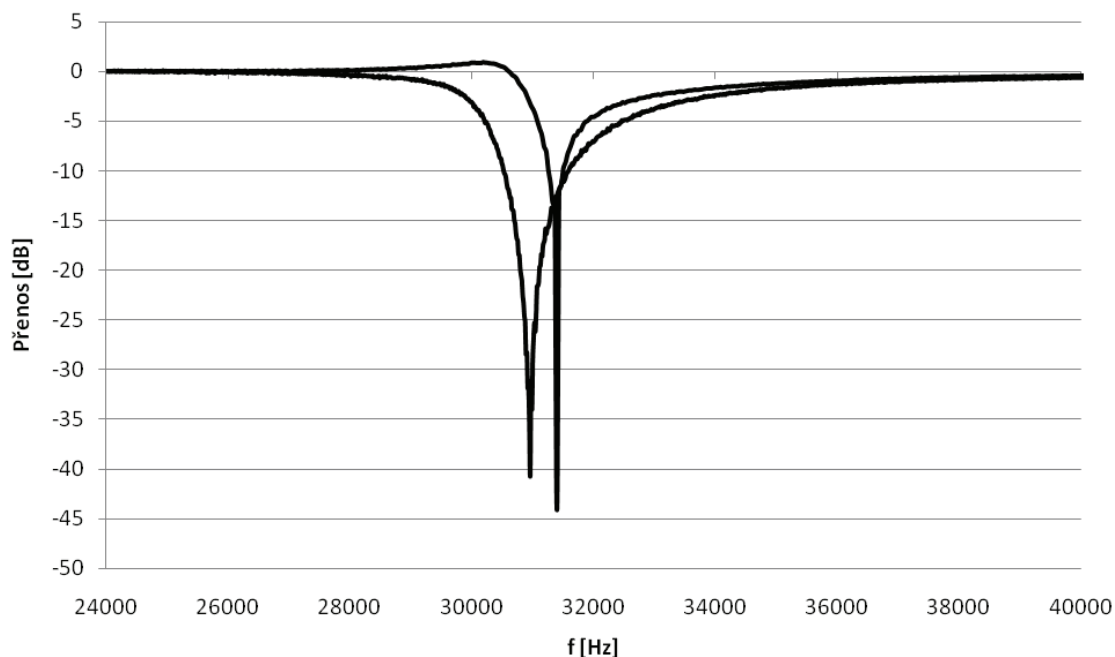
Obr. 34 - Osazovací výkres druhé analogové části

Při přeladění frekvence F_0 na 10 kHz bylo dosaženo maximálního činitele jakosti přibližně 22,20 s potlačením -43 dB na rezonančním kmitočtu 10,24 kHz. Naměřené přenosové charakteristiky nastavování činitele jakosti na dané frekvenci jsou patrné z obr. 35.



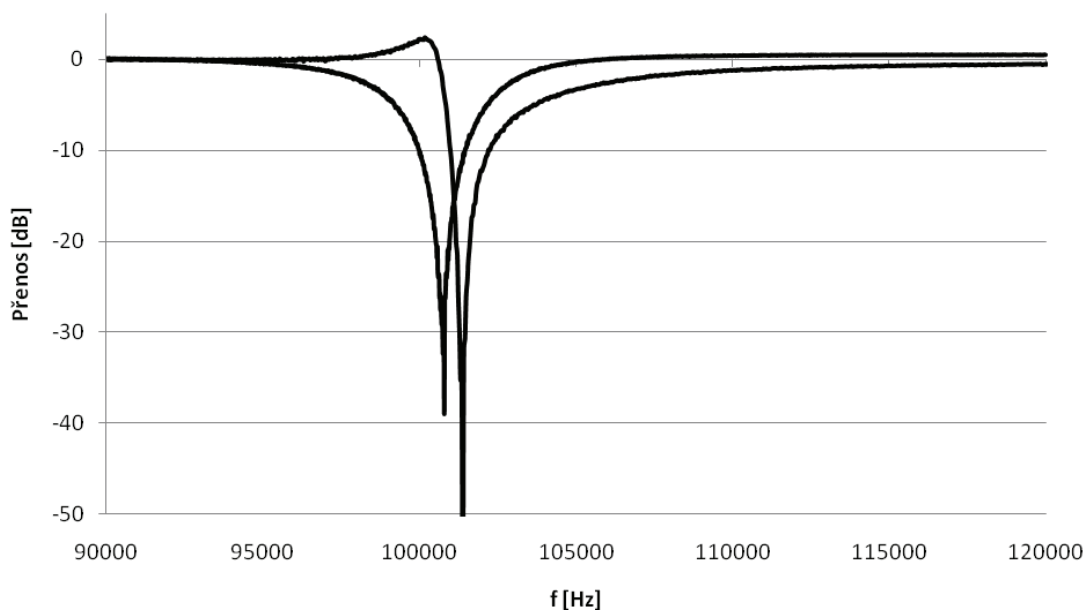
Obr. 35 – Naměřené modulové charakteristiky Q na kmitočtu $F_0 = 10$ kHz

Při přeladění frekvence F_0 na hodnotu 30 kHz bylo dosaženo maximálního činitele jakosti zhruba 21,91 s potlačením -42 dB na rezonančním kmitočtu 31,39 kHz. Naměřené přenosové charakteristiky nastavování činitele jakosti na dané frekvenci jsou patrné z obr. 36.



Obr. 36 - Naměřené modulové charakteristiky Q na kmitočtu $F_0 = 30$ kHz

Při přeladění frekvence F_0 na 100 kHz bylo dosaženo maximálního činitele jakosti přibližně 22,41 s potlačením -53 dB na rezonančním kmitočtu 101,39 kHz. Naměřené přenosové charakteristiky nastavování činitele jakosti na dané frekvenci jsou patrné z obr. 37.



Obr. 37 - Naměřené modulové charakteristiky Q na kmitočtu $F_0 = 100$ kHz

5.3 Digitální řízení

Pro digitální řízení kmitočtového ARC přeladitelného filtru typu PZ bylo uvažováno s dvěma variantami, a to použitím digitálních potenciometrů nebo D/A převodníků jako řízených odporů.

5.3.1 Digitální potenciometry

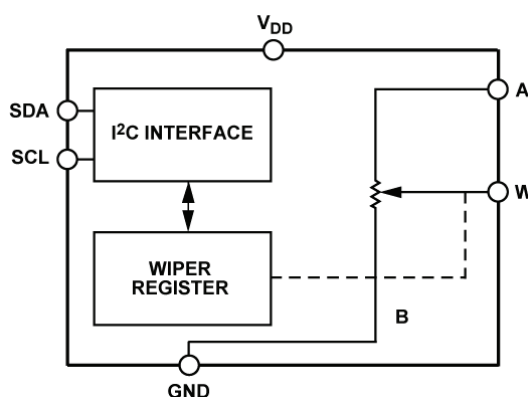
Digitální potenciometr si lze pomyslně představit jako klasický analogový potenciometr, u kterého funkci jezdce plní binární kombinace přivedená (většinou po sběrnici

I2C či SPI) na jeho svorky. Posílaná binární kombinace (slovo) bývá sedmi až desetibitová. Blokové schéma digitálního potenciometru AD5247 od firmy ANALOG DEVICES, který komunikuje po sběrnici I2C, je naznačeno na obr. 38 a nastavitelný odpor na svorkách „A“ „W“ závisí na přiváděné binární kombinaci, hodnotě odporu potenciometru, odporu vnitřního přepínače a je dán vztahem:

$$R_{AW}[\Omega] = \frac{128 - D}{128} \cdot R_{AB} + 2R_W,$$

kde:

- D je dekadicky vyjádřená přiváděná binární kombinace v rozmezí 0 až $2^n - 1$,
- R_{AB} je odpor potenciometru mezi svorkami „A“ a „B“,
- R_W je odpor vnitřního přepínače. [1]



Obr. 38 - Blokové schéma digitálního potenciometru AD5247 (převzato z [1])

5.3.2 D/A převodník jako řízený odpor

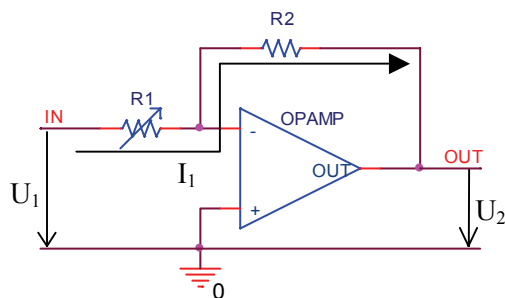
D/A převodník lze rozdělit podle způsobu zpracování přiváděného digitálního signálu do dvou skupin. První skupinu tvoří paralelní D/A převodníky, které zpravidla využívají rezistorovou síť R-2R, a jejich minimální odpor je dán hodnotou rezistoru R. Druhou skupinu potom představují D/A převodníky sériové, které pracují na principu postupného kvantování referenčního napětí a sčítání váhových kvant. Dále je možné D/A převodníky rozdělit podle způsobu přijímání binárních slov opět do dvou skupin, a to na paralelní a sériové. U sériových může komunikace většinou probíhat po sběrnici I2C nebo SPI. Příchozí binární slova mohou být osmi, ale také až osmáctibitová.

Principiální zapojení D/A převodníku s proudovým výstupem je naznačeno na obr. 39, kde D/A převodník symbolicky představuje potenciometr R_1 v zapojení invertujícího zesilovače. V tomto zapojení platí:

$$A = \frac{U_2}{U_1}; U_2 = R_2 \cdot I_1; U_1 = R_1 \cdot I_1 \Rightarrow R_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{R_{D/Amin} \cdot N}{D},$$

kde [12]:

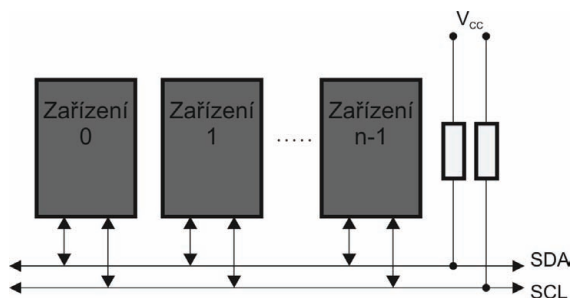
- $R_{D/Amin}$ představuje hodnotu rezistoru R ze sítě R-2R,
- N představuje počet bitů D/A převodníku,
- D je dekadicky vyjádřená přiváděná binární kombinace v rozmezí 0 až $2^n - 1$.



Obr. 39 - Principiální zapojení invertujícího zesilovače (upraveno na základě [12])

5.3.3 Komunikace po I2C sběrnici

Sběrnice I2C (TWI u firmy ATMEL) umožňuje propojit až 128 řízených zařízení (SLAVE) s řídicím zařízením (MASTER) pomocí dvousměrných vodičů SDA (datový kanál, pin PC1) a SCL (hodinový kanál, pin PC0). Jak z výše uvedeného vyplývá, na sběrnici I2C jsou dva typy zařízení. Prvním (hlavním) zařízením je MASTER (pán), který zahajuje a ukončuje komunikaci po datovém kanálu a generuje hodinový signál SCL. Druhým (podřízeným) zařízením je SLAVE (otrok), který je řízen zařízením MASTER. Pro správný přenos a funkci se na oba vodiče sběrnice připojují pull-up rezistory, jak je patrné z obr. 40. Tyto rezistory zajišťují na obou vodičích sběrnice vysokou úroveň v klidovém stavu. V opačném případě je vysoká úroveň na sběrnici způsobena výstupy zařízení v logické 1. Nízká úroveň je na sběrnici generována jen v případech, kdy minimálně jedno zařízení nastaví svůj výstup na logickou 0.



Obr. 40 - Principiální schéma komunikace po sběrnici I2C (převzato z [4])

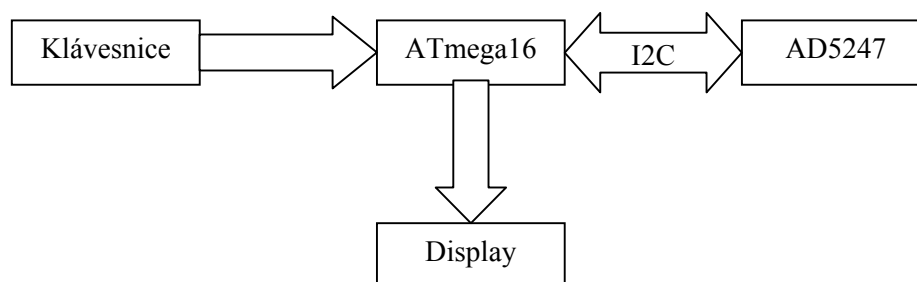
Komunikaci zahajuje MASTER vysláním podmínky START, za kterým následuje devítibitový adresní paket žádaného zařízení SLAVE a devítibitový datový paket a nakonec podmínka STOP. Adresní paket se skládá ze sedmi bitů adresy, jednoho řídicího bitu R/W a jednoho potvrzovacího bitu ACK. Je-li řídicí bit nastaven na vysokou úroveň ($R/W = 1$), pak je adresované zařízení SLAVE určeno pro čtení. Naopak, je-li řídicí bit nastaven na nízkou úroveň ($R/W = 0$), pak je zařízení SLAVE určeno pro zápis. Potvrzovací bit posílá zařízení SLAVE v případě, když rozpoznalo svoji adresu. Nejvíce významný bit (MSB) je posílán po sběrnici jako první.

Jak již bylo řečeno, datový paket je devítibitový a obsahuje jednobytová data a jeden potvrzovací bit ACK, který posílá zařízení SLAVE v době devátého hodinového cyklu. Opět se jako první posílá nejvíce významný bit datového bytu. [4]

5.4 Návrh a realizace DPS pro digitální řízení

Pro digitální řízení byla ze dvou uvažovaných a teoreticky rozebraných možností (digitální potenciometry popsané v kap. 5.3.1 a použití D/A převodníků jako řízených odporů popsanych v kap. 5.3.2) vybrána varianta s digitálními potenciometry. Pro nastavování hodnot rezistorů byly zvoleny digitální potenciometry řady AD5247 v pouzdře KS-6 od firmy ANALOG DEVICES, které komunikují se zařízením MASTER po sběrnici I2C, jež byla popsána výše. Jako zařízení MASTER byl zvolen mikroprocesor ATmega16-16PU firmy

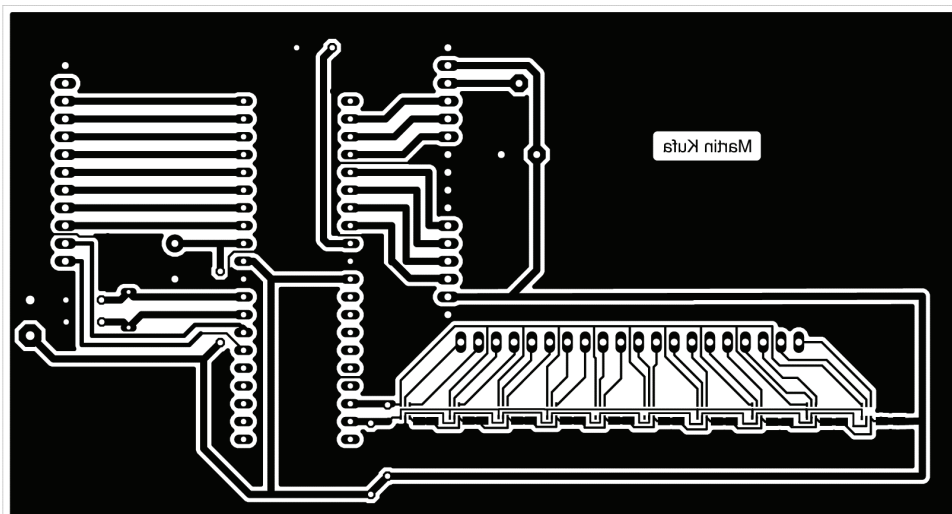
ATMEL, který komunikuje s řadovou dvanáctitlačítkovou klávesnicí F-KV12KEY, displejem a s již výše zmíněnými digitálními potenciometry podle blokového schématu na obr. 41. [2]



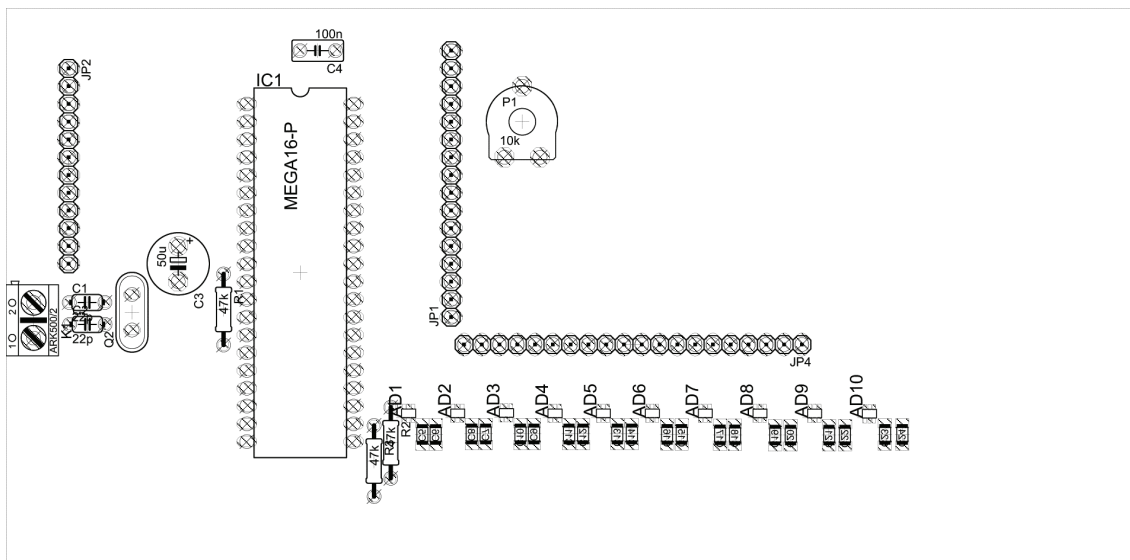
Obr. 41 - Blokové schéma funkce digitálního řízení

Vzhledem k tomu, že mikroprocesor ATmega16-16PU pracuje s napájecím napětím v rozmezí od 2,7 do 5,5 V a používané digitální potenciometry s napájecím napětím taktéž v rozsahu od 2,7 do 5,5 V, bylo zvoleno napájecí napětí digitální desky na 5 V. Z důvodu odstranění nežádoucích vlivů vznikajících při napájení analogové a digitální části systému z jednoho zdroje napětí bylo rozhodnuto, že digitální část bude napájena ze samostatného nezávislého zdroje napětí 5 V a analogová část ze samostatného zdroje ± 3 V.

Digitální deska byla navržena jako jednostranná a její realizace je patrná z obr. 42 a osazovací výkres z obr. 43. Pro připojení klávesnice a displeje bylo zvoleno dvou dutinových lišt pro snadné připojení, jak je patrné z přílohy 6. Dále deska obsahuje ještě jednu dutinovou lištu pro propojení digitálních potenciometrů s analogovou částí a jeden analogový potenciometr 10 k Ω pro nastavování jasu displeje. Jak již bylo řečeno, deska obsahuje mikroprocesor ATmega16-16PU, který řídí činnost celého digitálního systému, a jeho zdrojový kód, který byl napsán v programu AVR Studio 4, bude popsán v další části.



Obr. 42 - DPS digitální části s rozměry 137 x 73 [mm]



Obr. 43 - Osazovací výkres digitální části

5.5 Zdrojový kód digitální části

Zdrojový kód byl napsán v prostředí programu AVR Studio 4 a mimo běžných příkazů a funkcí v něm byly použity dvě speciální knihovny. Jednou z nich je knihovna LCD, která slouží pro komunikaci s displejem, a druhou tvoří knihovna TWI pro komunikaci po sběrnici I2C. Firma ATMEL nazývá sběrnici I2C jako TWI (Two-wire Serial Interface).

Samotný zdrojový kód lze rozdělit do dvou hlavních částí. První část po zapnutí systému obsahuje deklaraci všech potřebných proměnných, konstant, podprogramy s výpočty hodnot jednotlivých přeladovaných rezistorů a inicializaci displeje. Druhou částí je samotná nekonečná smyčka obsahující zadávání hodnot F_0 z klávesnice, ukládání zadané hodnoty do paměti a zobrazení na displeji, výpočet a posílání výsledného binárního slova k digitálním potenciometrům. Stejný postup nekonečná smyčka obsahuje i pro zadávání hodnot pro nastavování Q . Podrobný popis programu je nejlépe patrný z obr. 44 a bude uveden dále. Samotný zdrojový kód je vypsán v příloze 7.

5.5.1 Část nekonečné smyčky pro přeladování F_0

Nejprve je třeba v nekonečné smyčce nastavit pro správnou funkci potřebné konstanty $F_0 = 0$ (aby se zamezilo nežádoucí vstupní hodnotě F_0 různé od 0), $M = 100\,000$ (z důvodu výpočtu zadané frekvence F_0) a $count = 0$ (aby se zamezilo nechtěné vstupní hodnotě pro počítání cyklů podmínky while). Po nastavení všech nutných konstant následuje podmínka „while (count!=6)“. V těle této podmínky je realizováno čekání na zmáčknutí tlačítka na klávesnici. Po stisku klávesnice následuje zpoždění, aby systém mohl zaznamenat pouze jedno stisknutí. Poté se číslice, odpovídající příslušné stisknuté klávese, vynásobí číslem M a následně přičte do proměnné F_0 . Zároveň se příslušná číslice vypíše na první pozici na displej mezi již vypsané „F0 = “ a „Hz“. Po vykonání výše uvedených operací dochází k navýšení proměnné $count$ o jednu a proměnná M je dělena desíti. Stejným způsobem program postupuje dokud není splněna podmínka „while (count!=6)“.

V případě, že požadovaná zadávaná hodnota kmitočtu F_0 není šesticiferná, nýbrž jen pěticiferná, je podmínka „while (count!=6)“ rozšířena o další podmínku pro stisk klávesy „#“ (v tomto případě plní funkci „ENTER“). Je-li ENTER stisknut v době, kdy počítadlo $count < 5$, program vyhodnotí stisk jako chybný, všechny proměnné nastaví do výchozího stavu ($F_0 = 0$, $M = 100\,000$ a $count = 0$), vymaže všechna vypsána čísla na displeji a začíná od začátku. Je-li ale v době stisku ENTERu $count = 5$, program již stisk vyhodnotí jako správný. Doposud uloženou hodnotu v proměnné F_0 vydělí desíti a uloží zpět do F_0 .

V programu byla ošetřena i situace, kdy se uživatel splete při zadávání. Pro tento případ se podmínka „while (count!=6)“ rozšířila o další vnořenou podmínku. V takovém případě lze použít stiskem klávesy „*“ funkci „ESC“. Při stisku funkce ESC dojde k obnovení všech výchozích hodnot proměnných ($F_0 = 0$, $M = 100\,000$ a $count = 0$) a k vymazání všech doposud vepsaných číslic na displeji.

Proběhne-li zadávání požadované frekvence F_0 v pořádku, dochází k ukončení podmínky „while (count!=6)“ a ze zadané hodnoty F_0 následují výpočty příslušných hodnot požadovaných potenciometrů určených k přeladování kmitočtu. Vypočtené hodnoty potenciometrů jsou přepočítány na binární slovo, které je posíláno po sběrnici I2C k příslušnému digitálnímu potenciometru.

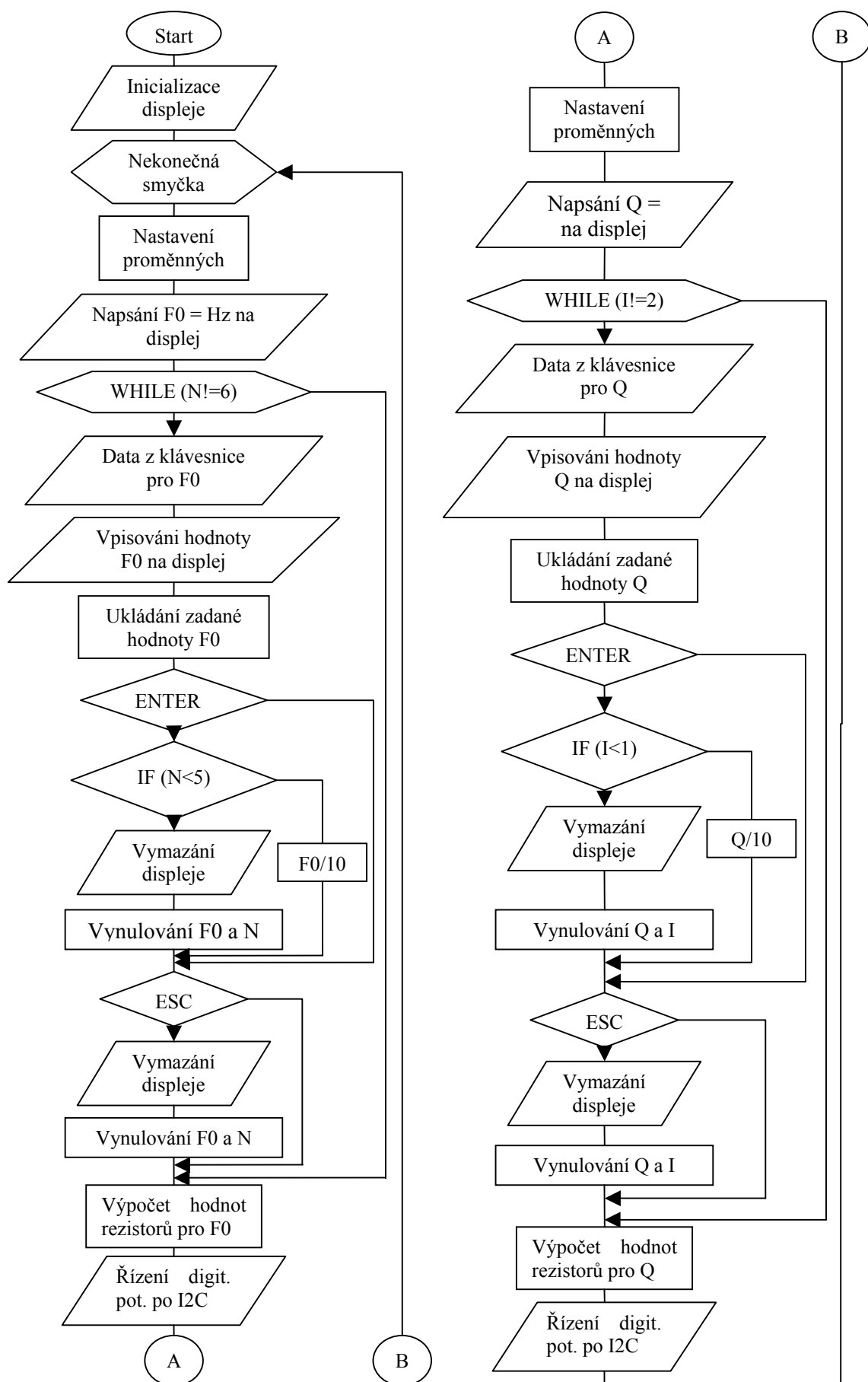
5.5.2 Část nekonečné smyčky pro nastavování Q

V této části programu je opět nejdůležitější pro správnou funkci nastavit potřebné konstanty $Q = 0$ (aby se zamezilo nežádoucí vstupní hodnotě Q různé od 0), $N = 10$ (z důvodu výpočtu zadaného činitele jakosti Q), $i = 0$ (aby se zamezilo nechťené vstupní hodnotě pro počítání cyklů podmínky while) a vypsáním textu „Q = “ na další řádek displeje. Jakmile jsou všechny potřebné konstanty definovány, následuje v programu podmínka „while (i!=2)“. Tělem uvedeného cyklu je realizováno čekání na signál generovaný při stisku tlačítka na klávesnici. Stisk klávesy je opět opatřen zpožděním pro omezení nežádoucího vícenásobného stisku tlačítka. Po uplynutí zpoždění následuje zapsání číslice odpovídající patřičné stisknuté klávese na displej na první volnou pozici za již vypsáný nápis „Q = “. Uvedená číslice se vynásobí konstantou N a posléze je uložena do proměnné Q . Jakmile proběhnou uvedené operace, dojde k vydělení konstanty N desíti a k navýšení proměnné i o jednu. Identickým postupem běží program až do splnění podmínky „while (i!=2)“.

Je-li požadovaná hodnota činitele jakosti pouze jednociferná, nikoliv však dvouciferná, je do cyklu „while (i!=2)“ vnořena podmínka „ENTER“. Opět je tato funkce vyvolána stiskem tlačítka „#“ a větví se na dva případy. První případ ošetřuje situaci, kdy je ENTER stisknut v době, kdy $i < 1$. V tomto případě je stisk ENTERu vyhodnocen opět jako chybný, program se uvede do původního stavu před začátkem zadávání hodnoty ($Q = 0$, $N = 10$ a $i = 0$) a z displeje jsou vymazány všechny zadané číslice. Nebo nastane druhý případ, kdy při stisku ENTERu je $i = 1$. Program potom tento stisk vyhodnotí jako oprávněný a doposud uloženou hodnotu v proměnné Q vydělí desíti a vloží zpět do Q .

Jako v předchozím případě, je i zde ošetřena situace, kdy se uživatel při zadávání zmýlí. Opět při stisku klávesy „*“, odpovídající funkci ESC, je v cyklu „while (i!=2)“ vyvolána vnořená podmínka pro uvedení systému do původního stavu před začátkem zadávání hodnot pro činitele jakosti ($Q = 0$, $N = 10$ a $i = 0$) a samozřejmě dochází i k vymazání všech doposud zadaných číslic z displeje.

Proběhne-li ale celé zadávání činitele jakosti bez problému, dojde k ukončení cyklu „while (i!=2)“ a ze zadané hodnoty uložené v proměnné Q jsou vypočítány potřebné odpory potenciometrů. Tyto vypočtené hodnoty se posléze přepočítají na binární kombinaci, která je posílána po sběrnici I2C k příslušným digitálním potenciometrům, čímž dojde k jejich nastavení. Po odeslání všech binárních slov k digitálním potenciometrům skočí program na začátek nekonečné smyčky a celý děj se opakuje.



Obr. 44 - Vývojový diagram programu pro mikroprocesor

Závěr

Cílem této práce byl návrh ARC filtru typu pásmová zádrž 4. řádu s přeladitelným rezonančním kmitočtem v rozsahu od 10 kHz do 100 kHz a nastavitelným činitelem jakosti. Úkolem bylo navržený filtr digitálně řídit a pro analogovou i digitální část navrhnout vzorky desek plošných spojů. Pro realizaci přeladitelné pásmové zádrže 4. řádu bylo zvoleno kaskádní zapojení bloků HPN(1-) s Antoniovým GIC a DPN(1+) s Antoniovým GIC. Pro přepočet normovaných hodnot na hodnoty filtru typu pásmová zádrž byla ze dvou uvažovaných aproximací s monotónní a plochou charakteristikou v propustném pásmu (Besselova a Butterworthova) vybrána jako výhodnější aproximace Besselova. Toto rozhodnutí bylo zvoleno na základě výsledků výpočtů, které jsou uvedeny v tab. 7. Jako operační zesilovače byly zvoleny OPA 355 s GBW 200 MHz od firmy TEXAS INSTRUMENTS.

Po návrhu, osazení a oživení desky plošných spojů s analogovými potenciometry sloužícími k řízení navrženého filtru bylo zjištěno, že takto realizovaný filtr je nestabilní a kmitá (tento fakt je patrný z obr. 30). I přes sebevětší úsilí se kmitání nepodařilo odstranit a z těchto důvodů bylo přistoupeno k novému návrhu ARC kmitočtového filtru podle programu NAF. V programu NAF se opět zvolila Besselova aproximace a shodné toleranční pole podle obr. 17. Takto navržený filtr je složen ze dvou bloků v kaskádním řazení, a to z bloku HPN a DPN. Aby bylo možné nově navržený filtr přeladovat a nastavovat, muselo se využít programu SNAP k výpočtu přenosových funkcí jednotlivých bloků. Z přenosových funkcí byly vypočítány vztahy pro činitel jakosti Q a rezonanční kmitočet F_0 . Z vypočtených vztahů pro F_0 a Q se následně vyjádřily jednotlivé rovnice příslušných rezistorů potřebných pro přeladování rezonančního kmitočtu (výpočty uvedené v kap. 5.2.1) a k nastavování činitele jakosti (výpočty uvedeny v kap. 5.2.2). Po navržení, osazení a oživení desky plošných spojů filtru typu pásmová zádrž 4. řádu dle programu NAF byly měřeními získány parametry na rezonančním kmitočtu $F_0 = 10,24$ kHz s potlačením -43 dB a s maximálním činitelem jakosti $Q = 22,20$, dále na frekvenci $F_0 = 31,39$ kHz se naměřené potlačení pohybovalo kolem hodnoty -42 dB a maximální činitel jakosti $Q = 21,91$ a na rezonančním kmitočtu $F_0 = 101,39$ kHz bylo naměřeno potlačení -53 dB a maximální činitel jakosti $Q = 22,41$.

Pro digitální řízení byla zvolena metoda využívající digitálních potenciometrů popsaná v kap. 5.3.1. Jako digitální potenciometry byly použity potenciometry řady AD5247 v pouzdře KS-6 od firmy ANALOG DEVICES. Digitální potenciometry komunikují pomocí sběrnice I2C za použití sedmibitové adresy a sedmibitových dat s mikroprocesorem ATmega16-16PU firmy ATMEL, ve kterém je nahrán napsaný zdrojový kód (viz příloha 7) z prostředí AVR Studio 4. Mikroprocesor mimo digitálních potenciometrů komunikuje s klávesnicí pro zadávání požadovaných hodnot rezonančního kmitočtu a činitele jakosti. Pro přehlednost a kontrolu zadaných čísel se hodnota zobrazuje na čtyřřádkovém displeji. Program je opatřen operací ESC pro krok zpět v případě chybného zadání a funkcí ENTER pro ukončení zadávání.

Při zpracování bakalářské práce bylo využito programu NAF pro návrh tolerančního pole a samotného obvodového zapojení ARC kmitočtového filtru 4. řádu typu PZ, programu OrCAD k simulaci navržených zapojení obvodů a k simulaci Monte Carlo (z důvodu zjištění vlivu reálných vlastností součástek) a programu EAGLE, v němž proběhl návrh desek plošných spojů obou oboustranných analogových částí a jednovrstvé digitální části. Mimo jiné byl použit program SNAP k určení přenosových funkcí jednotlivých bloků zvoleného zapojení filtru a vývojové prostředí AVR Studio 4 k vytvoření zdrojového kódu do mikroprocesoru ATmega16-16PU s využitím knihoven LCD a TWI k řízení komunikace mezi procesorem, digitálními potenciometry, klávesnicí a displejem.

Literatura

- [1] AD5247 – *datasheet*. 2010. URL: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5247.pdf> [cit. 2010-2-19]
- [2] ATmega16 – *datasheet*. 2009. URL: <http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2466.pdf> [cit. 2010-2-19]
- [3] DOSTÁL, T.: *Elektrické filtry: skripta*. Brno: FEKT VUT v Brně, 2004. 144 s.
- [4] FRÝZA, T.: *Mikroprocesorová technika, Přednášky*. Brno: FEKT VUT v Brně, 2008. 164 s.
- [5] HÁJEK, K., SEDLÁČEK, J.: *Kmitočtové filtry*. BEN – technická literatura, Praha 2002. 496 s., 18 s. příl.
- [6] KOLKA, Z.: *Analýza elektronických obvodů programem PSpice*. Brno: FEKT VUT v Brně, 2002. 87 s.
- [7] KOZUMPLÍK, J., KOLÁŘ, R., JAN, J.: *Číslicové zpracování a analýza signálů: skripta*. Brno: FEKT VUT v Brně, 2003. 84 s.
- [8] LM6165 – *datasheet*. 1999. URL: <<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/9004/NSC/LM6165J/883.html>> [cit. 2009-11-23]
- [9] LM6172 – *datasheet*. 1999. URL: <<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/9004/NSC/LM61-72.html>> [cit. 2009-11-23]
- [10] LM7121 – *datasheet*. 1999. URL: <<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/9018/NSC/LM7121-IM.html>> [cit. 2009-11-23]
- [11] OPA 355 – *datasheet*. 2002. URL: <<http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa355.pdf>> [cit. 2010-2-19]
- [12] POKORNÝ, M.: *Digitálně řízený selektivní funkční blok 1. a 2. řádu*. Brno: FEKT VUT v Brně, 2005. 54 s., 24 s. příl.
- [13] ZÁHLAVA, V.: *OrCAD 10*. GradaPublishing a.s. – technická literatura, Praha 2004. 261 s., 2 s. příl.

Seznam symbolů, veličin a zkratk

ARC	Aktivní filtr RC
B	Šířka pásma
$B_{-30\text{dB}}$	Šířka pásma při poklesu o 30 dB
$B_{-3\text{dB}}$	Šířka pásma při poklesu o 3 dB
C	Kondenzátor
D	Dvojný kapacitor
D/A	Digitálně-analogový převodník
dB	Decibel
DP	Dolní propust
DPN	Dolní propust s nulou přenosu
F	Farad
F_0	Rezonanční kmitočet
F_M	Mezní kmitočet
f_{max}	Maximální kmitočet
F_T	Tranzitní kmitočet
f_{vz}	Vzorkovací kmitočet
GBW	Tranzitní kmitočet
GIC	Obecný impedanční konvertor
HP	Horní propust
HPN	Horní propust s nulou přenosu
Hz	Hertz
I2C	Dvou vodičové datové propojení mezi procesorem a periferními zařízeními
K_u	Napětový přenos
OZ	Operační zesilovač
PP	Pásmová propust
PZ	Pásmová zádrž
Q	Činitel jakosti
R	Rezistor
U	Napětí
V	Volt
Z	Impedance
τ	Fázové zpoždění
τ_g	Skupinové zpoždění
φ	Fázový posuv
Ω	Ohm

Seznam příloh

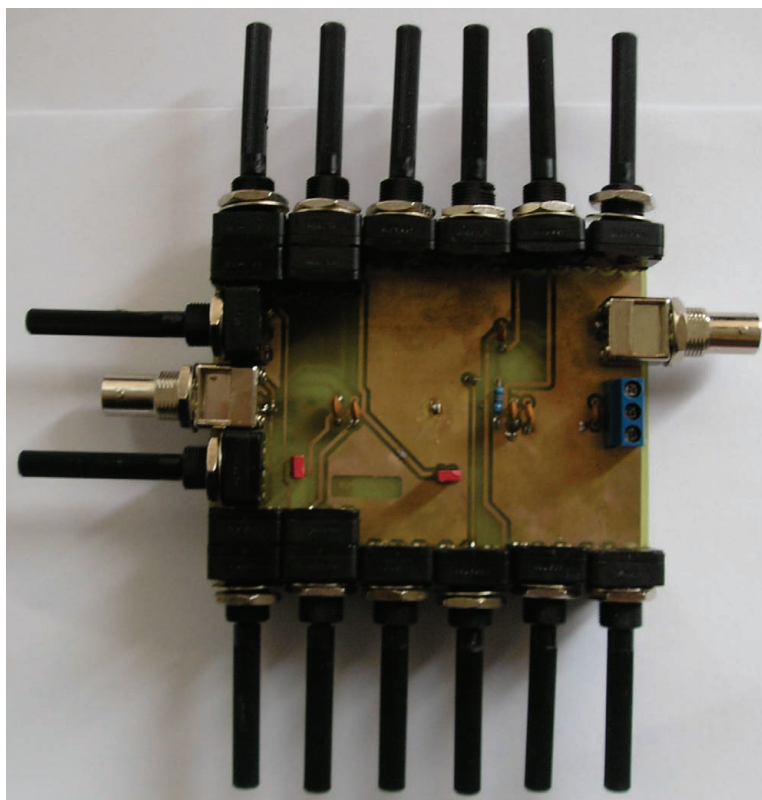
Příloha 1 - Seznam součástek použitých na první analogové desce.....	I
Příloha 2 - Fotografie osazené první analogové desky plošných spojů.....	III
Příloha 3 - Seznam součástek použitých na druhé analogové desce	IV
Příloha 4 - Fotografie osazené druhé analogové desky plošných spojů	V
Příloha 5 - Seznam součástek použitých na digitální desce	VI
Příloha 6 - Fotografie osazené digitální DPS s klávesnicí a displejem	VIII
Příloha 7 - Zdrojový kód pro mikroprocesor ATmega16.....	IX
Příloha 8 - Fotografie displeje na digitální desce plošných spojů	XVIII

Příloha 1 - Seznam součástek použitých na první analogové desce

Součástka	Označení	Typ	Hodnota	Pouzdro
Potenciometr	P1H	PC16MLK025	25 k Ω	-
Potenciometr	P1HJ	PC16MLE500	500 Ω	-
Potenciometr	P2H	PC16MLK025	25 k Ω	-
Potenciometr	P2HJ	PC16MLE500	500 Ω	-
Potenciometr	P3H	PC16MLK025	25 k Ω	-
Potenciometr	P3HJ	PC16MLE500	500 Ω	-
Potenciometr	P4H	PC16MLK025	25 k Ω	-
Potenciometr	P4HJ	PC16MLE500	500 Ω	-
Potenciometr	P12D	PC16SLK025	25 k Ω	-
Potenciometr	P12DJ	PC16SLK001	1 k Ω	-
Potenciometr	P34D	PC16SLK050	50 k Ω	-
Potenciometr	P34DJ	PC16SLK001	1 k Ω	-
Potenciometr	PQN	PC16MLM001	1 M Ω	-
Potenciometr	PQNJ	PC16MLK005	5 k Ω	-
Rezistor	RN	RR 750K	750 k Ω	-
Kondenzátor	C1H	CKS 1N2/50V	1,2 nF	-
Kondenzátor	C2H	CKS 1N2/50V	1,2 nF	-
Kondenzátor	CQ1	CKS 12P/50V	12 pF	-
Kondenzátor	CQ2	CKS 12P/50V	12 pF	-
Kondenzátor	C1D	CKS 1N2/50V	1,2 nF	-
Kondenzátor	C2D	CKS 1N2/50V	1,2 nF	-
Kondenzátor	CK1	CK1206 10N/50V X7R	10 nF	1206
Kondenzátor	CK2	CK1206 10N/50V X7R	10 nF	1206
Kondenzátor	CK3	CK1206 10N/50V X7R	10 nF	1206
Kondenzátor	CK4	CK1206 10N/50V X7R	10 nF	1206
Kondenzátor	CK5	CK1206 10N/50V X7R	10 nF	1206
Kondenzátor	CK6	CK1206 10N/50V X7R	10 nF	1206
Kondenzátor	CK7	CK1206 10N/50V X7R	10 nF	1206
Kondenzátor	CK8	CK1206 10N/50V X7R	10 nF	1206
Kondenzátor	CT1	CTS 1M/20V A	1 μ F	A
Kondenzátor	CT2	CTS 1M/20V A	1 μ F	A
Kondenzátor	CT3	CTS 1M/20V A	1 μ F	A
Kondenzátor	CT4	CTS 1M/20V A	1 μ F	A
Kondenzátor	CT5	CTS 1M/20V A	1 μ F	A
Kondenzátor	CT6	CTS 1M/20V A	1 μ F	A

Součástka	Označení	Typ	Hodnota	Pouzdro
Kondenzátor	CT7	CTS 1M/20V A	1μF	A
Kondenzátor	CT8	CTS 1M/20V A	1μF	A
Konektor	X1	BNC-Z 50RWM	-	-
Konektor	X2	BNC-Z 50RWM	-	-
Jumper	JP1	JUMP-SV+	-	-
Jumper	JP2	JUMP-SV+	-	-
Svorkovnice	K1	ARK500/3 B	-	-
OZ	US1	OPA355	-	SO-8
OZ	US2	OPA355	-	SO-8
OZ	US3	OPA355	-	SO-8
OZ	US4	OPA355	-	SO-8

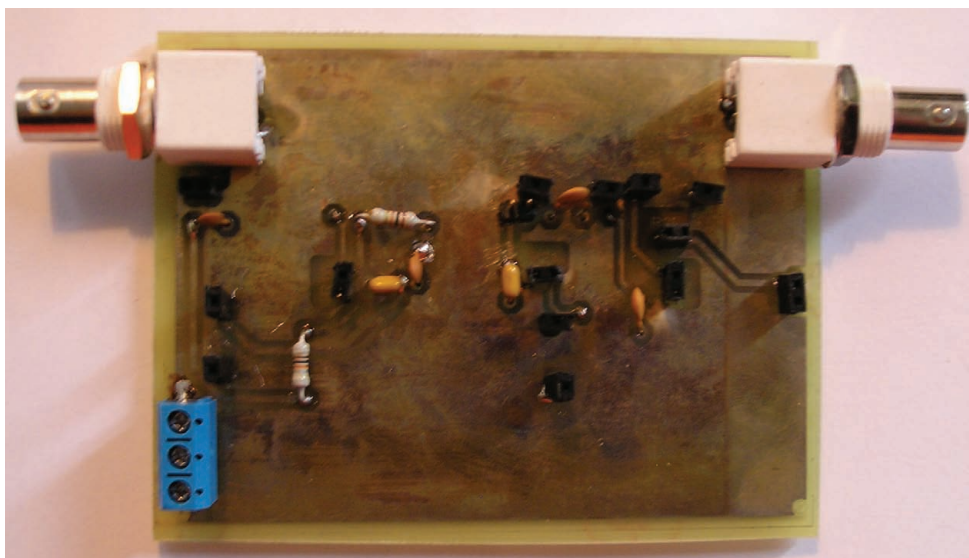
Příloha 2 - Fotografie osazené první analogové desky plošných spojů



Příloha 3 - Seznam součástek použitých na druhé analogové desce

Součástka	Označení	Typ	Hodnota	Pouzdro
Kondenzátor	C11	CKS 56P/50V	56 pF	-
Kondenzátor	C22	CK 5N5/50V	5,6 nF	-
Kondenzátor	C13	CKS 56P/50V	56 pF	-
Kondenzátor	C14	CK 5N5/50V	5,6 nF	-
Kondenzátor	C11	CKS 3N3/50V	3,3 nF	-
Kondenzátor	C12	CKS 3N3/50V	3,3 nF	-
Kondenzátor	CK1	CK1206 10N/50V X7R	10 nF	1206
Kondenzátor	CK2	CK1206 10N/50V X7R	10 nF	1206
Kondenzátor	CK3	CK1206 10N/50V X7R	10 nF	1206
Kondenzátor	CK4	CK1206 10N/50V X7R	10 nF	1206
Kondenzátor	CK5	CK1206 10N/50V X7R	10 nF	1206
Kondenzátor	CK6	CK1206 10N/50V X7R	10 nF	1206
Kondenzátor	CK7	CK1206 10N/50V X7R	10 nF	1206
Kondenzátor	CK8	CK1206 10N/50V X7R	10 nF	1206
Kondenzátor	CT1	CTS 1M/20V A	1μF	A
Kondenzátor	CT2	CTS 1M/20V A	1μF	A
Kondenzátor	CT3	CTS 1M/20V A	1μF	A
Kondenzátor	CT4	CTS 1M/20V A	1μF	A
Kondenzátor	CT5	CTS 1M/20V A	1μF	A
Kondenzátor	CT6	CTS 1M/20V A	1μF	A
Kondenzátor	CT7	CTS 1M/20V A	1μF	A
Kondenzátor	CT8	CTS 1M/20V A	1μF	A
Konektor	IN	BNC-Z 50RWM	-	-
Konektor	OUT	BNC-Z 50RWM	-	-
Jumper	JP2	JUMP-SV+	-	-
Svorkovnice	K1	ARK500/3 B	-	-
OZ	US1	OPA355	-	SO-8
OZ	US2	OPA355	-	SO-8
OZ	US3	OPA355	-	SO-8
OZ	US4	OPA355	-	SO-8
Rezistor	R11	RR 10K	10 kΩ	-
Rezistor	R15	RR 10K	10 Ω	-

Příloha 4 - Fotografie osazené druhé analogové desky plošných spojů

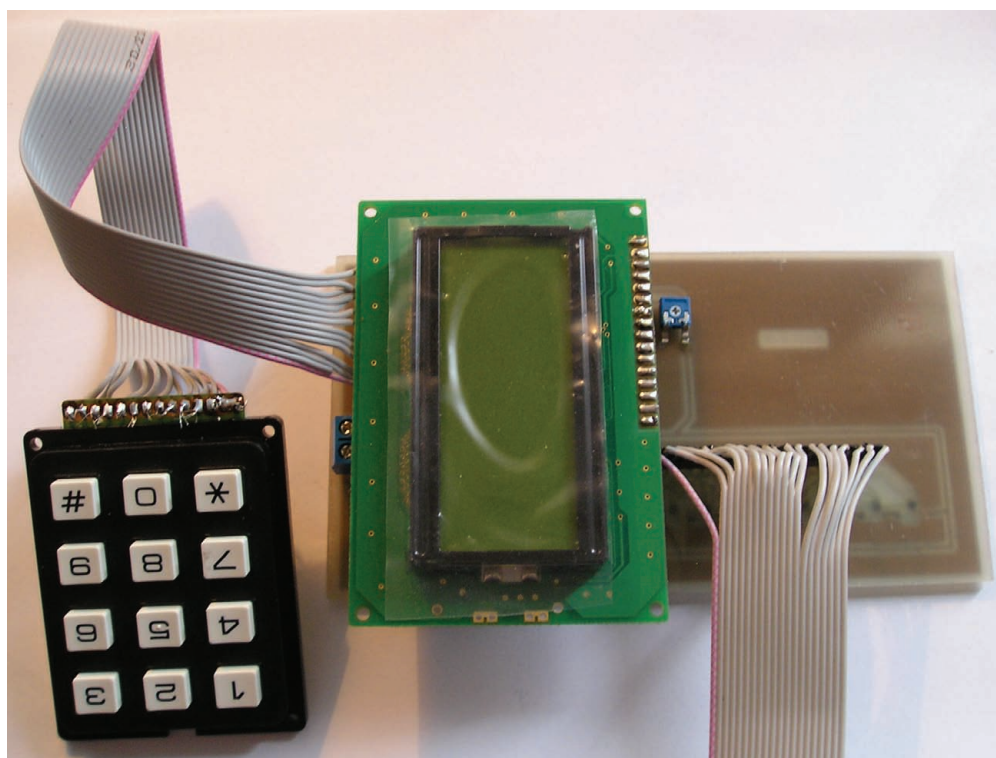


Příloha 5 - Seznam součástek použitých na digitální desce

Součástka	Označení	Typ	Hodnota	Pouzdro
Rezistor	R1	RR 47K	47 kΩ	-
Rezistor	R2	RR 47K	47 kΩ	-
Rezistor	R3	RR 47K	47 kΩ	-
Trimr	P1	CA6VK010	10 kΩ	-
Kondenzátor	C1	CKS 22P/50V	22 pF	-
Kondenzátor	C2	CKS 22P/50V	22 pF	-
Kondenzátor	C3	E47M/16VT	47 μF	-
Kondenzátor	C4			
Kondenzátor	C5	CK1206 100N/50V X7R	100 nF	1206
Kondenzátor	C6	CTS 10M/16V A	10μF	A
Kondenzátor	C7	CK1206 100N/50V X7R	100 nF	1206
Kondenzátor	C8	CTS 10M/16V A	10μF	A
Kondenzátor	C9	CK1206 100N/50V X7R	100 nF	1206
Kondenzátor	C10	CTS 10M/16V A	10μF	A
Kondenzátor	C11	CK1206 100N/50V X7R	100 nF	1206
Kondenzátor	C12	CTS 10M/16V A	10μF	A
Kondenzátor	C13	CK1206 100N/50V X7R	100 nF	1206
Kondenzátor	C14	CTS 10M/16V A	10μF	A
Kondenzátor	C15	CK1206 100N/50V X7R	100 nF	1206
Kondenzátor	C16	CTS 10M/16V A	10μF	A
Kondenzátor	C17	CK1206 100N/50V X7R	100 nF	1206
Kondenzátor	C18	CTS 10M/16V A	10μF	A
Kondenzátor	C19	CK1206 100N/50V X7R	100 nF	1206
Kondenzátor	C20	CTS 10M/16V A	10μF	A
Kondenzátor	C21	CK1206 100N/50V X7R	100 nF	1206
Kondenzátor	C22	CTS 10M/16V A	10μF	A
Kondenzátor	C23	CK1206 100N/50V X7R	100 nF	1206
Kondenzátor	C24	CTS 10M/16V A	10μF	A
Krystal	Q2	Q 16MHZ	16 MHz	-
Mikroprocesor	IC1	ATMEGA 16-16PU	-	-
Svorkovnice	K1	ARK500/2 B	-	-
Dutinka	JP1	DL20G	-	-
Dutinka	JP2	DL20G	-	-
Dutinka	JP4	DL20G	-	-
Patice	IC1	DIL40PZ	-	-

Součástka	Označení	Typ	Hodnota	Pouzdro
Digi. potenciometr	AD1	AD5247		KS-6
Digi. potenciometr	AD2	AD5247		KS-6
Digi. potenciometr	AD3	AD5247		KS-6
Digi. potenciometr	AD4	AD5247		KS-6
Digi. potenciometr	AD5	AD5247		KS-6
Digi. potenciometr	AD6	AD5247		KS-6
Digi. potenciometr	AD7	AD5247		KS-6
Digi. potenciometr	AD8	AD5247		KS-6
Digi. potenciometr	AD9	AD5247		KS-6
Digi. potenciometr	AD10	AD5247		KS-6

Příloha 6 - Fotografie osazené digitální DPS s klávesnicí a displejem



Příloha 7 - Zdrojový kód pro mikroprocesor ATmega16

```
#include <avr/io.h>
#include <stdio.h>
#include <util/delay.h>
#include <math.h>
#include "lcd_h.h"
#include "twi_h.h"

char i=0, d, Q, N=10;
int BRQN, a, b, c, count=0;
float M=100000, pom=0;
char vypis [1], cel [2], celek [6];
char kF=1.01;
char Cd=3.3e-9;
char Ch=5.6e-9;
char CQ=56e-12;
char PI=3.141592654;
float F0, kFND, kFNH, F0D, F0H, R47D, R16D, R35D, R34H, R2H,
R2D=273800;
unsigned char iR47D, iR16D, iR35D, iR34H, iR2H;

void dolniF (float F0, float kF, float Cd)
//funkce pro vypocet hodnot DPN pri prelad. F
{
F0D=F0/kF;
kFND=F0/F0D;
R47D=1/(2*PI*F0D*Cd);
R16D=2*R47D;
iR47D=128-(((R47D-150)/10000)*128);
iR16D=128-(((R16D-150)/10000)*128);
}

void horniF (float F0, float kF, float Ch)
//funkce pro vypocet hodnot HPN pri prelad. F
{
F0H=F0*kF;
kFNH=F0/F0H;
R34H=1/(2*PI*F0H*Ch);
iR34H=128-(((R34H-150)/10000)*128);
}

void dolniQ (float Q, float kFND, float R47D, float R2D)
//funkce pro vypocet hodnot pri nastav. Q
{
Q=2*Q;
R35D=Q*sqrt((4*R2D*R47D*R47D)/R2D-R47D);
iR35D=128-(((R47D-150)/100000)*128);
}

void horniQ (float Q, float kFNH, float R34H, char Ch, char CQ)
//funkce pro vypocet hodnot pri nastav. Q
{
Q=2*Q;
R2H=(R34H*Ch*Ch)/(4*Q*Q*CQ*CQ-Ch*Ch);
iR2H=128-(((R2H-150)/100000)*128);
}

int main (void)
{
DDRB=0b11111111;

```

```

PORTB=0b11111111;
DDRC=0b00000000;
PORTC=0b11111111;
SFIO=0b11111011;
lcd_init();
lcd_clrscr();
lcd_gotoxy(0,0);
lcd_puts("Martin Kufa");
lcd_gotoxy(0,1);
lcd_puts("ARC filtr");
lcd_gotoxy(0,2);
lcd_puts("F0 = ");
lcd_gotoxy(14,2);
lcd_puts("Hz");
TWCR = 0b00000100;
TWSR = 0b00000000;
TWBR = 18;

while (1)
{
//zadavani F0 z klavesnice
count=0;
F0=0;
M=100000;
while (count!=6)
{
if (bit_is_clear (PINB,4))
{
for (d=0;d<5;d++)
_delay_ms(100);

sprintf(vypis,"%d",0);
pom=0;
F0=F0+(pom*M);
M=M/10;
count++;
lcd_gotoxy(4+count,2);
lcd_puts(vypis);
for (d=0;d<5;d++)
_delay_ms(100);
}

if (bit_is_clear (PINB,3))
{
for (d=0;d<5;d++)
_delay_ms(100);

sprintf(vypis,"%d",1);
pom=1;
F0=F0+(pom*M);
M=M/10;
count++;
lcd_gotoxy(4+count,2);
lcd_puts(vypis);
for (d=0;d<5;d++)
_delay_ms(100);
}

if (bit_is_clear (PINB,7))
{
for (d=0;d<5;d++)

```

```

_delay_ms(100);

sprintf(vypis, "%d", 2);
pom=2;
F0=F0+(pom*M);
M=M/10;
count++;
lcd_gotoxy(4+count, 2);
lcd_puts(vypis);
for (d=0; d<5; d++)
_delay_ms(100);
    }

if (bit_is_clear (PIND, 3))
    {
for (d=0; d<5; d++)
_delay_ms(100);

sprintf(vypis, "%d", 3);
pom=3;
F0=F0+(pom*M);
M=M/10;
count++;
lcd_gotoxy(4+count, 2);
lcd_puts(vypis);
for (d=0; d<5; d++)
_delay_ms(100);
    }

if (bit_is_clear (PINB, 2))
    {
for (d=0; d<5; d++)
_delay_ms(100);

sprintf(vypis, "%d", 4);
pom=4;
F0=F0+(pom*M);
M=M/10;
count++;
lcd_gotoxy(4+count, 2);
lcd_puts(vypis);
for (d=0; d<5; d++)
_delay_ms(100);
    }

if (bit_is_clear (PINB, 6))
    {
for (d=0; d<5; d++)
_delay_ms(100);

sprintf(vypis, "%d", 5);
pom=5;
F0=F0+(pom*M);
M=M/10;
count++;
lcd_gotoxy(4+count, 2);
lcd_puts(vypis);
for (d=0; d<5; d++)
_delay_ms(100);
    }

```

```

if (bit_is_clear (PIND,2))
{
for (d=0;d<5;d++)
_delay_ms(100);

sprintf(vypis,"%d",6);
pom=6;
F0=F0+(pom*M);
M=M/10;
count++;
lcd_gotoxy(4+count,2);
lcd_puts(vypis);
for (d=0;d<5;d++)
_delay_ms(100);
}

if (bit_is_clear (PINB,1))
{
for (d=0;d<5;d++)
_delay_ms(100);

sprintf(vypis,"%d",7);
pom=7;
F0=F0+(pom*M);
M=M/10;
count++;
lcd_gotoxy(4+count,2);
lcd_puts(vypis);
for (d=0;d<5;d++)
_delay_ms(100);
}

if (bit_is_clear (PINB,5))
{
for (d=0;d<5;d++)
_delay_ms(100);

sprintf(vypis,"%d",8);
pom=8;
F0=F0+(pom*M);
M=M/10;
count++;
lcd_gotoxy(4+count,2);
lcd_puts(vypis);
for (d=0;d<5;d++)
_delay_ms(100);
}

if (bit_is_clear (PIND,1))
{
for (d=0;d<5;d++)
_delay_ms(100);

sprintf(vypis,"%d",9);
pom=9;
F0=F0+(pom*M);
M=M/10;
count++;
lcd_gotoxy(4+count,2);
lcd_puts(vypis);
for (d=0;d<5;d++)

```

```

_delay_ms(100);
    }

    if (bit_is_clear(PIND,0)) //stisknuti ENTRU pri zadavani 5 cislic
    {
        if (count<5)
        {
            count=0;
            lcd_gotoxy(4,2);
            lcd_puts("      ");
            F0=0;
            M=100000;
            pom=0;
        }
        else
        {
            for (d=0;d<5;d++)
            _delay_ms(100);
            count++;
            F0=F0/10;
        }
    }

    if (bit_is_clear(PINB,0)) //stisknuti ESC pri zkazenem zadavani
    {
        for (d=0;d<5;d++)
        _delay_ms(100);

        count=0;
        lcd_gotoxy(4,2);
        lcd_puts("      ");
        F0=0;
        M=100000;
        pom=0;
    }
}

twi_start();
twi_address(0b01011100);
twi_write(iR47D);
twi_stop();

twi_start();
twi_address(0b00101110);
twi_write(iR16D);
twi_stop();

twi_start();
twi_address(0b00101100);
twi_write(iR34H);
twi_stop();

//zadavani Q z klavesnice

i=0;
Q=0;
N=10;
lcd_gotoxy(1,3);
lcd_puts("Q =  ");

while (i!=2)

```

```

        {
if (bit_is_clear (PINB,4))
        {
for (d=0;d<5;d++)
        _delay_ms(100);

        sprintf(vypis,"%d",0);
        pom=0;
        Q=Q+(pom*N);
        N=N/10;
        i++;
        lcd_gotoxy(4+i,3);
        lcd_puts(vypis);
for (d=0;d<5;d++)
        _delay_ms(100);
        }

if (bit_is_clear (PINB,3))
        {
for (d=0;d<5;d++)
        _delay_ms(100);

        sprintf(vypis,"%d",1);
        pom=1;
        Q=Q+(pom*N);
        N=N/10;
        i++;
        lcd_gotoxy(4+i,3);
        lcd_puts(vypis);
for (d=0;d<5;d++)
        _delay_ms(100);
        }

if (bit_is_clear (PINB,7))
        {
for (d=0;d<5;d++)
        _delay_ms(100);

        sprintf(vypis,"%d",2);
        pom=2;
        Q=Q+(pom*N);
        N=N/10;
        i++;
        lcd_gotoxy(4+i,3);
        lcd_puts(vypis);
for (d=0;d<5;d++)
        _delay_ms(100);
        }

if (bit_is_clear (PIND,3))
        {
for (d=0;d<5;d++)
        _delay_ms(100);

        sprintf(vypis,"%d",3);
        pom=3;
        Q=Q+(pom*N);
        N=N/10;
        i++;
        lcd_gotoxy(4+i,3);
        lcd_puts(vypis);

```

```

for (d=0;d<5;d++)
    _delay_ms(100);
    }

if (bit_is_clear (PINB,2))
    {
for (d=0;d<5;d++)
    _delay_ms(100);

    sprintf(vypis,"%d",4);
    pom=4;
    Q=Q+(pom*N);
    N=N/10;
    i++;
    lcd_gotoxy(4+i,3);
    lcd_puts(vypis);
for (d=0;d<5;d++)
    _delay_ms(100);
    }

if (bit_is_clear (PINB,6))
    {
for (d=0;d<5;d++)
    _delay_ms(100);

    sprintf(vypis,"%d",5);
    pom=5;
    Q=Q+(pom*N);
    N=N/10;
    i++;
    lcd_gotoxy(4+i,3);
    lcd_puts(vypis);
for (d=0;d<5;d++)
    _delay_ms(100);
    }

if (bit_is_clear (PIND,2))
    {
for (d=0;d<5;d++)
    _delay_ms(100);

    sprintf(vypis,"%d",6);
    pom=6;
    Q=Q+(pom*N);
    N=N/10;
    i++;
    lcd_gotoxy(4+i,3);
    lcd_puts(vypis);
for (d=0;d<5;d++)
    _delay_ms(100);
    }

if (bit_is_clear (PINB,1))
    {
for (d=0;d<5;d++)
    _delay_ms(100);

    sprintf(vypis,"%d",7);
    pom=7;
    Q=Q+(pom*N);
    N=N/10;

```



```

i++;
lcd_gotoxy(4+i,3);
lcd_puts(vypis);
for (d=0;d<5;d++)
    _delay_ms(100);
    }

if (bit_is_clear (PINB,5))
    {
for (d=0;d<5;d++)
    _delay_ms(100);

    sprintf(vypis,"%d",8);
    pom=8;
    Q=Q+(pom*N);
    N=N/10;
    i++;
    lcd_gotoxy(4+i,3);
    lcd_puts(vypis);
    for (d=0;d<5;d++)
        _delay_ms(100);
    }

if (bit_is_clear (PIND,1))
    {
for (d=0;d<5;d++)
    _delay_ms(100);

    sprintf(vypis,"%d",9);
    pom=9;
    Q=Q+(pom*N);
    N=N/10;
    i++;
    lcd_gotoxy(4+i,3);
    lcd_puts(vypis);
    for (d=0;d<5;d++)
        _delay_ms(100);
    }

if (bit_is_clear(PIND,0)) //stisknuti ENTRU pri zadavani 1 cislice
    {
if (i<1)
        {
            i=0;
            lcd_gotoxy(4,3);
            lcd_puts(" ");
            Q=0;
            N=10;
            pom=0;
        }
        else
        {
            for (d=0;d<5;d++)
                _delay_ms(100);
            i++;
            Q=Q/10;
        }
    }

if (bit_is_clear(PINB,0)) //stisknuti ESC pri zkazenem zadavani
    {

```

```

for (d=0;d<5;d++)
_delay_ms(100);

i=0;
lcd_gotoxy(4,3);
lcd_puts("  ");
Q=0;
N=10;
pom=0;
        }
    }

count=0;
lcd_gotoxy(5,2);
lcd_puts("      ");

twi_start();
twi_address(0b00101110);
twi_write(iR35D);
twi_stop();

twi_start();
twi_address(0b00101100);
twi_write(iR2H);
twi_stop();

    }
}

```

Příloha 8 - Fotografie displeje na digitální desce plošných spojů

