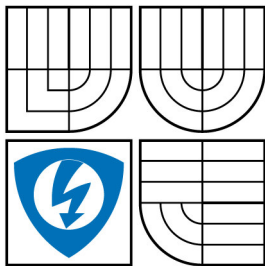


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELEKTRONICS

AKTIVNÍ ELEKTRICKÉ FILTRY NA BÁZI OBVODŮ SE SPÍNANÝMI KAPACITORY

ACTIVE ELECTRICAL FILTERS BASED ON SWITCHED-CAPACITOR CIRCUITS

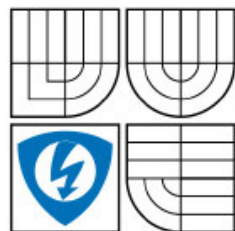
DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. STANISLAV TŘEČEK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. LUBOMÍR BRANČÍK, CSc.



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor

Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Stanislav Třeček

ID: 80476

Ročník: 2

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Aktivní elektrické filtry na bázi obvodů se spínanými kapacitami

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se se základy teorie obvodů se spínanými kapacitami v analogových integrovaných obvodech a s jejich možnými aplikacemi. Provedte rešerši nejnovější literatury z dané oblasti.

Prostudujte problematiku návrhu elektrických filtrů na bázi obvodů se spínanými kapacitami (SC), pozornost zaměřte na aplikaci nejnověji dostupných SC integrovaných funkčních bloků. Provedte ideový návrh univerzálního aktivního SC filtru, který realizuje funkce typu DP, HP, PP a PZ. Navrhněte desku plošných spojů v programu Eagle.

Na základě předchozího návrhu realizujte univerzální aktivní SC filtr ve formě laboratorního přípravku. Přípravek oživte a proměřte kmitočtové charakteristiky jednotlivých typů filtrů. Výsledky srovnajte s parametry deklarovanými výrobcí SC funkčních bloků, příp. i s výsledky simulací provedených ve vhodném simulačním programu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] LIU, M. Demystifying Switched Capacitor Circuits. Burlington: Elsevier, 2006.

[2] GHAUSI, M. S., LAKER, K. R. Modern Filter Design. Active RC and Switched Capacitor, Atlanta: Noble Publishing, 2003.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 29.5.2009

Vedoucí práce: doc. Ing. Lubomír Brančík, CSc.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem univerzálního frekvenčního filtru aplikací funkčního bloku se spínanými kapacitami. Návrh vychází z teorie obvodů se spínanými kapacitami a z teorie návrhu klasických frekvenčních filtrů. Pro navržené zapojení filtru byla v programovém prostředí Eagle navržena deska plošných spojů. Filtr byl realizován jako laboratorní přípravek. Tento přípravek byl oživen a byly proměřeny frekvenční charakteristiky všech typů filtrů. Změřené parametry byly porovnány s parametry uvedenými v technické dokumentaci funkčního bloku.

Klíčová slova

Spínané kapacity, kmitočtový filtr, dolní propust, horní propust, pásmová propust, pásmová zadrž, rezistor, kapacitor, operační zesilovač, integrovaný obvod, deska plošných spojů.

Abstract

This thesis deals with concept of universal frequency filter by application of a switched-capacitor functional block. The concept is based on the theory of switched-capacitor circuits and the theory of a design of classical frequency filters. The printed circuit board was designed based on the filter connection developed by using a software Eagle. The filter was implemented as a laboratory product. This product has been revitalized and the frequency response of all types of filters has been measured. The measured parameters were compared with the parameters set out in the technical documentation of functional block.

Keywords

Switched capacitors, frequency filter, low-pass filter, high-pass filter, band-pass filter, band-stop filter, resistor, capacitor, operational amplifier, integrated circuit, printed circuit board.

Bibliografická citace:

TŘEČEK, S. *Aktivní elektrické filtry na bázi obvodů se spínanými kapacitami*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2009. 40 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Lubomír Brančík, CSc.

Prohlášení

Prohlašuji, že svoji diplomovou práci na téma **Aktivní elektrické filtry na bázi obvodů se spínanými kapacitory** jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

V Brně dne 29. května 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce **doc. Ing. Lubomírovi Brančíkovi, CSc.** za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 29. května 2009

.....
podpis autora

Seznam obrázků

Obr. 2.1: Maxwellovo zapojení SC (převzato z [1])	2
Obr. 2.2: Simulace rezistoru s jedním přepínačem (převzato z [1])	3
Obr. 2.3: Simulace rezistoru se dvěma přepínači (převzato z [1])	3
Obr. 2.4: Invertující integrátor s SC.....	4
Obr. 2.5: Zapojení eliptického ARC filtru 2. řádu (převzato z [1]).....	5
Obr. 2.6: Ekvivalentní SC filtr (převzato z [1])	5
Obr. 2.7: Příklad zapojení pásmové propusti s OZ LTC1056 a obvodem LTC1043	7
Obr. 3.1: Toleranční pole dolní propusti DP a horní propusti HP.....	8
Obr. 3.2: Toleranční pole pásmové propusti PP a pásmové zadržky PZ	8
Obr. 3.3: Filtr s Butterworthovou aproximací.....	9
Obr. 3.4: Filtr s Čebyševovou aproximací	9
Obr. 3.5: Filtr s inverzní Čebyševovou aproximací.....	10
Obr. 3.6: Filtr s Caurovou aproximací	10
Obr. 3.7: Normovaná dolní propust NDP 1Hz	11
Obr. 3.8: Transformace dolní propusti na NDP	11
Obr. 3.9: Transformace horní propusti na NDP.....	12
Obr. 3.10: Transformace pásmové propusti na NDP.....	12
Obr. 3.11: Transformace pásmové zadržky na NDP.....	13
Obr. 4.1: Vnitřní uspořádání obvodu LTC1060 (převzato ze [7])	16
Obr. 4.2: Schéma zapojení pro mód 2 (převzato ze [7]).....	17
Obr. 4.3: Schéma zapojení pro mód 3 (převzato ze [7]).....	17
Obr. 4.4: Schéma zapojení pro mód 3a (převzato ze [7]).....	18
Obr. 5.1: Toleranční pásmo navrhované pásmové propusti	19
Obr. 5.2: Toleranční pásmo normované dolní propusti.....	20
Obr. 5.3: Nomogram pro stanovení řádu NDP (převzato z [9]).....	21
Obr. 5.4: Zapojení kontrolní analýzy NDP v programu PSpice	21
Obr. 5.5: Přenosová charakteristika NDP v programu PSpice	22
Obr. 6.1: Schéma zapojení navrženého filtru	24
Obr. 6.2: Osazovací plán součástek	25
Obr. 6.3: Osazovací plán součástek včetně spojů.....	26
Obr. 6.4: Plošný spoj	26
Obr. 7.1: Pohled na realizovaný filtr s obvodem LTC1060	28
Obr. 7.2: Měřící pracoviště ve školní laboratoři	29
Obr. 7.3: Frekvenční charakteristiky DP, HP, PP a PZ filtru 2. řádu v módu 3a.....	30
Obr. 7.4: Frekvenční charakteristiky DP, HP, PP a PZ filtru 4. řádu v módu 3a.....	30
Obr. 7.5: Porovnání DP 2. a 4. řádu v módu 3a	31
Obr. 7.6: Frekvenční charakteristiky DP, PP a PZ filtru 2. řádu v módu 2.....	32
Obr. 7.7: Frekvenční charakteristika DP 2. řádu	33
Obr. 7.8: Frekvenční charakteristika PP 2. řádu.....	33
Obr. 7.9: Frekvenční charakteristika HP 2. řádu	34
Obr. 7.10: Butterworthova PP 4. řádu s tolerančním pásmem	35
Obr. 7.11: Přeladění PP změnou spínací frekvence.....	36

Seznam tabulek

Tab. 5.1: Hodnoty externích rezistorů pro obě sekce.....	23
Tab. 7.1: Hodnoty řídicího napětí pro vybrané frekvence generátoru VCO.....	37

Obsah

Seznam obrázků.....	i
Seznam tabulek.....	i
Obsah.....	ii
1 Úvod.....	1
2 Teorie obvodů se spínanými kapacitami.....	1
2.1 Historický vývoj obvodů SC.....	1
2.2 Teorie činnosti SC obvodů.....	2
2.3 SC obvody v aktivních filtrech.....	4
2.4 Možnosti použití integrovaných SC filtrů.....	6
3 Teorie filtrů.....	8
3.1 Druhy filtrů dle tvaru přenosové frekvenční charakteristiky.....	8
3.2 Druhy filtrů dle typu aproximace.....	8
3.3 Normování na NDP.....	10
3.4 Určení řádu NDP.....	13
3.5 Odnormování NDP.....	14
4 Návrh zapojení filtru.....	15
5 Návrh pásmové propusti.....	19
5.1 Zadání pásmové propusti.....	19
5.2 Normování na NDP, stanovení řádu.....	20
5.3 Kontrolní analýza stanovení řádu NDP v programu PSpice.....	21
5.4 Odnormování NDP.....	22
5.5 Stanovení hodnot externích rezistorů navrženého zapojení.....	23
6 Schéma zapojení a návrh desky plošných spojů.....	24
7 Realizace a měření navrženého filtru.....	28
7.1 Ověření funkčnosti navrženého zapojení.....	28
7.2 Realizovaný SC filtr s funkčním blokem LTC1060 a měřicí pracoviště.....	28
7.3 Měření univerzálního filtru 2. řádu v módu 3a.....	29
7.4 Měření univerzálního filtru 4. řádu v módu 3a.....	30
7.5 Měření univerzálního filtru 2. řádu v módu 2.....	31
7.6 Porovnání naměřených charakteristik.....	32
7.6.1 Dolní propust 2. řádu.....	32
7.6.2 Pásmová propust 2. řádu.....	33
7.6.3 Horní propust 2. řádu.....	34
7.7 Měření PP 4. řádu s Butterworthovou aproximací.....	35
7.8 Spínací frekvence.....	36
8 Závěr.....	38
9 Použitá literatura.....	39
10 Seznam symbolů, veličin a zkratk.....	40

1 Úvod

Na počátku 80. let se na trh dostaly první integrované obvody, jejichž činnost byla založena na principu obvodů se spínanými kapacitami (*SC – Switched Capacitor*). Zapojení s těmito obvody se využívaly v oblasti frekvenční filtrace. Pro strmý přechod frekvenční charakteristiky z propustného do nepropustného pásma bylo zapojení *SC* filtrů velice populární. S postupujícím časem se obvody *SC* rozšířily a začaly se také používat v oblastech nelineárního zpracování signálu, analogově číslicového převodu a silnoproudé elektroniky. Dnes se s těmito obvody setkáváme především ve formě integrovaných filtrů, v kodecích, v zapojení *AD* převodníků nebo v signálových procesorech a v modulátorech sigma-delta.

Cílem této práce je na základě teorie obvodů se spínanými kapacitami a na základě teorie návrhu elektrických filtrů navrhnout univerzální aktivní *SC* filtr aplikací nejnověji dostupných *SC* integrovaných funkčních bloků, který bude realizovat funkce typu *DP*, *HP*, *PP* a *PZ*. Pro zapojení takto navrženého filtru navrhnout desku plošných spojů v programu „Eagle“. Navržené zapojení realizovat ve formě laboratorního přípravku. Proměřit frekvenční charakteristiky jednotlivých typů filtrů a změřené údaje porovnat s údaji uvedenými v technické dokumentaci použitého funkčního bloku.

2 Teorie obvodů se spínanými kapacitami

2.1 Historický vývoj obvodů *SC*

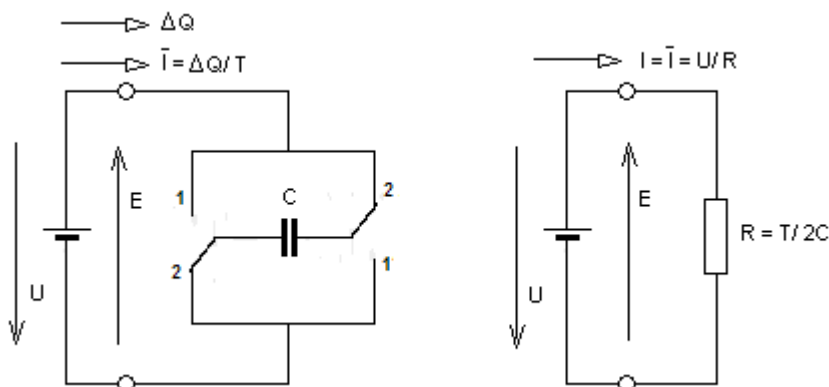
Obvody se spínanými kapacitami se začaly používat ve snaze plně integrovat frekvenční filtry. Ze začátku byl u klasických *RLC* filtrů problémovým prvkem ztrátové a rozměrově nevyhovující induktor. S příchodem *RC* filtrů a později *ARC* filtrů byl tento problém vyřešen. Vznikem *ARC* filtrů se otevřela cesta pro miniaturizaci do podoby integrovaného obvodu. Byly to hybridní integrované obvody, které obsahovaly monolitické operační zesilovače, kapacitní čipy a tlustovrstvé rezistory. Dalším krokem k miniaturizaci byla realizace plně integrovaného monolitického filtru. V oblasti filtračních aplikací se uplatnila technologie *MOS* před bipolární technologií, zvláště pro možnost snadného vytváření kvalitních kapacitorů.

Také zde se však objevily nějaké problémy. Typická hodnota kapacitoru realizovaného na čipu je pod 10pF a zabírá plochu $2 \cdot 10^3 \mu\text{m}^2$ na 1pF kapacity [1]. Pro filtr pracující v dolní hranici akustického pásma, tj. do 4kHz, vychází časová konstanta řádově $RC \approx 10^{-4}$ s. Pro $C=10\text{pF}$ je potřeba rezistor o $R = 10^7 \Omega$. Takový rezistor však zabírá plochu kolem $10^6 \mu\text{m}^2$, což je téměř 10% průměrné plochy čipu integrovaného obvodu. Je vidět, že zatímco na tvorbě časové konstanty se podílejí oba prvky symetricky, zabírané plochy na čipu jsou v poměru 1:50.

Druhým nepříjemným faktorem je, že kapacitory vyrobené na čipu technologií CMOS jsou nelineární. Navíc výroba kapacitorů a rezistorů je s přesností 5-20%. Celková chyba časové konstanty RC může být až 40%. Tato chyba navíc závisí na teplotě a úrovni signálu, který je tímto obvodem zpracováván. Zde přichází na řadu obvody se spínanými kapacitami. Negativní vlastnosti plně integrovaných filtrů vyrobených technologií CMOS jsou odstraněny náhradou tlustovrstvých rezistorů rezistory syntetickými - obvody se spínanými kapacitami.

2.2 Teorie činnosti SC obvodů

Princip činnosti obvodu se spínaným kapacitorem (dále jen SC) spočívá v náhradě klasického rezistoru prvkem syntetickým – SC. Kapacitor ve spolupráci s periodicky řízenými spínači je zapojen tak, že se ze vstupní brány nabíjí a mimo tuto bránu se vybíjí. Tím simuluje tepelné ztráty stejně velké jako tepelné ztráty, které vzniknou na klasickém rezistoru, který je připojený ke vstupní bráně trvale. Způsobů zapojení kapacitorů a spínačů je mnoho. Na obr. 2.1. je princip simulace rezistoru navržený Maxwellem. Jeho zvláštností je, že na rozdíl od dnes používaných principů je proud odebírán ve všech spínacích fázích. Pro výrobu plně integrovaných filtrů technologií CMOS se toto zapojení nehodí. Na velikost simulovaného rezistoru mají velmi velký vliv parazitní kapacity mezi elektrodami kapacitoru a substrátem, jež mohou nabývat až 30% kapacity původního kapacitoru.

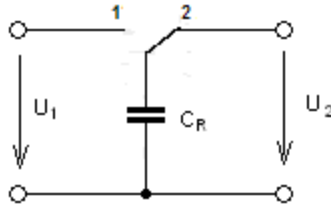


Obr. 2.1: Maxwellovo zapojení SC (převzato z [1])

Jiný možný způsob simulace rezistoru pomocí kapacitoru a spínačů je na obr. 2.2 Zapojení je klasické s jedním přepínačem. Kapacitor se ve fázi 1 nabíjí ze vstupní brány a ve fázi 2 se vybíjí do výstupní brány. Hodnota simulovaného rezistoru je dána vztahem (2.1),

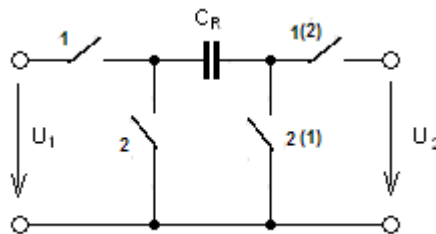
$$R = \frac{2 \cdot T}{C_R} = \frac{T_S}{C_R} \quad [\Omega] \quad (2.1)$$

kde $T_S = 2 \cdot T$ je opakovací perioda spínání.



Obr. 2.2: Simulace rezistoru s jedním přepínačem (převzato z [1])

Na obr. 2.3 je zapojení SC se dvěma přepínači. Také u tohoto zapojení je ze vstupní brány proud odebírán jen ve fázi 1 a ve fázi 2 se vybíjí do výstupní brány. Toto zapojení umožňuje volbou fázování spínačů měnit polaritu náboje injektovaného do následných obvodů a tím také znaménko odporu simulovaného rezistoru. Za předpokladu, že obě „živé“ krajní svorky jsou připojeny na tvrdé napětí zdroje, nebo virtuální nulu operačního zesilovače, je toto zapojení necitlivé na parazitní kapacity. Toto zapojení je tedy vhodné pro výrobu integrovaných filtrů technologií CMOS se SC. Také v tomto případě je hodnota simulovaného rezistoru dána vztahem (2.1).



Obr. 2.3: Simulace rezistoru se dvěma přepínači (převzato z [1])

Nyní se podíváme, co jsme získali náhradou tlustovrstvého rezistoru spínaným kapacitorem. Použijeme-li vzorkovací frekvenci 100kHz, je rezistor hodnoty $R=10^7\Omega$ simulován kapacitorem, podle zapojení z obr. 2.3, kapacitou $C_R = T_S / R = 1\text{pF}$. Z předchozího výkladu již víme, že takovýto kapacitor zabírá na čipu plochu $2000\mu\text{m}^2$. V porovnání s původním tlustovrstvým rezistorem stejné hodnoty je to 500 krát méně. Z uvedeného vyplývá významná úspora plochy čipu.

Druhým negativem integrovaných obvodů vyrobených technologií MOS byla značná nepřesnost kapacitorů. Jak již bylo uvedeno, je to 5-20%. Podíváme-li se např. na časovou konstantu filtru, bude nyní dána vztahem

$$RC = T_S \frac{C}{C_R} \quad (2.2)$$

Závisí na vzorkovací periodě T_S , která může být řízena přesně ze stabilního oscilátoru a poměru dvou kapacit, který lze realizovat s přesností 0.05-1%. Kapacity jsou umístěny na stejném čipu a většina zdrojů chyb je ovlivňuje současně. Poměr kapacit je tedy téměř nezávislý na změnách teploty a stárnutí čipu.

Ze vztahu (2.2) vyplývá důležitá informace o pozoruhodné vlastnosti filtrů s obvodů SC. Odpor simulovaného rezistoru lze plynule měnit změnou vzorkovací frekvence. Budeme-li takto řídit všechny spínané kapacitory ve filtru, pak to znamená možnost přeladování filtru signálem – vzorkovací frekvencí, tj. posuv

frekvenční charakteristiky po frekvenční ose beze změny tvaru této charakteristiky. Této významné vlastnosti *SC* filtrů se v praxi v hojně míře využívá.

Doposud jsme se zmiňovali jen o výhodách, které nám přináší náhrada pevného rezistoru spínaným kapacitorem. Z minulosti je známo, že s každou výhodnou vlastností přichází také nevýhoda v některé jiné oblasti. Náhrada pevného rezistoru jeho spínaným ekvivalentem není plnohodnotná. Zatímco filtr *ARC* pracuje spojitě v čase, filtr *SC* pracuje impulsivně. V důsledku prudkého přebíjení mají napětí v *SC* filtru schodovitý charakter. Jestliže je vzorkovací frekvence daleko vyšší než frekvence zpracovávaného signálu, není tento schodovitý efekt vzorkování významný. Doporučuje se relace $f_{PRAC} / f_S = 1/50$ až $1/100$. U některých aplikací je potřeba výstupní signál *SC* filtru vyhladit klasickým *nf* filtrem. Další principiální nevýhodou *SC* filtrů oproti *ARC* filtrům je, že v důsledku vzorkování procházejícího signálu musí být splněna podmínka Nyquistova vzorkovacího teorému

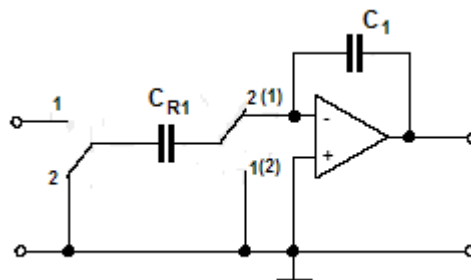
$$f_{PRAC} < \frac{f_S}{2}, \quad (2.3)$$

kde f_{PRAC} je frekvence zpracovávaného signálu a f_S je vzorkovací frekvence.

Budeme-li předpokládat, že v integrovaných obvodech se *SC* se hodnoty pracovních kapacit pohybují kolem 5pF a odpor spínače *CMOS* v sepnutém stavu je asi 1kΩ, pak časová konstanta přebíjení vychází kolem 5ns. Uvážíme-li, že doba potřebná na plné nabití kapacitoru je asi 7 výše zmíněných časových konstant, zjistíme že současné integrované *SC* obvody vyrobené technologií *CMOS* mohou být navrženy pro vzorkovací frekvence $f_S = 1/T_S$ do jednotek MHz. V případě, že chceme omezit vliv efektu vzorkování – schodovitý charakter výstupního signálu, musíme volit $f_{PRAC} = f_S / 50$ až $f_S / 100$. Pak dostáváme hranici frekvence zpracovávaného signálu řádově kolem 100kHz.

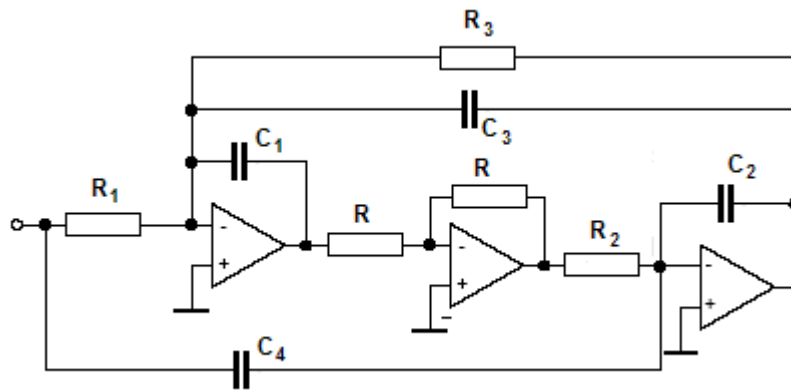
2.3 SC obvody v aktivních filtrech

K jednoduchým metodám návrhu *SC* filtrů dle analogového prototypu patří náhrada všech klasických rezistorů jejich spínanými ekvivalenty. Tato metoda není mnohdy optimální. Na obr. 2.4 je zapojení invertujícího integrátoru [2], jež je potom základní částí takovýchto filtrů. V tomto integrátoru je použito nejčastěji používané zapojení *SC* obvodu dle obr. 2.3.

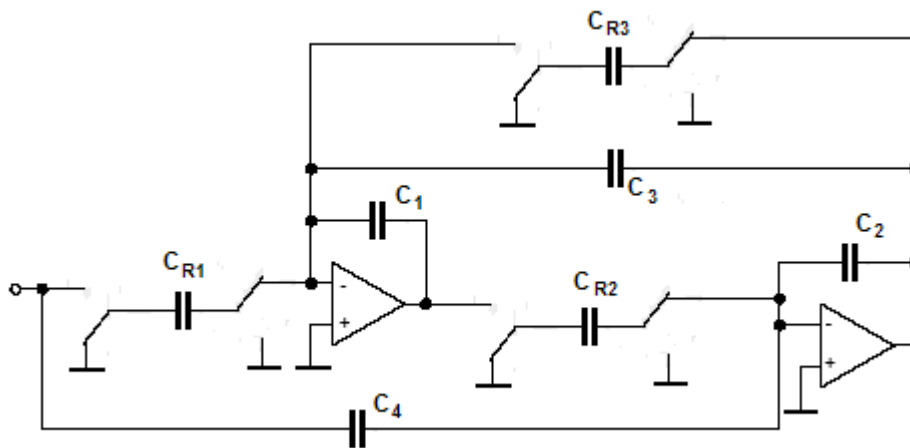


Obr. 2.4: Invertující integrátor s *SC*

Na obr. 2.5 je známé zapojení eliptické dolní propustí 2. řádu se třemi operačními zesilovači. Prostřední zesilovač slouží jako invertor a spolu s posledním zesilovačem tvoří neinvertující integrátor. Sledujeme-li signál na výstupu prvního nebo druhého zesilovače, chová se filtr jako pásmová propust. Na obr. 2.6 je odvozené zapojení SC filtru. Rezistory R_1 , R_2 a R_3 jsou nahrazeny syntetickými ekvivalenty - spínanými kapacitami C_{R1} , C_{R2} a C_{R3} . Jejich kapacity se spočítají dle vztahu (2.1). Vhodným fázováním spínačů u kapacitoru C_{R2} vytvoříme neinvertující integrátor a prostřední operační zesilovač - invertor můžeme vypustit. Toto celé zapojení bude správně pracovat jen v tom případě, pokud budou spínače u jednotlivých nahrazovaných rezistorů správně fázovány, tj. budou spínat ve správných fázích. Otázka fázování je velice komplikovaná.



Obr. 2.5: Zapojení eliptického ARC filtru 2. řádu (převzato z [1])



Obr. 2.6: Ekvivalentní SC filtr (převzato z [1])

Z výše uvedeného by mohl vzniknout mylný názor, že SC filtry jsou jen zvláštní odnoží filtrů analogových, z nichž vznikají náhradou klasických rezistorů rezistory syntetickými - spínanými kapacitami. Zapojení s SC obvody vykazují řadu jedinečných vlastností, jejichž popis nepatří do kategorie klasických analogových obvodů. Za mnohá zapojení s SC obvody nelze nalézt adekvátní analogový ekvivalent

2.4 Možnosti použití integrovaných SC filtrů

Nyní se budeme zabývat možnostmi a způsobem použití integrovaných SC filtrů. V současné době vyráběné integrované obvody umožňují některou z následujících možností.

- a) Použijeme některý z integrovaných filtrů, jehož frekvenční charakteristika a další parametry vyhovují našim požadavkům.
- b) Filtr sestavíme z integrovaných SC bloků 2.řádu.
- c) Filtr sestojíme z diskretních součástek.

K významným výrobcům integrovaných SC filtrů patří společnosti *Linear Technology* a *MAXIM*. Jejich výrobky je možné uspořádat do následujících kategorií.

- 1) **Filtry s pevně definovaným průběhem frekvenční charakteristiky** s možností přeladování změnou spínací frekvence, bez potřeby použití externích součástek [3].

Integrované obvody patřící do této skupiny mají interní generátory spínacího signálu, ale za účelem přeladování mohou být buzeny z vnějšího generátoru. Obvody společnosti *MAXIM* jsou charakteristické tím, že frekvence interního spínacího generátoru je poloviční oproti frekvenci externího generátoru. Součástí integrovaného obvodu bývá operační zesilovač s nezapojenými vývody, z něhož lze sestavit jednoduchý filtr a použít jako antialiasingový před vlastní SC filtr a nebo za něj na vyhlazení vzorkovacího efektu. Do této skupiny patří obvody MAX291-7.

- 2) **Filtry 2. řádu programovatelné z mikroprocesoru** s možností přeladování změnou spínací frekvence, bez potřeby použití externích součástek [4].

Do této skupiny patří integrované obvody MAX260/261/262. Pouzdro obsahuje dvojici filtrů 2.řádu. Parametry f_0 , f_s / f_0 a Q je před použitím potřeba naprogramovat přes paralelní port osobního počítače. Bloky je možné použít ke kaskádní syntéze filtru vyššího řádu. Pomocí 6 bitů lze nastavit rozsah pracovní frekvence f_0 od 0,01Hz do 140kHz. Q lze nastavit pomocí 7 bitů v rozmezí 0,5 až 90. Maximální spínací frekvence je 4MHz.

- 3) **Filtry 2. řádu programovatelné pomocí pinů** s možností přeladování změnou spínací frekvence, bez potřeby použití externích součástek [5].

Také v této skupině jsou obvody společnosti *MAXIM* a to MAX263/264/267/268. Princip je stejný jako u předchozí skupiny jen s tím rozdílem, že parametry dvojice filtrů 2. řádu se nastavují ošetřením příslušných vývodů binárním slovem. Typy MAX267/268 jsou určeny pro realizaci pásmových propustí a pouzdra obsahují navíc nezapojený operační zesilovač. Pracovní frekvenci f_0 je možné volit pomocí 5 bitů od 0,4Hz do 140kHz. Jakost Q lze volit pomocí 7 bitů v rozmezí 0,5 až 90. Maximální spínací frekvence je 4MHz.

- 4) **Filtry 2. řádu programovatelné pomocí pinů a změnou rezistoru** s možností přeladování změnou spínací frekvence a s nutností použití externích rezistorů [6].

Do této skupiny patří obvody MAX265/266. Také tyto obvody obsahují dvojici filtrů 2.řádu. Šestibitovým řídicím slovem se nastavuje poměr f_s / f_0 pro každou

sekcii. Přenosová funkce filtru se nastavuje vnějšími rezistory. Maximální pracovní frekvence f_0 je 140kHz u obvodu MAX266.

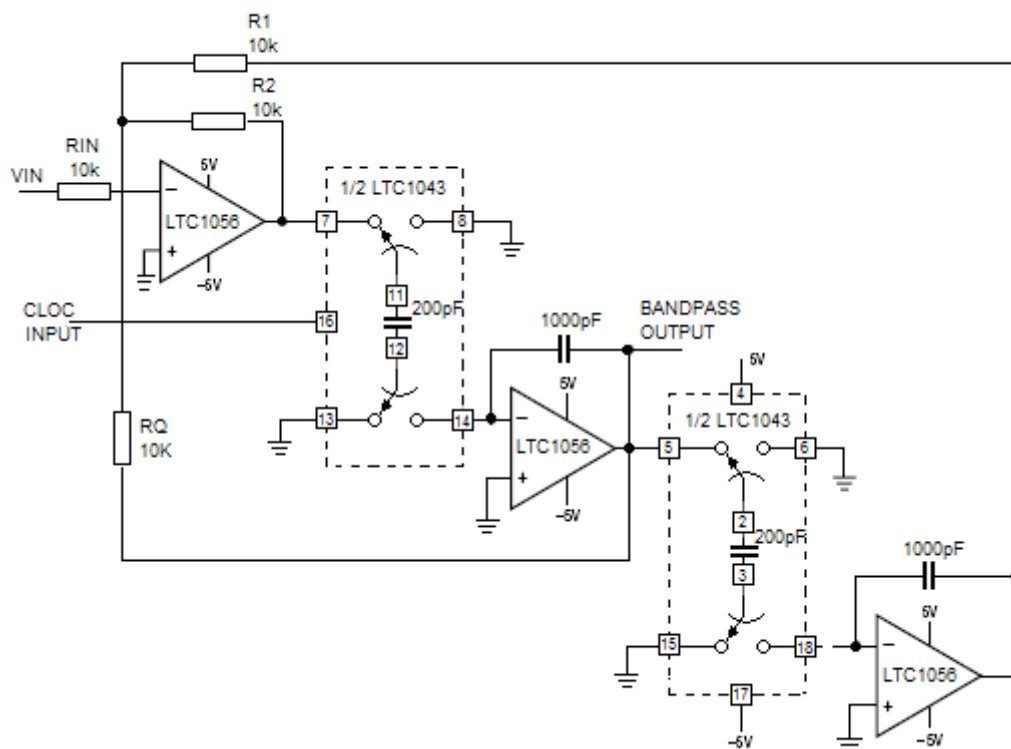
5) **Filtry 2. řádu programovatelné změnou rezistoru** s možností přeladování změnou spínací frekvence a s nutností použití externích rezistorů [7].

Stejně jako předcházející obvody mají i tyto obvody v jednom pouzdrů dvojice SC integrátorů se stejnými časovými konstantami, které lze nastavovat spínací frekvencí. Typ přenosové funkce a činitel jakosti Q se musí nastavit vnějšími rezistory a vhodnou volbou vstupu a výstupu. Do této skupiny patří obvody společnosti *Linear Technology* LTC1059, LTC1060/1061/1064. Obvody jsou odlišné počtem dvojic integrátorů (1 až 4). První obvod má navíc nezapojený operační zesilovač. Bloky lze přeladovat v rozmezí 0,1Hz až 140kHz. Maximální vzorkovací frekvence je 7MHz. Volbou logické úrovně na příslušném pinu lze přepínat poměr f_s / f_0 100:1 a 50:1.

6) **Multifunkční stavební blok LTC1043** určený pro konstrukci obvodů s SC [8].

Tento integrovaný obvod obsahuje čtyři přesné nábojově vyvážené spínače. Součástí obvodu je generátor spínacího signálu. Spínače je možno spínat z externího zdroje frekvence do 5MHz. V zapojení s kvalitními operačními zesilovači, např. LTC1056, můžeme jednoduše realizovat filtry a také jiné obvody, u kterých se využívá principu spínaných kapacitorů.

Na obr. 2.7 je příklad zapojení pásmové propusti s obvodem LTC1043 ve spojení s OZ LTC1056.



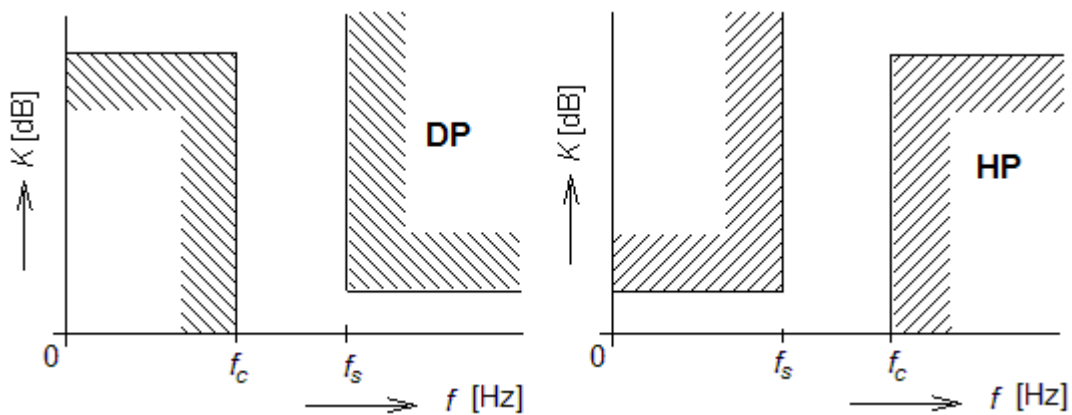
Obr. 2.7: Příklad zapojení pásmové propusti s OZ LTC1056 a obvodem LTC1043

3 Teorie filtrů

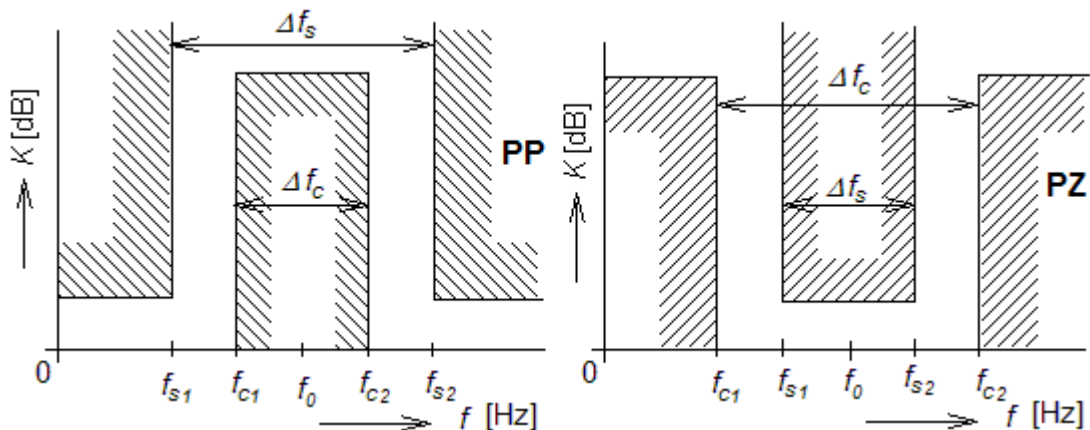
Při návrhu univerzálního filtru realizovaného ze stavebních bloků se spínanými kapacitami realizovaných v integrovaném obvodu budeme vycházet z teorie návrhu klasických filtrů. Zde jsou uvedeny vybrané části teorie návrhu, které budou v další části použity.

3.1 Druhy filtrů dle tvaru přenosové frekvenční charakteristiky

Na obrázcích 3.1 a 3.2 jsou toleranční pásma pro horní propust *HP*, dolní propust *DP*, pásmovou propust *PP* a pásmovou zadrž *PZ*. Všechny tyto typy filtrů má umožnit realizovat navrhovaný univerzální filtr.



Obr. 3.1: Toleranční pole dolní propusti *DP* a horní propusti *HP*



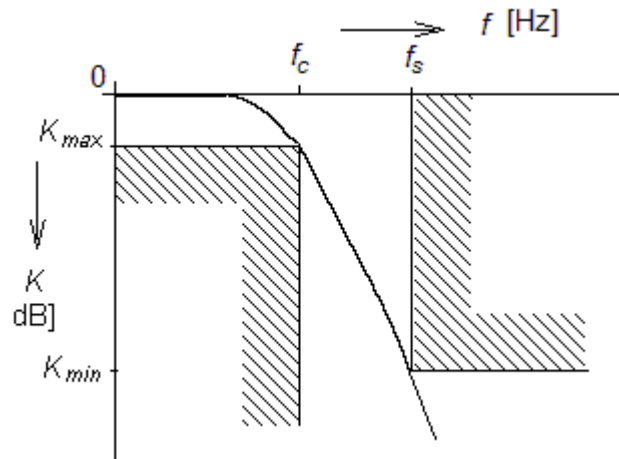
Obr. 3.2: Toleranční pole pásmové propusti *PP* a pásmové zadrž *PZ*

3.2 Druhy filtrů dle typu aproximace

Podle průběhu frekvenční charakteristiky v propustném pásmu, v pásmu potlačení a dále podle strmosti této charakteristiky v tolerančním pásmu, druhu aproximace, dělíme filtry na:

a) Filtry s Butterworthovou aproximací

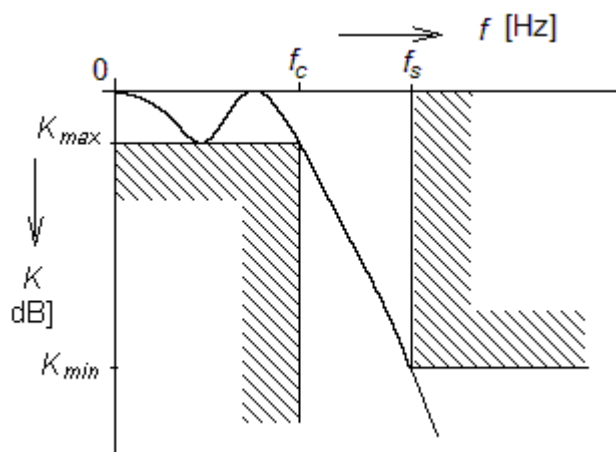
Tato polynominální aproximace má plochou frekvenční charakteristiku v propustné oblasti jak je vidět na obr. 3.3. Používá se tam, kde je potřeba nulové zvlnění v propustném pásmu.



Obr. 3.3: Filtr s Butterworthovou aproximací

b) Filtry s Čebyševovou aproximací

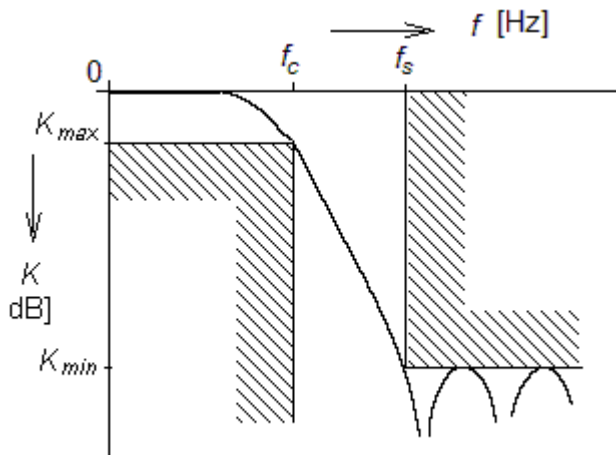
Tato aproximace je izoextremální. V propustném pásmu jsou Čebyševovy charakteristiky zvlněné, jsou však poněkud strmější než Butterworthovy. Zde vyhoví nižší řád filtru než u Butterworthova typu.



Obr. 3.4: Filtr s Čebyševovou aproximací

c) Filtry s inverzní Čebyševovou aproximací

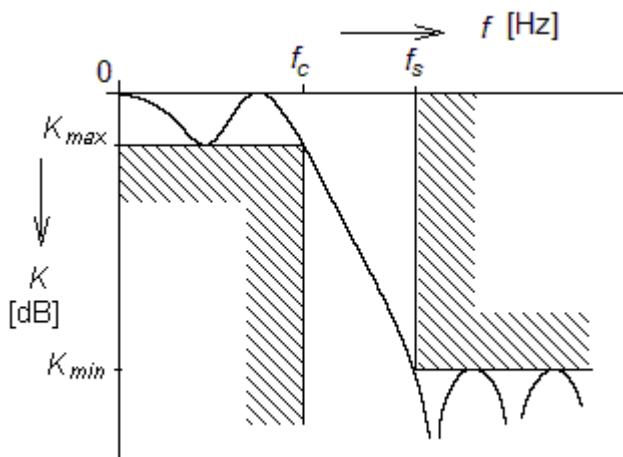
Tento typ má podobné vlastnosti jako typ Čebyševův, jen s tím rozdílem, že charakteristika není zvlněna v propustném pásmu, ale v pásmu potlačení.



Obr. 3.5: Filtr s inverzní Čebyševovou aproximací

d) Filtry s Cauerovou aproximací

Tato aproximace má nejstrmější charakteristiku. Má zvlnění v propustné části charakteristiky a několik nulových bodů v pásmu potlačení. Těmto filtrům se říká také eliptické.



Obr. 3.6: Filtr s Cauerovou aproximací

3.3 Normování na NDP

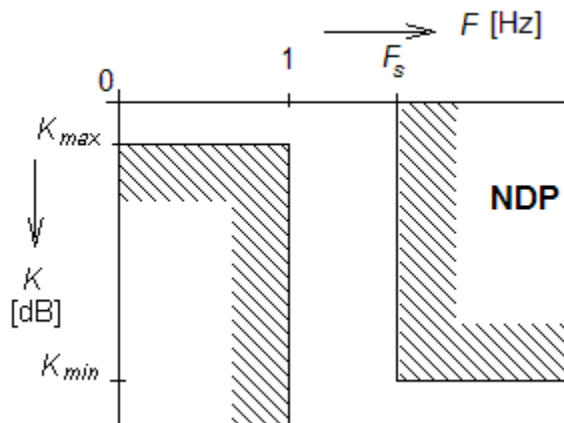
Pro snadnější návrh zavádíme ve filtrech normování na *NDP*. Nejčastěji normujeme k mezní frekvenci f_c , ale lze normovat i ke střední frekvenci f_0 nebo k frekvenci potlačení f_s . Na obr. 3.8 až obr. 3.11 jsou zobrazeny transformace tolerančních polí filtrů typu *DP*, *HP*, *PP* a *PZ* na toleranční pole *NDP* [9],[10].

V případě zadání šířky pásma Δf u geometricky souměrných *PP* nebo *PZ*, musíme vypočítat dolní a horní mezní frekvenci f_c nebo frekvenci potlačení f_s podle následujícího vztahu

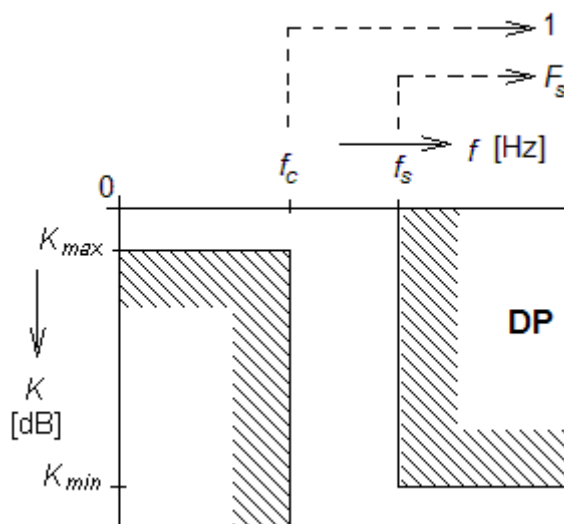
$$f_{1,2} = \sqrt{f_0^2 + \left(\frac{\Delta f}{2}\right)^2} \pm \frac{\Delta f}{2} \quad (3.1)$$

Jen u velmi úzkého frekvenčního pásma Δf lze nahradit geometrickou souměrnost jednodušší souměrností aritmetickou

$$f_{1,2} = f_0 \pm \frac{\Delta f}{2} \quad (3.2)$$

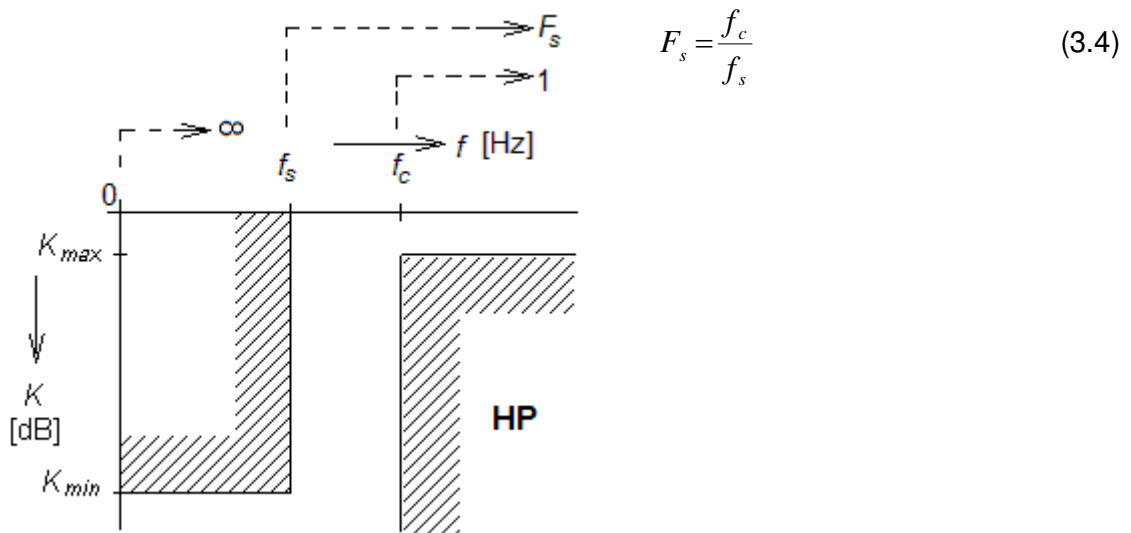


Obr. 3.7: Normovaná dolní propust NDP 1Hz

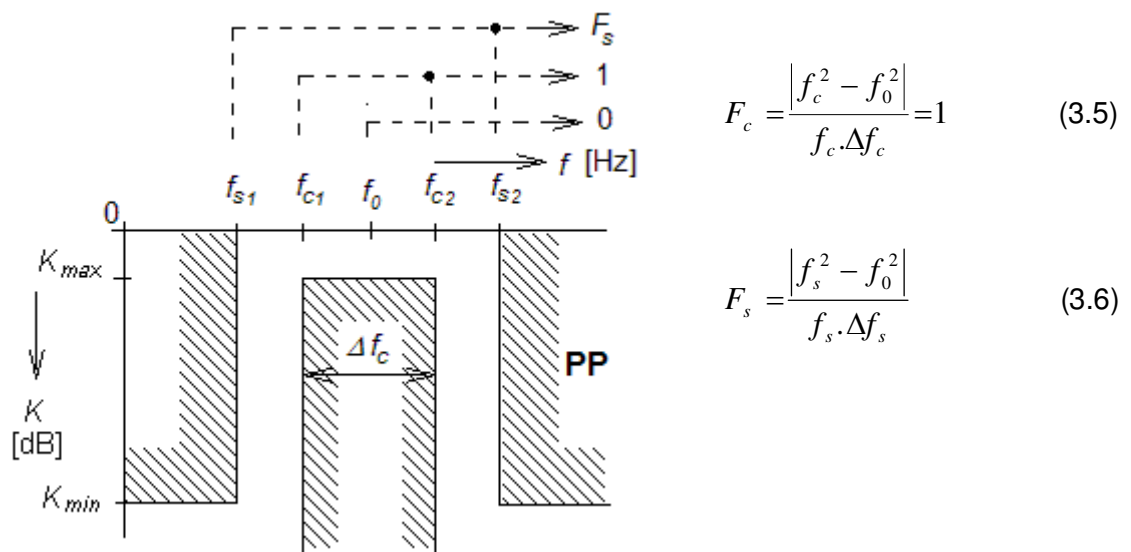


$$F_s = \frac{f_s}{f_c} \quad (3.3)$$

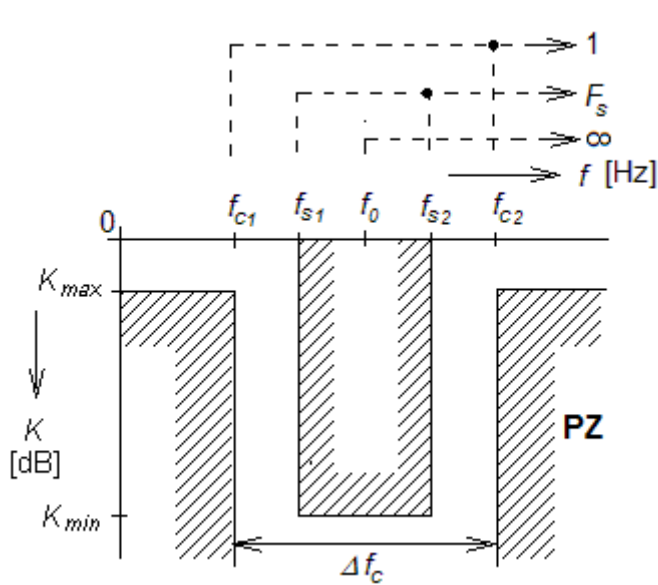
Obr. 3.8: Transformace dolní propusti na NDP



Obr. 3.9: Transformace horní propusti na NDP



Obr. 3.10: Transformace pásmové propusti na NDP



$$F_c = \frac{f_c \cdot \Delta f_c}{|f_c^2 - f_0^2|} = 1 \quad (3.7)$$

$$F_s = \frac{f_s \cdot \Delta f_s}{|f_s^2 - f_0^2|} \quad (3.8)$$

Obr. 3.11: Transformace pásmové zadržky na NDP

3.4 Určení řádu NDP

Hlavní pomocnou veličinou pro určení řádu je činitel selektivity.

$$\text{Pro } NDP \quad k = \frac{F_s}{F_c}; \quad \text{pro } DP \quad k = \frac{f_s}{f_c}; \quad \text{pro } HP \quad k = \frac{f_c}{f_s}. \quad (3.9)$$

Podle zvoleného typu filtru (aproximace) určíme další pomocné veličiny:

$$\text{Útlumový činitel} \quad d = \frac{10^{A_c/10} - 1}{10^{A_s/10} - 1}. \quad (3.10)$$

$$\text{Doplňkový faktor} \quad k_d = \sqrt[4]{1 - k^2}. \quad (3.11)$$

$$\text{Modulární činitel} \quad q = q_0 + 2q_0^5 + 15q_0^9 + 15q_0^{13} \quad \text{kde} \quad q = \frac{1 - k_d}{2 + k_d}. \quad (3.12)$$

Z výše uvedených veličin spočítáme pro zvolenou aproximaci filtru řád NDP dle následujících vztahů.

Filtr s Butterworthovou aproximací

$$n \geq \frac{\log d}{2 \log k}. \quad (3.13)$$

Filtr s Čebyševovou aproximací

$$n \geq \frac{\operatorname{arccosh} \sqrt{d}}{\operatorname{arccosh}(k)}. \quad (3.14)$$

Filtr s Caurovou aproximací

$$n \geq \frac{\log 16d}{\log(q^{-1})}. \quad (3.15)$$

Další možností, mnohdy jednodušší, je použít pro určení řádu NDP nomogramy [9].

3.5 Odnormování NDP

Pro zapojení filtru se spínanými kapacitami bude použita kaskádní syntéza stavebních bloků *SC*. Parametry jednotlivých bloků *NDP* pro kaskádní syntézu (F_0, F_N, \bar{Q}) najdeme pro určený řád (n) a zvolenou aproximaci v tabulkách podle [9],[10].

NDP n -tého řádu se může skládat z jednoho bloku *NDP* 1. řádu a z několika *NDP* 2. řádu a v případě eliptických filtrů i z několika *NDPN*. Tyto bloky jsou popsány těmito vztahy:

NDP 1.řádu

$$K(s) = \frac{\Omega_0}{s + \Omega_0}, \quad (3.16)$$

NDP 2.řádu

$$K(s) = \frac{\Omega_0^2}{s^2 + \frac{\Omega_0}{\bar{Q}}s + \Omega_0^2}, \quad (3.17)$$

NDPN 2.řádu

$$K(s) = \frac{\Omega_0^2 + s^2 \frac{\Omega_N^2}{\Omega_0^2}}{s^2 + \frac{\Omega_0}{\bar{Q}}s + \Omega_0^2}, \quad (3.18)$$

kde Ω_0 je frekvence pólů a Ω_N je frekvence nulových bodů *NDP*, normovaný k mezní frekvenci f_c nebo střední, tedy rezonanční frekvenci f_0 filtru.

V dalším kroku transformujeme *NDP* na požadovaný typ filtru dle následujících vztahů.

Transformace **NDP** na **DP**.

$$\bar{f}_0 = F_0 \cdot f_c; \quad \bar{f}_N = F_N \cdot f_c; \quad \bar{Q} = \hat{Q} \quad (3.19)$$

kde pruhem jsou označené parametry jednotlivých sekcí, bez pruhu celého filtru a stříškou parametry *NDP*.

Transformace **NDP** na **HP**.

$$\bar{f}_0 = \frac{f_c}{F_0}; \quad \bar{f}_N = \frac{f_c}{F_N}; \quad \bar{Q} = \hat{Q} \quad (3.20)$$

Transformace **NDP** na **PP**.

a) Transformace *NDP* 1.řádu na *PP* 2. řádu.

$$\bar{f}_0 = f_0; \quad \bar{Q} = \frac{f_0}{F_0 \cdot B} \quad (3.21)$$

b) Transformace *NDP* 2.řádu na *PP* 4.řádu - $2 \times PP$ 2. řádu.

$$\bar{f}_{01} = f_0 / k_F; \quad \bar{f}_{02} = f_0 \cdot k_F; \quad \bar{Q} = \bar{Q}_1 = \bar{Q}_2; \quad K_{01} = K_{02} = \bar{K}_0 \quad (3.22)$$

$$\alpha = \frac{2 \cdot F_0}{B \cdot F_{0n}}; \quad \bar{Q} = \frac{\hat{Q}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \alpha^2 + \sqrt{(1 + \alpha^2)^2 - \frac{\alpha^2}{\hat{Q}^2}}} \quad (3.23)$$

$$k_F = \frac{\bar{Q}}{\alpha \cdot \hat{Q}} + \sqrt{\left(\frac{\bar{Q}}{\alpha \cdot \hat{Q}}\right)^2 - 1}; \quad \bar{K}_0 = \sqrt{\bar{Q}^2 \left(k_F - \frac{1}{k_F}\right) + 1} \quad (3.24)$$

c) Transformace *NDP* 2.řádu na *PP* 4.řádu - *DP* 2. řádu + *HP* 2. řádu.
Parametry dvou různých podsekcí určujeme stejně jako v bodě *b*. Pro výpočet přenosu K_0 zde platí vztah

$$K_{01} = K_{02} = \frac{\bar{K}_0}{\bar{Q}} \sqrt{\frac{\bar{\omega}_{02}}{\bar{\omega}_{01}}}. \quad (3.25)$$

Transformace **NDP** na **PZ**.

a) Transformace *NDP* 1.řádu na *PZ* 2. řádu.

$$\bar{f}_0 = f_0; \quad \bar{Q} = \frac{f_0 \cdot F_0}{B} \quad (3.26)$$

b) Transformace *NDP* 2.řádu na *PZ* 4.řádu - *DPN* 2. řádu + *HPN* 2. řádu.

Parametry pólů dvou eliptických podsekcí jsou

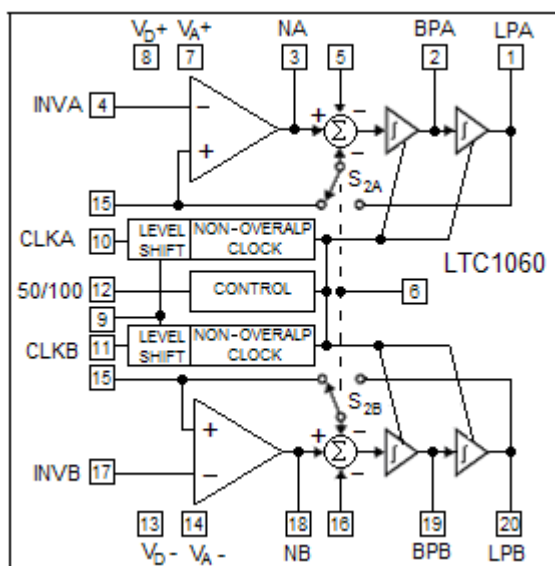
$$\bar{f}_{01} = f_0 / k_F, \quad \bar{f}_{02} = f_0 \cdot k_F, \quad \bar{Q} = \bar{Q}_1 = \bar{Q}_2, \quad \bar{K}_0 = 1 \quad (3.27)$$

Zbývající parametry podsekcí určujeme stejně jako u *PP* v bodě *b*. Jen pro α platí vztah

$$\alpha = \frac{2 f_0 \cdot F_0}{B}. \quad (3.28)$$

4 Návrh zapojení filtru

Pro návrh univerzálního filtru se spínanými kapacitami bude použit obvod LTC1060, vyráběný firmou Linear Technology. Tento obvod má v pouzdru dvě sekce A a B v každé z nich je jeden blok SC 2. řádu. Každý blok je tvořen dvěma integrátory, sumačním členem a invertorem. Podrobněji je funkce těchto obvodů popsána v kapitole 2.4. Vnitřní uspořádání je na obr. 4.1. V každé sekci lze realizovat zapojením externích rezistorů kombinace filtrů typu *DP*, *HP*, *PP* nebo *PZ*. Kaskádní syntézou je možné vytvořit z obou sekcí, opět pomocí externích rezistorů, filtr 4.řádu požadované aproximace. Obvod pracuje se spínací frekvencí do 1,5MHz. Poměr frekvencí f_S/f_{PRAC} lze volit 50 nebo 100. Obvod je napájen souměrným napětím $\pm 5V$ a nemá integrován interní oscilátor.



Obr. 4.1: Vnitřní uspořádání obvodu LTC1060 (převzato ze [7])

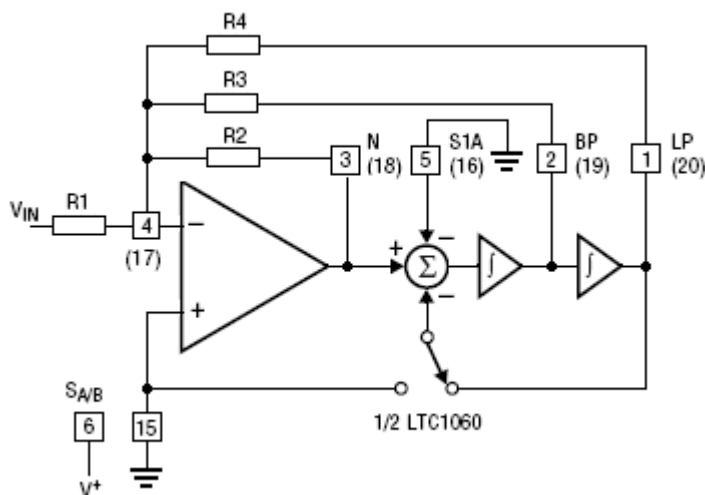
Návrh zapojení vychází z doporučeného zapojení uvedeného v „datasheetu“ [7] tohoto obvodu. Těchto zapojení je zde několik typů. Výrobci těchto typů obvodů je obvykle označují mód 1 až 4. Navrhované zapojení umožní realizovat mód 2, 3 a 3a. Zapojením v módu 2 lze realizovat *DP*, *PP* a *PZ*, obr. 4.2, zapojením v módu 3 potom *DP*, *HP* a *PP*, obr. 4.3. Pro možnost současné realizace *DP*, *HP*, *PP* a *PZ* je zapojení v módu 3a, obr. 4.4, doplněno operačním zesilovačem LT1006. Je zapojen na výstupu sekce B. Tuto sekci lze zapojit samostatně jako filtr 2. řádu. V případě kaskádního zapojení je vstup filtru přiveden na vstup sekce A. Některým z rezistorů R_5 , R_6 nebo R_7 jsou sekce propojeny do kaskády a výstupy jsou vyvedeny ze sekce B jako LP-B, HP-B a BP-B a nebo přes některý z rezistorů R_{15} , R_{16} nebo R_{17} a operační zesilovač na výstup OUT-B/N.

Vztahy pro výpočet externích součástek u módu 2.

$$f_0 = \frac{f_{CLK}}{100(50)} \sqrt{1 + \frac{R_2}{R_4}}; \quad f_n = \frac{f_{CLK}}{100(50)}; \quad Q = \frac{R_3}{R_2} \sqrt{1 + \frac{R_2}{R_4}} \quad (4.1)$$

$$H_{0DP} = \frac{-R_2/R_1}{1 + (R_2 + R_4)}; \quad H_{0PP} = -\frac{R_3}{R_1}; \quad (4.2)$$

$$H_{0N1}(f \rightarrow 0) = \frac{-R_2/R_1}{1 + (R_2 + R_4)}; \quad H_{0N2}(f \rightarrow \frac{f_{CLK}}{2}) = -\frac{R}{R_1}$$



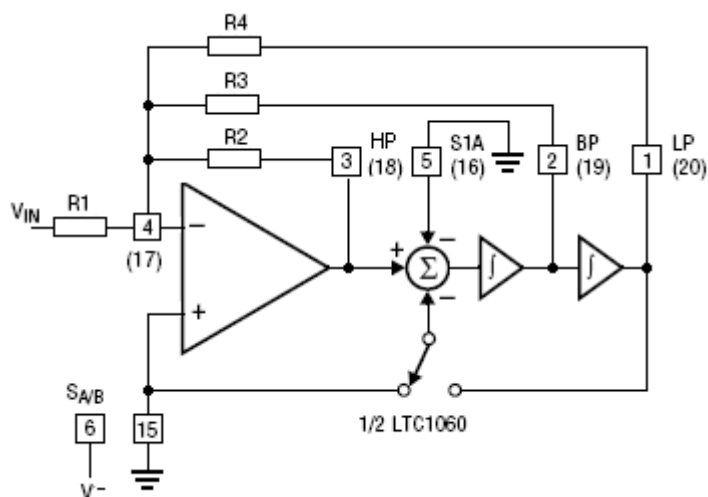
Obr. 4.2: Schéma zapojení pro mód 2 (převzato ze [7])

U módu 2 je výstup 2. integrátoru přiveden zpět do sumátoru. To je zajištěno kladným napětím na pinu 6. Filtř typu *PZ* je zde vytvořen uvnitř funkčního bloku.

Vztahy pro výpočet externích součástek u módu 3.

$$f_0 = \frac{f_{CLK}}{100(50)} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}; \quad Q = \frac{R_3}{R_2} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (4.3)$$

$$H_{0HP} = -\frac{R_2}{R_1}; \quad H_{0PP} = -\frac{R_3}{R_1}; \quad H_{0DP} = -\frac{R_4}{R_1} \quad (4.4)$$



Obr. 4.3: Schéma zapojení pro mód 3 (převzato ze [7])

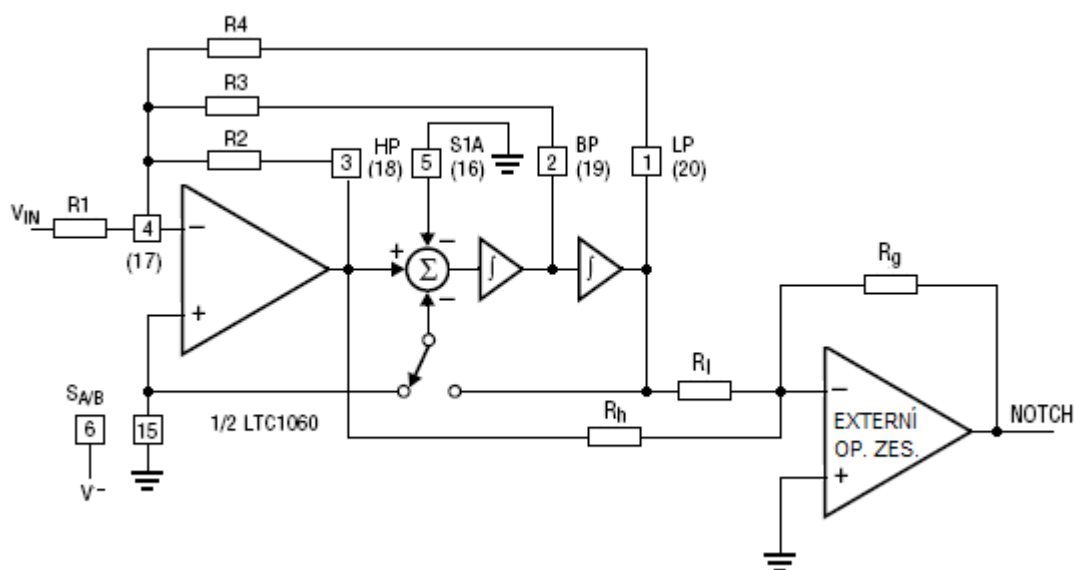
Vztahy pro výpočet externích součástek u módu 3a.

$$f_0 = \frac{f_{CLK}}{100(50)} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}; \quad f_N = \frac{f_{CLK}}{100(50)} \sqrt{\frac{R_H}{R_L}}; \quad Q = \frac{R_3}{R_2} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \quad (4.5)$$

$$H_{0HP} = -\frac{R_2}{R_1}; \quad H_{0PP} = -\frac{R_3}{R_1}; \quad H_{0DP} = -\frac{R_4}{R_1} \quad (4.6)$$

$$H_{0N1}(f \rightarrow 0) = \frac{R_G}{R_L} \cdot \frac{R_4}{R_1}; \quad H_{0N2}(f \rightarrow \frac{f_{CLK}}{2}) = \frac{R_G}{R_L} \cdot \frac{R_2}{R_1}; \quad (4.7)$$

$$H_{0N}(f = f_0) = Q \left(\frac{R_G}{R_L} \cdot H_{0DP} - \frac{R_G}{R_H} \cdot H_{0HP} \right); \quad Q = \frac{R_3}{R_2} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}}$$



Obr. 4.4: Schéma zapojení pro mód 3a (převzato ze [7])

K návrhu filtru je možno přistoupit ze dvou pohledů. Pokud budeme uvažovat univerzální filtr s tím, že potřebný kmitočet f_0 budeme nastavovat změnou f_{CLK} , lze použít všechny externí rezistory se stejnou hodnotou např. $10k\Omega$. V zapojení podle módu 3a je možné potom současně demonstrovat všechny typy filtrů tj. *DP*, *HP*, *PP* a také *PZ*. Přenos na všech výstupech, kromě pásmové zadržky, je dle vztahů (4.7) roven 1. V případě pásmové zadržky je roven 0. U takto navrženého filtru ale nemáme možnost ovlivňovat strmost přenosové charakteristiky v tolerančním pásmu filtru a její zvlnění v propustném pásmu a nebo v pásmu potlačení.

5 Návrh pásmové propusti

V této části je uveden druhý pohled na návrh filtru se spínanými kapacitami, který vychází z návrhu klasického ARC filtru v kaskádním zapojení. Z údajů, které po výpočtu odečteme z tabulek [9] pro zvolený typ aproximace a povolené zvlnění v propustném pásmu a požadované potlačení, spočítáme hodnoty externích součástek pro zvolený mód zapojení obvodu LT1060.

5.1 Zadání pásmové propusti

Aproximace: Butterworth

Zadání tolerančního pole:

- frekvence středu propustného pásma $f_0 = 420\text{Hz}$
- šířka propustného pásma $B = 50\text{Hz}$
- dovolené zvlnění v propustném pásmu $\Delta K = 3\text{dB}$
- šířka pásma potlačení $B_s = 300\text{Hz}$
- požadované potlačení $K_s = 30\text{dB}$

Ze zadaných údajů spočítáme patřičné frekvence, které charakterizují PP.

Výpočet mezních frekvencí:

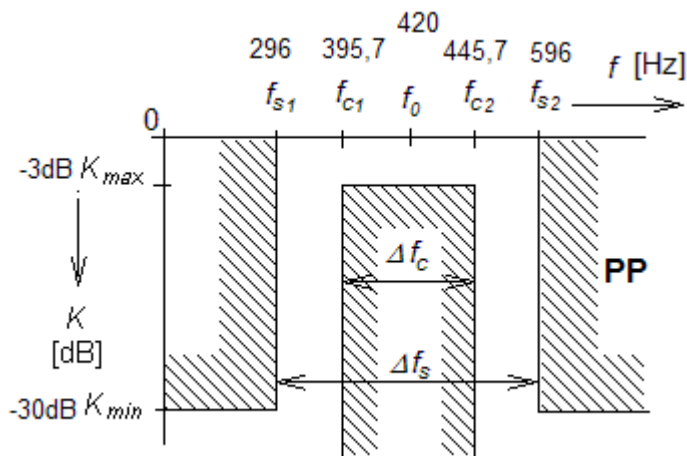
$$f_{c1,2} = \sqrt{f_0^2 + \left(\frac{\Delta f}{2}\right)^2} \pm \frac{\Delta f}{2} = \sqrt{420^2 + \left(\frac{50}{2}\right)^2} \pm 25 = 420,7 \pm 25$$

$$f_{c1} = 445,7 \text{ Hz} ; f_{c2} = 395,7 \text{ Hz}$$

Výpočet frekvencí potlačení:

$$f_{s1,2} = \frac{\sqrt{B_p^2 + 4 \cdot f_0^2} \pm B_p}{2} = \frac{\sqrt{300^2 + (4 \cdot 420^2)} \pm 300}{2} = \frac{891,96 \pm 300}{2}$$

$$f_{s1} = 296 \text{ Hz} ; f_{s2} = 596 \text{ Hz}$$



Obr. 5.1: Toleranční pásmo navrhované pásmové propusti

5.2 Normování na NDP, stanovení řádu

V dalším kroku provedeme normování frekvencí *PP* na *NDP*. Vybereme užší z obou možných kanálů.

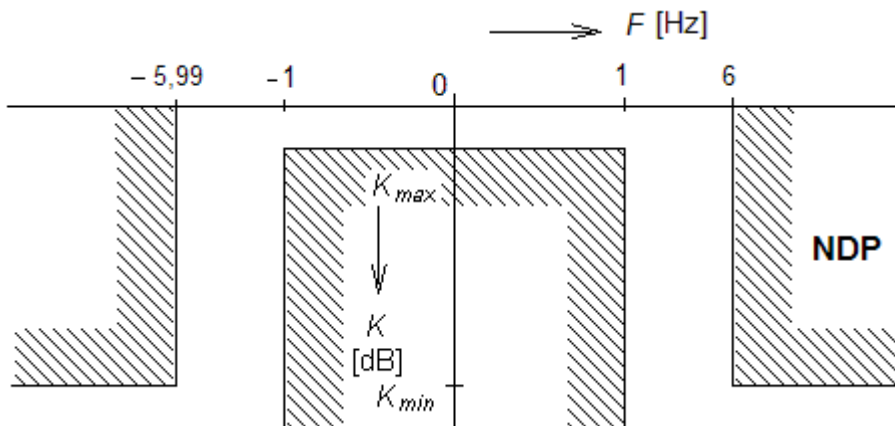
$$F_{c1,2} = \frac{|f_{m2}^2 - f_0^2|}{f_{m2} \cdot \Delta f} = \frac{|445,7^2 - 420^2|}{445,7 \cdot 5} = 1$$

$$F_{s1} = \frac{|f_{p1}^2 - f_0^2|}{f_{p1} \cdot \Delta f} = \frac{|296^2 - 420^2|}{296 \cdot 5} = 5,99$$

$$F_{s2} = \frac{|f_{p2}^2 - f_0^2|}{f_{p2} \cdot \Delta f} = \frac{|596^2 - 420^2|}{596 \cdot 5} = 6$$

Určení činitele selektivity.

$$k = \frac{F_{s2}}{F_{c2}} = \frac{5,99}{1} = 5,99$$

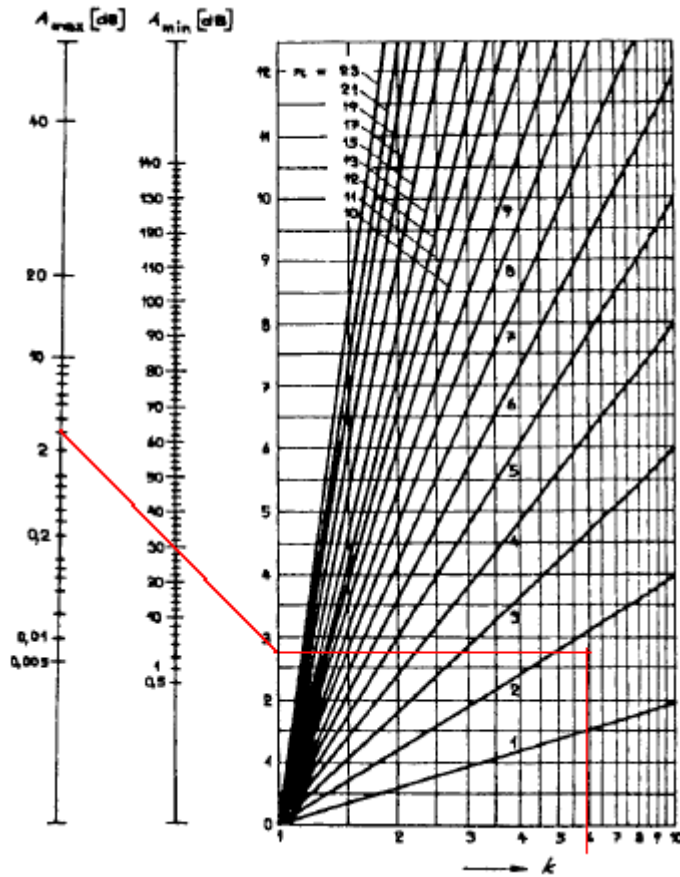


Obr. 5.2: Toleranční pásmo normované dolní propusti

Stanovení řádu *NDP* – aproximace Butterworth

Výpočtem:

$$n \geq \frac{\log \frac{10^{A_p/10} - 1}{10^{A_{zvl}/10} - 1}}{2 \log(F_p)} = \frac{\log 1003,75}{2 \log(6)} = \frac{3}{1,556} = \underline{1,93}$$

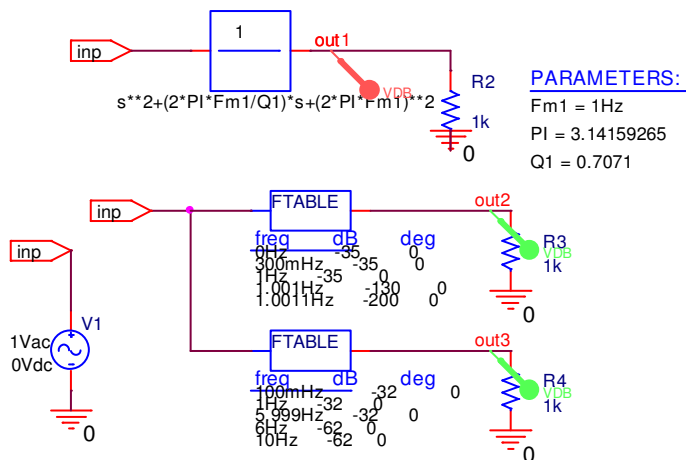


Z grafu

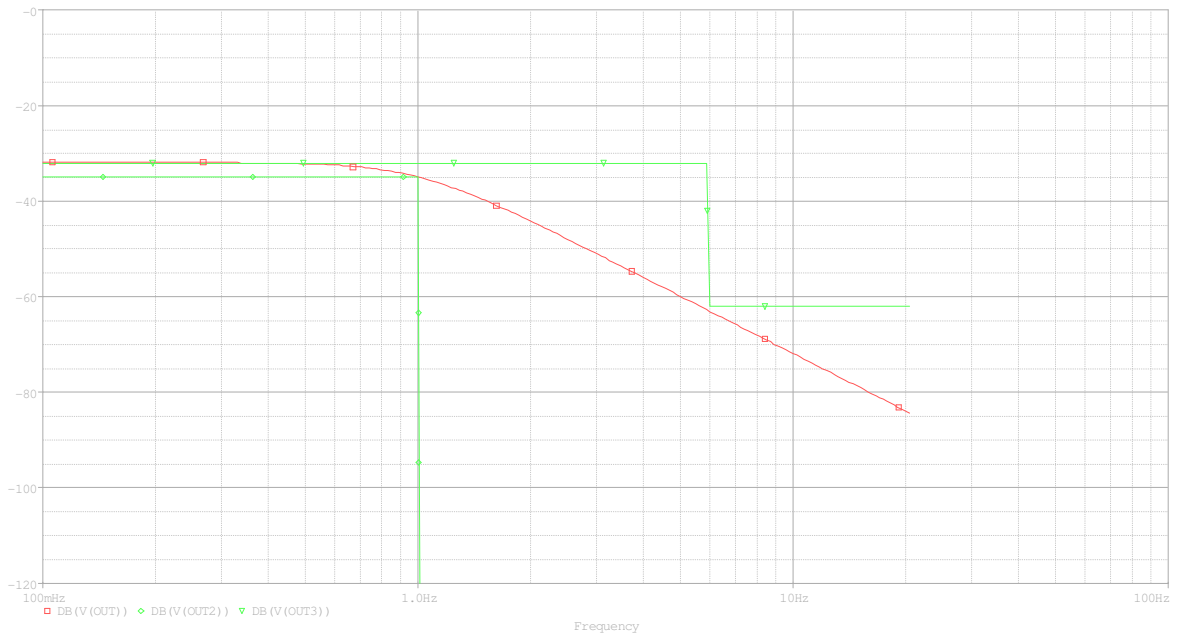
Obr. 5.3: Nomogram pro stanovení řádu NDP (převzato z [9])

Řád *NDP* je 2.

5.3 Kontrolní analýza stanovení řádu NDP v programu PSpice



Obr. 5.4: Zapojení kontrolní analýzy NDP v programu PSpice



Obr. 5.5: Přenosová charakteristika NDP v programu PSpice

Řád *NDP* vyhovuje.

5.4 Odnormování *NDP*

Z tabulky, uvedené v[9],[10], pro Butterworthovu aproximaci odečteme parametry *NDP*

$$\hat{Q} = 0,7071 ; \quad F_{0n} = 1$$

Parametry dvou různě naladěných podsekcí PP jsou:

$$\bar{f}_{01} = f_0 / k_F, \quad \bar{f}_{02} = f_0 \cdot k_F, \quad \bar{Q} = \bar{Q}_1 = \bar{Q}_2, \quad K_{01} = K_{02} = \bar{K}_0$$

$$\alpha = \frac{2 \cdot F_0}{B \cdot F_{0n}} = \frac{2 \cdot 420}{50 \cdot 1} = 16,8$$

$$\begin{aligned} \bar{Q} &= \frac{\hat{Q}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + \alpha^2 + \sqrt{(1 + \alpha^2)^2 - \frac{\alpha^2}{\hat{Q}^2}}} = \frac{0,7071}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1 + 16,8^2 + \sqrt{(1 + 16,8^2)^2 - \frac{16,8^2}{0,7071^2}}} = \\ &= 11,889 \end{aligned}$$

$$k_F = \frac{\bar{Q}}{\alpha \cdot \hat{Q}} + \sqrt{\left(\frac{\bar{Q}}{\alpha \cdot \hat{Q}}\right)^2 - 1} = \frac{11,889}{16,8 \cdot 0,7071} + \sqrt{\left(\frac{11,889}{16,8 \cdot 0,7071}\right)^2 - 1} = 1,043$$

$$\bar{K}_0 = \sqrt{\bar{Q}^2 \left(k_F - \frac{1}{k_F}\right) + 1} = \sqrt{11,889^2 \left(1,043 - \frac{1}{1,043}\right) + 1} = 3,59$$

$$f_{01} = f_0 / k_F = 420 / 1,043 = 403 \text{ Hz}$$

$$f_{02} = f_0 \cdot k_F = 420 \cdot 1,043 = 438 \text{ Hz}$$

5.5 Stanovení hodnot externích rezistorů navrženého zapojení

Na základě údajů získaných odnormováním NDP spočítáme externí rezistory 1. sekce

Zvolíme: $R_2=10\text{k}\Omega$, $f_{CLK} = 100\text{kHz}$.

Ze vztahu pro výpočet f_{01} vypočteme R_4 .

$$f_{01} = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \Rightarrow R_4 = \frac{R_2}{\left(\frac{100f_{01}}{f_{CLK}}\right)^2} = \frac{10 \cdot 10^3}{\left(\frac{100 \cdot 403}{100 \cdot 10^3}\right)^2} = 61,7\text{k}\Omega$$

Ze vztahu pro jakost vypočteme R_3 .

$$Q = \frac{R_3}{R_2} \sqrt{\frac{R_2}{R_4}} \Rightarrow R_3 = \frac{QR_2}{\sqrt{\frac{R_2}{R_4}}} = \frac{11,889 \cdot 10 \cdot 10^3}{\sqrt{\frac{10 \cdot 10^3}{61,7 \cdot 10^3}}} = \frac{118,89 \cdot 10^3}{0,403} = 295,3\text{k}\Omega$$

Ze vztahu pro přenos vypočteme R_1 .

$$K_{0BP} = -\frac{R_3}{R_1} \Rightarrow R_1 = \frac{R_3}{K_{0BP}} = \frac{295,3 \cdot 10^3}{3,59} = 82,2\text{k}\Omega$$

Obdobně spočítáme externí rezistory 2. sekce

$R_{12} = 10\text{k}\Omega$.

Ze vztahu pro výpočet f_{01} vypočteme R_{14} .

$$f_{02} = \frac{f_{CLK}}{100} \sqrt{\frac{R_{12}}{R_{14}}} \Rightarrow R_{14} = \frac{R_{12}}{\left(\frac{100f_{02}}{f_{CLK}}\right)^2} = \frac{10 \cdot 10^3}{\left(\frac{100 \cdot 438}{100 \cdot 10^3}\right)^2} = 52,1\text{k}\Omega$$

Ze vztahu pro jakost vypočteme R_{13} .

$$Q = \frac{R_{13}}{R_{12}} \sqrt{\frac{R_{12}}{R_{14}}} \Rightarrow R_{13} = \frac{QR_{12}}{\sqrt{\frac{R_{12}}{R_{14}}}} = \frac{11,889 \cdot 10 \cdot 10^3}{\sqrt{\frac{10 \cdot 10^3}{52,1 \cdot 10^3}}} = \frac{118,9 \cdot 10^3}{0,438} = 271,4\text{k}\Omega$$

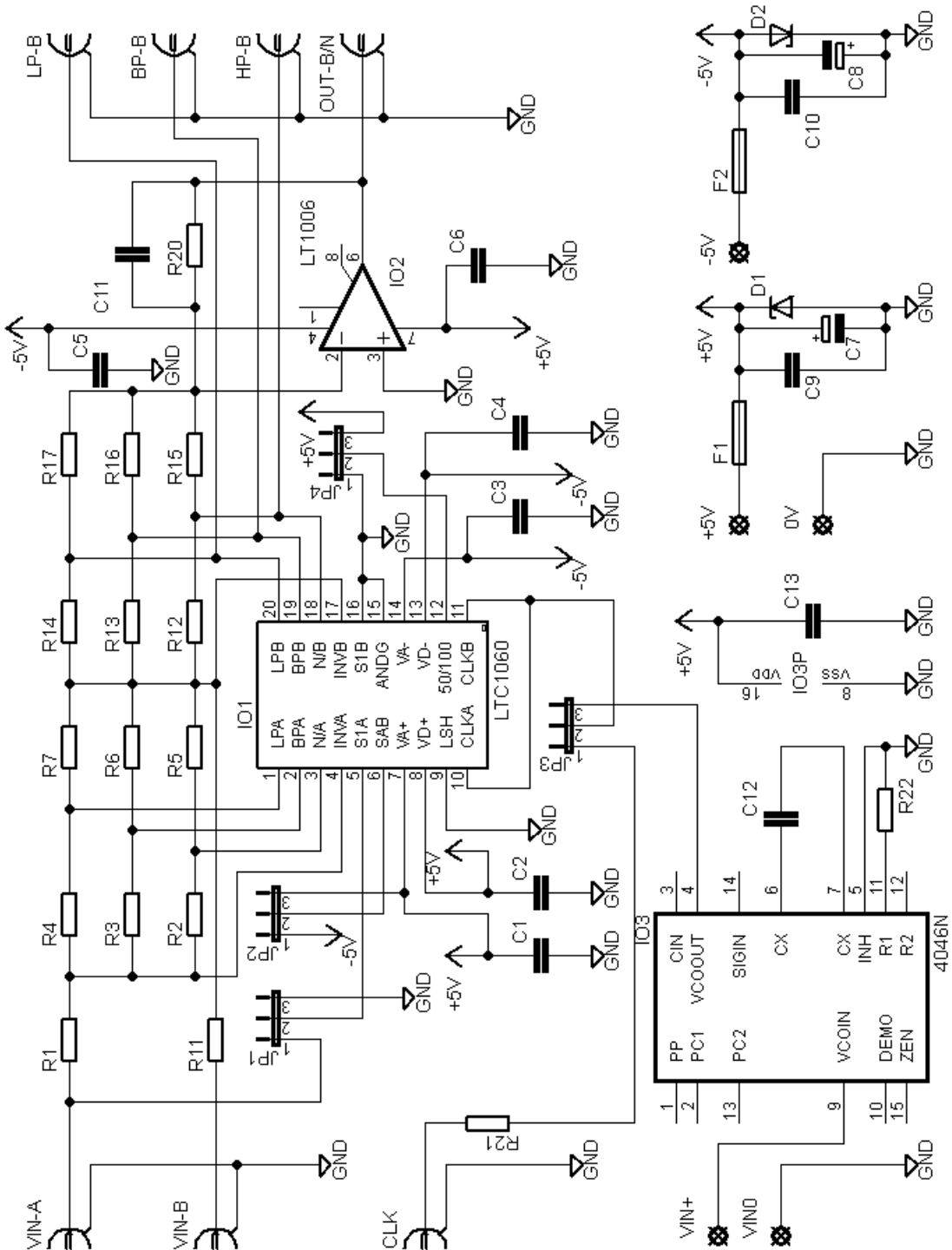
Ze vztahu pro přenos vypočteme R_6 .

$$K_{0BP} = -\frac{R_{13}}{R_6} \Rightarrow R_6 = \frac{R_{13}}{K_{0BP}} = \frac{271,4 \cdot 10^3}{3,59} = 75,5\text{k}\Omega$$

	$R1(R6)$	$R2(R12)$	$R3(R13)$	$R4(R14)$
Sekce1	82,2kΩ	10kΩ	295,3kΩ	61,7Ω
Sekce2	75,5kΩ	10kΩ	271,4kΩ	52,1kΩ

Tab. 5.2: Hodnoty externích rezistorů pro obě sekce

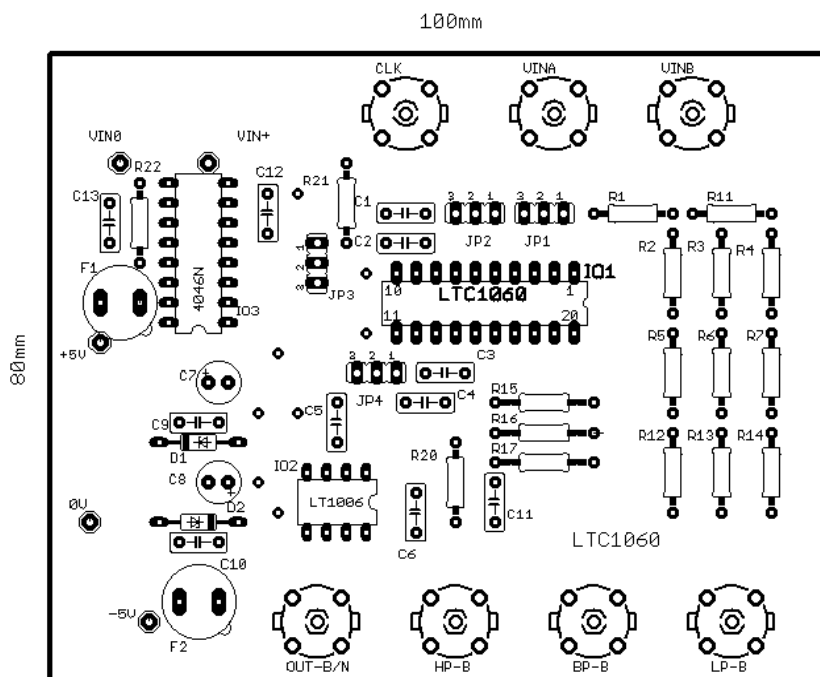
6 Schéma zapojení a návrh desky plošných spojů



Obr. 6.1: Schéma zapojení navrženého filtru

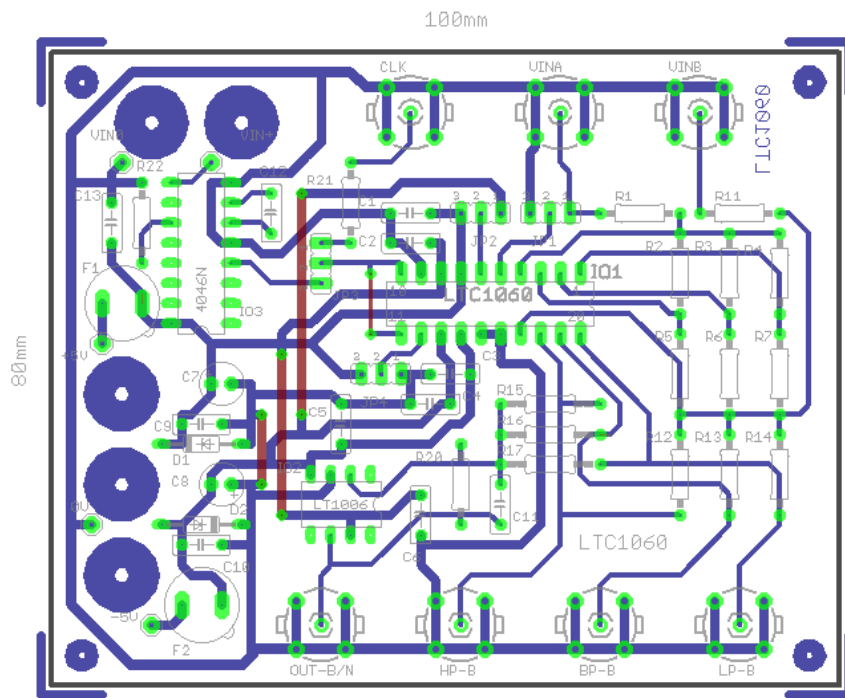
Na obr. 6.1 je schéma zapojení navrženého univerzálního filtru se spínanými kapacitami. Pomocí rezistorů R_1 až R_7 a R_{11} až R_{17} lze nastavit požadovaný tvar výstupní charakteristiky filtru, tak jak bylo uvedeno v předešlých kapitolách. V zapojení jsou použity 4 přepínače - jampery JP1 až JP4. V každé sekci obvodu LTC1060 je sumátor se dvěma vstupy. Přepínačem JP2 se zapíná jeden vstup pro oba současně. V sekci B je druhý vstup sumátoru trvale uzemněn. V sekci A se přepíná přepínačem JP1 na vstup a nebo se uzemňuje. Přepínačem JP3 se přepíná zdroj spínací frekvence. Přepínačem JP4 se volí poměr f_s/f_{PRAC} 100 nebo 50. Zapojení je rozšířeno o zdroj spínací frekvence. Je použit VCO oscilátor z obvodu 4046. Změnou řídicího napětí pro oscilátor VCO v rozsahu 0V až +5V lze měnit výstupní frekvenci generátoru od 10kHz do 1,5MHz i více dle hodnot kapacitou C_{12} a rezistoru R_{22} . Navržený filtr lze potom plynule přeladovat od několika desítek Hz do 14 kHz.

Zapojení je vybaveno ochranou proti přepólování napájecího napětí. Tuto ochranu tvoří rychlé pojistky F_1 a F_2 a Zenrovy diody D_1 a D_2 .

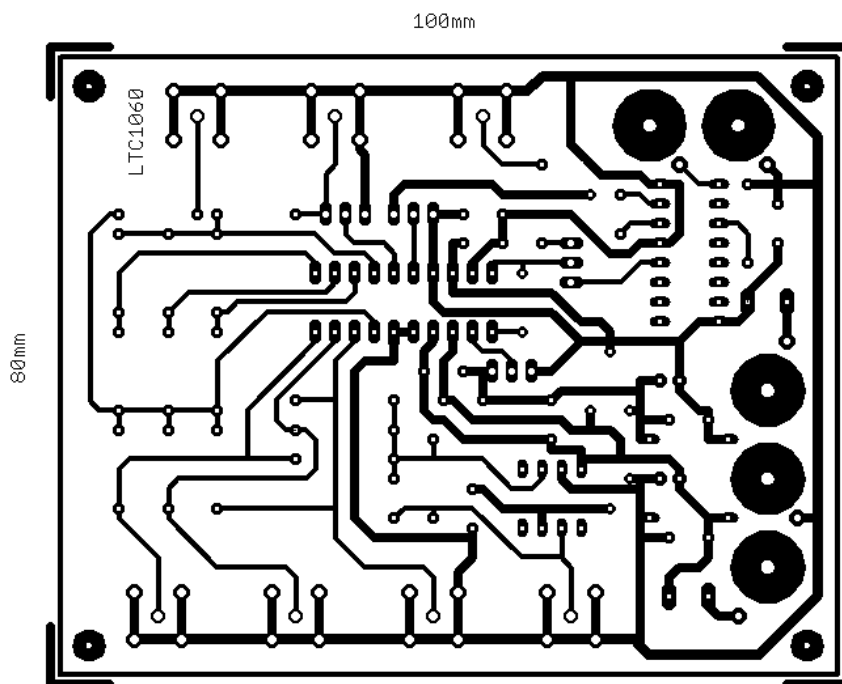


Obr. 6.2: Osazovací plán součástek

Deska plošných spojů je navržena v programu „Eagle“. Je použita jednostranná deska o rozměrech 80 x 100 mm, navržena ve vrstvě „Bottom“. Rozmístění a osazovací plán součástek je na obr. 6.2. Na obr. 6.3 jsou zobrazeny drátové propoje, které budou vedeny ze strany součástek. Na obr. 6.4 je plošný spoj navrženého filtru, pohled ze strany spojů.



Obr. 6.3: Osazovací plán součástek včetně spojů



Obr. 6.4: Plošný spoj

Rozpis použitých součástek

IO1	LTC1060CN	univerzální dvojitý SC filtr
IO2	LT1006	operační zesilovač
IO3	4060N	PPL závěs
D1	6V2	Zenerova dioda 2W
D2	6V2	Zenerova dioda 2W
R1	10k Ω	rezistor 0,5W; E24;
R2	10k Ω	rezistor 0,5W; E24;
R3	10k Ω	rezistor 0,5W; E24;
R4	10k Ω	rezistor 0,5W; E24;
R5	10k Ω	rezistor 0,5W; E24;
R6	10k Ω	rezistor 0,5W; E24;
R7	10k Ω	rezistor 0,5W; E24;
R11	10k Ω	rezistor 0,5W; E24
R12	10k Ω	rezistor 0,5W; E24
R13	10k Ω	rezistor 0,5W; E24
R14	10k Ω	rezistor 0,5W; E24
R15	10k Ω	rezistor 0,5W; E24
R16	10k Ω	rezistor 0,5W; E24
R17	10k Ω	rezistor 0,5W; E24
R20	10k Ω	rezistor 0,5W; E24
R21	1k Ω	rezistor 0,5W; E24
R22	5,6k Ω	rezistor 0,5W; E24
C1	100nF	keramický kapacitor
C2	100nF	keramický kapacitor
C3	100nF	keramický kapacitor
C4	100nF	keramický kapacitor
C5	100nF	keramický kapacitor
C6	100nF	keramický kapacitor
C7	20 μ F/20V	elektrolytický kapacitor
C8	20 μ F/20V	elektrolytický kapacitor
C9	100nF	keramický kapacitor
C10	100nF	keramický kapacitor
C12	12pF	keramický kapacitor
C13	100nF	keramický kapacitor
F1	100mA	pojistka
F2	100mA	pojistka
JP1	přepínač „jamper“	
JP2	přepínač „jamper“	
JP3	přepínač „jamper“	
JP4	přepínač „jamper“	
VIN-A	BNC rovný konektor do DPS 50 Ω	
VIN-B	BNC rovný konektor do DPS 50 Ω	
CLK	BNC rovný konektor do DPS 50 Ω	
LP-B	BNC rovný konektor do DPS 50 Ω	
BP-B	BNC rovný konektor do DPS 50 Ω	
HP-B	BNC rovný konektor do DPS 50 Ω	
OUT-B/N	BNC rovný konektor do DPS 50 Ω	

7 Realizace a měření navrženého filtru

7.1 Ověření funkčnosti navrženého zapojení

Před výrobou plošného spoje bylo potřeba ověřit funkčnost navrženého zapojení. Vzhledem k tomu, že simulační programy typu PSpice nemají potřebné knihovny obvodů se spínanými kapacitami a tedy neumožňují simulovat činnost těchto obvodů, byla funkčnost ověřena experimentálně. Filtr byl postaven a oživen na kontaktním poli. Měřením byla částečně ověřena jeho činnost s tím, že zapojení pracuje dle předpokladů a lze je realizovat.

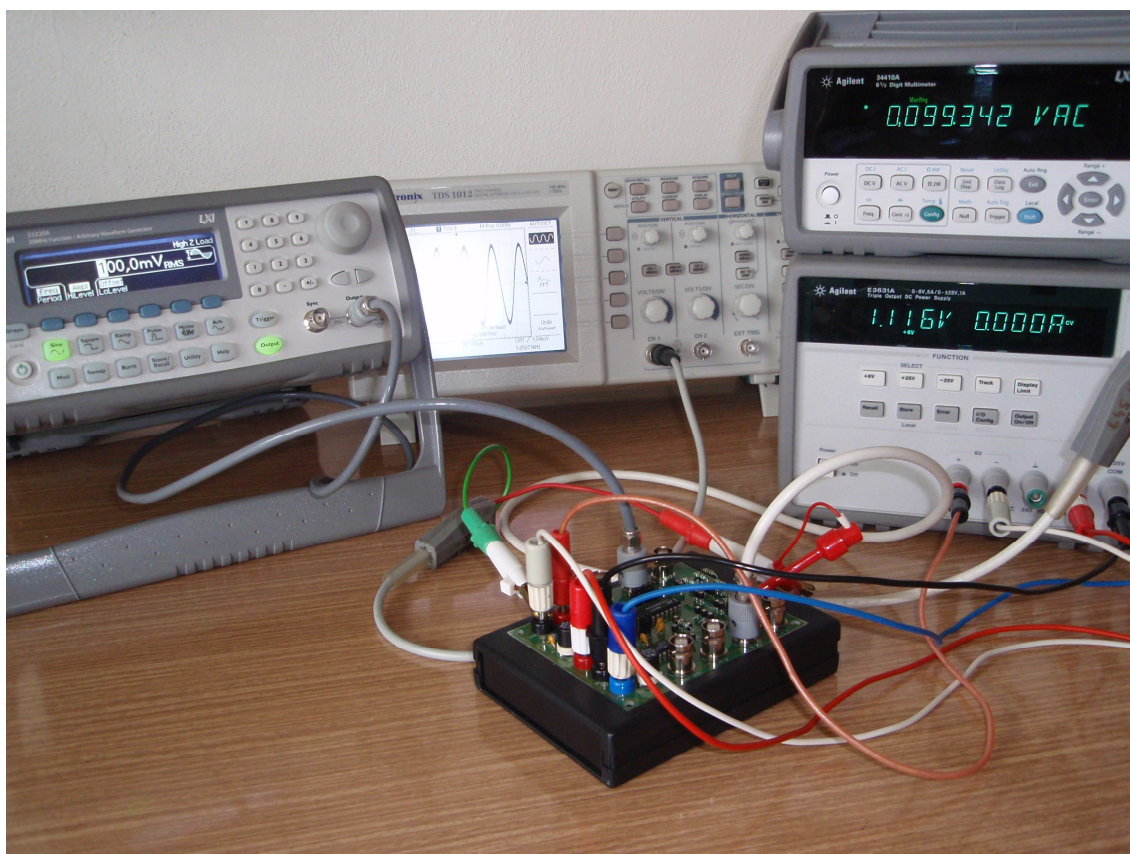
7.2 Realizovaný SC filtr s funkčním blokem LTC1060 a měřicí pracoviště

Na obr. 7.1 je pohled na realizovaný SC filtr s funkčním blokem LTC1060. Osazená deska plošných spojů je vložena do víka plastové krabičky. Tento filtr bude používán ve školní laboratoři k demonstraci činnosti zapojení se spínanými kapacitami.



Obr. 7.1: Pohled na realizovaný filtr s obvodem LTC1060

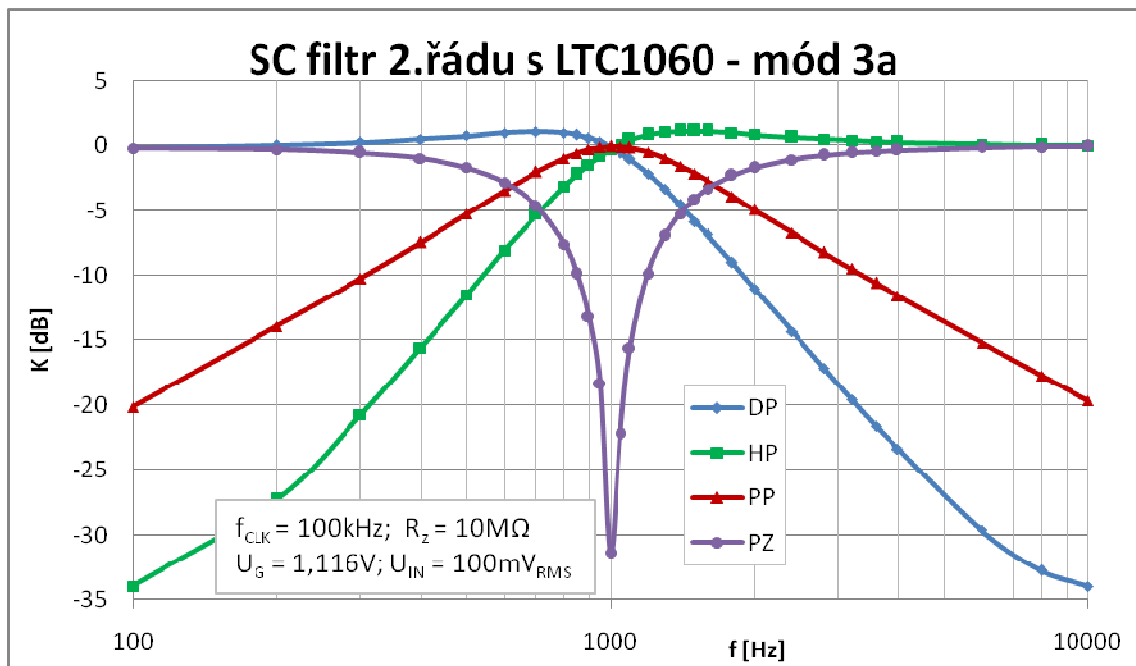
Na obr.7.2 je měřící pracoviště, kde byly proměřeny frekvenční charakteristiky. Toto pracoviště je tvořeno dvojitým napájecím zdrojem Agilent E3631A, generátorem Agilent 33220A LXI a digitálním milivoltmetrem Agilent 34410A LXI. Všechny tyto přístroje mají implementovanou sběrnici IEEE488 a tedy mohou pracovat ve spojení s řídicím počítačem jako automatizované měřící pracoviště, jehož součástí by měl být také měřený filtr se spínanými kapacitami jako objekt měření frekvenčních charakteristik.



Obr. 7.2: Měřící pracoviště ve školní laboratoři

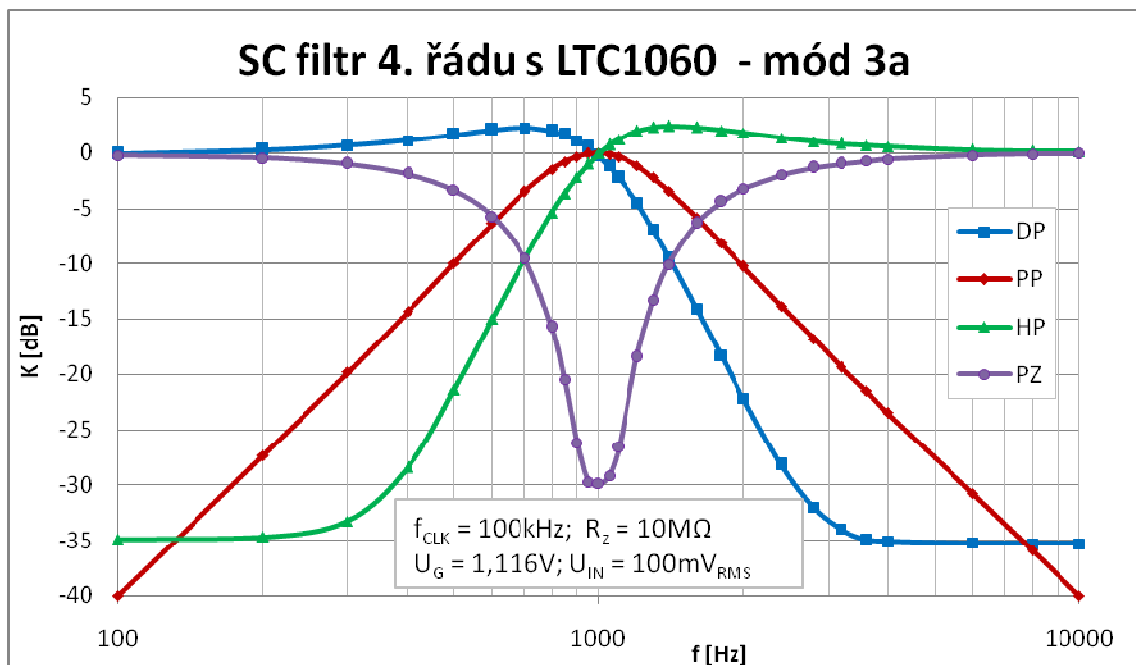
7.3 Měření univerzálního filtru 2. řádu v módu 3a

V zapojení podle obr. 4.4 lze realizovat v sekci B filtry 2.řádu. Vstupní signál je přiveden na vstup B a na výstupech lze současně měřit všechny požadované typy filtrů *DP*, *HP*, *PP* a *PZ*. Všechny externí rezistory mají stejnou hodnotu 10kΩ. Dělicí poměr f_{CLK}/f_0 je 100. Pásmová zádrž je v módu 3a vytvořena součtem *DP* a *HP* a invertována externím operačním zesilovačem LT1006. Průběhy frekvenčních charakteristik pro $f_{CLK}=100\text{kHz}$ a $f_0=1000\text{Hz}$ jsou zobrazeny na obr. 7.3. Průběhy odpovídají předpokladům.



Obr. 7.3: Frekvenční charakteristiky DP, HP, PP a PZ filtru 2. řádu v módu 3a

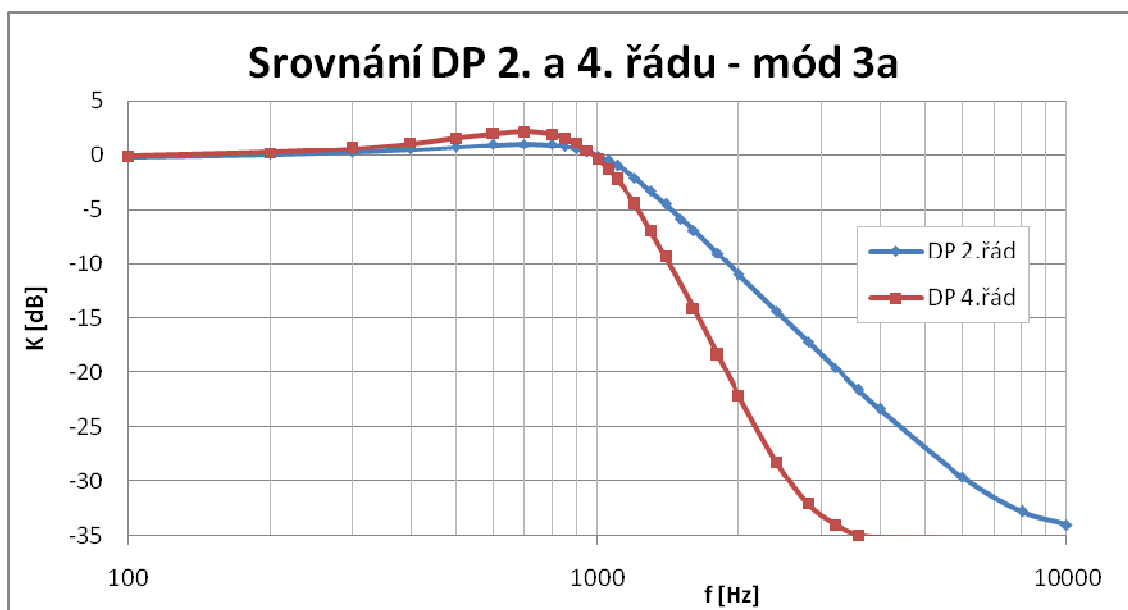
7.4 Měření univerzálního filtru 4. řádu v módu 3a



Obr. 7.4: Frekvenční charakteristiky DP, HP, PP a PZ filtru 4. řádu v módu 3a

Zapojením dvou sekcí z obr. 4.4 do kaskády, lze realizovat filtry 4.řádu. Vstupní signál je přiveden na vstup A. Sekce A a B obvodu LTC1060 je propojena některým z rezistorů R_5 , R_6 nebo R_7 . Na výstupech lze potom postupně měřit všechny

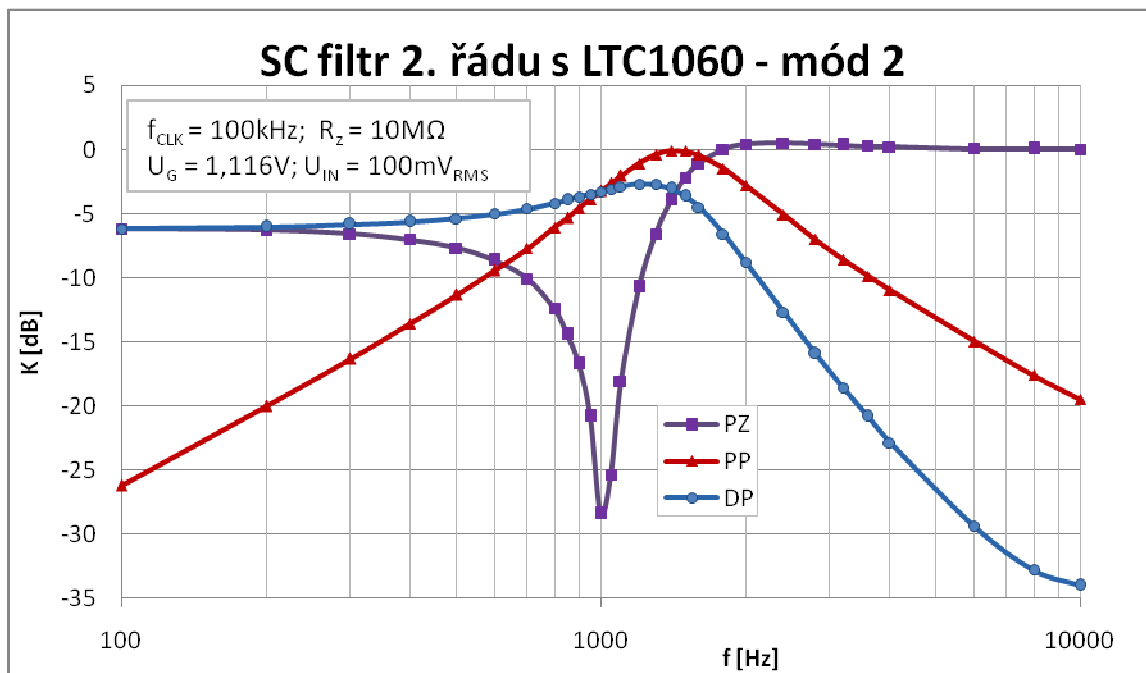
požadované typy filtrů *DP*, *HP*, *PP* a *PZ*. V případě *PZ* je výstup *DP* a *HP* sekce B přiveden přes rezistory R_{15} a R_{17} na vstup OZ LT1006, kde je proveden součet obou signálů a jeho inverze. Všechny externí rezistory mají stejnou hodnotu 10k Ω . Průběhy frekvenčních charakteristik pro $f_{CLK}=100\text{kHz}$ a $f_0=1000\text{Hz}$ jsou zobrazeny na obr. 7.4. Při porovnání např. *DP* a *HP* 2. řádu a 4. řádu je u posledně jmenovaného patrná podstatně větší strmost frekvenční charakteristiky při přechodu z propustného pásma do pásma potlačení. Na obr. 7.5 jsou pro porovnání frekvenční charakteristiky *DP* 2. a 4. řádu.



Obr. 7.5: Porovnání DP 2. a 4. řádu v módu 3a

7.5 Měření univerzálního filtru 2. řádu v módu 2

U předchozích filtrů v módu 3a byl spodní vstup sumátoru obr. 4.4 spojen se zemí. Na přepínači JP2 byly propojeny špičky 1a 2. V zapojení módu 2 je na spodní vstup sumátoru přiveden výstup *DP*. Na přepínači JP2 byly propojeny špičky 2 a 3 dle schéma zapojení na obr. 6.1. Vstupní signál je přiveden na vstup B a na výstupech lze současně měřit typy filtrů *DP*, *PP* a *PZ*. Zde je pásmová zadrž vytvořena součtem uvnitř obvodu. Všechny externí rezistory mají stejnou hodnotu 10k Ω . Dělicí poměr f_{CLK}/f_0 je 100. Průběhy frekvenčních charakteristik pro $f_{CLK}=100\text{kHz}$ a $f_0=1000\text{Hz}$ jsou zobrazeny na obr. 7.6. Na první pohled je patrné, že průběhy jsou jiné než u předchozích filtrů. Výpočtem dle vztahu (4.2) zjistíme, že pro filtry typu *DP* a *PZ* pro $f \rightarrow 0$ je $K = -6\text{dB}$, což odpovídá průběhu z obr. 7.6. Pro filtry typu *DP* a *PP* je dle vztahu (4.1) $f_0 = 1414\text{Hz}$. Také tato hodnota odpovídá průběhu frekvenčních charakteristik z již zmíněného obrázku.



Obr. 7.6: Frekvenční charakteristiky DP, PP a PZ filtru 2. řádu v módu 2

7.6 Porovnání naměřených charakteristik

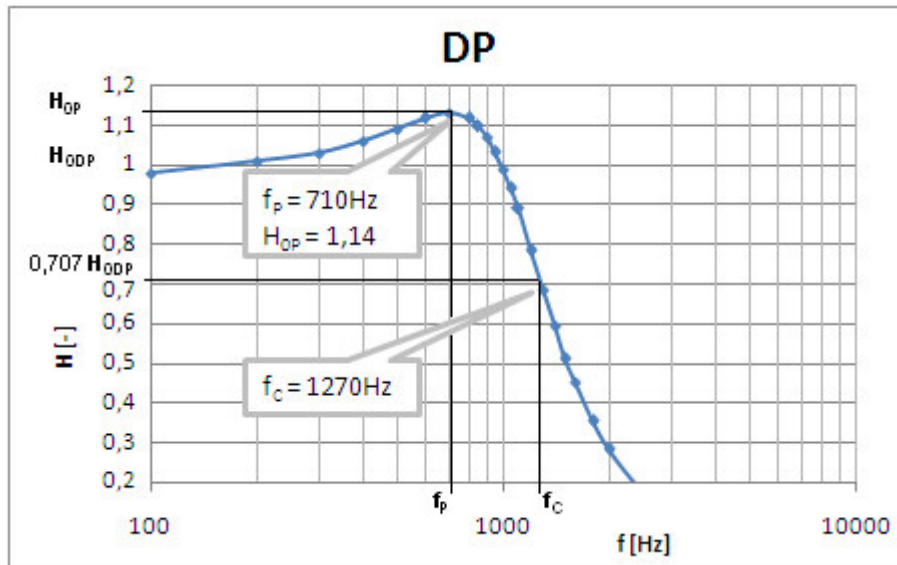
V technické dokumentaci použitého obvodu jsou uvedeny pro filtry typu *DP*, *HP* a *PP* 2. řádu vztahy pro stanovení typických hodnot frekvencí f_L , f_H , f_C , f_P a f_0 pro pokles přenosu na 0,707 nebo vyjádřeno v decibelové míře o 3dB. Dále vztah pro velikost přenosu v pólu H_{0P} . V následujících obrázcích obr. 7.7, 7.8 a 7.9 jsou v příslušných bodech uvedeny skutečně odečtené hodnoty těchto frekvencí nebo přenosu. Pro jednotlivé typy filtrů jsou pak vypočteny teoretické hodnoty a porovnány se skutečnými. Všechny externí rezistory jsou stejné jakost Q je ve všech případech rovna 1, $f_{CLK}=100\text{kHz}$ a $f_0=1000\text{Hz}$.

7.6.1 Dolní propust 2. řádu

$$f_C = f_0 \cdot \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}} = 1000 \cdot \sqrt{0,5 + \sqrt{1,25}} = 1272\text{Hz} \quad (7.1)$$

$$f_P = f_0 \cdot \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} = 1000 \cdot \sqrt{0,5} = 707\text{Hz} \quad (7.2)$$

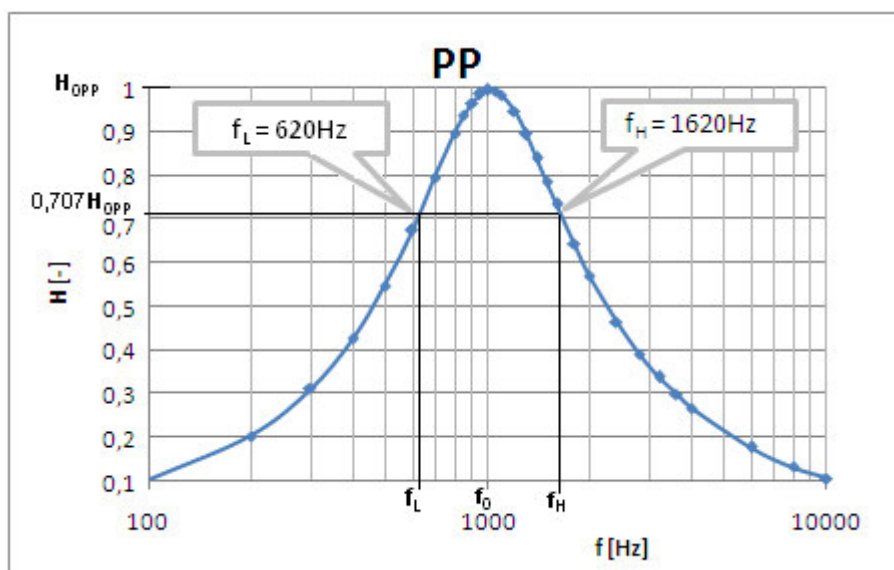
$$H_{OP} = H_{ODP} \cdot \frac{1}{\frac{1}{Q} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} = 1 \cdot \frac{1}{1 \sqrt{1 - 0,25}} = 1,154 \quad (7.3)$$



Obr. 7.7: Frekvenční charakteristika DP 2. řádu

V případě dolní propusti jsou změřené hodnoty frekvence pólu f_p a frekvence potlačení f_c shodné s hodnotami vypočítanými. Změřený přenos v pólu je o 0,014 menší.

7.6.2 Pásmová propust 2. řádu



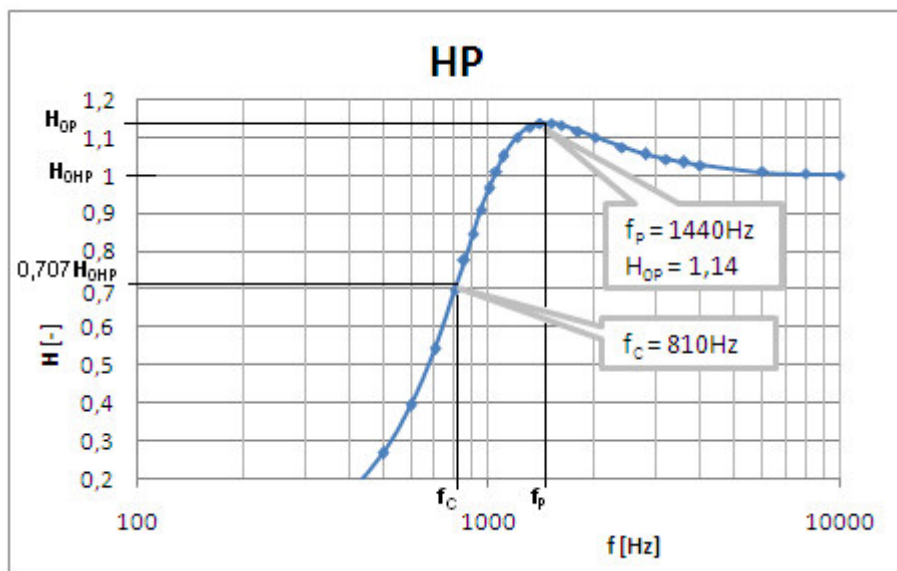
Obr. 7.8: Frekvenční charakteristika PP 2. řádu

$$f_L = f_0 \cdot \left(\frac{-1}{2Q} + \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 + 1} \right) = 1000 \cdot \left(-\frac{1}{2} + \sqrt{1,25} \right) = 618\text{Hz} \quad (7.4)$$

$$f_H = f_0 \cdot \left(\frac{1}{2Q} + \sqrt{\left(\frac{1}{2Q}\right)^2 + 1} \right) = 1000 \cdot \left(\frac{1}{2} + \sqrt{1,25} \right) = 1618\text{Hz} \quad (7.5)$$

U pásmové propusti jsou obě vypočítané frekvence f_L a f_H stejné jako změřené.

7.6.3 Horní propust 2. řádu



Obr. 7.9: Frekvenční charakteristika HP 2. řádu

$$f_c = f_0 \cdot \left[\sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right) + \sqrt{\left(1 - \frac{1}{2Q^2}\right)^2 + 1}} \right]^{-1} = 1000 \cdot \left[\sqrt{0,5 + \sqrt{1,25}} \right]^{-1} = 786\text{Hz} \quad (7.6)$$

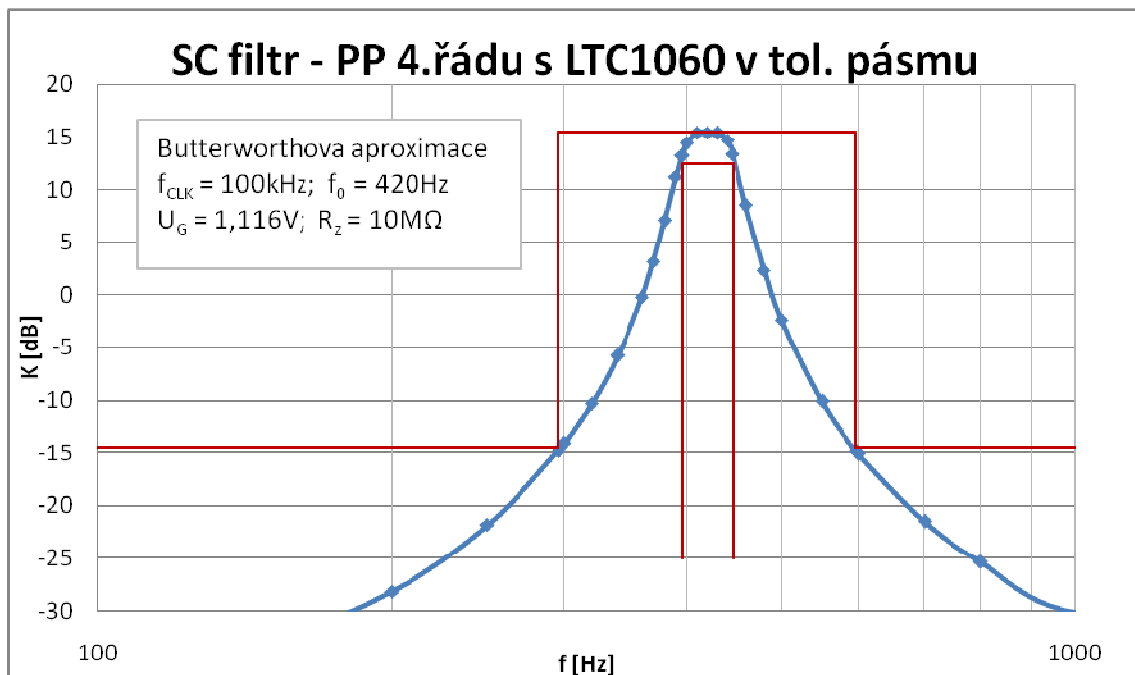
$$f_p = f_0 \cdot \left[\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} \right]^{-1} = 1000 \cdot \left[\sqrt{0,5} \right]^{-1} = 1414\text{Hz} \quad (7.7)$$

$$H_{0P} = H_{0DP} \cdot \frac{1}{\frac{1}{Q} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}} = 1 \cdot \frac{1}{1\sqrt{1 - 0,25}} = 1,154 \quad (7.8)$$

Frekvenční charakteristika horní propusti je tvarově správná. Odstup f_C a f_P souhlasí s výpočtem. Celá je však posunuta asi o 25 Hz nahoru. Také zde je změřený přenos v pólu o 0,014 menší než vypočtený.

7.7 Měření PP 4. řádu s Butterworthovou aproximací

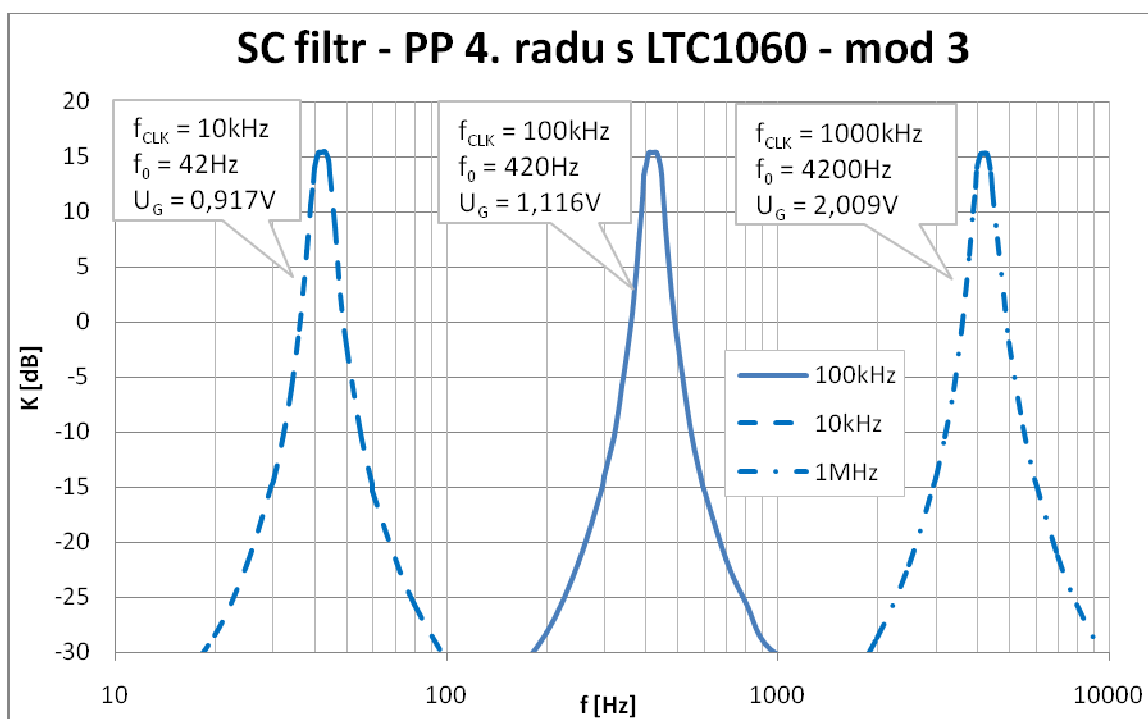
V kapitole 5 je proveden návrh konkrétní pásmové propusti s Butterworthovou aproximací. Z požadovaných parametrů byla spočítána normovaná dolní propust (NDP) 1Hz a stanoven její řád. V simulačním programu PSpice byla provedena její simulace a kontrola, zda vyhovuje stanoveným požadavkům. Po odnormování a odečtení údajů z tabulek pro příslušnou aproximaci byly vypočteny parametry dvou různě laděných PP kaskádní syntézy. Implementací těchto údajů do vztahů pro mód 3 byly vypočítány hodnoty externích rezistorů pro obě sekce filtru 4.řádu s LTC1060. Na obr. 7.10 je změřená frekvenční charakteristika této pásmové propusti. Obrázek je doplněn tolerančním pásmem dle požadavků na PP. Pásmová propust plně vyhovuje požadovaným parametrům.



Obr. 7.10: Butterworthova PP 4. řádu s tolerančním pásmem

V předchozích kapitolách na obr. 7.3, 7.4 a 7.6 jsou frekvenční charakteristiky filtrů, kde f_0 je vždy $f_{CLK} / 100$. Zde na příkladu z obr. 7.10 vidíme, že lze f_0 poměrem externích rezistorů posunout kamkoliv jinak. $f_{CLK} = 100\text{kHz}$ a $f_0 = 420\text{Hz}$.

Na obr. 7.11 je znázorněna možnost přeladování vypočítaného filtru změnou spínací frekvence. Změnou řídicího napětí VCO generátoru z 1,116V pro střední vypočítaný průběh na 0,917V se přeladí f_{CLK} na 10kHz a tomu odpovídající $f_0 = 42\text{Hz}$. Frekvenční charakteristika se tak beze změny tvaru posunula po frekvenční ose téměř k nule. Změnou řídicího napětí VCO generátoru na 2,009V se přeladí f_{CLK} na 1MHz a tomu odpovídající $f_0 = 4200\text{Hz}$. Zde se frekvenční charakteristika posune na desetinásobek původní frekvence.



Obr. 7.11: Přeladění PP změnou spínací frekvence

7.8 Spínací frekvence

Obvod LTC1060 nemá vlastní interní zdroj spínací frekvence. V zapojení realizovaného filtru je použit VCO generátor obvodu fázového závěsu 4060. Generátor je přeladován kladným napětím 0 až 5V. Časová konstanta, tím také rozsah přeladění frekvence tohoto generátoru, je dána velikostmi rezistoru $R_{22} = 5,6\text{k}\Omega$ a kapacitoru $C_{12} = 12\text{pF}$. Výstupní signál má obdélníkový průběh. V následující tabulce tab. 7.1 jsou uvedeny velikosti napětí pro vybrané hodnoty spínací frekvence.

K činnosti obvodu LTC1060 lze také použít externí zdroj spínací frekvence. Činnost obvodu není závislá na tvaru tohoto signálu, ale musí mít úroveň větší než 1,5V. Volba interní - externí zdroj se provádí přepínačem JP3. Externí zdroj se zapne propojením špiček 1 a 2.

f [kHz]	+ UIN [V]	f [kHz]	+ UIN [V]	f [MHz]	+ UIN [V]
10	0,917	100	1,116	1	2,009
20	0,968	200	1,216	1,1	2,125
30	1,001	300	1,304	1,2	2,265
40	1,024	400	1,394	1,3	2,435
50	1,045	500	1,491	1,4	2,638
60	1,062	600	1,599	1,5	2,88
70	1,078	700	1,71	1,6	3,181
80	1,091	800	1,809	1,7	3,594
90	1,062	900	1,907		

Tab. 7.2: Hodnoty řídicího napětí pro vybrané frekvence generátoru VCO

8 Závěr

Tato práce se zabývá návrhem frekvenčního filtru se spínanými kapacitami. V první části je uvedena teorie náhrady klasických rezistorů spínanými kapacitami pro možnost integrace funkčních bloků s SC do jednoho integrovaného obvodu. Jsou to obvody vyráběné technologií *CMOS*. Je zde uveden přehled vyráběných obvodů s těmito funkčními bloky a možnosti jejich použití. V další části jsou uvedeny vybrané partie teorie návrhu klasických frekvenčních filtrů, které byly v další části použity pro výpočet externích rezistorů navrženého zapojení.

Pro návrh univerzálního frekvenčního filtru byl použit obvod LTC1060, vyráběný společností Linear Technology. Je to obvod se dvěma funkčními bloky SC v jednom pouzdru. Schéma zapojení navrženého filtru vychází z doporučeného zapojení uvedeného v technické dokumentaci tohoto obvodu. Pro možnost současné realizace filtru typu *LP*, *HP*, *PP* a *PZ* je zapojení doplněno operačním zesilovačem LC1006. Obvod LTC1060 nemá interní zdroj spínací frekvence a tak je jako zdroj frekvence použit napětím řízený generátor v *IO* 4046.

Pro navržené schéma zapojení byla v programu „Eagl“ navržena jednostranná deska plošných spojů o rozměrech 80 x 100mm.

Navržený filtr byl realizován jako měřicí přípravek do laboratoří. Byly odměřeny frekvenční charakteristiky filtrů 2. a 4. řádu pro požadované typy *DP*, *HP*, *PP* a *PZ*.

Byla změřena frekvenční charakteristika navržené a spočítané Butterworthovy pásmové propusti a provedena kontrola průchodu tolerančním pásmem. Byla ověřena možnost přeladování změnou řídicího napětí *VCO* aniž by se změnil její tvar.

Změřené parametry filtrů 2. řádu typu *DP*, *PP* a *HP* odpovídaly parametrům z technické dokumentace obvodu LTC1060.

9 Použitá literatura

- [1] BIOLEK, D. Obvody se spínanými kapacitami. Elektronický text, Brno, 1996, 10 s.
- [2] DOSTÁL, T. Teorie elektronických obvodů. Skripta FEKT VUT UREL, Brno, 2006, 177 s.
- [3] Maxim Dallas Semiconductor, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA94086. 8th-Order, Lowpass, Switched-Capacitor Filters MAX291, MAX292, MAX295 a MAX296. 1996, 8 s.
- [4] Maxim Dallas Semiconductor, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA94086. Microprocessor Programmable Universal Active Filters MAX260, MAX261 a MAX262. 2002, 27 s.
- [5] Maxim Dallas Semiconductor, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA94086. Pin Programmable Universal and Bandpass Filters MAX263, MAX264, MAX267 a MAX268. 1998, 24 s.
- [6] Maxim Dallas Semiconductor, 120 San Gabriel Drive, Sunnyvale, CA94086. Pin and Resistor Programmed Universal Active Filters MAX 265, MAX 266. 1988, 20 s
- [7] Linear Technology Corporation, 1630 McCarthy Blvd., Milpitas, CA95035-7417. Universal Dual Filter Building Block LTC1060. 1988, 20 s.
- [8] Linear Technology Corporation, 1630 McCarthy Blvd., Milpitas, CA95035-7417. Dual Precision Instrumentation Switched Capacitor Building Block LTC1043. 1985, 16 s.
- [9] DOSTÁL, T; AXMAN, V. Elektrické filtry. Skripta FEKT VUT UREL, Brno, 2004, 144s.
- [10] HÁJEK, K; SEDLÁČEK, J. Kmitočtové filtry. BEN - technická literatura, Praha, 2002, 535 s.

10 Seznam symbolů, veličin a zkratek

<i>AD</i>	analogově digitální převodník
<i>ARC</i>	<i>RC</i> filtr s <i>OZ</i>
α, k_F	pomocné koeficienty
<i>B</i>	šířka propustného pásma
<i>B_S</i>	šířka pásma potlačení
<i>C</i>	kapacitor
<i>DP (LP)</i>	dolní propust
<i>d</i>	útlumový činitel
<i>F_c</i>	normovaná mezní frekvence
<i>F₀</i>	normovaná střední frekvence
<i>F_s</i>	normovaná frekvence potlačení
<i>f_c</i>	mezní frekvence
<i>f_{CLK}</i>	spínací frekvence
<i>f₀</i>	střední frekvence
<i>f_P</i>	frekvence pólu
<i>f_n</i>	střední frekvence pásmové zadrž
$\bar{f}_{01}, \bar{K}_{01}, \bar{Q}_{01}$	parametry jednotlivých sekcí
f_0, K_0, Q_0	parametry celého filtru
<i>f_s</i>	frekvence potlačení
<i>HP</i>	horní propust
<i>H_{ODP}</i>	přenos na <i>f_{0 DP}</i>
<i>H_{OP}</i>	přenos v pólu
<i>H_{OPP}</i>	přenos na <i>f_{0 PP}</i>
<i>H_{0HP}</i>	přenos na <i>f_{0 HP}</i>
<i>IO</i>	integrováný obvod
<i>K_S</i>	požadované potlačení
<i>k</i>	činitel selektivity
<i>k_d</i>	doplňkový faktor
<i>MOS</i>	Metal Oxide Semiconductor
<i>CMOS</i>	Complementary Metal Oxide Semiconductor
<i>n</i>	řád filtru
<i>NDP</i>	normovaná dolní propust
<i>OZ</i>	operační zesilovač
Ω_0	normovaná frekvence pólu
Ω_N	normovaná frekvence nulového bodu
<i>PP (BP)</i>	pásmová propust
<i>PZ (N)</i>	pásmová zadrž
<i>R</i>	rezistor
<i>RC</i>	pasivní filtr složený z rezistorů a kapacitorů
<i>RLC</i>	pasivní filtr složený z rezistorů a kapacitorů a induktorů
<i>SC</i>	spínaný kapacitor
<i>T</i>	časová perioda
<i>T_S</i>	perioda spínání
<i>q</i>	modulární činitel
<i>Q</i>	jakost obvodu
\bar{Q}_{01}	parametry <i>NDP</i>
<i>VCO</i>	napětím řízený oscilátor