



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

NÁVRH A VÝVOJ PROGRAMOVATELNÉHO NOTCH FILTRU PRO AUDIOTECHNIKU

DESIGN AND DEVELOPMENT OF PROGRAMABLE NOTCH FILTER FOR AUDIO CIRCUITS

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Jaroslav Dohnal

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.

BRNO 2018



Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Mikroelektronika a technologie**
Ústav mikroelektroniky

Student: Jaroslav Dohnal

ID: 174198

Ročník: 3

Akademický rok: 2017/18

NÁZEV TÉMATU:

Návrh a vývoj programovatelného notch filtru pro audiotechniku

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Rozebrat problematiku notch a tracking notch filtrů a jejich přínos pro měření harmonického zkreslení u harmonických signálů. Odsimulovat a ověřit funkci nastavitelného notch filtru. Navrhnout plošný spoj s ohledem na výše zmíněné parametry obvodu a zrealizovat funkční prototyp digitálně řízeného pásmového filtru.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Podle pokynů vedoucího práce.

Termín zadání: 5.2.2018

Termín odevzdání: 31.5.2018

Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.

Konzultant:

doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D.
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.

ABSTRAKT

Tato bakalářská práce se zabývá problematikou měření harmonického zkreslení v audiotechnice s využitím notch a tracking notch filtrů. První kapitola popisuje harmonické zkreslení a způsoby jeho měření. Druhá kapitola popisuje nejčastější realizace notch filtrů a posuzuje jejich vhodnost pro použití v audio pásmu. Také popisuje způsoby, jakými lze u těchto filtrů nastavit jejich pásmo a frekvenci. Třetí kapitola popisuje návrh a realizaci programovatelného notch filtru s využitím topologie state-variable a jeho ovládací modul. Mimo to popisuje i návrh experimentálního USB převodníku A/D a sinusového generátoru s velmi nízkým harmonickým zkreslením. Čtvrtá kapitola pak obsahuje naměřené výsledky prototypu.

KLÍČOVÁ SLOVA

pásmový filtr, tracking notch filtr, harmonické zkreslení, THD, A/D převod, FFT, state-variable filtr

ABSTRACT

This thesis discusses harmonic distortion and its measurement in the audio bandwidth using notch and tracking notch filters. The first chapter defines harmonic distortion and ways how harmonic distortion can be measured. The second chapter describes different notch filter topologies and their realizations for use in an audio band. It also describes the tracking part of a tracking notch filter. The third chapter shows a design of a notch filter using the state-variable topology, board layout and a control module for this programmable notch filter. It also describes A/D converter with USB interface used for making measurements in chapter four.

KEYWORDS

Band-stop filter, band-reject filter, harmonic distortion, THD, A/D conversion, FFT, state-variable filter

DOHNAL, J. *Návrh a vývoj programovatelného notch filtru pro audiotechniku* . Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2018. 61 s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Jiří Háze, Ph.D..

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Návrh a vývoj programovatelného notch filtru pro audiotechniku 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

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Jiřímu Háze, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

OBSAH

Úvod	7
1 Harmonické zkreslení a jeho analýza	8
1.1 Harmonické zkreslení	8
1.2 Měření harmonického zkreslení	10
1.2.1 Potlačení zakládání harmonické	10
1.2.2 Potlačení zakládání harmonické s individuální selekcí vyšších složek 10	
1.2.3 Využití číslicové spektrální analýzy signálu	12
1.2.4 Rozšíření číslicové spektrální analýzy signálu o notch filtr	14
2 Notch filtry	16
2.1 Vlastnosti	16
2.1.1 Notch filtry	16
2.1.2 Tracking Notch filtry	18
2.2 Způsoby realizace	18
2.2.1 Dvojitý T-článek	18
2.2.2 Bainterův notch	19
2.2.3 Boctorův notch	20
2.2.4 State-variable „1 – Band Pass“ notch filtr	20
3 Návrh programovatelného notch filtru	22
3.1 Návrh filtru	22
3.1.1 Popis funkce	22
3.1.2 Návrh filtru	23
3.2 Simulace filtru	28
3.3 Prototyp programovatelného notch filtru	31
3.4 Doplnkové moduly programovatelného notch filtru	35
3.4.1 Modul řízení notch filtru	35
3.4.2 Modul převodníku A/D s USB rozhraním	37
3.4.3 Modul sinusového generátoru s velmi nízkým zkreslením	39
4 Měření filtru	42
4.1 Oživení filtru a měřicí soustava	42

4.2	Základní vlastnosti notch filtru	43
4.3	Limity převodníku A/D a šum	46
4.4	Potlačení harmonického zkreslení převodníku	50
5	Závěr	56
5.1	Pokračování práce.....	57
6	Literatura	58
7	Seznam symbolů, veličin a kratek	59
8	Seznam obrázků	60
9	Seznam příloh	62
9.1	Modul notch filtru	62
9.2	Modul řízení notch filtru	62
9.3	Modul převodníku A/D.....	62
9.4	Modul THD generátoru	62
9.5	Modul napájecího zdroje	62

ÚVOD

Harmonické zkreslení je jedním z nejdůležitějších parametrů při charakterizaci jakéhokoli zařízení pracujícího s audio signálem. Vyjadřuje jeho nelinearitu a v případě THD+N vyjadřuje i obecnou kvalitu obvodu. Tato práce se snaží popsat a přiblížit možnosti analýzy tohoto typu zkreslení. Dříve bylo zkreslení charakterizováno jen jako poměr harmonických složek k celkovému efektivnímu signálu. S příchodem moderních převodníků A/D a číslicového zpracování signálů dokáže spektrální analýza odhalit mnoho různých, jinak nerozlišitelných, obvodových problémů a poskytnout nenahraditelný nástroj při návrhu zvukové techniky.

Kombinace analogových notch filtrů (pásmových zádrží) potlačujících inherentní zkreslení převodníků A/D při vysokých amplitudách vstupních signálů a diskrétní Fourierovy transformace, může poskytnout lepší výsledky, než jakých by jakékoli čistě analogové řešení bylo schopno. Realizaci notch a tracking notch filtrů lze nalézt mnoho. Tato práce se zaměřuje na realizaci analogového state-variable filtru. Ten poskytuje vysoké potlačení základní frekvence ve velmi úzkém pásmu při nutnosti měnit pouze dvě integrační RC konstanty k přeladění filtru na jinou základní frekvenci.

Toto nastavení frekvence je řešeno v číslicové oblasti. Jako součást každé R části integračních konstant je sada 7 přepínatelných rezistorů s nízkým napět'ovým koeficientem a násobící převodník D/A typu R-2R, jež pracuje ve druhém kvadrantu a je schopný plynule zvyšovat hodnotu R integračních zesilovačů s vysokým rozlišením. Čtyři přepínatelné banky kondenzátorů pak umožňují filtru pracovat ve čtyřech kmitočtových dekadách.

Mimo to je v této práci zběžně popsán i návrh příslušného převodníku A/D s USB rozhraním umožňující ověřit funkci filtru pomocí FFT analýzy.

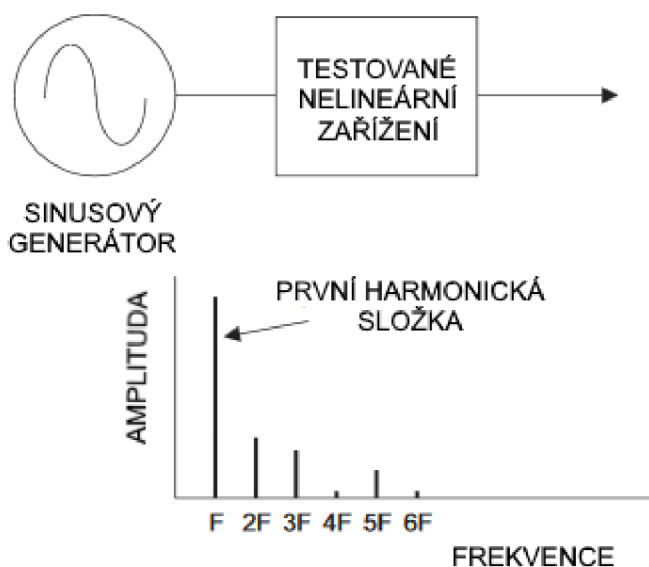
1 HARMONICKÉ ZKRESLENÍ A JEHO ANALÝZA

Harmonické zkreslení, taktéž THD (Total Harmonic Distortion – celkové harmonické zkreslení) je důležitý parametr charakterizující nelinearitu obvodu zpracovávající harmonický signál (za předpokladu, že daný systém je časově stálý [1]). V praxi je častěji specifikováno THD+N (Total Harmonic Distortion + Noise – harmonické zkreslení + šum), jež je jednodušší měřit. To kromě nelinearity obvodu zahrnuje i jeho šum a jiné rušivé signály.

Aby měření zkreslení bylo v praxi realizovatelné, je nutné určit konečný počet harmonických složek signálu v případě měření THD, nebo šířku pásma v případě THD+N [1].

1.1 Harmonické zkreslení

Při přivedení čistě harmonického signálu, což je signál přenášející veškerou energii v jedné frekvenci spektra na vstup ideálního lineárního systému je na jeho výstupu stejný signál, případně s jinou amplitudou nebo fází. Při přivedení stejného čistě harmonického signálu na vstup reálného obvodu dojde v důsledku jeho vnitřních nelinearit ke zkreslení tvaru tohoto signálu na výstupu. V audio technice je toto zkreslení řádově 10^{-1} až 10^{-4} %, což znamená, že je v časové oblasti nepozorovatelné. Projeví se však i ve frekvenční oblasti v podobě násobků základní harmonické složky, jež jsou mnohem snadněji měřitelné, viz obr. 1.1



Obr. 1: Vznik vyšších harmonických složek z důvodu nelinearity obvodu [1]

Harmonické zkreslení je pak definováno jako poměr sumy výkonů všech vyšších harmonických složek k výkonu základní harmonické složky

$$THD = \frac{P_2 + P_3 + P_4 + \dots + P_n}{P_1} \cdot 100 [\%], \quad (1.1)$$

kde P_2 až P_n jsou efektivní hodnoty výkonu nebo amplitudy vyšších harmonických složek a P_1 je základní harmonická složka.

Nejčastěji je však měřeno napěťové zkreslení, proto lze vztah (1.1) upravit na

$$THD_u = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \cdot 100 [\%], \quad (1.2)$$

kde všechny harmonické složky jsou dosazeny jako napětí [4].

Ve starší literatuře lze narazit na vztah (1.3) definující THD jako poměr součtu harmonických složek k celkové efektivní hodnotě analyzovaného signálu

$$THD_u \approx \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}} \cdot 100 [\%], \quad (1.3)$$

kde U_n jsou harmonické složky signálu.

Tato definice je pravděpodobně převzatá z audiotechniky, kde při nízkých hodnotách zkreslení je její výsledek srovnatelný s měřením pomocí základní harmonické jako referencí podle vztahu (1.2) a implementace tohoto vztahu je jednodušší. Je využíván například u analyzáru potlačujícího pouze základní harmonickou. Nicméně při vyšších hodnotách zkreslení, vyskytujících se například ve výkonové elektronice, jsou výsledky této metody velmi odlišné a od jejího používání je odrazováno, zejména u hodnot vyšších než 5 % [2].

Harmonické zkreslení může být zapsáno jako poměr k první harmonické složce nejčastěji vyjádřená v procentech, nebo jako útlum vyšších harmonických složek vůči základní harmonické v decibelech

$$THD_{dB} = 20 \log \frac{THD_u}{100} [dB], \quad (1.4)$$

kde THD_u je napěťové zkreslení v %.

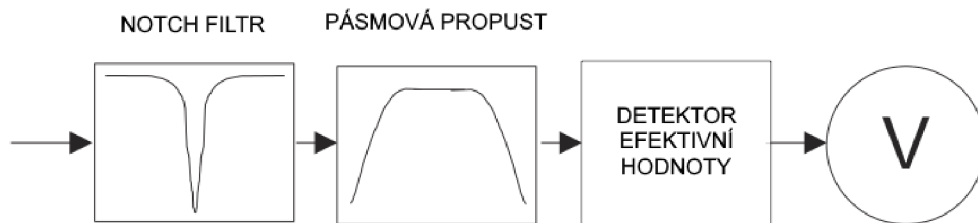
Mimo THD se často vyskytuje i THD+N, což je harmonické zkreslení + šum, brum a rušení zahrnuté do výsledku. Je jednodušší na měření pomocí jednoduchého analyzáru s potlačením první harmonické a do výsledku zahrnuje nejen nelinearity audio zařízení, ale i jeho šum, brum a jiné nežádoucí složky mimo první harmonickou, která je odfiltrována. Tím pádem se jedná o velmi užitečný ukazatel celkové kvality měřeného zařízení.

1.2 Měření harmonického zkreslení

Pro měření harmonického zkreslení existuje několik metod. Všechny však využívají stejný koncept – vybudování měřeného zařízení čistě harmonickým signálem a následně analyzují harmonické složky na výstupu.

1.2.1 Potlačení základní harmonické

Tento typ analyzáru využívá vysoce selektivní notch filtr, jež je buď manuálně nebo pomocí obvodů typu AFC (Automatic Frequency Control – automatické doladění frekvence) naladěn na základní harmonickou složku signálu z měřeného zařízení. Notch filtr je navrhnut s velmi vysokým Q faktorem (jakost filtru, faktor tlumení) tak, aby nefiltroval druhou a vyšší harmonickou složku, ale maximálně utlumil pouze základní harmonickou. Výstupní signál notch filtru je pak frekvenčně omezen pásmovým filtrem a je změřena jeho efektivní hodnota. Výsledný signál je poměr podle vztahu (1.3) a je zobrazen na číslicovém či analogovém měřidle, jak vidno na obrázku 2.



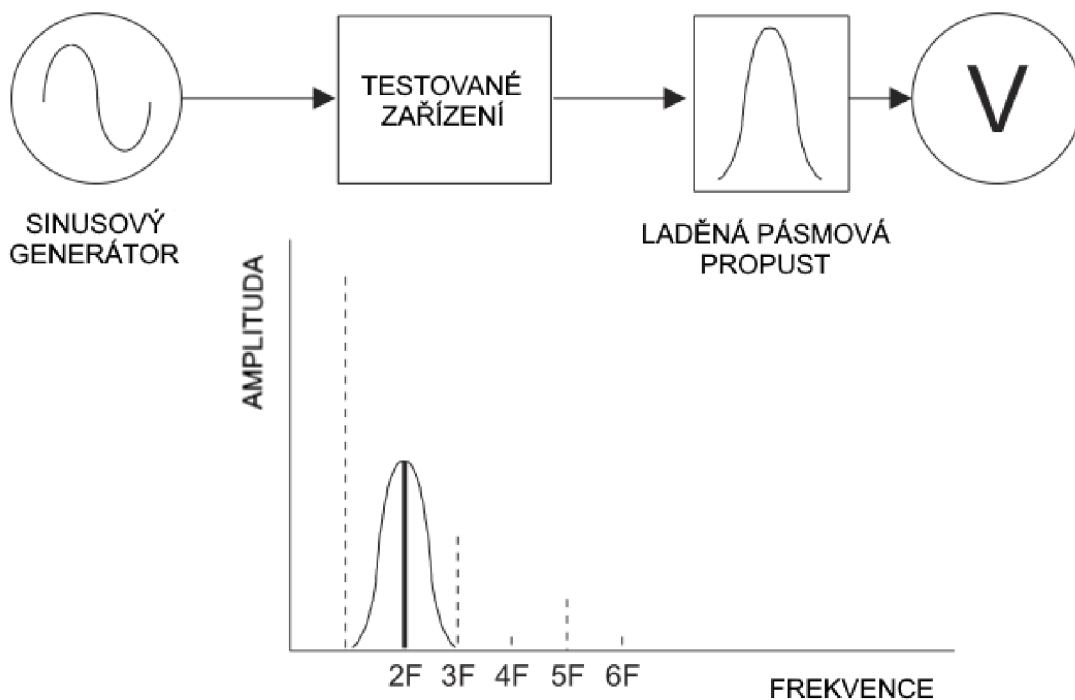
Obr. 2: Analyzáru THD+N s potlačením základní harmonické složky [1]

Nevýhodou této metody je, že její výstup je THD+N, tedy nejen harmonické zkreslení, ale i šumové dno, brum a rušení jsou započítány do výsledku. Taktéž nelze rozlišit úroveň jednotlivých harmonických složek, ale pouze úroveň celkového zkreslení v pásmu daném pásmovým filtrem. V případě vysokého harmonického zkreslení (-50 dB a výše) je šum ve výsledku naprosto zanedbatelný. Pokud je však zkreslení nízké (-90 dB a níže) je šum velmi významným faktorem. Případný nízkofrekvenční síťový brum taktéž může zásadně zvýšit THD+N.

Minimální měřitelné zkreslení je přímo dáno schopností notch filtru potlačit základní harmonickou složku. Nejlepší přístroje využívající modifikaci této metody dosahují hodnot -120 dB (Audio Precision SYS-2722 [1][3]).

1.2.2 Potlačení základní harmonické s individuální selekcí vyšších složek

Při této metodě je metoda 1.2.1 rozšířena o velmi selektivní pásmový filtr (opačný k filtru notch), který je postupně laděn na jednotlivé harmonické složky signálu a je odčítána jejich efektivní hodnota, znázorněno na obrázku 3.



Obr. 3: Selektivní metoda měření jednotlivých úrovní harmonických složek [1]

Mimo vysoce selektivního pásmového filtru jsou v praxi často používány směšovače v kombinaci s lokálním oscilátorem a selektivním filtrem pracující na jedné specifické frekvenci. Jedná se tak o architekturu shodnou s přijímači typu superheterodyn, pouze realizovanou v audio pásmu [4].

Takto izolované harmonické složky jsou pak jednoduše přepočítány přímo na THD s minimálním vlivem šumu a většinou bez vlivu rušivých signálů a brumu. Izolování a zobrazení jednotlivých harmonických složek je často velmi užitečné při vývoji audio techniky. Například nelinearity PN přechodů a napěťové koeficienty pasivních součástek vytváří zejména liché harmonické. Sudé harmonické jsou pak tvořeny kupříkladu hysterezní křivkou audio transformátoru [1]. Lze tedy rozlišit mezi různými způsoby vzniku nelinearit v obvodu a lépe je eliminovat.

Zásadní nevýhodou tohoto typu analyzáru jsou jeho značně horší parametry než u jiných typů. Je třeba ohromná selektivita, zejména mezi první a druhou harmonickou, kterou pásmové filtry nedokáží stabilně poskytnout. Analyzáry postavené na superheterodyn architektuře jsou této selektivity schopné dosáhnout, ale jejich dynamický rozsah je značně omezen směšovačem a dosahující hodnot pouze asi 90 dB [1].

1.2.3 Využití číslicové spektrální analýzy signálu

Předchozí metody měření harmonického zkreslení byly realizovány většinou plně v analogové doméně, případně doplněny převodníkem A/D pro pohodlnější zobrazení naměřených výsledků. S příchodem dostupných Delta-Sigma převodníků A/D s dostačujícími parametry se však značná část audio analyzátorů přesunula do digitální domény využívající spektrální analýzu zejména pomocí rychlé Fourierovy transformace (FFT).

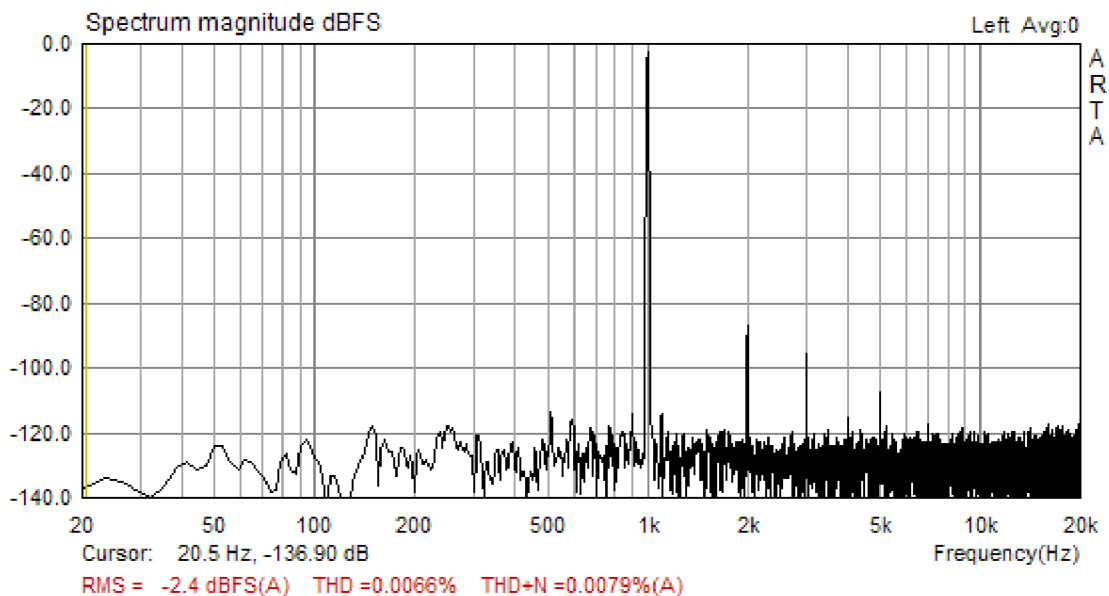
V analogové doméně pak zůstaly pouze vstupní obvody nastavitelného notch filtru, zesilovač s atenuátorem a dolnoproustný bariérový filtr navrhnutý podle Nyquistova teorému. Ten zaručí, že nedojde k aliasingu převodníku A/D a tvorbě obrazů signálu v navzorkovaném signálu, které by značně zkreslily měření. Po navzorkování signálu se provede rychlá Fourierova transformace buď v dedikovaných digitálních signálových procesorech (například Rohde & Schwarz UPD) nebo nejčastěji přímo na x86 platformě, která na moderním PC nabízí více než dostatek výpočetního výkonu pro výpočet FFT v reálném čase.

Fourierova transformace převádí signál z časové oblasti do frekvenční oblasti (spektra) a je definována jako

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)e^{-i\omega x} dx, \quad (1.5)$$

kde $f(x)$ je funkce v časové oblasti, $F(\omega)$ je transformovaná funkce ve frekvenční oblasti, ω je úhlová rychlost [6].

FFT je modifikace Diskrétní Fourierovy Transformace (DFT), obě pracují v diskrétním čase a zpracovávají periodicky zaznamenané vzorky signálu [5]. Příklad výstupního spektra FFT je na obrázku 4.



Obr. 4: Výstupní spektrum FFT analýzy ze softwaru ARTA [7]

Spektrální analýza má několik základních parametrů [5].

- vzorkovací frekvence f_s [kHz] – stejná frekvence na které vzorkuje převodník A/D, pro audio typy převodníků se jedná o rozsah asi 44,1 kHz až 768 kHz [12]
- velikost bloku BL – určuje množství vzorků, se kterými bude FFT pracovat. Vždy celé číslo definováno jako mocnina 2 (například $2^{16} = 65536$). Čím větší velikost bloku, tím vyšší frekvenční rozlišení na spektru, ale je třeba více vzorků a tedy doba převodu je delší.
- šířku pásma f_N – stejná jako Nyquistova frekvence, tedy

$$f_N = \frac{f_s}{2} \text{ [Hz]}, \quad (1.6)$$

- frekvenční rozlišení d_f – vyjádřeno jako poměr vzorkovací frekvence a velikosti bloku

$$d_f = \frac{f_s}{BL} \text{ [Hz]}, \quad (1.7)$$

- doba převodu t_d – vyjádřeno jako poměr velikosti bloku a vzorkovací frekvence

$$t_d = \frac{BL}{f_s} \text{ [s]}. \quad (1.8)$$

Při diskrétní Fourierově transformaci musí platit, že analyzovaný signál je vždy periodický a že počet navzorkovaných (analyzovaných) period je celé číslo. V praxi však existuje jen velmi málo signálů, které při určené vzorkovací frekvenci (například 48 kHz) budou mít přesně celý počet period v jednom bloku BL . Tento problém se obchází pomocí tzv. okenních (Windowing) funkcí, které amplitudově modulují signál tak, že na začátku i konci bloku BL začíná i končí signál v nule a jeho amplituda je upravena, aby odpovídala efektivní hodnotě signálu před úpravou. Existuje velké množství různých funkcí, které se liší ve způsobu úpravy signálu a jsou vždy kompromisem mezi absolutní amplitudovou přesností a čistotou spektra [5].

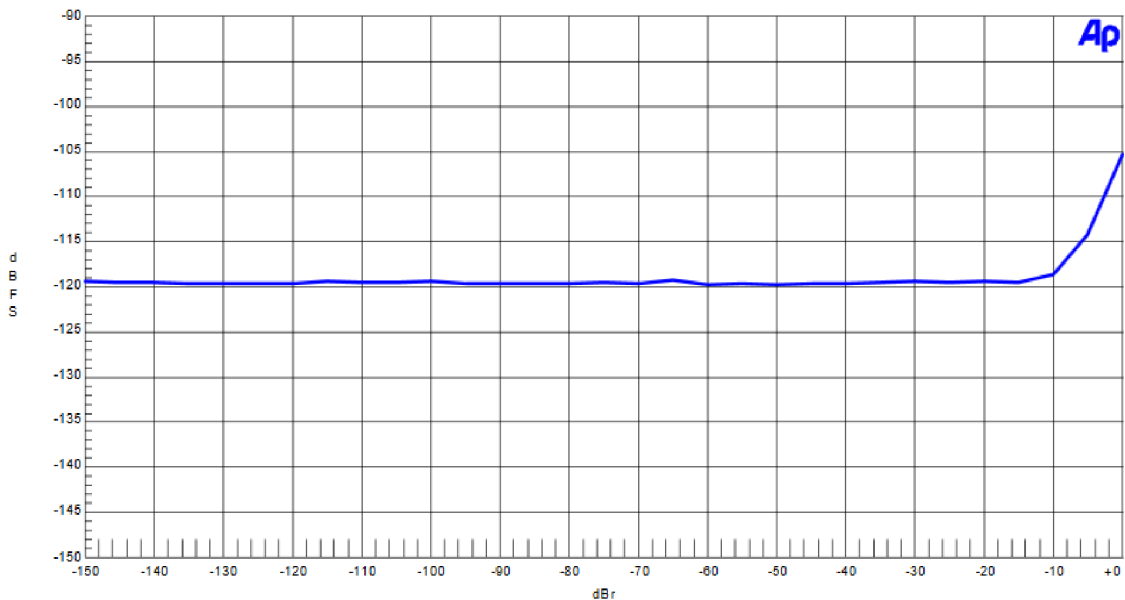
Nespornou výhodou tohoto typu analyzátoru je zobrazení spektra měřeného obvodu v reálném čase. Pomocí jednoduchých algoritmů se pak jednoduše dají odečíst amplitudy jednotlivých harmonických složek, šumového dna a brumu. Lze pozorovat rušení a modulace šumového dna. Lze analyzovat i jiné typy zkreslení jako intermodulační zkreslení a taktéž lze přímo určit dynamický rozsah a odstup signálu od šumu daného zařízení.

Parametry jsou přímo určeny převodníkem A/D za předpokladu, že analogové filtry nejsou limitujícím faktorem. Dnes nejlepší dostupné vícebitové převodníky A/D dosahují hodnot THD+N 112 dB a odstupu signálu od šumu 130 dB v případě osmikanálového AK5578EN vyráběného společností AKM [8], který je vybuzený signálem těsně před limitací.

1.2.4 Rozšíření číslicové spektrální analýzy signálu o notch filtr

Tato metoda měření THD přímo navazuje na předchozí metodu pomocí číslicové spektrální analýzy a je tedy založena na převodu signálu z analogové do číslicové domény. Liší se však tím, že v cestě signálu před vstupem do převodníku A/D je vložen programovatelný notch filtr z metody 1.2.1. Ten potlačuje základní harmonickou složku pomocí selektivního notch filtru. Rozdíl proti metodě 1.2.1 je v tom, že hloubka filtru je asi jen 20-30 dB na rozdíl od 100 až 120 dB použité při analogové analýze THD+N.

Toto potlačení základní harmonické složky zároveň potlačuje zkreslení druhého řádu způsobené vnitřními nelinearitami samotného převodníku A/D, zejména pak napěťový koeficient rezistorů na čipu, napěťový koeficient kondenzátorů a převodními charakteristikami některých PN přechodů.



Obr. 5: Závislost THD na vstupní úrovni převodníku A/D AK5394A [9]

Na obrázku 5 je graf popisující závislost harmonického zkreslení na amplitudě vstupního signálu do převodníku A/D AK5394A. Jedná se o vícebitový Delta-Sigma převodník A/D s integrovaným decimačním filtrem a 24 bitovou šířkou výstupního slova [9]. Lze si povšimnout, že jeho harmonické zkreslení začne rapidně růst, jakmile vstupní amplituda překročí hodnotu asi -16 dBr. To je způsobeno zejména výše zmíněnými nelinearitami vstupního obvodu čipu. Pod hodnotu -16 dBr je harmonické zkreslení limitováno pravděpodobně šumovým dnem převodníku A/D nebo měřicího aparátu. Může být taktéž limitováno decimačním filtrem nebo modulátorem převodníku, to je však při těchto hodnotách zkreslení velmi nepravděpodobné.

Tento zlomový bod, kdy začnou dominovat nelinearity vstupních obvodů převodníku, se u každého integrovaného obvodu liší. Většinou však nepřekročí hodnotu -30 dB.

Při měření harmonického zkreslení v audio technice vyšší harmonické složky téměř nikdy nepřekročí tento bod dominantních nelinearit převodníku A/D. První harmonická složka se však pohybuje okolo 0 dB a tedy způsobuje zkreslení převodníku A/D kvůli těmto vstupním nelinearitám. Vysoce selektivní notch filtr potlačující první harmonickou složku asi o 30 dB ji posune pod tento bod a ta tím pádem nezpůsobuje přídatné harmonické zkreslení.

Pro výpočet harmonického zkreslení je pak použit vztah (1.2), kde však hodnota amplitudy první harmonické složky je dosazena před útlumem notch filtrem. Ta může být získána buď analogovým detektorem efektivní hodnoty, samostatným převodníkem A/D nebo stejným převodníkem A/D s přemostěným notch filtrem před měřením. Nevýhoda poslední metody je, že při každé změně amplitudy vstupního měřeného signálu musí být referenční hodnota základní harmonické složky přeměřena.

Limitem této metody je šumové dno převodníku A/D, případně zkreslení vstupních analogových obvodů před převodníkem. Tento typ analýzy je použit ve všech moderních audio analyzérch, jmenovitě Rohde & Schwarz UPD nebo Audio Precision AP5xx řada. Tato práce se taktéž dále zaměřuje pouze na návrh a konstrukci programovatelného notch filtru pro tento typ analýzy.

2 NOTCH FILTRY

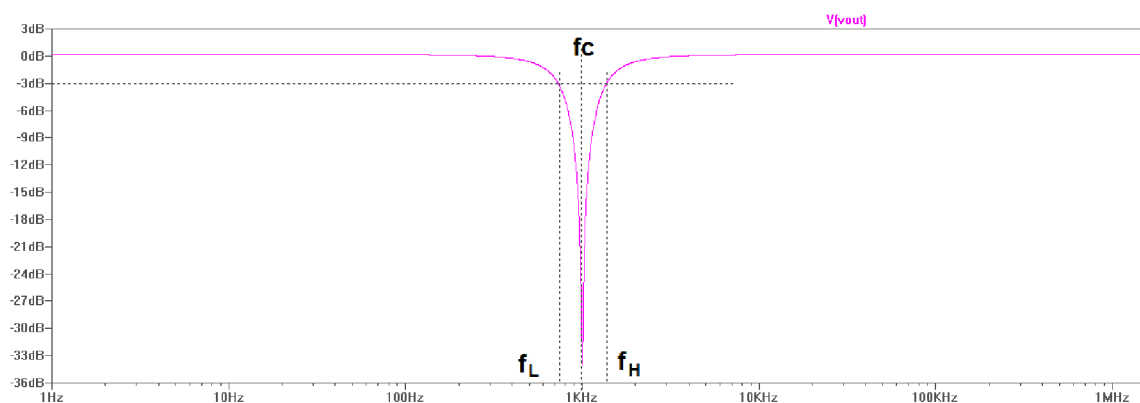
Notch filtry jsou typem filtru pásmové zádrže (také band-reject, band-stop) s velmi vysokou selektivitou a tedy vysokým Q faktorem a úzkou šířkou pásma. Jsou navrženy tak, aby silně potlačily (10 až 100×) určitou frekvenci ve spektru.

2.1 Vlastnosti

Notch filtry mají stejné vlastnosti jako jiné filtry, ale i několik spíše specifických vlastností, kterými se odlišují. Následující kapitola je všechny popisuje.

2.1.1 Notch filtry

Notch filtry mají na své středové frekvenci charakteristický výřez, neboli notch – odtud získaly svůj název. Tento frekvenční výřez je vidět na obrázku 6.



Obr. 6: typická frekvenční charakteristika notch filtrů

Notch filtry popisuje několik základních parametrů.

- středová frekvence f_c – filtr má na této frekvenci maximální útlum. Nejčastěji stejná frekvence jakou má notch filtr potlačit. V případě měření harmonického zkreslení je potlačována základní frekvence, tedy první harmonická,
- mezní frekvence f_L a f_H – určují krajní body, kde filtr potlačí vstupní signál o 3 dB, f_L značí potlačení na frekvenci nižší než je f_c a f_H značí potlačení na frekvenci vyšší jako f_c ,

- šířka pásma BW – určuje pásmo ve kterém filtr efektivně potlačuje vstupní signál. Je definováno jako rozdíl mezi mezními frekvencemi f_H a f_L

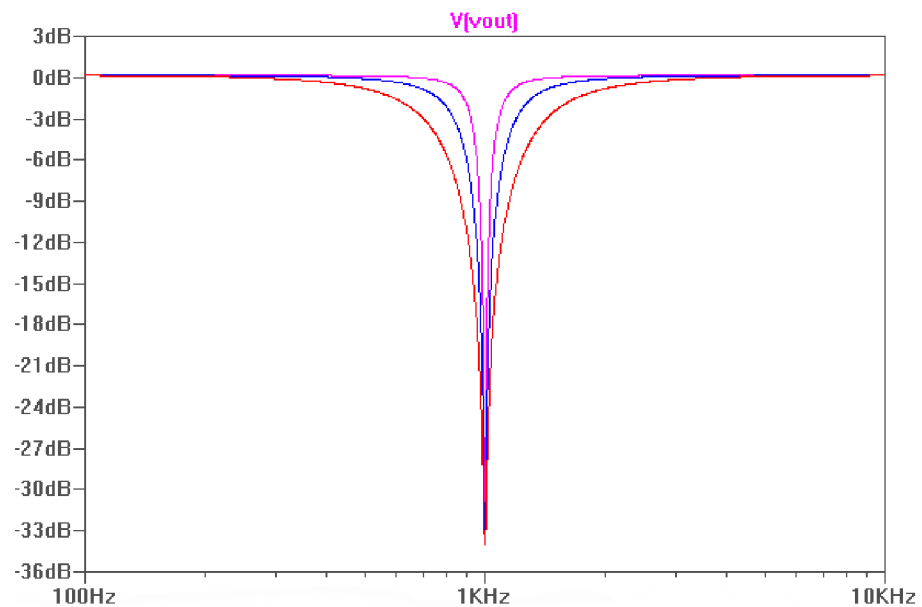
$$BW = f_H - f_L \text{ [Hz]}. \quad (2.9)$$

Čím vyšší bude šířka pásma BW , tím více bude filtr tlumit okolní frekvence od středové frekvence f_c . To je zvláště při harmonické analýze velmi nežádoucí, jelikož druhá harmonická složka se nachází už na dvojnásobku frekvence f_c .

- Q faktor – určuje jakost filtru. Souvisí přímo s šířkou pásma a střední frekvencí jako

$$Q = \frac{f_c}{f_H - f_L} \text{ [-]}. \quad (2.10)$$

Tedy čím větší je šířka pásma BW filtru, tím menší je Q faktor. Čím větší je Q faktor tím menší je i prakticky dosažitelný útlum filtru, jelikož se společný bod charakteristik horní a dolní propusti posune výše. Protože je třeba, aby šířka pásma byla co nejmenší při co největším útlumu středového kmitočtu, je třeba hodnotu Q faktoru volit jako kompromis mezi těmito dvěma parametry. Obrázek 7 uvádí jako příklad tři různé hodnoty Q.



Obr. 7: Různé hodnoty Q notch filtru

2.1.2 Tracking Notch filtry

Tracking, neboli sledovací, filtry rozšiřují notch filtry o typ zpětné vazby, která je schopná detekovat a uzamknout se na první harmonickou složku filtrovaného signálu.

Potřeby pro různé analyzéry se liší. Zatímco pro čistě analogové THD(+N) analyzéry je třeba kromě středové frekvence filtru kontrolovat i jeho útlum, pro analyzéry využívající číslicovou spektrální analýzu je třeba jen udržovat středovou frekvenci. To může být řešeno analogovou nebo digitální cestou.

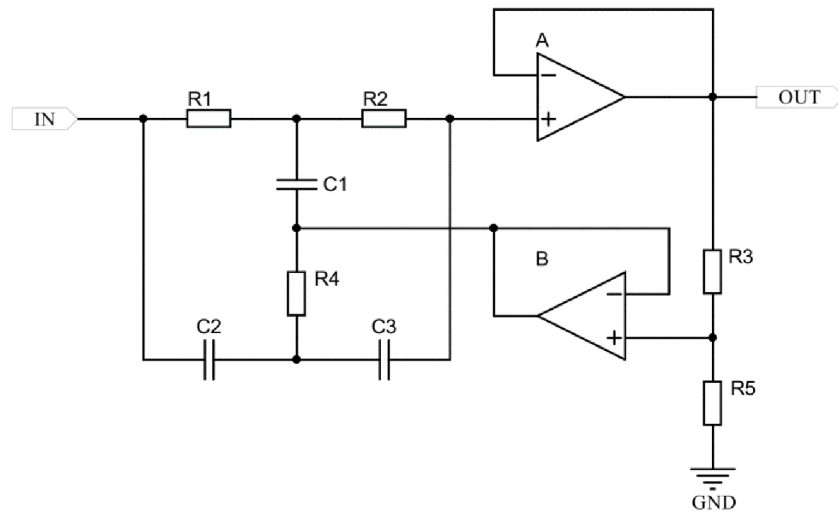
V digitální doméně je toto řešení snáze implementované, ale nastavení frekvence filtru není spojitě a rozlišení převodníků D/A pro tento účel použitých je kritické. V FPGA nebo DSP je realizován algoritmus, který vyhodnocuje vektor chyby frekvence filtru od vstupního signálu většinou tak, že se snaží najít nejvyšší bod útlumu vstupního signálu v blízkém okolí definované frekvence.

2.2 Způsoby realizace

Realizací notch filtrů existuje několik. Tato práce se však zabývá pouze realizacemi nízkofrekvenčními, respektive realizacemi použitelnými pro zpracování audio signálu. Některé z těchto obvodových řešení využívají nějaký druh horní a dolní propusti, do nichž vstupuje stejný vstupní signál. Jejich výstupy jsou pak vhodně zkombinovány, většinou sečteny, aby došlo k potlačení frekvence, která není propuštěna ani jedním filtrem.

2.2.1 Dvojitý T-článek

Široce používaný v různých aplikacích, kde je třeba základní potlačení konstantní frekvence. Jeho typické aktivní zapojení je na obrázku 7. Pasivní varianta tohoto filtru má velkou nevýhodu v podobě pevně určeného Q jako 0.25. Pro vyšší hodnoty Q je nutné zavedení kladné zpětné vazby pomocí aktivních prvků. Q je pak určen poměrem rezistorů R_3 a R_5 , které udávají velikost kladné zpětné vazby. Pro maximální hodnotu Q , a tedy i útlumu filtru, lze tento napěťový dělič odstranit i s operačním zesilovačem B a uzel C1 R_4 je připojen přímo na výstup prvního operačního zesilovače.

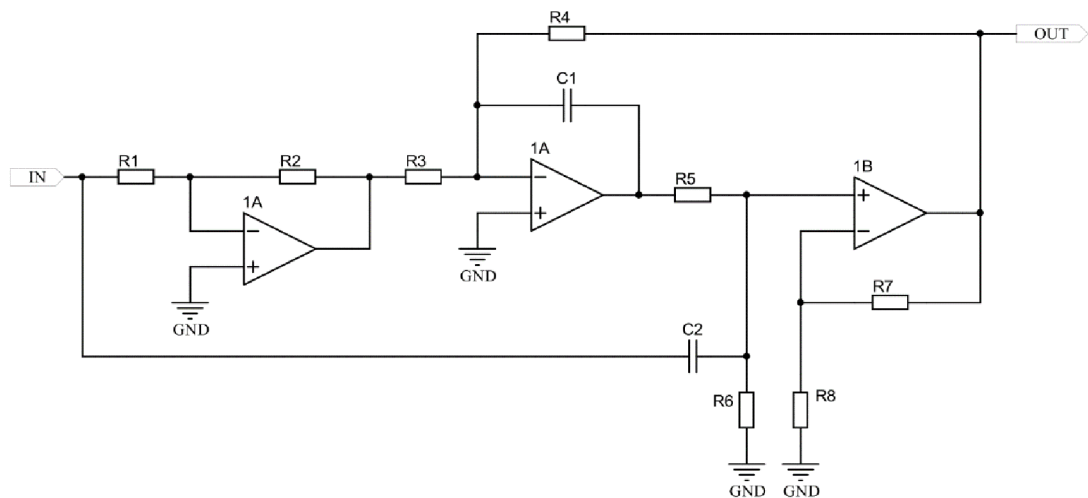


Obr. 8: Aktivní notch filtr s dvojitým T článkem

Tento typ filtru je velice citlivý na párování hodnot součástek, i z toho důvodu se nehodí pro aplikace, kde je vyžadována změna frekvence. S 1 % rezistory a kondenzátory se dá dosáhnout útlumu maximálně 60 dB. Typicky tyto filtry dosahují 40-50 dB [10].

2.2.2 Bainterův notch

Bainterův obvod (Bainter circuit) je jednoduchý notch filtr s dvěma zpětnými vazbami viz obrázek 9. Hlavní výhodou tohoto obvodu proti předchozímu dvojitému T článku je nízká citlivost na párování a výběr přesných hodnot součástek.

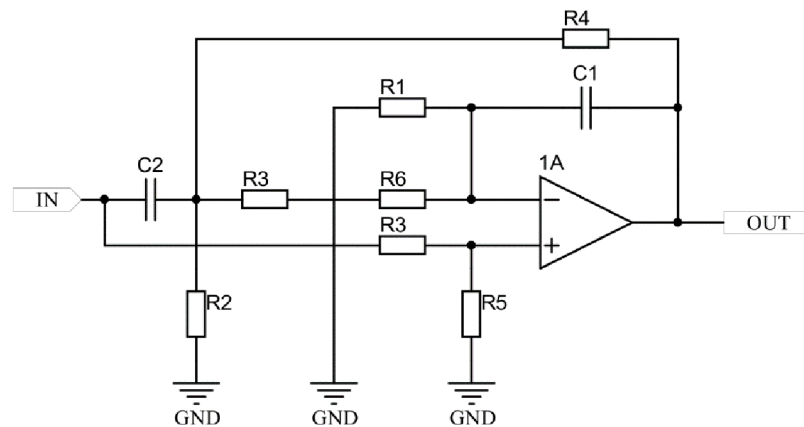


Obr. 9: Bainterův notch filtr

Další zajímavostí je, že Q faktor není určen poměrem součástek, jako v ostatních implementacích, ale zesílením zesilovačů. To v praxi znamená, že Q a tedy hloubka filtru není proměnná s teplotou, stárnutím a jinými vlivy okolí, což může být v některých realizacích výhodné [10].

2.2.3 Boctorův notch

Boctorův notch filtr, byť používá relativně mnoho pasivních součástek, lze realizovat pouze pomocí jednoho operačního zesilovače. Z důvodu použitého množství pasivních komponent, nabízí tento filtr poměrně velkou volnost při párování a výběru součástek. Další výhodou je možnost nastavení různých parametrů filtrů víceméně nezávisle na sobě. Zapojení filtru je na obrázku 10.

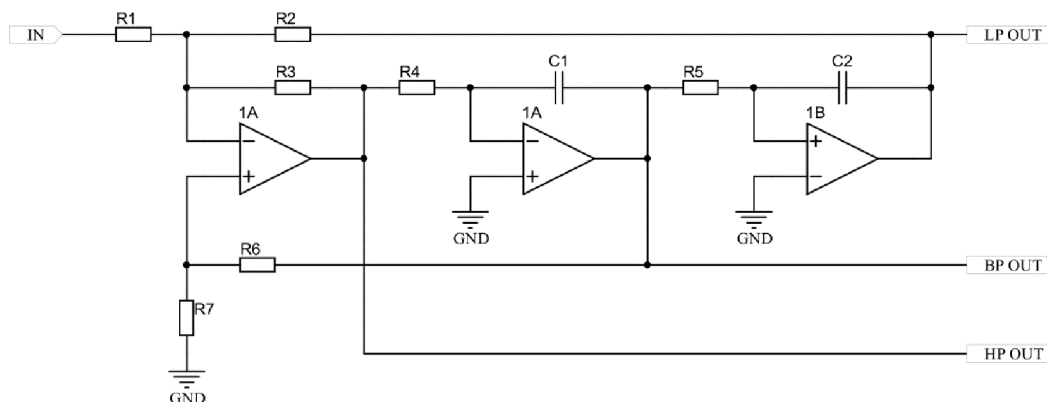


Obr. 10: Boctorův notch filtr

2.2.4 State-variable „1 – Band Pass“ notch filtr

Notch filtry se také dají realizovat tak, že od vstupního signálu je odečten signál pásmové propusti, neboli $1 - BP$ (Band Pass). Toho je využito u filtru typu state-variable (také filtr se stavovými proměnnými).

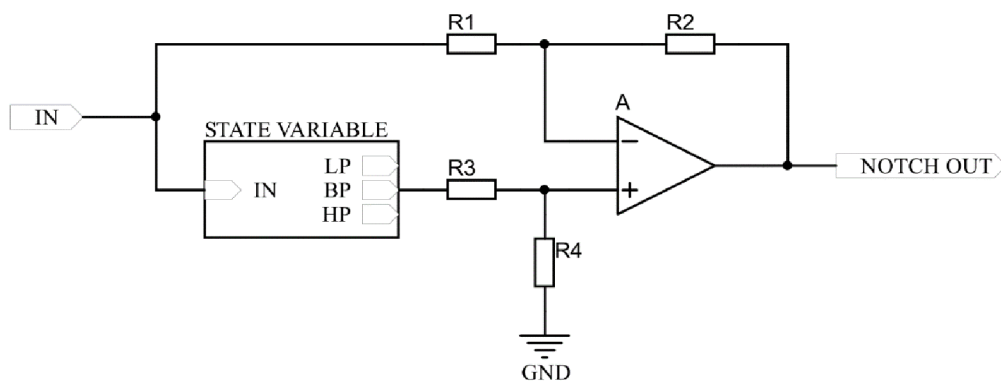
State-variable filtr je na obrázku 11. Tato realizace nabízí nejvyšší přesnost ze všech zmíněných řešení, byť za cenu poměrně velké složitosti. Všechny parametry jako frekvence, zesílení a Q mohou být nastaveny nezávisle na sobě. Filtr má výstupy dolní, horní a pásmové propusti, které jsou přítomné zároveň.



Obr. 11: State variable filtr

Nastavení frekvence filtru se provádí změnou konstant v integrátorech R4, R5, C1 a C2. Byť není třeba aby oba integrátory měly stejnou integrační konstantu, je to v praxi preferováno, zejména při využití v širokém frekvenčním pásmu [10]. Za předpokladu, že R1 je konstantní, změna R2 nastavuje zesílení výstupu dolní propusti a R3 nastavuje zesílení výstupu horní propusti. Faktor Q je nastaven kombinací R6 a R7.

Notch filtr je ze state-variable filtru vytvořen pomocí dalšího bloku s operačním zesilovačem, který odečítá výstup pásmové propusti ze state-variable filtru od vstupního signálu, jak je zobrazeno na obrázku 12.



Obr. 12: Notch filtr vytvořený pomocí neinvertující pásmové propusti

Je důležité, aby state-variable filtr měl neinvertující výstup pásmové propusti. Existuje modifikace zapojení, která využívá state-variable filtr s invertovaným výstupem pásmové propusti a sumační zesilovač na vytvoření notch filtru. Tato konfigurace je popsána v kapitole 3, protože může být výhodnější jako toto obecné řešení.

Jelikož všechny parametry state-variable filtru jsou nastaveny nezávisle na sobě, párování a výběr komponent není kritický. Tím pádem jsou minimalizovány i vlivy okolního prostředí.

3 NÁVRH PROGRAMOVATELNÉHO NOTCH FILTRU

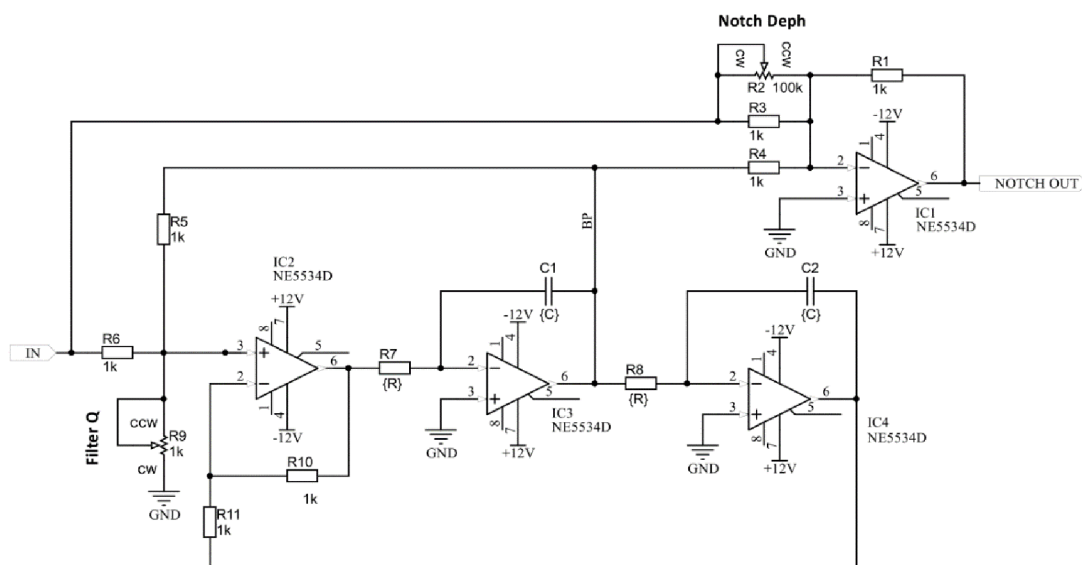
Tato kapitola popisuje návrh a simulace prakticky použitelného notch filtru typu state-variable. Architektura state-variable byla zvolena z důvodu výhodnosti nastavení středové frekvence f_c pomocí změny pouze dvou integračních konstant, které mají navíc shodné hodnoty a jejich párování není tak kritické.

3.1 Návrh filtru

Filtr je navrhnut pro široké frekvenční pásmo (10 Hz – 200 kHz) přepínáním několika dekád kondenzátorů integrátorů a frekvence je pak v daném pásmu nastavena pomocí proměnného rezistivního žebříku s násobícím převodníkem D/A. Funkce je ověřena v simulacích.

3.1.1 Popis funkce

Realizovaný programovatelný notch filtr využívá modifikovaný state-variable filtr popsany v kapitole 2.24. Modifikace spočívá v tom, že vstupní signál není přiváděn na invertující vstup operačního zesilovače, ale neinvertující, jak je zobrazeno na schématu na obrázku 13.



Obr. 13: Zjednodušené schéma realizovaného notch filtru

Touto modifikací je dosaženo toho, že výstup pásmové propusti (BP) state-variable filtru je proti vstupu fázově invertován. Tím pádem lze na vytvoření notch filtru použít běžný invertující sumáčnický zesilovač realizovaný IC1. Poměr sumáčnických rezistorů R3 a R4 určuje

zajímavou vlastnost tohoto řešení – změnou vyvážení těchto rezistorů lze docílit snížení potlačení filtru bez ovlivnění Q. Tedy lze snížit hloubku filtru. To je provedeno pomocí potenciometru R2. Nevýhodou tohoto snížení je změna zesílení obvodu, která se dá kompenzovat snížením R1.

Signál vstupuje do filtru přes rezistor R6 na neinvertující vstup prvního OZ (operačního zesilovače). Ten funguje jako sumátor výstupu ze dvou integrátorů jako jádro celého filtru. Jeho výstup je přiveden na první integrátor s integrační konstantou R7 C1, který zde funguje jako dolní propust prvního řádu a otáčí fázi signálu o 90°. Tento signál je pak přiveden přes rezistor R5 zpět na vstup a vzhledem k tomu, že je jeho fáze oproti fázi vstupního signálu otočená o 90°, tak způsobí utlumení nízkých frekvencí na vstupu prvního OZ, tedy filtr typu horní propusti.

Signál z výstupu IC3 je však přiváděn i na druhý integrátor s integrační konstantou R8 C2, který se zde opět chová jako dolní propust. Výstup integrátoru je skrze rezistor R11 přiveden na invertující vstup prvního operačního zesilovače. Tento signál je ve fázi se vstupním a je přiváděn na invertující vstup OZ, což znamená že uzavře druhou zpětnou vazbu a je odečten od vstupního signálu, fungující jako dolní propust. Kombinací těchto dvou zpětných vazeb vzniknou zmíněné tři výstupy filtru.

Středová frekvence filtru je přímo ovlivněna integračními konstantami integrátorů. Většina komerčních nastavitelných state-variable filtrů využívá pouze změnu rezistorů pro ladění frekvence. Nicméně pro plynulé přeladování frekvence v celém pásmu užitečném pro měření audio signálů (10 Hz - 200 kHz) je třeba měnit RC konstanty ve čtyřech dekádách. To je s pouhou změnou rezistorů téměř nedosažitelné, proto tato realizace filtru používá kombinaci čtyř dekád kondenzátorů a sedmi-úrovňového paralelního rezistorového žebříku v kombinaci s 16 bitovým násobícím (multiplying) převodníku D/A pracující ve druhém kvadrantu pro jemné doladění rezistorů.

3.1.2 Návrh filtru

Středová frekvence filtru f_C je určena jako

$$f_C = \frac{1}{2\pi RC} \quad , \quad (3.11)$$

kde R a C tvoří integrační konstantu integrátorů.

Za předpokladu, že

$$R = R7 = R8$$

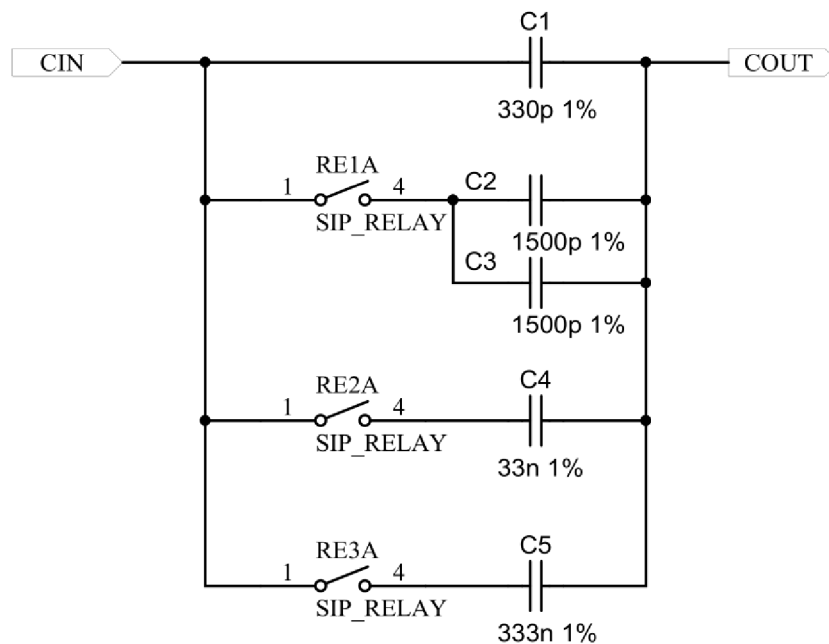
a

$$C = C1 = C2.$$

Pak při zvolení kondenzátoru $C = 33,33 \text{ nF}$ lze spočítat hodnotu R pro středovou frekvenci $f_C = 1 \text{ kHz}$ jako

$$f_C = \frac{1}{2\pi RC} \rightarrow R = \frac{1}{2\pi C f_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 33,33 \cdot 10^{-9} \cdot 1000} = 4775 \Omega.$$

Obrázek 14 znázorňuje řešení přepínání kondenzátorů integračních zesilovačů ve čtyřech dekádách. Byly zvoleny hodnoty vycházející z $1/3$ nF, jelikož vznikne číslo s nekonečným desetinným rozvojem, se kterým se dají jednoduše tvořit dekády přepínáním dalších kondenzátorů a jsou dostupné v řadě E6 standardu EIA. Základní hodnota je 330 pF a jsou přepínány hodnoty 3 nF, 33 nF a 333 nF (nebo 330 nF + 3 nF).



Obr. 14: Žebřík tvořící 4 různé dekády kapacit kondenzátorů integrátorů

Podle toho, která relé jsou sepnuta lze vytvořit dekády zobrazeny v tabulce 1.

Tab. 1: Dekády integračních kapacit

Sepnutá relé	Integrační kapacita
-	0,33 nF
RE1	3,33 nF
RE2	33,33 nF
RE3	333,33 nF

Z těchto kapacitních dekád lze vyjít pro výpočet potřebného rozsahu rezistorů integrátorů. Za předpokladu, že každá dekáda kondenzátorů představuje jednu dekádu frekvence.

Aby nedošlo k přepínání vždy na specifické frekvenci filtru a vytvoření „slepých míst“ je nutné, aby se jednotlivá frekvenční pásma překrývala. Je předpokládáno vždy

pásmo každé dekády $10\text{-}200 \times 10^x$ Hz, kde x značí dekádu. Tím pádem může dojít k přepnutí dekády kondenzátorů libovolně v rozsahu $100\text{-}200 \times 10^x$ Hz.

Poté se nejvyšší hodnota rezistorů spočítá pro $f_C = 10$ Hz a $C = 333,33$ nF jako

$$R = \frac{1}{2\pi C f_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 333,33 \cdot 10^{-9} \cdot 10} = 47,75 \text{ k}\Omega.$$

Nejnižší potřebná hodnota rezistorů nastane pro $f_C = 200$ Hz a $C = 333,33$ nF

$$R = \frac{1}{2\pi C f_C} = \frac{1}{2\pi \cdot 333,33 \cdot 10^{-9} \cdot 200} = 2,38 \text{ k}\Omega.$$

Pro zjednodušení návrhu rezistorového žebříku a přidání tolerance je

$$R_{\text{MIN}} = 2,2 \text{ k}\Omega \text{ a}$$

$$R_{\text{MAX}} = 50 \text{ k}\Omega.$$

Tabulka 2 popisuje frekvenční pásma kterých je takto navržený filtr schopný dosáhnout.

Tab. 2: Frekvenční pásma filtru pro různé kapacitní dekády

Sepnutá relé	Integrační kapacita	Rozsah f_C
RE3	333,33 nF	9,55 Hz – 217 Hz
RE2	33,33 nF	95,5 Hz – 2,17 kHz
RE1	3,33 nF	956 Hz – 21,7 kHz
-	0,33 nF	9,65 kHz – 219 kHz

Rezistorový žebřík pro integrátory je realizován pomocí 7 bitového vyváženého binárního žebříku zobrazeného na schématu na obrázku 15. Nejvyšším bitem (MSB) je relé RE4 s rezistory s celkovým odporem $2,5 \text{ k}\Omega$. Nejnižším bitem (LSB) pak RE10 s rezistorem $160 \text{ k}\Omega$. Žebřík je vyvážen tím, že každá hodnota $n+1$ od MSB bitu je poloviční. Výsledný odpor této dekády je určen vztahem

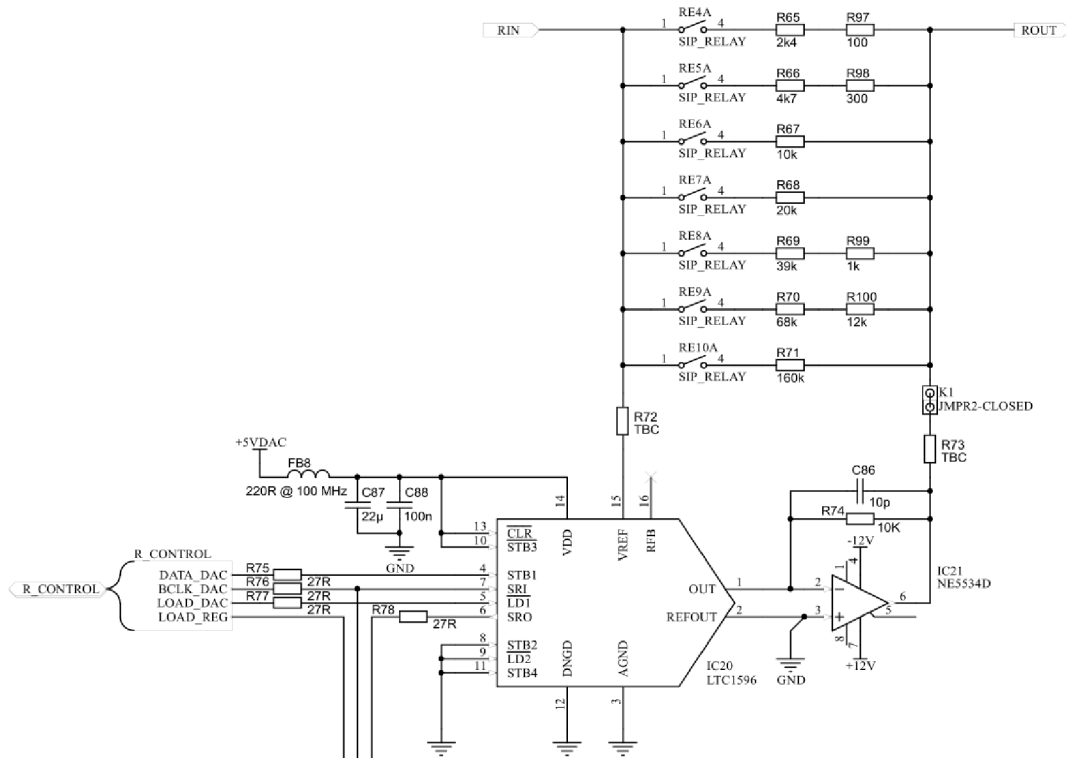
$$R = \frac{R_{\text{LSB}}}{N}, \quad (3.12)$$

kde R_{LSB} je nejvyšší hodnota odporu žebříku a N je binární číslo na vstupu žebříku. Například pro vstup $N = 31$ je odpor žebříku roven

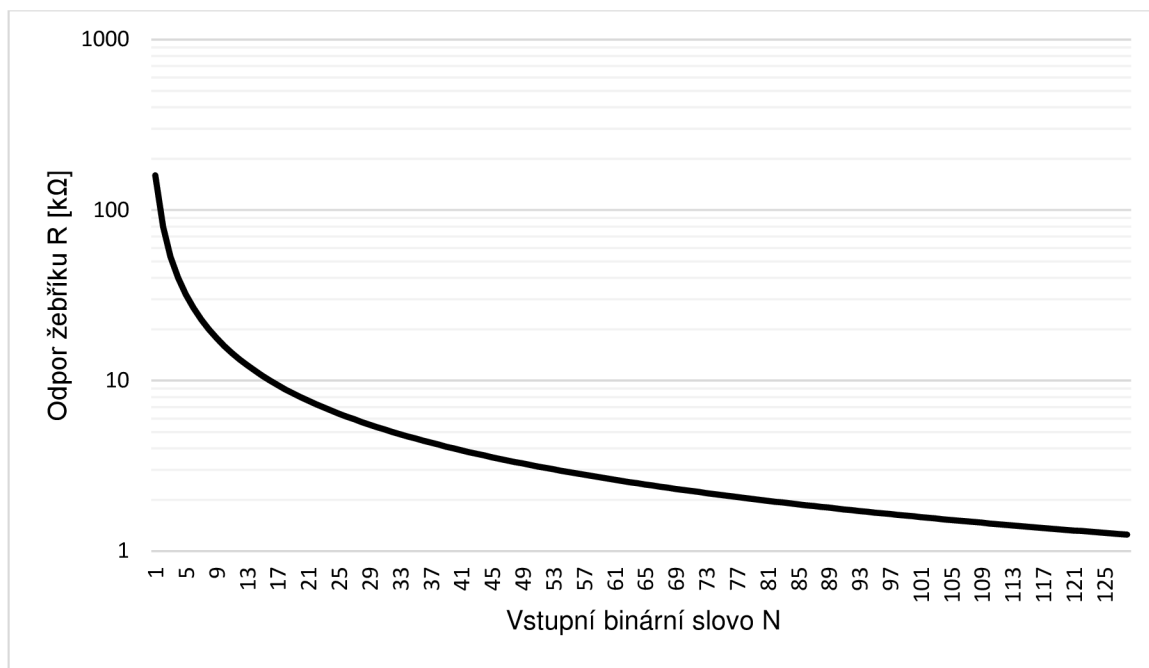
$$R = \frac{R_{\text{LSB}}}{N} = \frac{160 \cdot 10^3}{31} = 5,16 \text{ k}\Omega.$$

Graf na obrázku 16 znázorňuje závislost vstupního binárního slova N na výsledném odporu žebříku. Lze pozorovat, že graf není lineární a při vyšších hodnotách odporu dosahuje značně nižšího rozlišení než při hodnotách nízkých.

Proto je paralelně k tomuto 7 bitovému diskretnímu žebříku připojen násobící 16 bitový převodník D/A v podobě IC20, který společně s převodníkem proudu na napětí IC21 pracuje ve druhém kvadrantu a je schopný plynule s vysokým rozlišením zvyšovat hodnotu odporu celé soustavy.



Obr. 15: Rezistorový žebřík s násobícím převodníkem D/A



Obr. 16: Graf závislosti odporu žebříku na vstupním binárním slovu N

Aby nebyla příliš utlumena druhá harmonická složka při zachování dostatečného potlačení složky první, bylo zvoleno Q filtru s hodnotou 2. To způsobí potlačení druhé harmonické maximálně o 0.5 dB, což je akceptovatelné [10]. Faktor Q filtru je nastaven rezistorem R9 jako

$$R9 = \frac{R5 \cdot R6}{R5 + R6} = \frac{1000 \cdot 1000}{2 - 1} = 500 \Omega, \quad (3.13)$$

Hodnoty ostatních rezistorů state-variable filtru byly zvoleny s ohledem zejména na Johnsonův tepelný šum a také pro zachování co nejmenšího zkreslení. Rezistory R1, R3, R4 sumačního zesilovače IC1 jsou všechny zvoleny 2 kΩ jako kompromis mezi výstupním šumem a zachováním koncových stupňů operačních zesilovačů ve třídě A. Výstupní napětí filtru je určeno

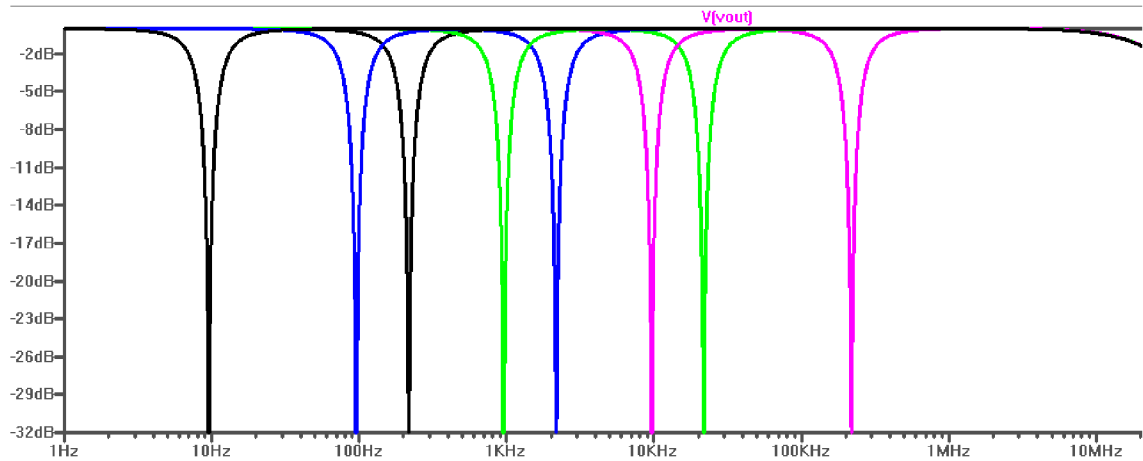
$$U_{out} = -R1 \left(\frac{U_{IN}}{R3} + \frac{U_{BP}}{R4} \right), \quad (3.14)$$

kde U_{IN} je vstupní napětí filtru a U_{BP} je výstup pásmové propusti state-variable filtru. Výstupní napětí je tedy fázově invertované vstupní napětí se shodnou amplitudou, ke kterému se přičítá invertovaný výstup pásmové propusti state-variable filtru způsobující notch amplitudově shodný s útlumem pásmové propusti.

Rezistory R10 a R11 určují zesílení horní, respektive dolní, propusti filtru a pro zachování symetričnosti notch filtru jsou oba rezistory stejné hodnoty 2 kΩ.

3.2 Simulace filtru

Na obrázku 17 jsou zobrazeny čtyři frekvenční pásma ve kterých filtr dokáže operovat.



Obr. 17: Zobrazení čtyř frekvenčních rozsahů filtru

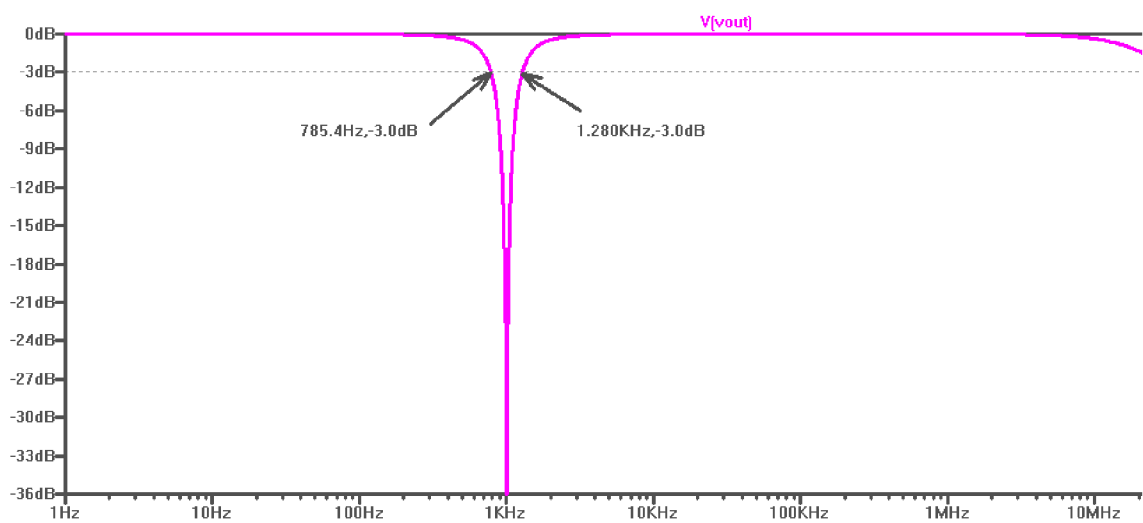
Z tohoto grafu lze odečíst celkový rozsah nastavení středové frekvence f_C filtru

$$9,62 \text{ Hz} - 219 \text{ kHz},$$

ten tedy souhlasí s teoretickou vypočtenou hodnotou

$$9,55 \text{ Hz} - 219 \text{ kHz}.$$

Obrázek 18 vyznačuje frekvence f_H a f_L – popisuje BW filtru při $f_C = 1 \text{ kHz}$; $R = 4,76 \text{ k}\Omega$ a $C = 33,33 \text{ nF}$.



Obr. 18: Vyznačené frekvence f_L a f_H notch filtru při $f_C = 1 \text{ kHz}$

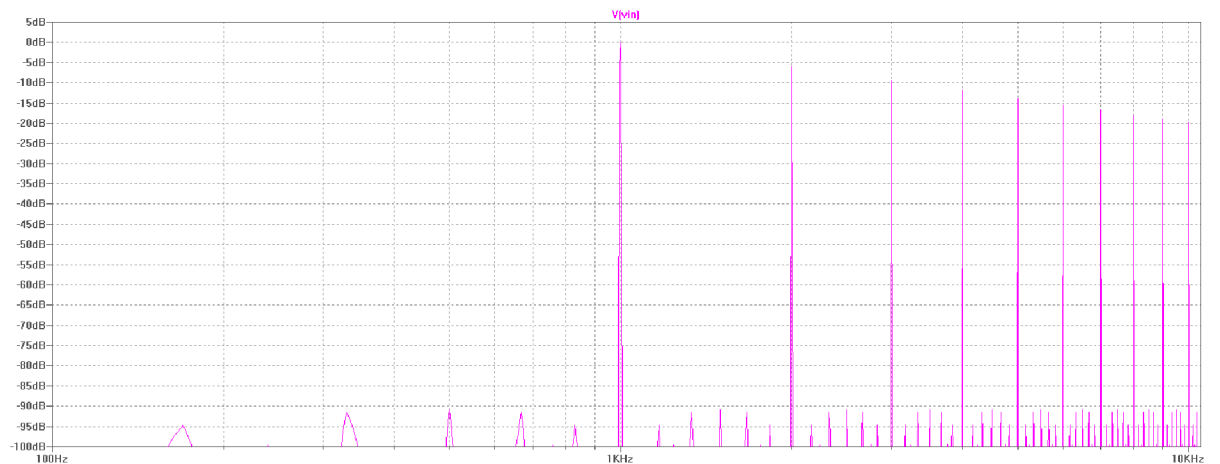
Z toho je vyjádřeno Q filtru podle vztahu (2.10)

$$Q = \frac{f_c}{f_H - f_L} = \frac{1000}{1280 - 785,4} = 2,02 [-].$$

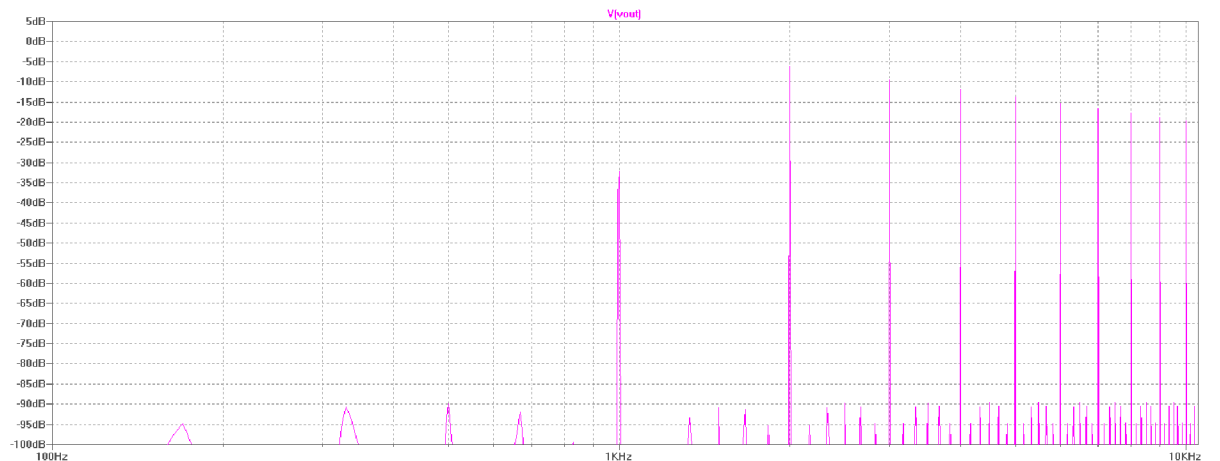
Faktor Q tedy souhlasí s vypočtenou hodnotou $Q = 2$.

Výstup FFT ze SPICE simulátoru s velikostí bloku $BL = 1048576$ a dobou převodu $t_d = 100$ ms je na obrázku 19. Okenní funkci není třeba používat, jelikož doba převodu $t_d = 100$ ms je celočíselný násobek periody měřeného signálu s frekvencí 1 kHz.

Vstupní signál je pilový průběh s frekvencí 1 kHz. Pilový signál byl zvolen, protože produkuje sudé i liché harmonické složky s postupně klesající intenzitou.



Obr. 19: FFT analýza pilového signálu s frekvencí 1 kHz



Obr. 20: FFT analýza výstupu notch filtru zpracovávající 1 kHz pilový signál

Obrázek 20 je stejný pilový signál, avšak procházející simulovaným notch filtrem. Lze si

povšimnout, že krom utlumení první harmonické složky došlo k utlumení i rušivých napětí blízko šumového dna FFT, zatímco vyšší harmonické složky jsou téměř nedotčeny. Tabulka 3 porovnává hodnoty prvních deseti harmonických složek.

Tab. 3: Úrovně jednotlivých harmonických složek na vstupu a výstupu notch filtru

Frekvence harmonické složky [kHz]	Úroveň harmonické složky na vstupu filtru [dBr]	Úroveň harmonické složky na výstupu filtru [dBr]
1	0	-32,3
2	-6,0	-6,3
3	-9,5	-9,5
4	-12,0	-12,0
5	-14,0	-14,0
6	-15,6	-15,6
7	-16,9	-16,9
8	-18,0	-18,0
9	-19,1	-19,1
10	-20,0	-20,0

Notch filtr tedy potlačil první harmonickou složku o 32,3 dB, zatímco druhá byla potlačena pouze o 0,3 dB. Třetí a vyšší harmonická složka téměř potlačena nebyla.

Harmonické zkreslení pilového průběhu lze analyticky vyjádřit [11] jako

$$THD_{SAW} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = 80,3 \% \quad (3.15)$$

Harmonické zkreslení lze vypočítat z harmonických složek odečtených ze vstupu filtru (ze zdroje pilového průběhu) jako

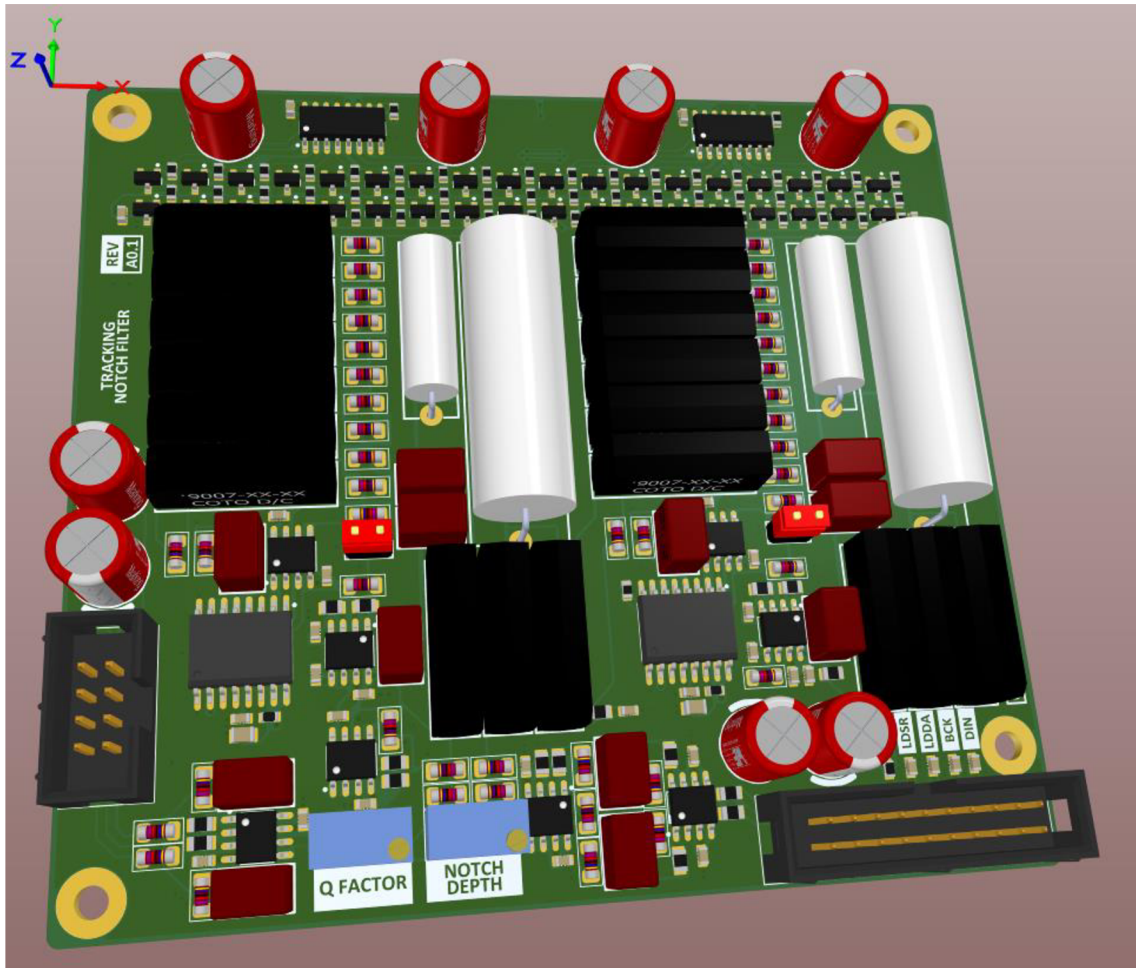
$$THD_{IN} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \cdot 100 = \frac{\sqrt{0,716^2 + 0,476^2 + \dots + 0,143^2}}{1,432} \cdot 100 = 74,2 \%$$

Harmonické zkreslení po dosazení hodnot harmonických složek po průchodu notch filtrem je

$$THD_{OUT} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \cdot 100 = \frac{\sqrt{0,692^2 + 0,478^2 + \dots + 0,146^2}}{1,432} \cdot 100 = 73,5 \%$$

Lze konstatovat, že notch filtr ovlivnil měření harmonického zkreslení minimálně. Chyba, kterou zavedl notch filtr je méně než 1 %. Výsledky se proti analytickému výsledku liší z důvodu, že je počítáno zkreslení pouze pro 10 prvních harmonických složek.

3.3 Prototyp programovatelného notch filtru



Obr. 21 - 3D pohled na prototyp nastavitelného notch filtru

Na obrázku 21 je 3D model dokončeného prototypu programovatelného notch filtru. V příloze bakalářské práce je pak k nalezení kompletní schéma a návrh desky plošných

spojů prototypu programovatelného notch filtru. Schéma je hierarchické, tedy každý z bloků (R nebo C banky) má v souboru svůj odpovídající schématický list.

Notch filtr má diferenciální napět'ový vstup s maximální vstupní amplitudou $4 V_{RMS}$ při napájecím napětí $\pm 12 V$. Jeho přenos je 1, tedy výstupní napětí bude odpovídat vstupnímu v pásmu, kde notch filtr není aktivní. Tento diferenciální signál je pomocí vstupního dolnoproputného filtru s AD797 převeden na nesymetrický, se kterým pracuje notch filtr. Po zpracování signálu je pomocí OPA1632 přiveden opět na symetrický. Funkce notch filtru je popsána v kapitole 3.1.1.

Bloky kapacitorů jsou složeny z 1 % polypropylenových kondenzátorů. Polypropylenové dielektrikum dosahuje výborných hodnot dielektrické absorbce (DA), důležité pro dosažení nízkého zkreslení. Kondenzátorové banky jsou připínány pomocí jazýčkových relé.

Bloky rezistorů jsou osazeny 0,1 % tenkovrstvými rezistory. Ty byly zvoleny kvůli jejich nízkému napět'ovému koeficientu (VCR) oproti tlustovrstvé technologii, opět důležitého k dosažení nízkého zkreslení. V případě, že nebyla dostupná potřebná hodnota rezistoru v řadě E48, byla složena ze dvou různých hodnot. Rezistory jsou přepínány opět pomocí jazýčkových relé. Paralelně k tomuto rezistorovému žebříku je 16bitový převodník D/A LTC1596 společnosti Linear Technology (Analog Devices), jež slouží k rozšíření rozlišení R bloku. Jeho výstup pracuje do téměř nulové impedance v audio pásmu, která je tvořena zesilovačem IC7 (IC10), jež pracuje jako převodník proud-napětí (I/V). LTC1596 tedy pracuje v proudovém módu, což opět snižuje napět'ový koeficient jeho vnitřních rezistorů. Tento převodník pracuje ve druhém kvadrantu s invertujícím převodníkem I/V, impedanci rezistorového žebříku tedy zvyšuje.

Rezistory i kondenzátory byly párovány na čtyř-vodičovém precizním RLC metru pro dosažení co nejpodobnějších integračních konstant obou integrátorů v celém pásmu. Stejně integrační konstanty jsou důležité pro stabilitu jakosti a hloubky filtru v při přeladění kmitočtu.

Jazýčková relé byla zvolena kvůli jejich rychlosti a minimálnímu zkreslení procházeného signálu, ke kterému dochází zvláště při použití spínacích prvků typu MOS-FET nebo J-FET. Taktéž při přepínání produkují téměř nulový hluk. Obvody pro spínání těchto relé jsou navrhnutы tak, aby cívka byla vždy uzemněna. To je dáno konstrukcí jazýčkových relé, kdy cívka je navinuta okolo samotného kontaktu a mezi ním a cívkou je značná parazitní kapacita. Uzemněním cívka slouží i jako druh elektromagnetického stínění. Paralelně s každým relé je 100nF keramický kondenzátor. Ten má několik výhod proti použití anti-paralelní diody. Jednak poskytuje vysokofrekvenční cestu do země pro druhý konec vinutí relé a efektivně tak snižuje impedanci pro případné indukované rušení na cívce na polovinu a taktéž poskytuje rychlejší rozpínací časy proti anti-paralelní diodě, která udržuje proud cívkou po odpojení napájení. Relé jsou buzena sériovými posuvnými registry typu 74HC595 v kombinaci s bipolárními budiči.

Všechny kritické operační zesilovače v notch filtru byly zvoleny NE5534, kvůli jejich nízkému šumu a zkreslení. Vstupní operační zesilovač byl zvolen AD797 kvůli jeho nízkému zkreslení a velmi nízkému šumu.

Všechny operační zesilovače mají na napájecích pinech 100nF blokovací kondenzátory a na desce jsou na vhodných místech rozmístěny 560 μF polymerové kondenzátory. Stejně tak převodníky D/A, posuvné registry a budící obvody pro relé jsou

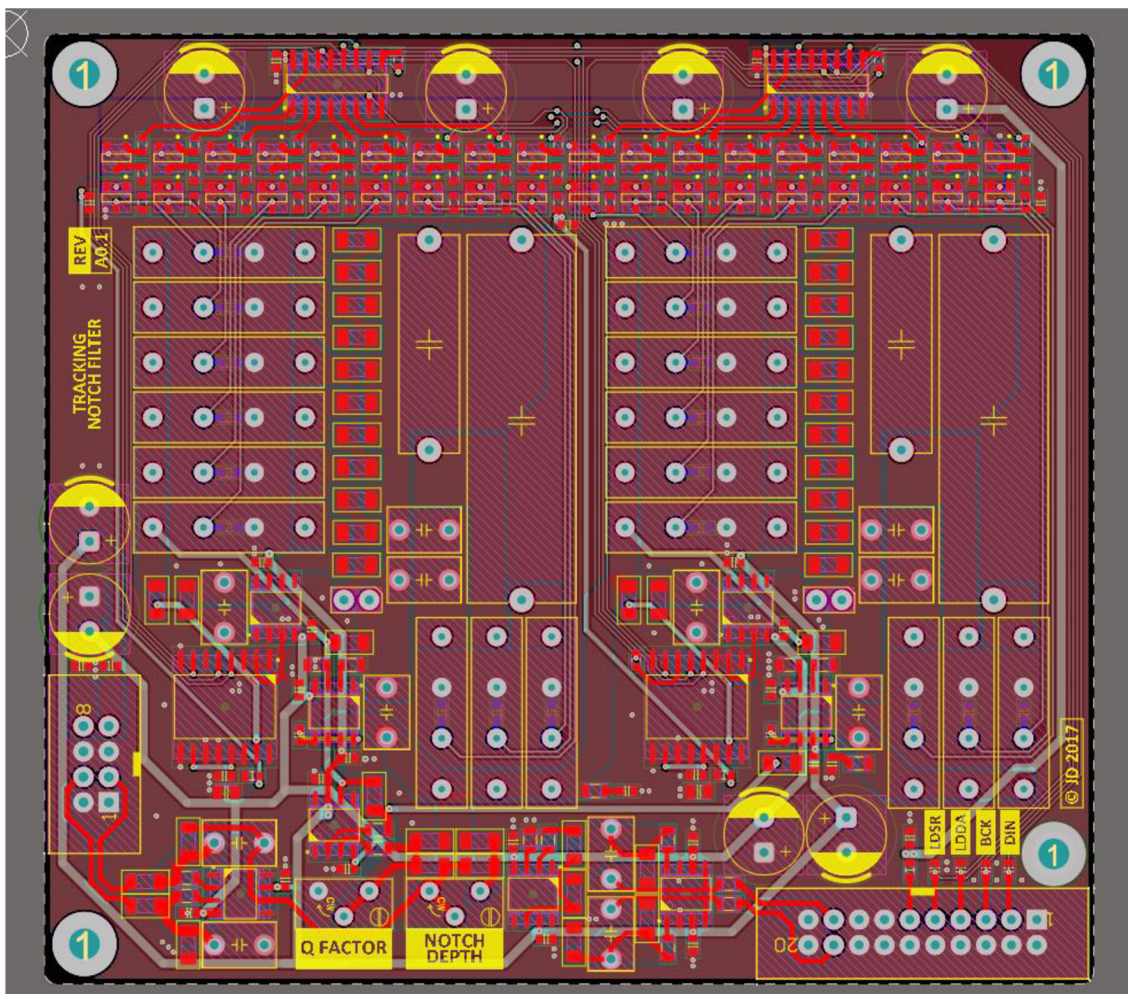
blokované.

Celý notch filtr je ovládán pomocí sériové linky z konektoru CON1. Ta se skládá z následujících signálů.

- DIN – vstupní datový vodič sériové linky
- BCK – bitový hodinový signál
- LDDA – přeneše data ze vstupního registru převodníku D/A na jeho výstup při přechodu do nuly
- LDSR – přeneše data ze vstupního registru 74HC595 do výstupního a přepne příslušná relé při přechodu do aktivní úrovně

Sériová datová linka má šířku 48 bitů, jelikož jsou oba převodníky D/A (2×16 bitů) i oba posuvné registry (2×8 bitů) zapojeny sériově. Rozdělení jednotlivých částí vstupního slova je popsáno na hlavním schématickém listu. Napěťové úrovně odpovídají CMOS normě pro 5 V. Maximální hodinový kmitočet je 8 MHz.

Lze si také povšimnout 22pF kondenzátorů C17-C20 na datových linkách. Ty slouží zejména jako ESD ochrana a v praxi se osvědčily. Mohou sloužit i jako potlačení VF rušení, to však nebylo prakticky ověřeno.

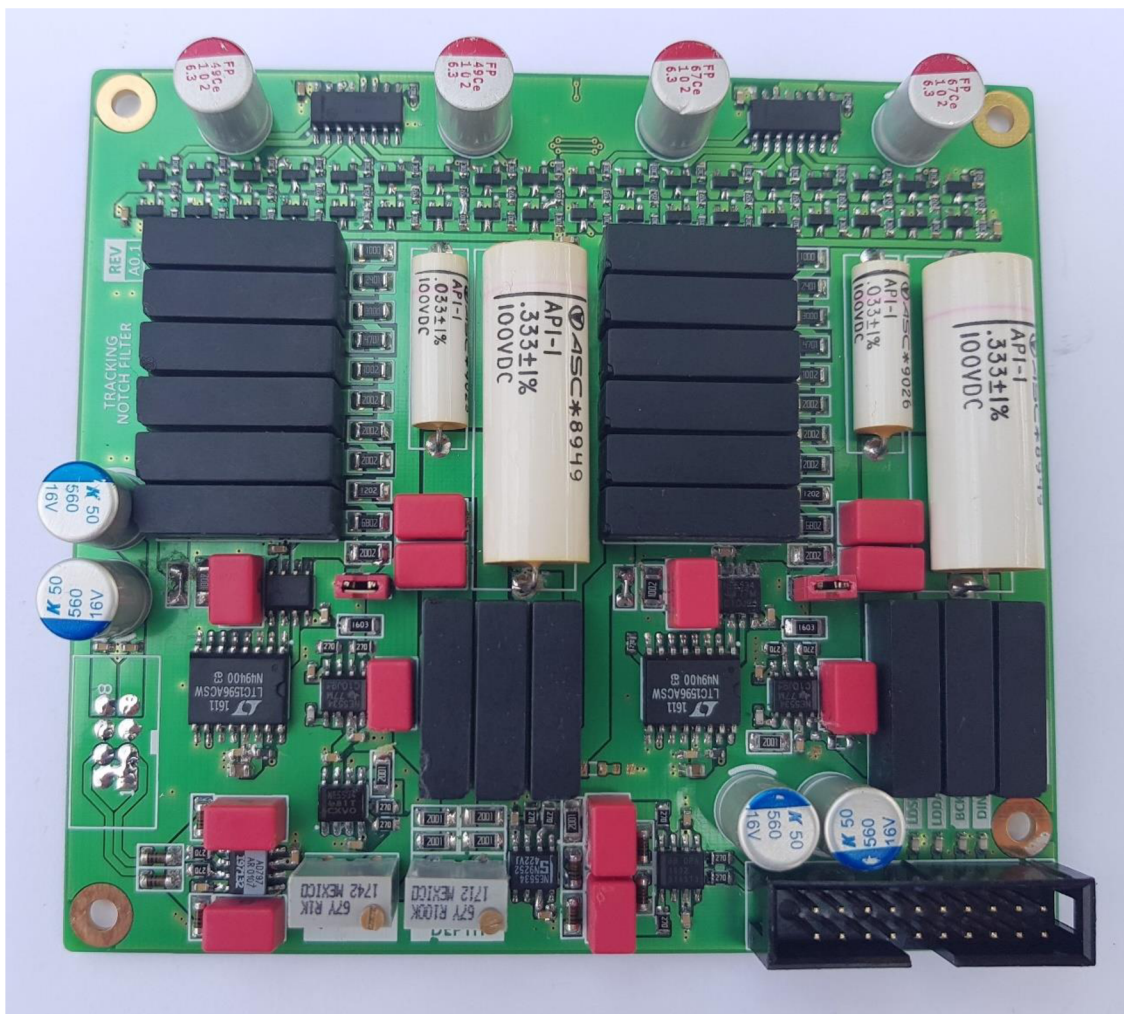


Obr. 22 - DPS prototypu programovatelného notch filtru

Na obrázku 22 je transparentní pohled na DPS notch filtru. Ta byla navrhnutá v programu Altium Designer 18 primárně pro povrchovou (SMD) montáž. Jako nejmenší velikost SMD byla zvolena 0603 pro jednoduchost ručního pájení. Některé kondenzátory, konektory, trimry a relé jsou vývodové. Kritické rezistory jsou velikosti 1206 k možnosti osadit i 0204 Thin-Film MELF rezistory. Většina polypropylenových kondenzátorů jsou standardní radiální s roztečí vývodů 5 mm. Speciální 33 nF a 333 nF jsou axiální typy. Konektory jsou typu IDC.

Deska plošných spojů má čtyři vodivé vrstvy – TOP, IN1, IN2, BOT. Vrstvy IN1 a BOT obsahují téměř pouze rozlitou měď v podobě země. Primárně všechny vodivé cesty byly vedeny ve vrstvě IN2 a kde to bylo vhodné, tak i ve vrstvě TOP. Spousta cest je tvořena polygony, to se v praxi osvědčilo.

V příloze bakalářské práce jsou v PDF formátu vyobrazeny i jednotlivé pohledy na jednotlivé vrstvy. Na obrázku 23 je fotografie sestaveného prototypu filtru.

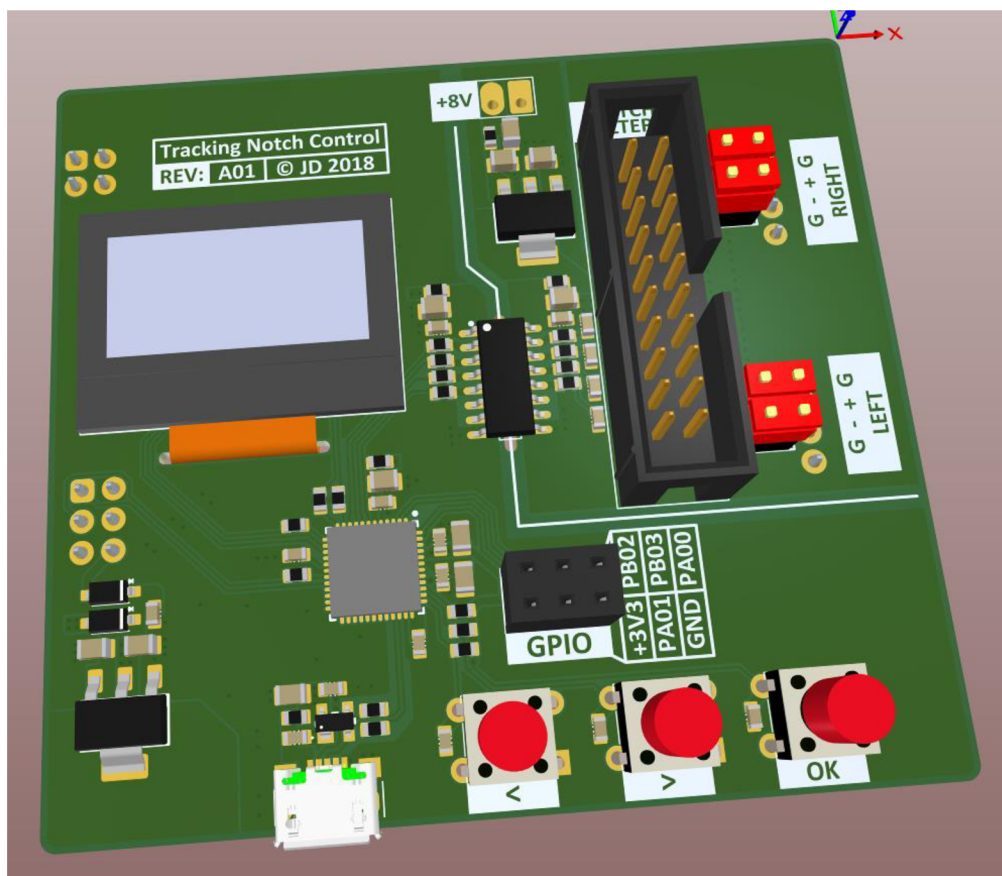


Obr. 23 - Sestavený prototyp programovatelného notch filtru

3.4 Doplnkové moduly programovatelného notch filtru

Pro ověření funkce notch filtru je třeba zejména jeho modul řízení, ale také vhodný převodník A/D a sinusový generátor s velmi nízkým zkreslením. Tyto moduly nejsou součástí této bakalářské práce, nicméně vhodně doplňují její téma a jsou krátce popsány v následující podkapitole.

3.4.1 Modul řízení notch filtru



Obr. 24 - 3D pohled na modul řízení notch filtru

Modul řízení se stará o inicializaci a nastavení kmitočtu, na kterém notch filtr pracuje. Na obrázku 24 je vidět 3D náhled na tento modul. V příloze je pak kompletní schéma a zobrazení desky plošných spojů ve formátu PDF.

Je řízen procesorem společnosti Atmel (Microchip) SAMD21G18, což je 32 bitový ARM mikrokontrolér s Cortex M0+ jádrem pracující na 48 MHz, 256 kB FLASH paměti a 32 kB RAM. Na desce je i 0,96" OLED display s rozlišením 128×64 bodů připojený přes SPI sběrnici a tři tlačítka k ovládání filtru v samostatném módu.

Modul programovatelného notch filtru se k modulu řízení připojí skrze IDC20 konektor, který přenáší výstupní analogový signál i sériovou linku k ovládání notch filtru. Tato sériová linka je přivedena na signálový izolátor Si8662BC společnosti SiliconLabs využívající kapacitní bariéru a RF modulaci k přenosu signálů. Tento izolátor zaručuje oddělení od digitální části řízení, omezující pronikání rušení a tvoření zemních smyček. Vstup izolátoru je připojen k ARM procesoru, který formátuje potřebná data.

Celý modul je navrhnut pro tři různé módy operace. V primárním módu je navrhnut tak, aby bylo možné ho pomocí konektorů na spodní straně přímo nasadit na A/D převodník popsany v kapitole 3.4.2. Modul pak přenáší signály z notch filtru přímo na analogový vstup převodníku A/D a zároveň je ARM procesor připojen pomocí sériového UART kanálu k XMOS mikrokontroléru na desce s A/D převodníkem. Ten pak mimo hlavní funkce přenosu digitálních audio dat tvoří i převodník mezi tímto UART kanálem a USB CDC standardem (simulovaný COM port), aby bylo možné filtr ovládat z programu v PC a přenášet naměřená audio data přes jeden USB kabel.

Další módy operace jsou samostatné, kdy modul není nasazen na modulu převodníku A/D. V takovém případě může pracovat stejně jako v předchozím případě ovládaný přes stejný software v PC, ale připojený vlastním USB kabelem. Pak se ARM mikrokontrolér stará o překlad mezi sériovou linkou a USB CDC. Využívá tedy jeho vlastní USB periférii. V posledním modu operace nekomunikuje skrze USB vůbec a frekvenci je možné nastavit pomocí tlačítek a OLED display na modulu.

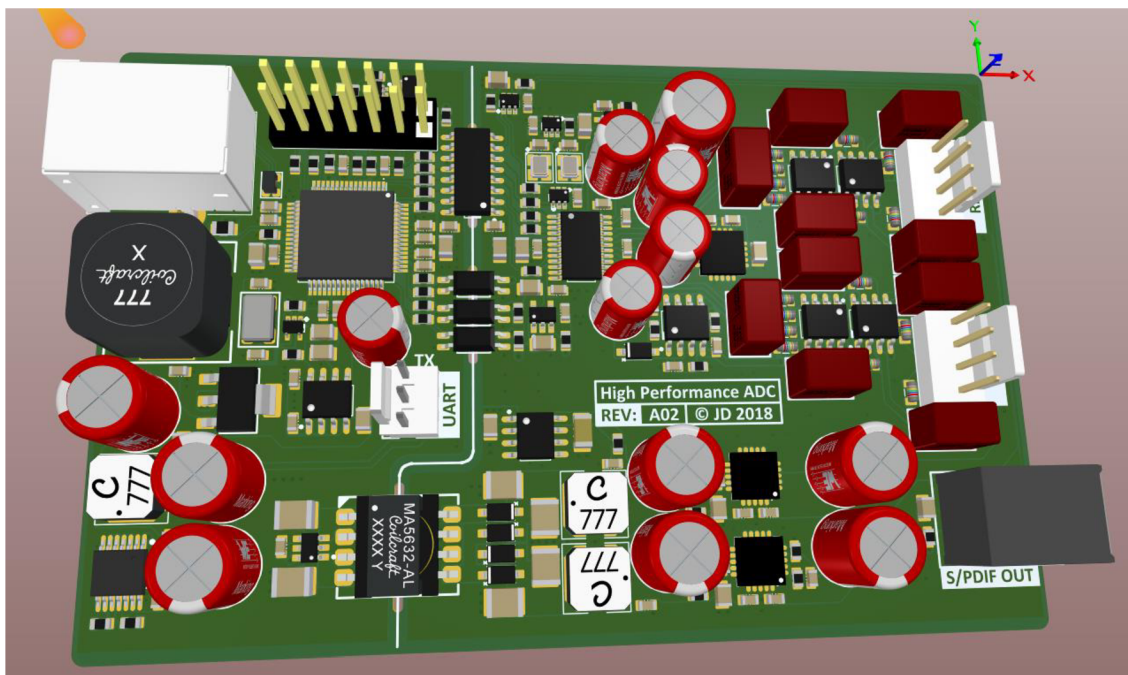
ARM procesor se ve všech případech stará o výpočet potřebné frekvence a tomu odpovídající přepínání mezi dekadami, ovládání rezistorového žebříku i ovládání násobících převodníků D/A na modulu notch filtru, jak je popsáno v kapitole 4. Na seriové UART/CDC lince pouze očekává příkazy dle protokolu popsaném na github [12].

Analogová část modulu (strana izolátoru připojená k notch filtru) je napájena externím 8 V zdrojem a dále na desce stabilizována na 5 V. Řídící část modulu je napájena 5 V buď přímo z desky modulu převodníku A/D, nebo z MicroUSB konektoru v samostatném módu.

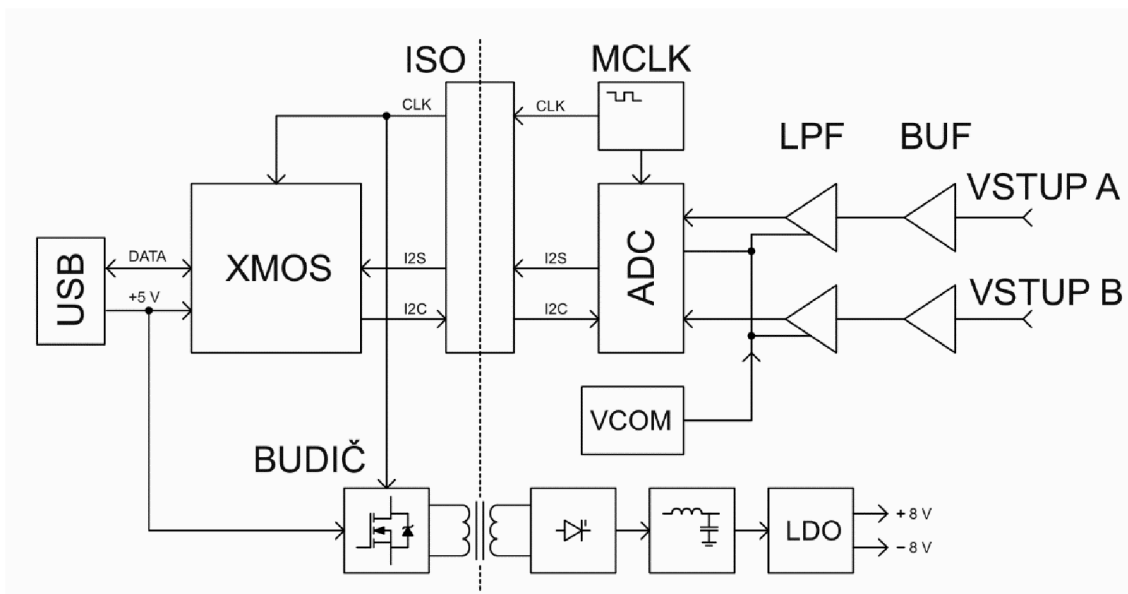
3.4.2 Modul převodníku A/D s USB rozhraním

Na obrázku 25 je pohled na desku plošných spojů modulu převodníku A/D s USB rozhraním. Ten byl navrhnout pro ověření faktu, že notch filtr dokáže snížit inherentní THD integrovaných $\Delta\Sigma$ převodníků A/D, pro charakterizování samotného filtru i pro měření THD jak samostatně, tak v kombinaci s programovatelným notch filtrem. V příloze je kompletní schéma převodníku a pohled na desku plošných spojů. Na obrázku 26 je pak blokové schéma převodníku.

Jako převodník A/D byl zvolen CS5381 společnosti Cirrus Logic. Ten je výrobcem charakterizován s -110 dB THD+N a 120 dB dynamického rozsahu. Jeho maximální vzorkovací frekvence je 192 kHz.



Obr. 25 - 3D pohled na modul USB převodníku A/D



Obr. 26 - Blokové schéma převodníku A/D

Analogový vstupní obvod je tvořen ze vstupních sledovačů tvořených buď operačními zesilovači AD8620 s FET vstupem pro kanál B, nebo NE5332JRC, jakožto zástupce OZ s bipolárním vstupem pro kanál A. Mezi těmito OZ se volí podle výstupní impedance měřeného zařízení, od které se odvíjí šumové parametry a problémy s se stejnosměrnou nestabilitou způsobenou vstupním proudem bipolárních OZ. Následuje plně diferenciální OZ v podobě OPA1632, který funguje jako anti-aliasingový filtr a nízkoimpedanční budič převodníku A/D.

Převodník A/D je buzen diferenciálním signálem superponovaným na polovině jeho napájecího napětí, tedy 2,5 V. Byť toto napětí je generováno vnitřní Band Gap referencí, je prakticky ověřeno, že generování tohoto napětí externě pomocí obvodu tvořeného IC6 dosahuje lepších šumových parametrů.

Digitální část modulu je tvořena osmi-jádrovým mikrokontrolérem XMOS XUF208 s 256 kB sdílené RAM, 1 MB FLASH paměti pracující na frekvenci 500 MHz. Ten se stará o zpracování dat z převodníku A/D a jejich odesílání do PC, kde jsou zpracovány pomocí FFT. Taktéž se stará o příjem digitálních audio dat z PC a jejich překlad do S/PDIF formátu, který je pak k dispozici na optickém vysílači pro případné testování převodníků D/A. Je využito obecného standardu USB Audio Class 2 (UAC2), pro který mají moderní operační systémy nativní ovladače. V případě, že je na tento modul nasazena deska řízení programovatelného notch filtru, pak XMOS mikrokontrolér vytvoří kompozitní USB zařízení a krom UAC2 standardu přenáší i CDC standart, jak je popsáno v kapitole 3.4.1.

Vzorkování je řízeno hodinovým signálem tvořeným MEMS oscilátory NDK NZ2520SD s nízkým fázovým šumem (-114 dBc/Hz na 100 Hz a -153 dBc/Hz na 1 kHz) s kmitočtem 22,5792 MHz pro vzorkovací kmitočty 44,1 kHz, 88,2 kHz a 176,4 kHz a 24,576 MHz pro vzorkovací kmitočty 48 kHz, 96 kHz a 192 kHz. Přepínání mezi těmito oscilátory zajišťuje hlavní mikrokontrolér dle zvolené vzorkovací frekvence v PC.

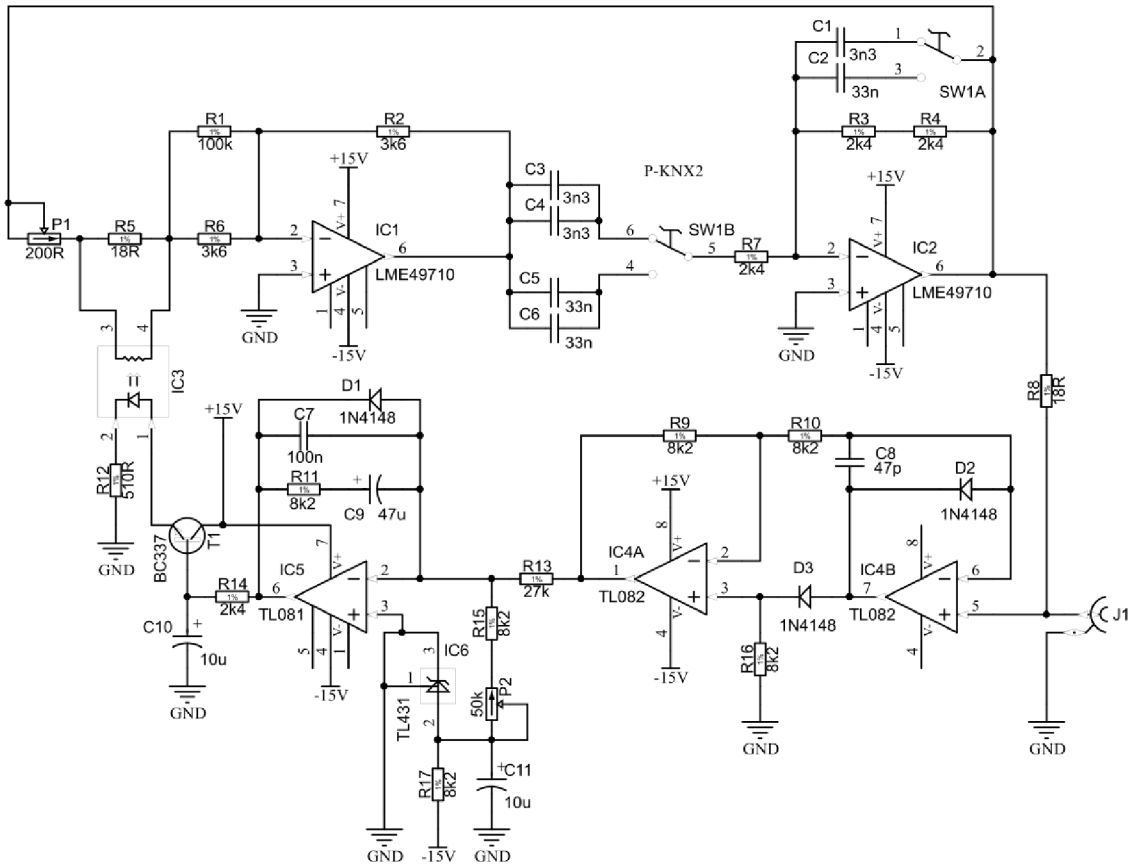
Celý modul převodníku A/D je napájen z 5 V napájení z USB konektoru, nicméně jeho analogová část je kompletně izolovaná k omezení pronikání rušení a zemních smyček. Toho je docíleno opět pomocí signálového izolátoru Si8662BC a několika optočlenů. K napájení analogové části je použit izolovaný spínaný DC-DC zdroj typu push-pull. Ten využívá 1 A budiče transformátorů SN6505x s 7,2 W push-pull impulzním transformátorem s poměrem závitů 1:2. Tento zdroj nemá zpětnou vazbu a spoléhá na stabilizaci na sekundární straně, což je daň za jeho jednoduchost. Dosahuje však velmi nízké úrovně rušení a celý zdroj je navíc synchronizován na 384 kHz nebo 352,8 kHz spínací frekvenci, která je přímo odvozena z hlavních oscilátorů řídicích vzorkování. Tím nemůže dojít k intermodulaci v převodníku A/D (pokud nějaké rušení ze zdrojů pronikne) a tím degradaci signálu.

Sekundární strana transformátoru je usměrněna, vyhlazena keramickými kondenzátory a dolnopropustným LC filtrem s polymerovými organickými kondenzátory. Dále je stabilizována regulátory TPS7A4700 pro pozitivní větev a TPS7A3301 pro negativní větev. Tyto regulátory byly zvoleny z důvodu jejich vysokého potlačení rušivých napětí (70 dB na 200kHz).

3.4.3 Modul sinusového generátoru s velmi nízkým zkreslením

Harmonické zkreslení zařízení může být změřeno pouze v případě, že harmonický signál, kterým je buzeno má zkreslení nižší, viz kapitola 1. Proto je kritické použít sinusový (harmonický) generátor, který produkuje zkreslení co nejnižší. Taktéž pro ověření funkce notch filtru je třeba generátor s nižším zkreslením než zkreslení převodníku A/D. Použitý převodník má harmonické zkreslení -110 dB už velmi nízké, což klade nároky i na generátor.

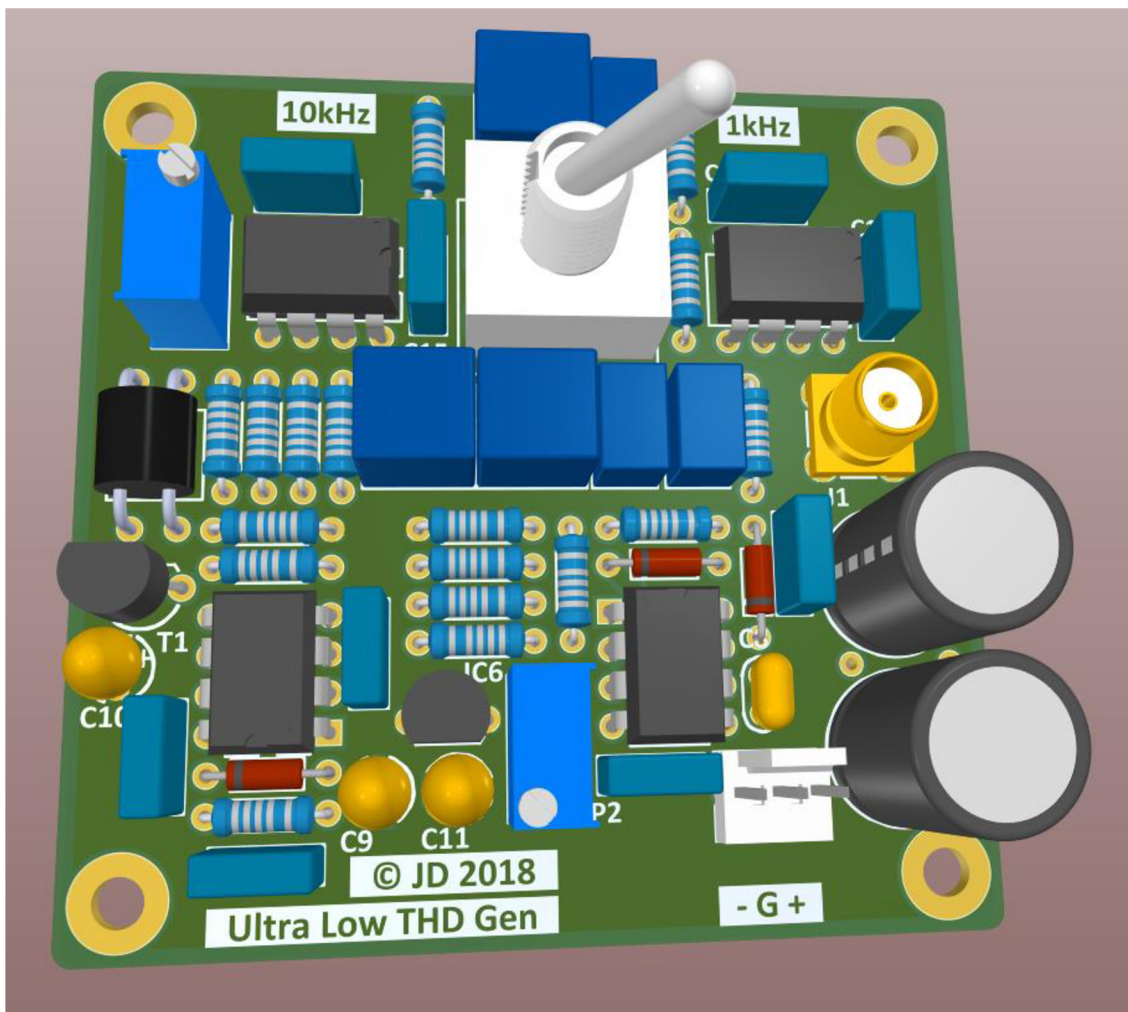
Zde popsané a použité zapojení je s úpravami převzato z webových stránek JanasCard [14]. V příloze je k nalezení kompletní schéma a vlastní desky plošných spojů ve zdrojovém formátu.



Obr. 27 - Schéma zapojení sinusového generátoru s velmi nízkým zkreslením

Na obrázku 27 je schéma generátoru. Jedná se o topologii invertovaného Wienova můstku stabilizovaný amplitudovým servem s pomocí CdS fotočlenu. Funkce obvodu je popsána ve zmíněném dokumentu [13]. Modifikace spočívá v přepočítání rezistorů můstku na nižší hodnotu odporu (z důvodu nižšího tepelného šumu) a v přepočítání kondenzátorů pro frekvence 1 kHz a 10 kHz. Tyto frekvence jsou přepínány pomocí přepínače SW1. Taktéž byl doplněn výstupní rezistor pro větší stabilitu generátoru do kapacitní zátěže.

Ke generátoru byla navržena deska plošných spojů ve vývodové technologii, její 3D náhled je na obrázku 28.



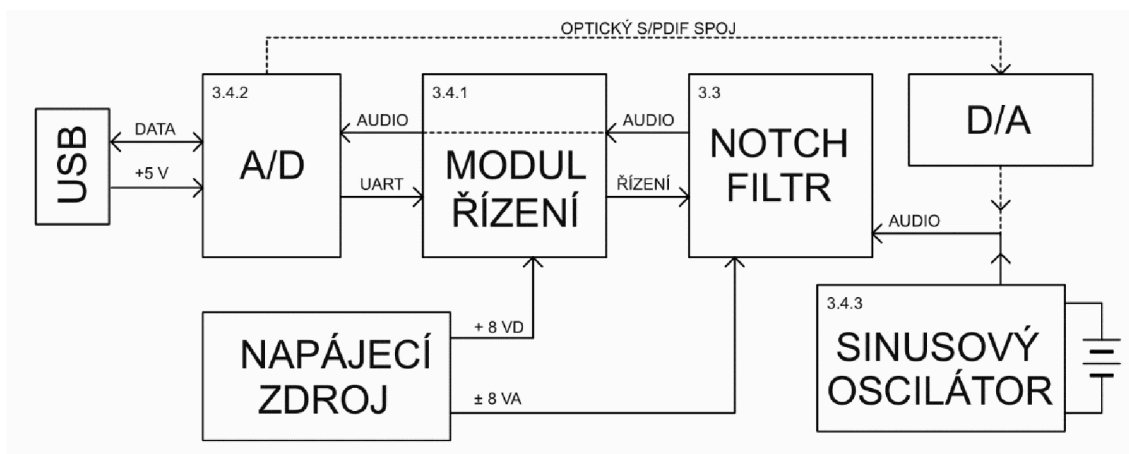
Obr. 28 - 3D pohled na desku popsaného harmonického generátoru

4 MĚŘENÍ FILTRU

Kapitola popisuje ověření základní funkcionality filtru a limity převodníku A/D v kombinaci se kterým je použit. Poslední podkapitola 4.3 pak popisuje kombinaci notch filtru, převodníku A/D a FFT pro demonstraci inherentního harmonického zkreslení A/D převodníků při vysokých vstupních amplitudách a minimalizaci tohoto jevu pomocí notch filtru.

4.1 Oživení filtru a měřicí soustava

Oživení filtru proběhlo bez větších komplikací. Poté byl notch filtr připojen k podpůrným modulům zmíněných v kapitole 3.4. Notch filtr byl napájen zdrojem ± 8 V pro analogovou sekci a 8 V pro digitální sekci. Jedná se o zdroj z jiného projektu s kaskádovými lineárními regulátory pro zvýšení potlačení rušivých napětí, jeho schéma je v příloze. Přibližné blokové zapojení je vidět na obrázku 29 a fotografie měřicí soustavy notch filtru propojený s modulem řízení nasazeném na převodníku A/D.



Obr. 29 - Blokové schéma měřicí soustavy

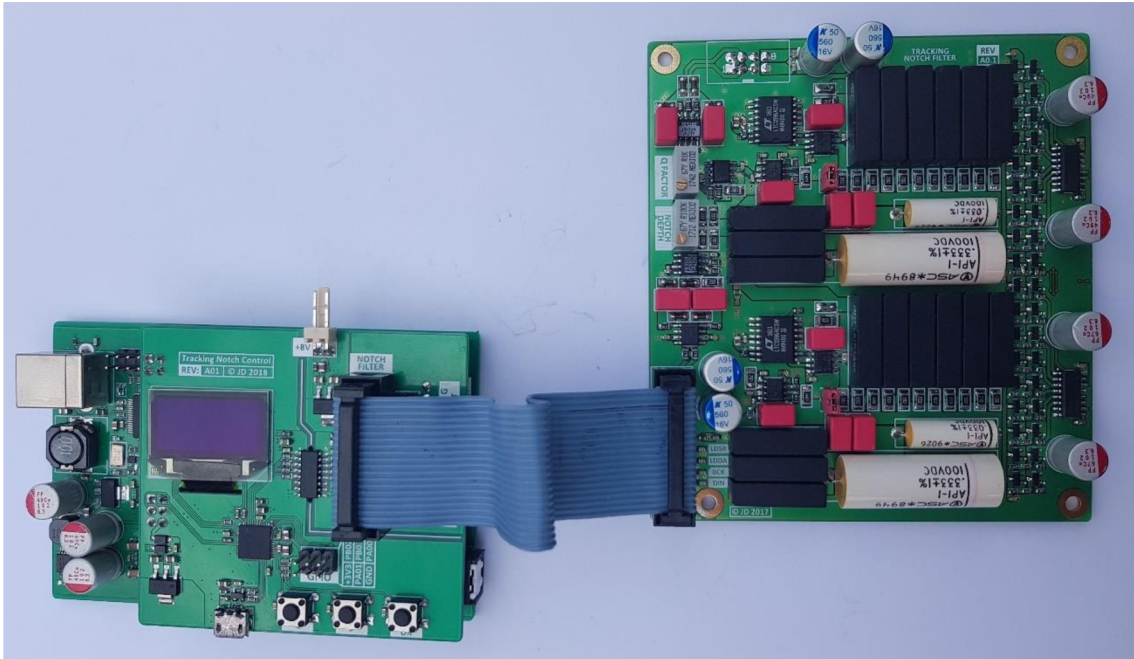
Na blokovém schématu na obrázku 29 si lze povšimnout nezdokumentovaného bloku D/A převodníku. Byl použit modifikovaný prototyp komerčního převodníku Pro-Ject Pre-Box S2 Digital [15]. Převodník D/A byl propojen s převodníkem A/D optickým S/PDIF kabelem po kterém byly zasílána data z USB generovaná programem ARTA. Zejména se jednalo o bílý šum pro měření pásma a hloubky notch filtru.

Pro měření THD byl použit sinusový generátor z kapitoly 3.4.3 nastavený na 1 kHz při 2 V_{RMS} . Ten byl napájen z páru olovených 12 V / 1,3 Ah baterií z důvodu jejich nízkého šumu a absenci jakéhokoli rušení nacházejícího se v rozvodné síti.

Všechna spektrální měření byla prováděna pomocí programu ARTA [13]. Napěťová úroveň je v dBV (převodník A/D byl na tuto referenční hodnotu zkalibrován).

Pro rychlou Fourierovu transformaci bylo použito toto nastavení, pokud není uvedeno jinak.

- vzorkovací frekvence $f_s = 48000$ Hz
- velikost bloku $BL = 2^{17} = 131072$ [-]



Obr. 30 - Programovatelný notch filtr připojený k převodníku A/D s modulem řízení

4.2 Základní vlastnosti notch filtru

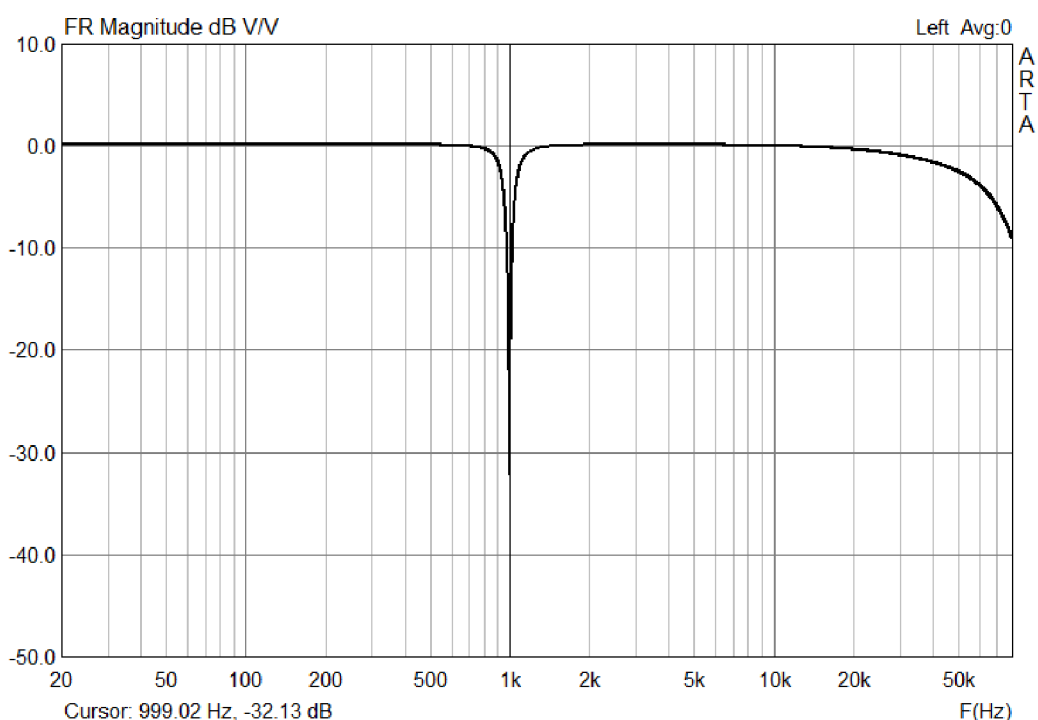
V tabulce 4 jsou shrnuty základní parametry filtru.

Tab. 4: Základní změřené vlastnosti programovatelného notch filtru

Maximální vstupní amplituda	4 V _{RMS}
Maximální napájení analogové sekce	±15 V
Maximální spotřeba analogové sekce	60 mA
Napájení digitální sekce	5 V
Maximální spotřeba digitální sekce	175 mA
Jakost filtru (Q) při útlumu 32 dB	> 7
Maximální dosažitelný útlum filtru	40 dB
Změřená šířka pásma filtru (omezená digitálně)	10 Hz – 200 kHz
Minimální frekvenční rozlišení	< 0,2 Hz

Vstupní amplituda filtru je limitována na $4V_{RMS}$, při napájecím napětí $\pm 12\text{ V}$. To je způsobeno tím, že většina operačních zesilovačů ve filtru má pevnou zátěž tvořenou směřujícími a feedback rezistory, přičemž nad $4V_{RMS}$ koncové stupně NE5534 přestanou pracovat ve třídě A a přechází do AB. To způsobí, že samotný notch filtr začne tvořit nezanedbatelné zkreslení. Vzhledem k maximálnímu vstupnímu napětí převodníku A/D $2V_{RMS}$ to však nepředstavuje problém (přenos filtru je 1).

Spotřeba filtru je symetrických 60 mA z $2 \times 8\text{ V}$ analogových větví a až 175 mA z 5 V digitální větve při sepnutí všech relé. Celkově tedy asi 2 W maximální spotřeby.



Obr. 31 - Frekvenční přenos notch filtru a převodníku A/D

Na obrázku 31 je vyobrazen frekvenční přenos notch filtru nastaveného na $f_C = 1\text{ kHz}$ s hloubkou 32 dB. Z grafu byly odčteny frekvence $f_L = 932\text{ Hz}$ a $f_H = 1070\text{ Hz}$.

Z těchto je pak vyjádřena jakost Q filtru podle vztahu (2.10)

$$Q = \frac{f_C}{f_H - f_L} = \frac{1000}{1070 - 932} = 7,25 \text{ [-]}.$$

Notch filtr má tedy velkou rezervu jakosti a při limitní jakosti pro zachování jeho funkce $Q = 2$ pořád dosahuje útlumu na $f_C = 1\text{ kHz}$ asi 40 dB.

Pokles na kmitočtech nad 20 kHz je způsoben strmým anti-aliasingovým filtrem převodníku A/D. Z toho důvodu byla šířka pásma ověřena na osciloskopu jako 10 Hz až 200 kHz, kdy filtr dosahuje útlumu alespoň 32 dB v celém pásmu. Toto pásmo je omezeno digitálně, kdy mikrokontrolér má potřebné aproximační tabulky vypočteny

pouze pro toto pásmo.

Využitou vlastností použitého vyváženého rezistorového žebříku je, že byť je jeho závislost odporu na vstupním bitovém slově silně nelineární, rozdíl frekvence mezi n a $n - 1$ vstupním bitovým slovem je vždy stejný. Kupříkladu dle vztahu (3.11) je frekvence pro vstupní bitové slovo $n = 20$ a třetí kapacitní dekádu je

$$f_{C20} = \frac{1}{2\pi CR} = \frac{1}{2\pi \cdot 33,33 \cdot 10^{-9} \cdot 3902} = 1223,63 \text{ Hz},$$

přičemž pro bitové slovo $n = 21$ je f_C vyjádřeno jako

$$f_{C21} = \frac{1}{2\pi CR} = \frac{1}{2\pi \cdot 33,33 \cdot 10^{-9} \cdot 3721} = 1283,32 \text{ Hz}.$$

Rozdíl těchto kmitočtů označen f_R je

$$f_R = f_{C21} - f_{C20} = 1283,32 - 1223,63 = 59,69 \text{ Hz}.$$

Pro bitové slovo $n = 22$ je obdobně f_C vyjádřeno jako

$$f_{C22} = \frac{1}{2\pi CR} = \frac{1}{2\pi \cdot 33,33 \cdot 10^{-9} \cdot 3556} = 1343,01 \text{ Hz}.$$

A obdobně rozdíl kmitočtů proti f_C při $n = 21$ je

$$f_R = f_{C22} - f_{C21} = 1343,01 - 1283,32 = 59,69 \text{ Hz}.$$

Lze tedy pozorovat, že rozdíl kmitočtu při posunu bitového slova n o 1 je stejný. To znamená, že paralelně připojený 16 bitový násobící převodník D/A může pracovat jen v tomto frekvenčním pásmu f_R tvořeného kroky na rezistorovém žebříku.

Konstanty převodníku byly spočítány tak, aby bylo dosaženo dvojnásobného frekvenčního rozsahu, tedy 120 Hz. Pak lze dosáhnout rozlišení pro nultou kapacitní dekádu jako

$$f_{STEP} = \frac{f_R}{2^{N_{DAC}}} = \frac{12000}{2^{16}} = 0,183 \text{ Hz}$$

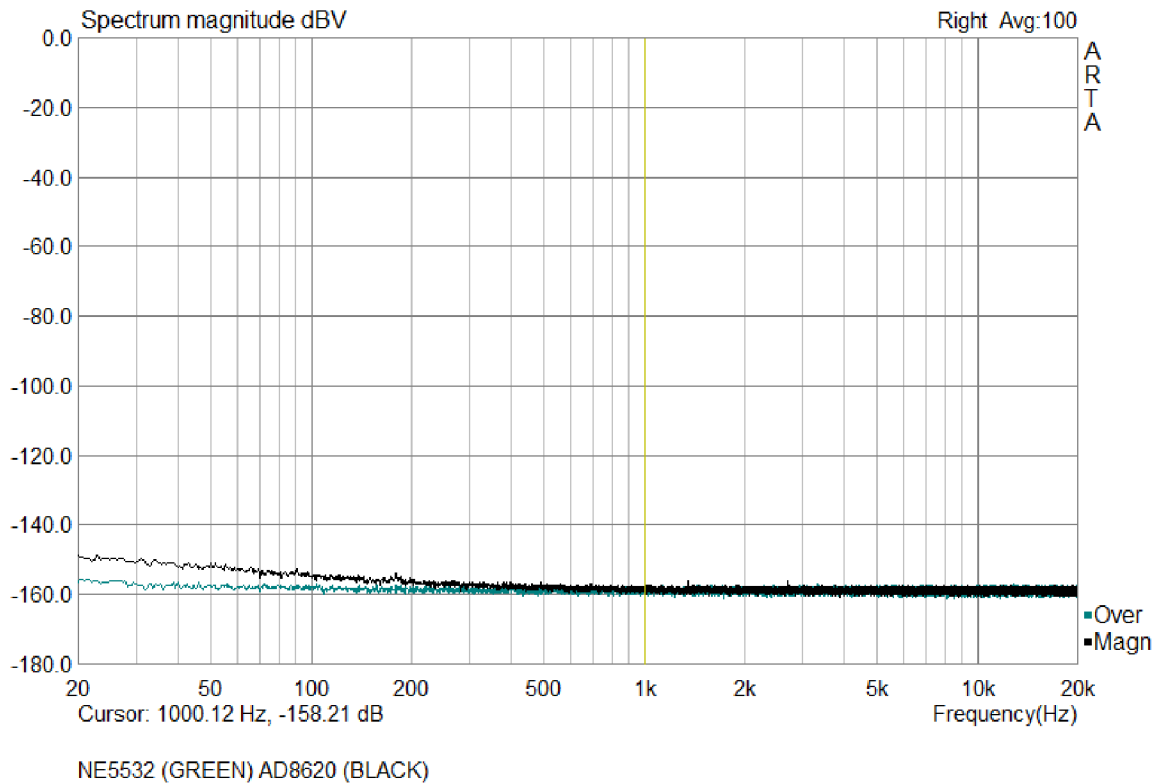
a pro třetí kapacitní dekádu

$$f_{STEP} = \frac{f_R}{2^{N_{DAC}}} = \frac{12}{2^{16}} = 0,000183 \text{ Hz}.$$

Minimální frekvenční rozlišení je tedy vždy cca $\frac{1}{10^{-6}}$ nejvyšší hodnoty f_C dané dekádou.

4.3 Limity převodníku A/D a šum

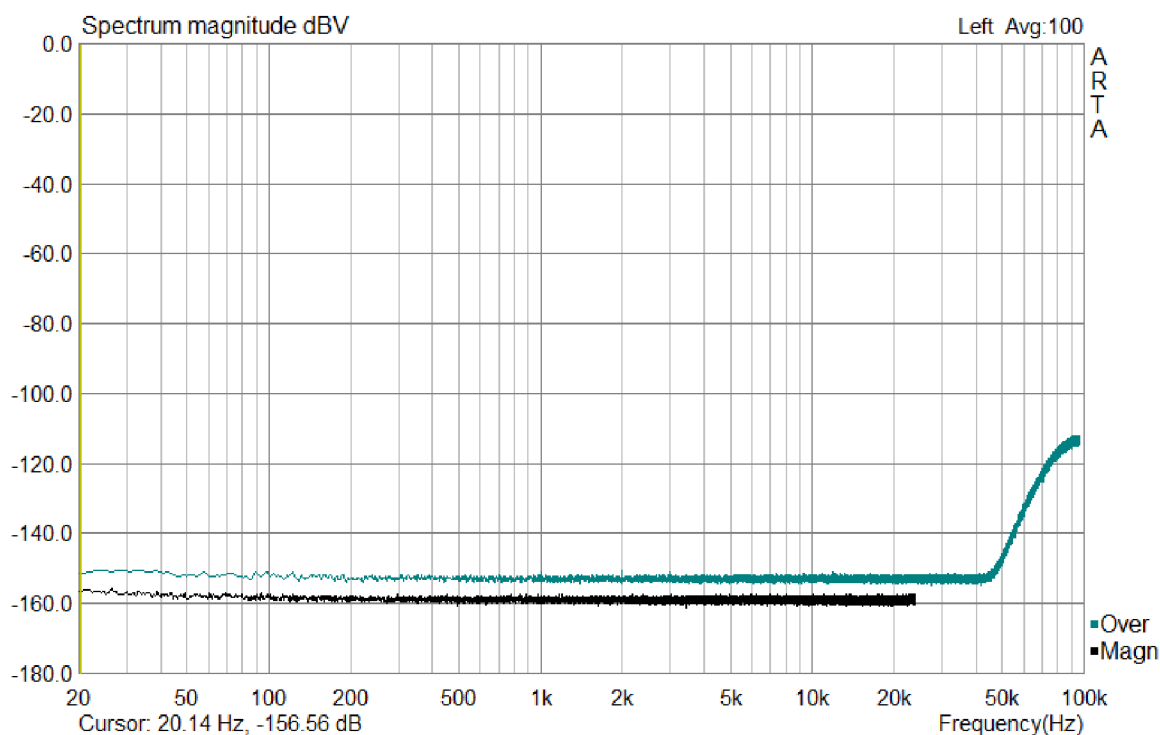
Převodník A/D zmíněný v kapitole 3.4.2 má jeden kanál osazen operačním zesilovačem AD8620 s JFET vstupem a druhý kanál NE5532 (JRC). Na obrázku 32 je zobrazeno spektrum zobrazující šumové dno obou kanálů.



Obr. 32 - Spektrum šumového dna převodníku A/D

Šum bipolárního OZ je vyznačen zeleně a šum JFET OZ je vyznačen černě. Lze si povšimnout vyššího nízkofrekvenčního šumu u AD8620 při téměř nulové vstupní impedanci, při které toto měření bylo prováděno (zkratovaný vstup). JFET vstup má však žádoucí vlastnosti při vysokých impedancích předchozích (měřených) členů, proto je zvolen jako referenční vstup, který měří amplitudu signálu před průchodem notch filtrem při měření THD. Bipolární vstup je pak napojen na výstup notch filtru.

Vliv vzorkovacího kmitočtu na šumové dno převodníku A/D je na obrázku 33. Převodník dosahuje nejlepších parametrů při nízkých vzorkovacích kmitočtech, jelikož OSR (OverSampling Ratio – úroveň převzorkování) Delta-Sigma modulátoru je vyšší (modulátor běží na konstantních 6,144 MHz).

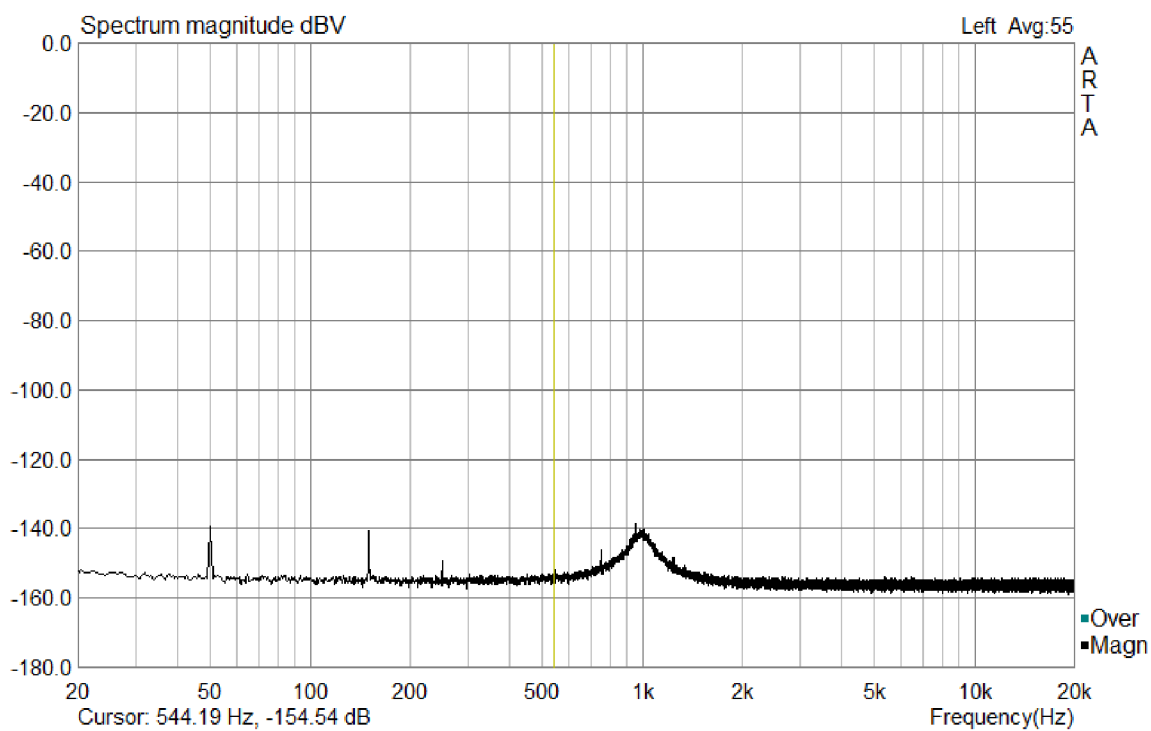


Obr. 33 - Šumové dno pro vzorkovací kmitočty 192 kHz (zeleně) a 48 kHz (černě)

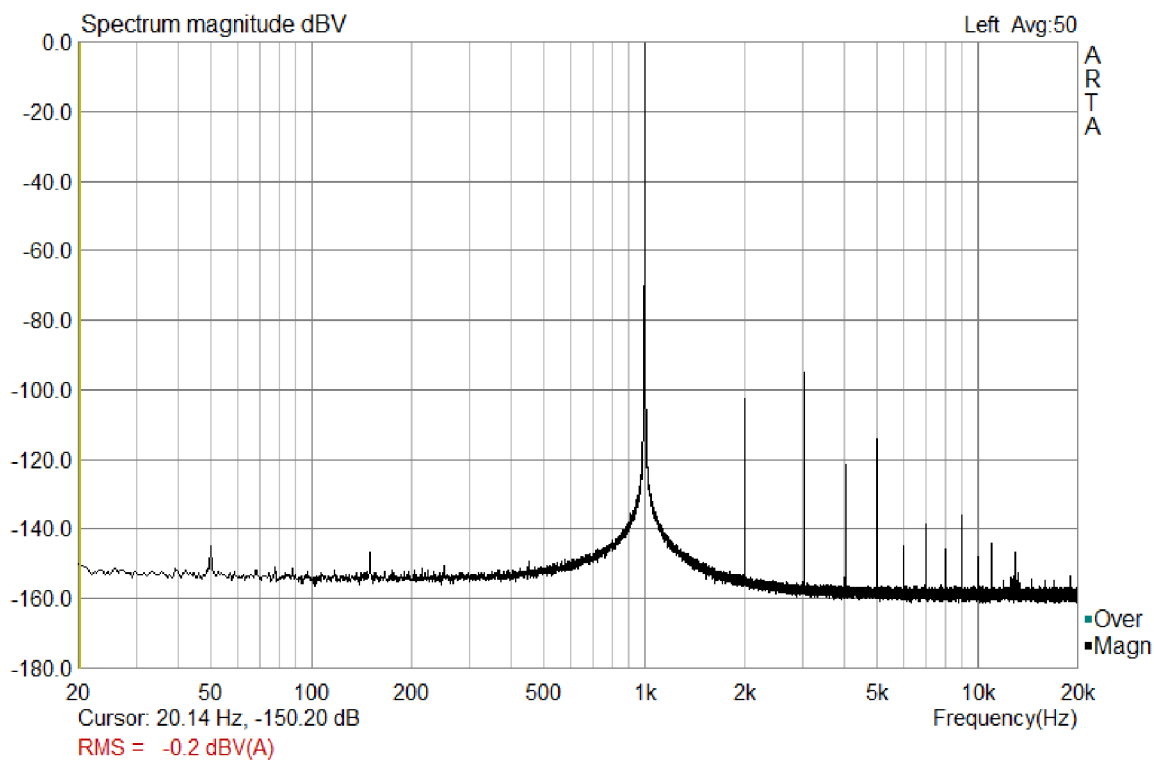
Taktéž je vhodné upozornit na prudké stoupání šumového dna od 45 kHz při vzorkovacím kmitočtu 192 kHz. To je způsobeno nastavením obvodu tvarování šumu modulátoru a ten pak vystupuje nad reálné šumové dno. To jsou důvody proč následující měření budou prováděna na vzorkovací frekvenci 48 kHz.

Po připojení notch filtru n převodníku A/D vzroste nepatrně šumové dno, jak je zobrazeno na obrázku 34. Průměrný vzrůst šumového dna je asi o 3,5 dBV, což je tedy šum, který přidává notch filtr. Většina tohoto šumu pochází z pracovní oblasti notch filtru, jak zobrazuje spektrum na obrázku 34. Tvar tohoto šumu odpovídá tvaru jakosti Q filtru. Většina tohoto šumu pochází pravděpodobně z integrátorů.

Na spektrum se nyní objevil i síťový 50 Hz brum a jeho násobky. Tyto harmonické složky brumu se taktéž podílí na zvýšení průměrného šumového dna filtru.



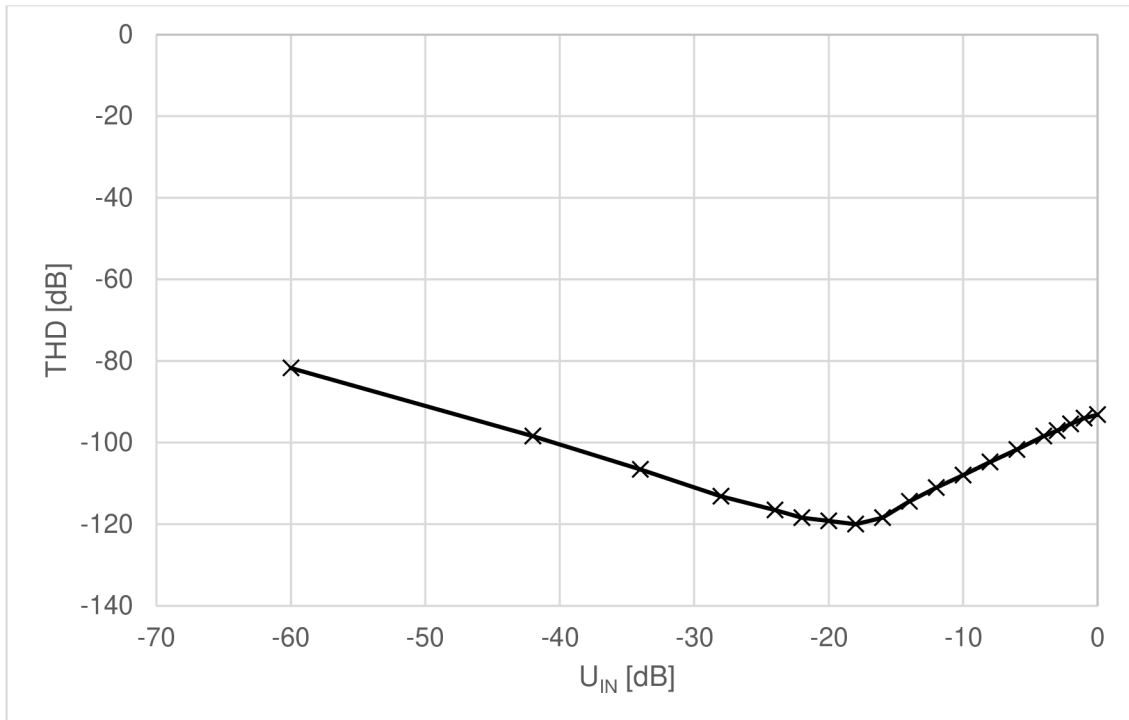
Obr. 34 - Šum notch filtru nastaveného na 1 kHz



Obr. 35 - Spektrum při měření harmonického zkreslení přímo připojeného generátoru

Obrázek 35 je spektrum při měření sinusového harmonického generátoru na frekvenci 1 kHz s amplitudou 0 dBV připojeného přímo na vstup převodníku A/D. Lze si povšimnout vysokých vyšších harmonických složek. Vysoká třetí harmonická s úrovní přes -100 dB napovídá, že zkreslení pochází z velké části z napěťového koeficientu interních bloků převodníku A/D, jak je popsáno v kapitolách 1.2.3 a 1.2.4.

Zkreslení při 0 dBV vstupní amplitudě dosahuje hodnoty 0,002 % nebo také -93,2 dB. Snižováním vstupní amplitudy dochází ke snižování harmonického zkreslení, jak vykresluje graf na obrázku 36.

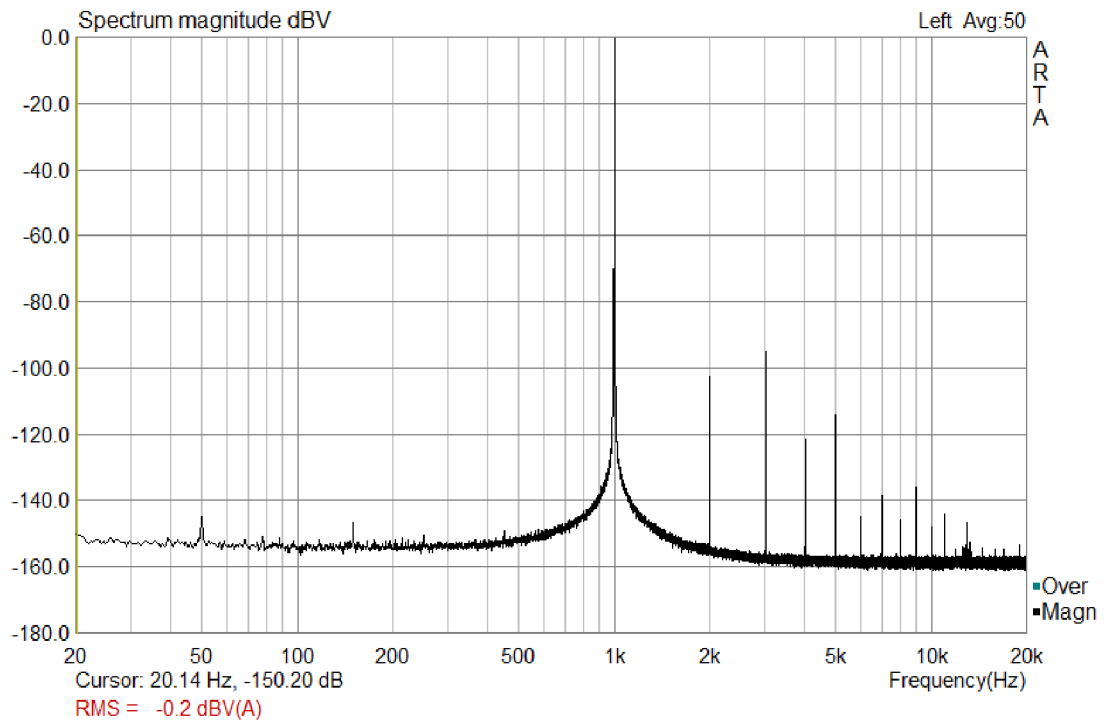


Obr. 36 - Graf závislosti harmonického zkreslení na vstupní amplitudě do převodníku A/D

Nejnižšího zkreslení bylo dosaženo při vstupní amplitudě -18 dBV asi 0,0001 % nebo také -120 dB. Od této hodnoty zkreslení opět stoupá. To je způsobeno tím, že s útlumem vstupního signálu je utlumena nejen základní harmonická složka, ale i její násobky o stejnou hodnotu. Při snižování vstupní úrovně dojde k utopení harmonických složek v šumovém dnu převodníku a THD je počítáno poměrem (byť nesprávně) hodnot šumu na pozicích těchto harmonických složek k základní harmonické složce, jejíž amplituda klesá, proto tedy naměřené zkreslení roste.

4.4 Potlačení harmonického zkreslení převodníku

Tato poslední podkapitola popisuje přínos použití notch filtru ke snížení vstupní amplitudy do A/D převodníku bez snížení úrovně celého spektra a umožňuje tak měřit velmi nízká zkreslení limitovaná téměř jen šumovým dnem a zkreslením samotného notch filtru.

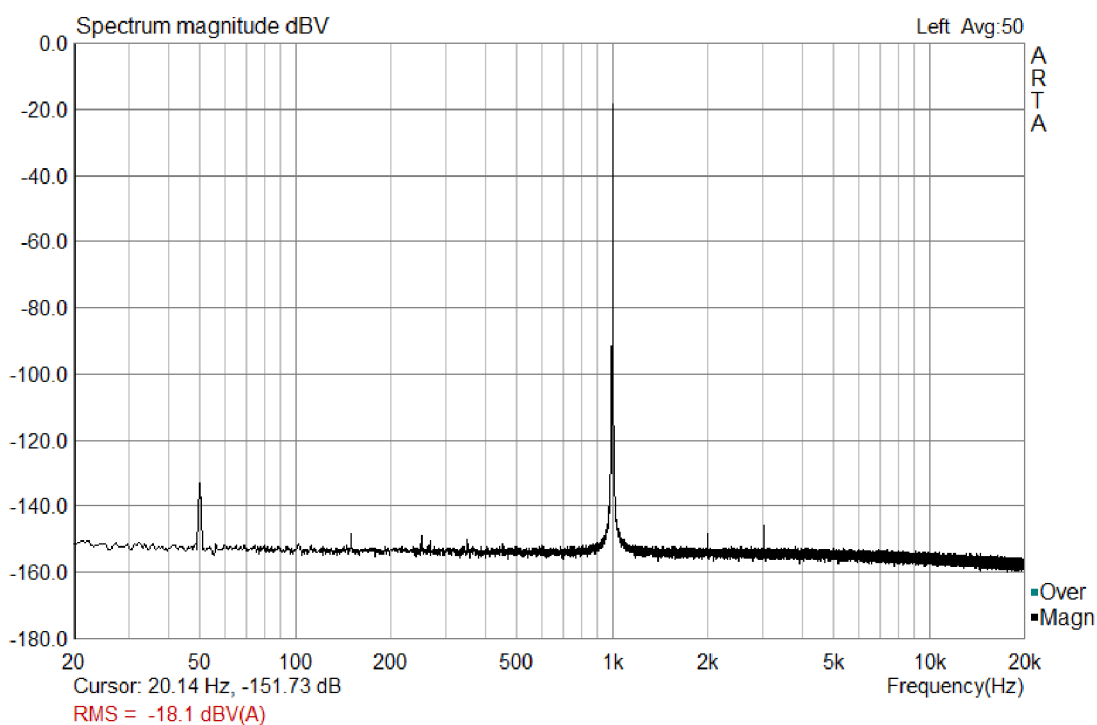


Obr. 37 - Spektrum převodníku A/D při přímo připojeném generátoru s amplitudou 0 dBV

Při připojení generátoru přímo na vstup převodníku A/D s maximální amplitudou bez notch filtru můžeme pozorovat vzniklé spektrum na obrázku 37. Spektrum má vysoké úrovně vyšších harmonických složek i přes to, že generátor má prokazatelně nižší zkreslení. Jak bylo zmíněno, to je způsobeno převodníkem A/D a jeho vstupními obvody, čemuž napovídá i vysoká třetí harmonická složka, která je často projevem zejména napěťového koeficientu rezistorů [3].

Taktéž si lze povšimnout zvýšeného šumového dna a zejména výrazného šumu v okolí základní harmonické složky. To je způsobeno principem funkce Wienova oscilátoru, kdy v oblasti oscilace nemá tak silnou zápornou zpětnou vazbu pro utlumení tohoto šumu vytvořeného aktivními i pasivními prvky generátoru [14].

Jsou zde opět i mírné harmonické násobky síťového brumu, kterému se podařilo proniknout do nestíněné soustavy i přes fakt, že generátor byl napájen bateriově.



Obr. 38 - Spektrum převodníku A/D při přímo připojeném generátoru s amplitudou -18 dBV

Spektrum zobrazené je na obrázku 38 je podobné k tomu na obrázku 37, s identickým zapojením, ale amplitudou generátoru sniženou na -18 dBV. To je vstupní amplituda, při které byla naměřena nejnižší úroveň zkreslení převodníku A/D (viz obrázek 36).

Vyšší harmonické složky jsou výrazně utlumeny pouze na dvě viditelné, všechny ostatní vyšší jsou utopeny v šumovém dnu převodníku a oscilátoru. Taktéž si lze povšimnout snížené úrovně šumu v okolí bodu oscilací způsobené opět útlumem o 18 dB.

Tab. 5: Úrovně jednotlivých harmonických složek při generátoru s amplitudou 0 dBV

Frekvence harmonické složky [kHz]	Úroveň harmonické složky při $U_{IN} = 0$ dBV [dBV]	Úroveň harmonické složky při $U_{IN} = -18$ dBV [dBV]
1	-0,2	-18,1
2	-105,5	-151,4
3	-98,10	-148,9
4	-124,6	-155,4*
5	-115,0	-155,1
6	-148,0	-156,0*
7	-141,8	-156.2*

V tabulce 5 jsou zobrazeny harmonické složky předchozích dvou měření na obrázcích 37 a 38 při přímo připojeném generátoru bez notch filtru. V obou případech je zobrazeno 7 harmonických složek signálu. V případně druhém jsou však 3 ze 7 harmonických složek topeny pod hranicí šumového dna převodníku a oscilátoru. Proto je brána jejich hodnota jako úroveň šumu v bodě, kde by byla harmonická složka, aby byla zachována porovnatelnost výsledků. Tyto harmonické složky jsou označeny symbolem *.

Harmonické zkreslení lze vypočítat následovně dle vztahu (1.2)

$$THD_{0dB} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots + U_n^2}}{U_1} \cdot 100 =$$

$$\frac{\sqrt{(5.309 \times 10^{-6})^2 + (12.445 \times 10^{-6})^2 + \dots + (0.08128 \times 10^{-6})^2}}{0,977} \cdot 100 = 0,0014 \% =$$

$$-97,08 \text{ dB} .$$

Zkreslení při připojení generátoru napřímo k převodníku s maximální amplitudou je tedy přibližně 0,0014 % nebo také -97 dB.

Pro druhý případ je THD spočítáno jako

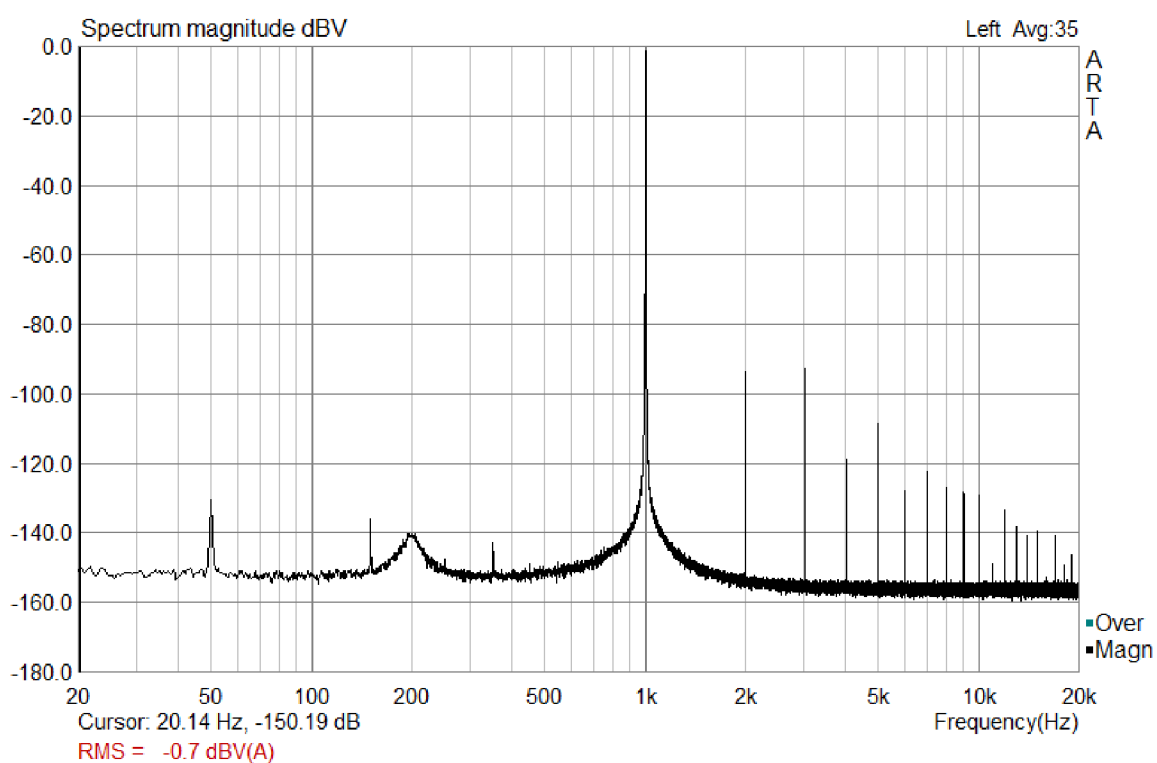
$$THD_{-18dB} =$$

$$\frac{\sqrt{(0.2692 \times 10^{-7})^2 + (0.3589 \times 10^{-7})^2 + \dots + (0.01698 \times 10^{-6})^2}}{0.123} \cdot 100 = 0,00005 \% =$$

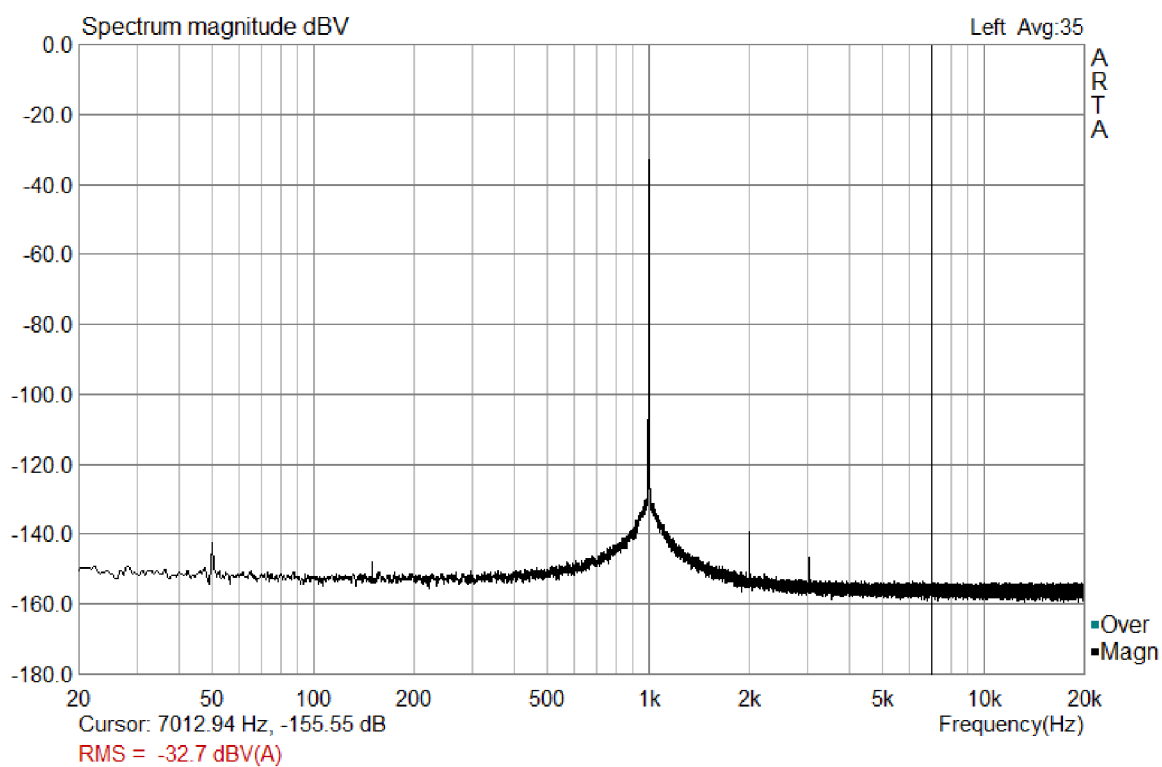
$$-126 \text{ dB} .$$

Lze pozorovat nižší vypočtené zkreslení jako bylo změřeno v kapitole 4.3. Důvodem je, že software ARTA počítá harmonické zkreslení s větší přesností a na všechny harmonické složky co se v dané šířce pásma nachází a počítá je zastaralou metodou dle vztahu (1.3) zmíněném v první kapitole. Pokud se na pozici dané spektrální složky nenachází harmonická složka, ale šum, pak software počítá s šumem. Proto je jeho zkreslení vyšší než manuálně vyjádřené. Pro účely relativního porovnání v této kapitole jsou však výsledky dostačující.

Na obrázku 39 je zobrazeno spektrum signálu z oscilátoru s amplitudou 0 dBV procházející programovatelným notch filtrem. Notch filtr je nicméně nastaven na 200 Hz a signál z oscilátoru má kmitočet 1 kHz. To znamená, že první harmonická není vůbec utlumena a lze si povšimnout zvýšeného šumového dna na 200 Hz. Opět se v signálu nachází pronikající harmonické složky 50 Hz brumu.



Obr. 39 - Spektrum signálu z oscilátoru procházejícím notch filtrem nastaveným na 200 Hz



Obr. 40 - Spektrum signálu z oscilátoru procházejícím notch filtrem nastaveným na 1 kHz

Na obrázku 40 je pak spektrum 1 kHz signálu z oscilátoru procházející programovatelným notch filtrem, tentokrát však nastaveným na stejný kmitočet 1 kHz.

Okamžité zlepšení harmonického zkreslení dokazuje tvrzení popsané v kapitole 1.2.4, kdy po snížení amplitudy vstupního signálu dojde ke snížení harmonického zkreslení převodníku A/D, avšak s tím rozdílem, že byla snížena amplituda pouze první harmonické složky a vyšší harmonické složky zůstaly nedotčeny, na rozdíl od případu zobrazeného na obrázku 38, kdy byly všechny složky utlumeny o 18 dB.

V tabulce 6 jsou shrnuty amplitudy harmonických složek při obou nastavení notch filtru (aktivní i neaktivní). Použitý oscilátor má však tak nízké zkreslení, že jeho vyšší harmonické složky jsou pod úroveň šumu, proto jsou opět odečteny tyto hodnoty šumu v bodech harmonických složek. Jsou označeny symbolem *.

Tab. 6: Úrovně jednotlivých harmonických složek pro aktivní a neaktivní notch filtr

Frekvence harmonické složky [kHz]	Úroveň harmonické složky při $f_c = 200$ Hz [dBV]	Úroveň harmonické složky při $f_c = 1000$ Hz [dBV]
1	-0,7	-18,1
2	-93,5	-140,2
3	-92,7	-146,8
4	-119,0	-154,0*
5	-108,8	-154,1*
6	-127,8	-154,0*
7	-122,5	-153,8*

Následuje výpočet harmonického zkreslení pro neaktivní notch filtr dle vztahu (1.2) jako

$$THD_{200} = \frac{\sqrt{(21,135 \times 10^{-6})^2 + (23,174 \times 10^{-6})^2 + \dots + (0,7499 \times 10^{-6})^2}}{0,923} \cdot 100 = 0,0034 \% = -89,4 \text{ dB} .$$

Pro aktivní notch filtr utlumující první harmonickou složku jako

$$THD_{1000} = \frac{\sqrt{(0,0977 \times 10^{-6})^2 + (0,4571 \times 10^{-7})^2 + \dots + (0,2042 \times 10^{-7})^2}}{0,923} \cdot 100 = 0,0000125 \% = -138,1 \text{ dB} .$$

Důležitou poznámkou při výpočtu zkreslení při aktivním notch filtru je dosadit napětí U_1 ze signálu před notch filtrem (za předpokladu, že notch filtr má přenos 1), viz kapitola 1.

Tab. 7: Harmonická zkreslení pro popsané metody měření

THD 0 dBV převodník A/D	THD -18 dBV převodník A/D	THD 0 dBV neaktivní notch filtr	THD 0 dBV aktivní notch filtr
-97,1 dB	-126 dB	-89,4 dB	-138,1 dB

Tabulka 7 shrnuje výsledky této kapitoly jakožto všechna naměřená harmonická zkreslení a jasně vyjadřuje přínos notch filtrů pro měření harmonických zkreslení.

První metoda dosáhla zkreslení -97,1 dB při připojení přímo na vstup převodníku A/D při maximální vstupní amplitudě. Třetí metoda přidala do cesty signálu notch filtr, který však byl naladěn na frekvenci mimo jakékoli harmonické složky generovaného signálu, jinak řečeno notch filtr byl neaktivní a přenášel signál na výstup. Tyto dvě metody by v ideálním případě dosáhly stejné úrovně zkreslení. Nicméně průchod notch filtrem zhoršil zkreslení signálu o 7,7 dB. To je způsobeno nejspíše zatíženými operačními zesilovači a jinými součástkami, kterými musel signál projít na desce programovatelného notch filtru.

Druhá metoda spočívala na snížení inherentního harmonického zkreslení převodníku A/D tím, že byl utlumen vstupní signál o 18 dB. 18 dB je bod, kdy převodník A/D dosahuje nejnižšího zkreslení, pod tuto úroveň již dominuje šumové dno. Bylo dosaženo zkreslení -126 dB. Velká nevýhoda této metody je, že zvyšuje chybu měření tím, že harmonické složky jsou pod šumovým dnem převodníku. To mimo jiné taky omezuje jakoukoli jinou analýzu měřeného obvodu. Tato metoda je použitelná maximálně pro zařízení, která mají harmonické zkreslení větší jako -120 dB a je nutná obezřetnost obsluhy.

Poslední metoda dosáhla nejlepšího výsledku THD -138,1 dB při použití notch filtru k utlumení základní harmonické složky měřeného signálu o 32 dB. Zásadně se tím tak snížilo napětí vstupující do převodníku A/D a potlačilo se jeho inherentní zkreslení. Taktéž to znamená, že sestavený oscilátor generující 1 kHz kmitočet má harmonické zkreslení nižší jako -138 dB. A vzhledem k 7,7 dB zkreslení co notch filtr způsobil při zařazení do obvodu v případě 3 lze předpokládat, že zkreslení oscilátoru bude pod hranicí -140 dB, tedy tvrzení v [14] je touto prací dokázáno. Ve shrnutí touto bakalářskou prací popsaný programovatelný notch filtr zlepšil rozlišovací schopnost převodníku A/D měřit harmonické zkreslení o 41 dB.

5 ZÁVĚR

Bakalářská práce rozebrala problematiku měření harmonického zkreslení a popsala nejčastější způsoby jeho analýzy a měření. Jednalo se o několik, dnes již spíše historických, řešení kompletně v analogové doméně a také o několik analyzátorů využívajících číslicové zpracování signálu s převodníkem A/D a rychlou Fourierovou transformací. Tento typ analyzátoru byl rozšířen o notch filtr před převodníkem A/D, aby došlo k potlačení inherentního harmonického zkreslení, které vzniká vnitřními nelinearitami převodníků A/D při velkých vstupních amplitudách.

Byly popsány základní typy notch filtrů a posouzena jejich vhodnost pro tuto aplikaci. Byla posouzena jednoduchost nastavení frekvence těchto filtrů v širokém pásmu bez vlivu na ostatní parametry jako Q faktor nebo hloubka potlačení filtru. Byla popsána obecná funkce notch filtru a definovány jejich základní vlastnosti a zmíněna problematika uzamknutí a sledování vstupní frekvence filtru.

Pro realizaci prototypu byl zvolen filtr typu state-variable pracující jako invertující nastavitelná pásmová propust, která je sumačním zesilovačem odčítána od vstupního signálu a tím dojde k potlačení základní harmonické složky, což způsobí snížení zkreslení převodníku A/D snížením vstupního napětí. Filtr byl spočítán a navrhnout pro funkci v pásmu 10 Hz – 200 kHz laděný pomocí čtyř dekád integračních kondenzátorů od 330 pF až po 333,33 nF v kombinaci se 7 bitovým rezistivním žebříkem a 16 bitovým násobícím převodníkem D/A v proudovém modu, jež dovolují plynule nastavit frekvenci v každé dekádě.

Funkce notch filtru byla ověřena v simulaci a byla navrhována deska pro reálný prototyp. Taktéž byly navrhovány podpůrné moduly, jmenovitě převodník A/D s rozhraním USB s dynamickým rozsahem 120 dB a jmenovitým THD -110 dB. Dále modul řízení filtru s možností manuálního ovládání, případně využití rozhraní USB a PC software, tento modul se stará o nastavení středové frekvence filtru. Posledním modulem byl oscilátor s velmi nízkým zkreslením převzat ze stránek [14], jež byl modifikován a byla navrhována DPS z důvodu absence komerčního řešení schopného dosáhnout takto nízkého harmonického zkreslení. Případné další moduly (zdroje) byly převzaty z jiných projektů, jsou však zmíněny v příloze.

Prototyp programovatelného notch filtru dosáhl pásma 10 Hz – 200 kHz (digitálně omezeného) při útlumu 32 dB v celém pásmu s faktorem jakosti Q větším jako 7. Notch filtr má přenos 1 a maximální amplituda signálu kterou dokáže zpracovat bez přidaného zkreslení je $4 V_{RMS}$ při spotřebě asi 2 W. Kmitočtové rozlišení (krok, nastavitelnost) filtru je 0,2 Hz v nejvyšším pracovním pásmu (120–200 kHz) a 0,0002 Hz v nejnižším pracovním pásmu (10–120 Hz).

Použití programovatelného notch filtru pro utlumení základní harmonické složky měřeného signálu o 32 dB (a tím snížení vstupní amplitudy do převodníku A/D, která způsobuje vlivem jeho vnitřních nelinearit zkreslení) snížilo naměřené harmonické zkreslení z -97,1 dB (0,0014 %) na -138,1 dB (0,000012 %), tedy o 41 dB. Limitem pravděpodobně bylo zkreslení vytvořené notch filtrem, jelikož pouze zavedení notch filtru do cesty signálu, ale netlumení základní harmonické složky (tedy naladění filtru mimo jakékoli harmonické složky měřeného signálu) zvýšilo THD o 7,7 dB. Mimo jiné se taky jedná o důkaz, že oscilátory s Wienovým můstkem mohou dosahovat velmi

nízkých harmonických zkreslení.

5.1 Pokračování práce

Limitem práce se zdají být dva faktory – zkreslení způsobené notch filtrem a šumové dno, zejména pak druhý ze zmíněných. Proto pro pokračování práce bude vhodné použít převodník A/D s větším dynamickým rozsahem, kupříkladu AK5578 společnosti AKM [8] se sumací všech 8 kanálů. Taktéž by bylo velmi vhodné implementovat digitální signálový procesor (DSP) pro zpracování dat a zejména aplikaci techniky vzájemné korelace mezi dvěma kanály převodníků A/D popsané v článku [16]. Tato technika je schopná zásadně potlačit šumové dno často až o desítky dB a je použita například v jednotkách společnosti AudioPrecision [3].

Zkreslení samotného notch filtru je druhým faktorem. Experimentálně bylo ověřeno, že výměna všech operačních zesilovačů na všech pozicích krom integrátorů za AD797 nepřineslo velké zlepšení THD. V integrátorech tyto OZ nebyly stabilní v celém pásmu ani přes usilovné pokusy kompenzací. Pro snížení harmonického zkreslení by bylo asi vhodné navrhnout částečně diskrétní nebo plně diskrétní operační zesilovače s koncovým stupněm s větším klidovým proudem (aby bylo možné snížit hodnoty rezistorů a tím šum notch filtru) a vysokým zesílením otevřené smyčky pro silnou zápornou zpětnou vazbu a dostatečnou rezervou zesílení v integrátorech.

Taktéž by bylo vhodné doplnit automatické ladění filtru na první harmonickou složku vstupního signálu. Nejvhodnější řešení pro tento případ by bylo asi řešení v digitální doméně (ve zmíněném DSP, případně FPGA), vzhledem k použití 16 bitových převodníků schopných doladit frekvenci ve velmi malých krocích.

6 LITERATURA

- [1] METZLER, B. *Audio Measurement Handbook*. Audio Precision, Inc. Beaverton, Oregon, USA. 1993. 178s.
- [2] SHMILOVITZ, Doron. *On the Definition of Total Harmonic Distortion and Its Effect on Measurement Interpretation* [online]. , 3 [cit. 2017-11-29]. Dostupné z: <http://www.eng.tau.ac.il/~shmilo/10.pdf>
- [3] *AP 2700 Series* [online]. [cit. 2017-11-29]. Dostupné z: <https://www.ap.com/analyzers-accessories/2700-series/>
- [4] BAKSHI, U. A. *Electronic Measurements and Instrumentation (second revised ed.)*, Technical Publications Pune, Pune, India. 2009. 652s.
- [5] Let's Clear Up Some Things About FFT. *NTi Audio* [online]. [cit. 2017-11-29]. Dostupné z: <http://www.nti-audio.com/en/news/let%E2%80%99s-clear-up-some-things-about-fft%E2%80%A6.aspx>
- [6] HECKBERT, Paul. *Fourier Transforms and the Fast Fourier Transform (FFT) Algorithm* [online]., 1995 [cit. 2017-11-29]. Dostupné z: <https://www.cs.cmu.edu/afs/andrew/scs/cs/15-463/2001/pub/www/notes/fourier/fourier.pdf>
- [7] *ARTA* [online]. [cit. 2017-11-30]. Dostupné z: <http://www.artalabs.hr/screenshots.htm>
- [8] *AK5578 English Datasheet* [online]. , 70 [cit. 2017-12-04]. Dostupné z: <https://www.akm.com/akm/en/file/datasheet/AK5578EN.pdf>
- [9] *AKD5394 English Manual* [online]. , 32 [cit. 2017-12-04]. Dostupné z: <https://www.akm.com/akm/en/file/ev-board-manual/AK5394AVS.pdf>
- [10] JUNG, Walter G. *Op Amp applications handbook*. Burlington, MA: Newnes, c2006. ISBN 07-506-7844-5.
- [11] *THD Sawtooth Wave* [online]. [cit. 2017-12-14]. Dostupné z: <https://www.vcalc.com/wiki/MichaelBartmess/THD+Sawtooth+Wave>
- [12] Protokol řízení notch filtru. *GitHub* [online]. [cit. 2018-05-24]. Dostupné z: https://github.com/dohnalik/notch_control
- [13] ARTA. *ARTA Software* [online]. [cit. 2018-05-24]. Dostupné z: <http://www.artalabs.hr/>
- [14] JANÁSEK, Vojtěch. *An ultra low distortion oscillator with THD below -140 dB* [online]. [cit. 2018-05-25]. Dostupné z: <http://www.janascard.cz/PDF/An%20ultra%20low%20distortion%20oscillator%20with%200THD%20below%20-140%20dB.pdf>
- [15] *Pro-Ject Pre Box S2 Digital* [online]. [cit. 2018-05-25]. Dostupné z: <http://www.box-designs.com/main.php?prod=preboxs2digital&cat=default&lang=en>
- [16] SAMPIETRO, M., L. FASOLI a G. FERRARI. Spectrum analyzer with noise reduction by cross-correlation technique on two channels. *Review of Scientific Instruments*. 1999, **70**(5), 2520-2525. DOI: 10.1063/1.1149785. ISSN 0034-6748. Dostupné také z: <http://aip.scitation.org/doi/10.1063/1.1149785>

7 SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A KRATEK

f_s	Vzorkovací frekvence
f_N	Šířka pásma FFT
d_f	frekvenční rozlišení FFT
t_d	Doba převodu
Q	Faktor tlumení, flaktor kvality filtru, jakost
f_c	Středová frekvence notch filtru
BW	Šířka pásma
f_L a f_H	Frekvenční meze šířky pásma BW
THD	Total Harmonic Distortion – celkové harmonické zkreslení
THD+N	Total Harmonic Distortion + Noise – harmonické zkreslení a šum
DFT	Direct Fourier Transform – diskrétní Fourierova transformace
FFT	Fast Fourier Transform – rychlá diskrétní Fourierova transformace
DA	Dielektrická Absorbce
VCR	Voltage Coefficient of Resistance – napěťový koeficient rezistoru

8 SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1: Vznik vyšších harmonických složek z důvodu nelinearity obvodu [1].....	8
Obr. 2: Analyzátor THD+N s potlačením základní harmonické složky [1]	10
Obr. 3: Selektivní metoda měření jednotlivých úrovní harmonických složek [1].....	11
Obr. 4: Výstupní spektrum FFT analýzy ze softwaru ARTA [7]	12
Obr. 5: Závislost THD na vstupní úrovni převodníku A/D AK5394A [9].....	14
Obr. 6: typická frekvenční charakteristika notch filtrů.....	16
Obr. 7: Různé hodnoty Q notch filtru	17
Obr. 8: Aktivní notch filtr s dvojitým T článkem	19
Obr. 9: Bainterův notch filtr	19
Obr. 10: Boctorův notch filtr	20
Obr. 11: State variable filtr	21
Obr. 12: Notch filtr vytvořený pomocí neinvertující pásmové propusti.....	21
Obr. 13: Zjednodušené schéma realizovaného notch filtru	22
Obr. 14: Kondenzátorový žebřík tvořící 4 různé dekády integračních kapacit	24
Obr. 15: Rezistorový žebřík s násobícím převodníkem D/A.....	26
Obr. 16: Graf závislosti odporu žebříku na vstupním binárním slovu N.....	27
Obr. 17: Zobrazení čtyř frekvenčních rozsahů filtru	28
Obr. 18: Vyznačené frekvence f_L a f_H notch filtru při $f_C = 1$ kHz.....	28
Obr. 19: FFT analýza pilového signálu s frekvencí 1 kHz.....	29
Obr. 20: FFT analýza výstupu notch filtru zpracovávající 1 kHz pilový signál.....	29
Obr. 21 - 3D pohled na prototyp nastavitelného notch filtru.....	31
Obr. 22 - DPS prototypu programovatelného notch filtru	34
Obr. 23 - Sestavený prototyp programovatelného notch filtru	35
Obr. 24 - 3D pohled na modul řízení notch filtru	36
Obr. 25 - 3D pohled na modul USB převodníku A/D	38
Obr. 26 - Blokové schéma převodníku A/D	38
Obr. 27 - Schéma zapojení sinusového generátoru s velmi nízkým zkreslením	40
Obr. 28 - 3D pohled na desku popsaného harmonického generátoru	41
Obr. 29 - Blokové schéma měřicí soustavy	42
Obr. 30 - Programovatelný notch filtr připojený k převodníku A/D s modulem řízení .	43
Obr. 31 - Frekvenční přenos notch filtru a převodníku A/D	44

Obr. 32 - Spektrum šumového dna převodníku A/D	46
Obr. 33 - Šumové dno pro vzorkovací kmitočty 192 kHz (zeleně) a 48 kHz (černě)	47
Obr. 34 - Šum notch filtru nastaveného na 1 kHz	48
Obr. 35 - Spektrum při měření harmonického zkreslení přímo připojeného generátoru	48
Obr. 36 - Graf závislosti harmonického zkreslení na vstupní amplitudě do převodníku A/D.....	49
Obr. 37 - Spektrum převodníku A/D při přímo připojeném generátoru s amplitudou 0 dBV	50
Obr. 38 - Spektrum převodníku A/D při přímo připojeném generátoru s amplitudou -18 dBV	51
Obr. 39 - Spektrum signálu z oscilátoru procházejícím notch filtrem nastaveným na 200 Hz.....	53
Obr. 40 - Spektrum signálu z oscilátoru procházejícím notch filtrem nastaveným na 1 kHz	53

9 SEZNAM PŘÍLOH

9.1 Modul notch filtru

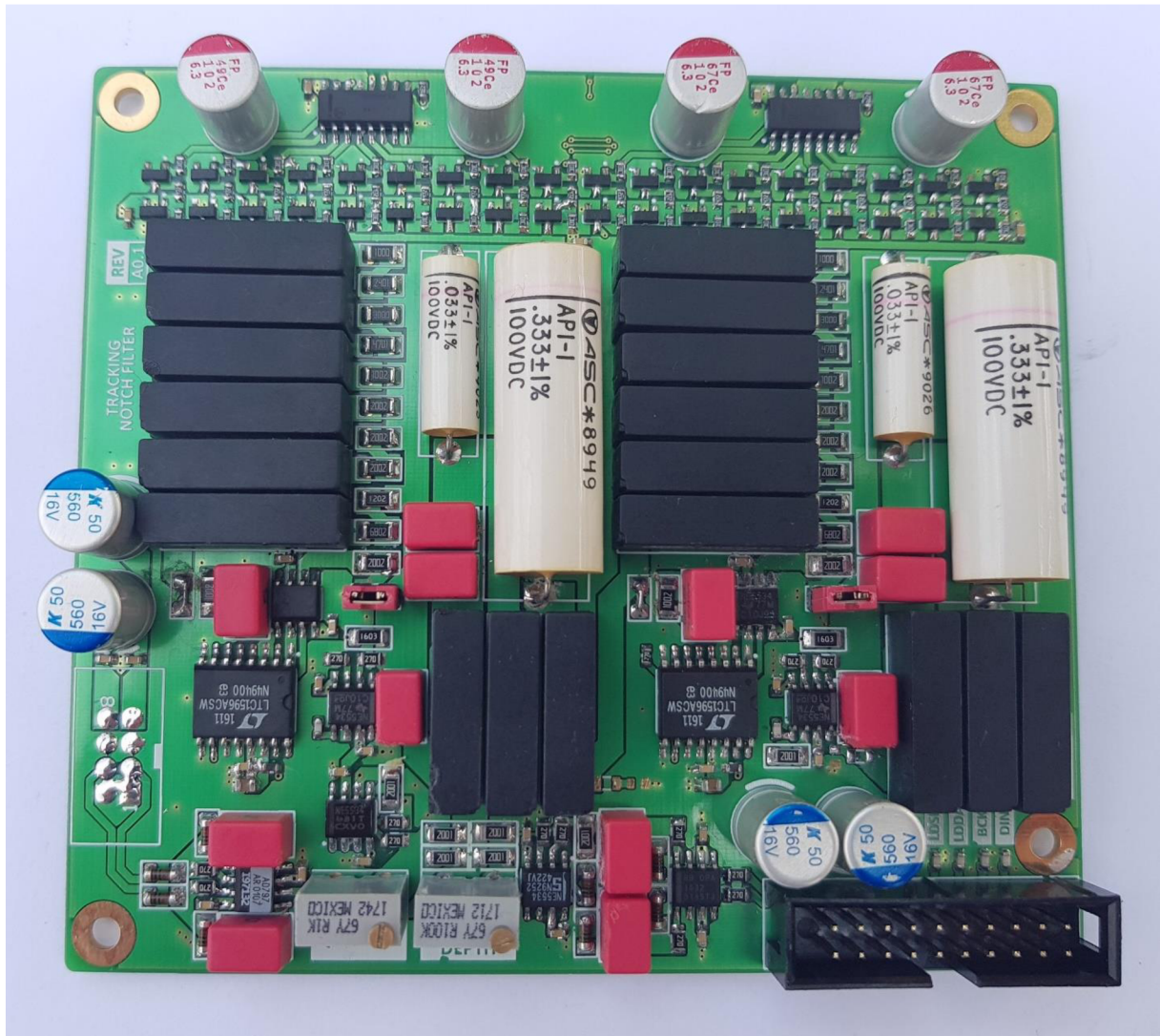
9.2 Modul řízení notch filtru

9.3 Modul převodníku A/D

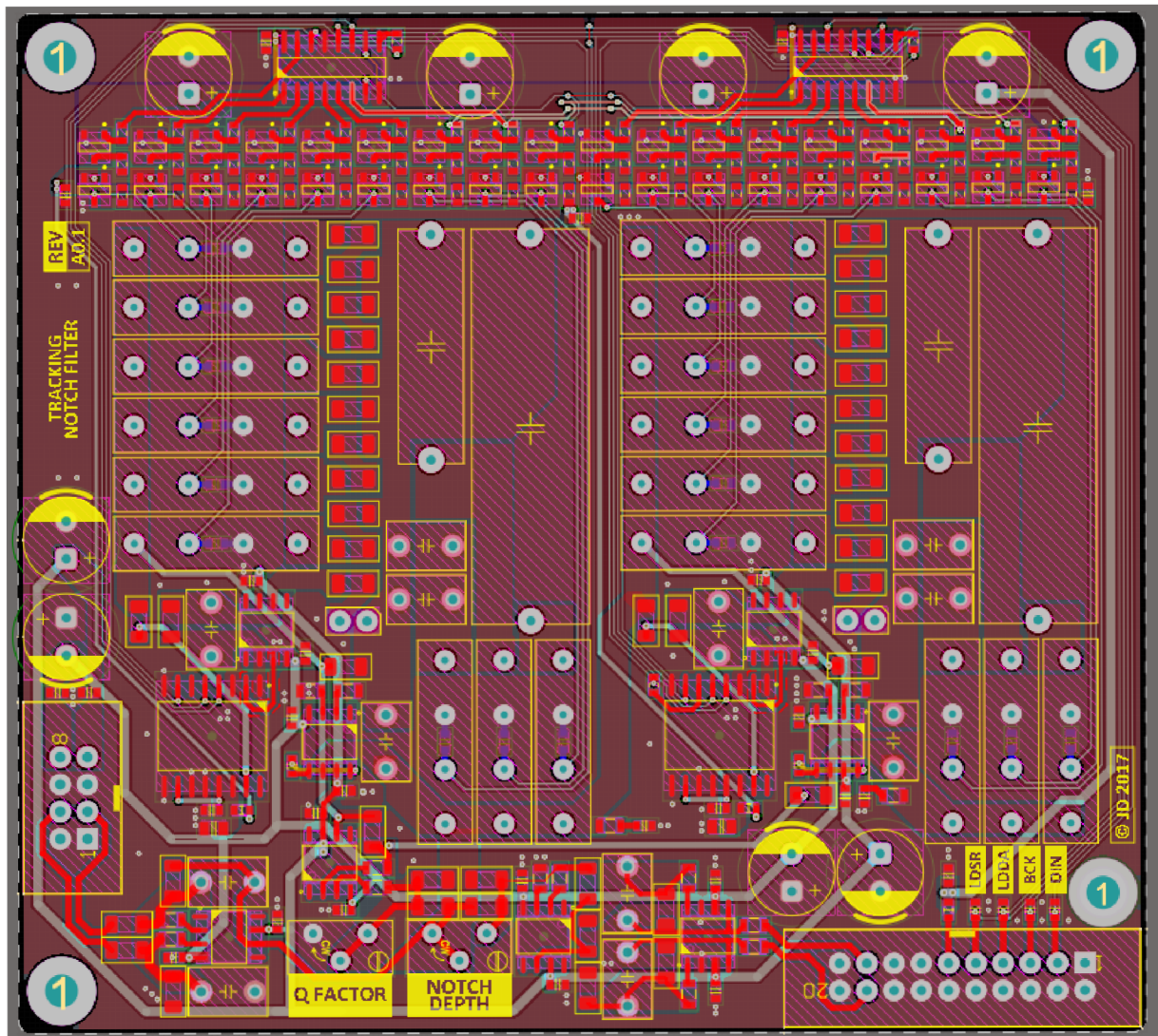
9.4 Modul THD generátoru

9.5 Modul napájecího zdroje

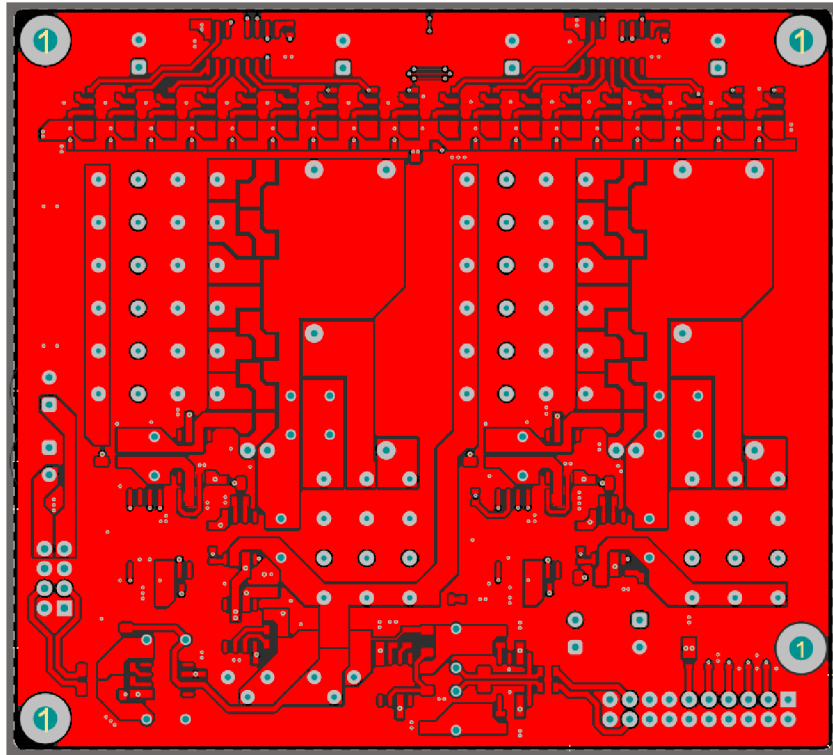
9.1 Modul notch filtru



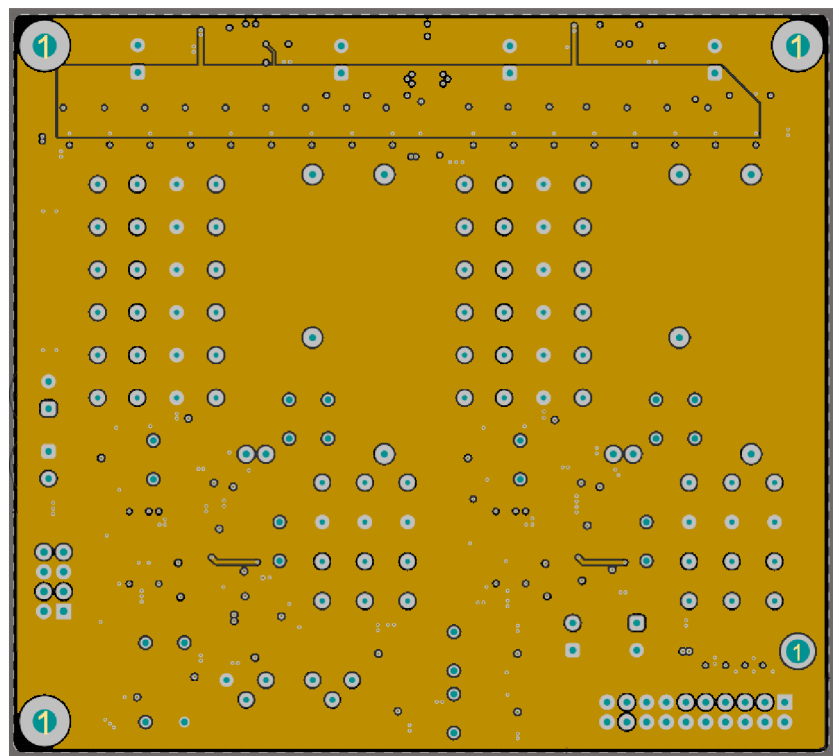
Obr. 9.1 – Fotografie sestaveného modulu notch filtru



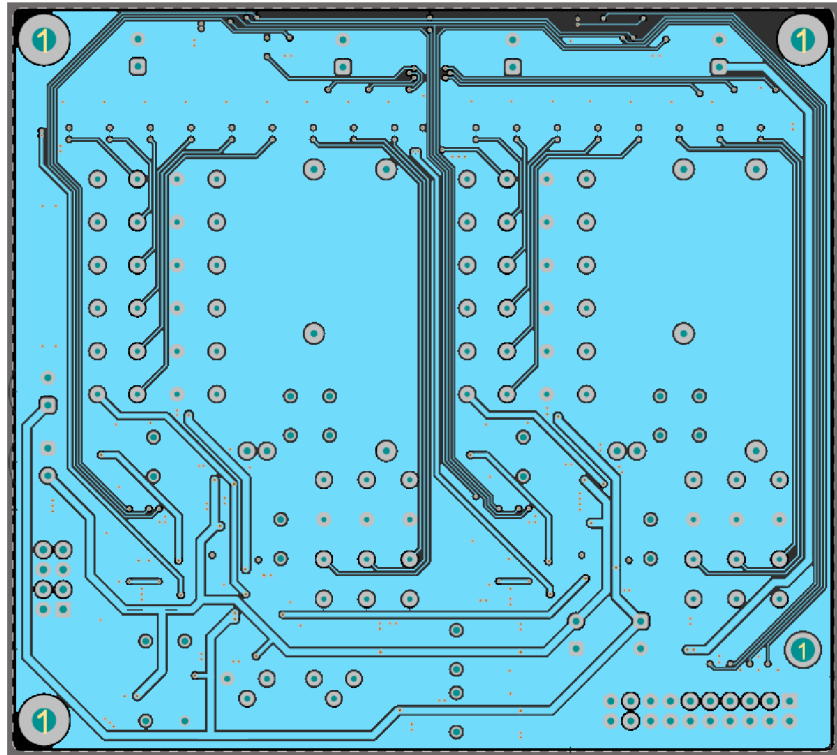
Obr. 9.2 – Pohled na všechny vrstvy plošného spoje



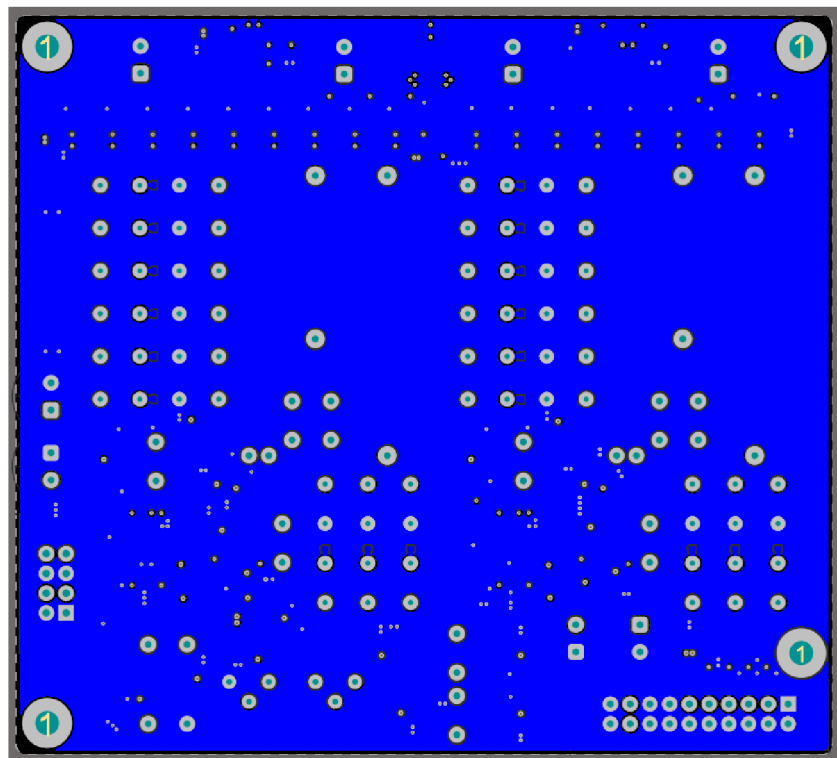
Obr. 9.3 – Pohled vrstvy TOP plošného spoje



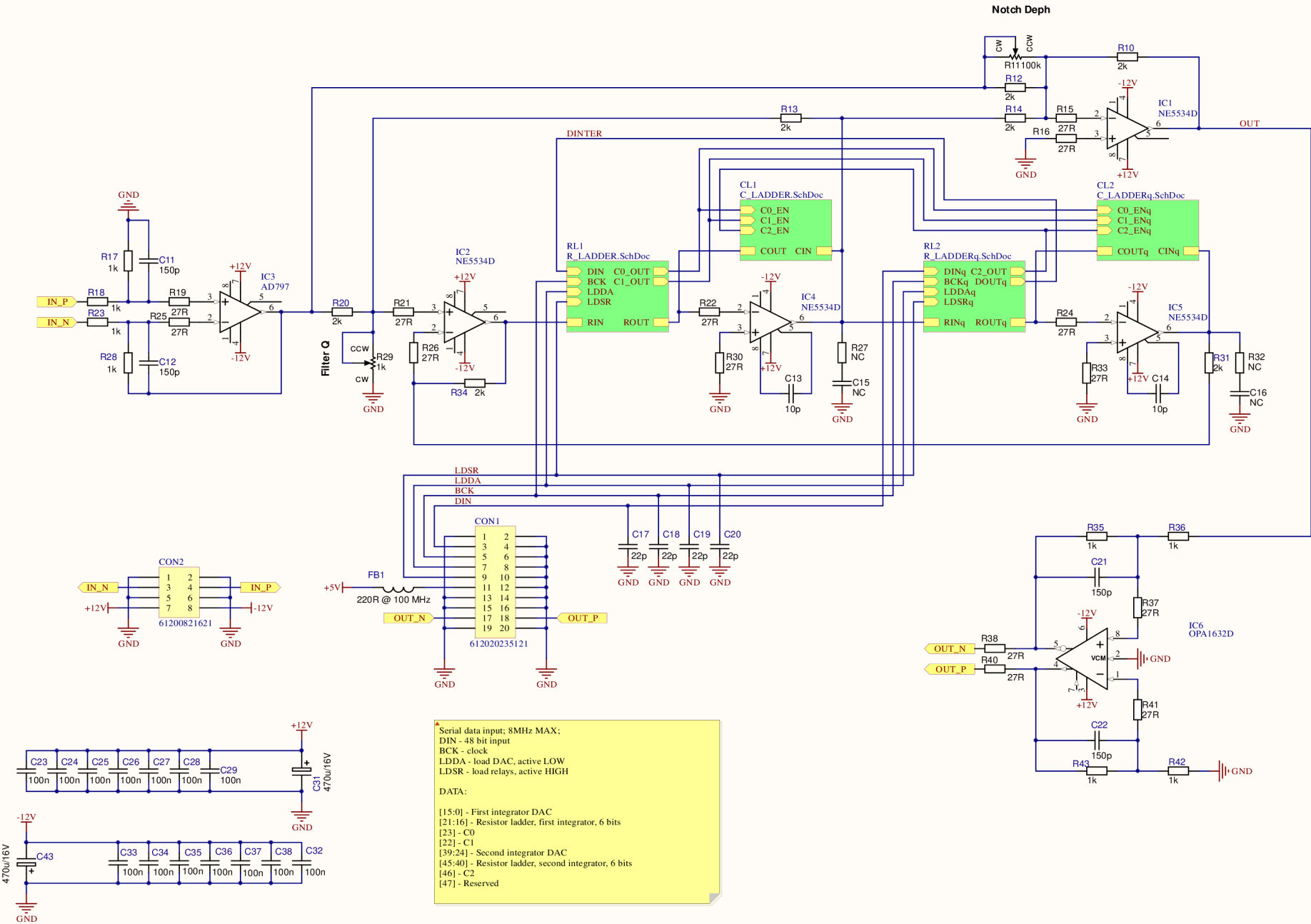
Obr. 9.4 – Pohled vrstvy IN1 plošného spoje



Obr. 9.5 – Pohled vrstvy IN2 plošného spoje



Obr. 9.6 – Pohled vrstvy BOT plošného spoje

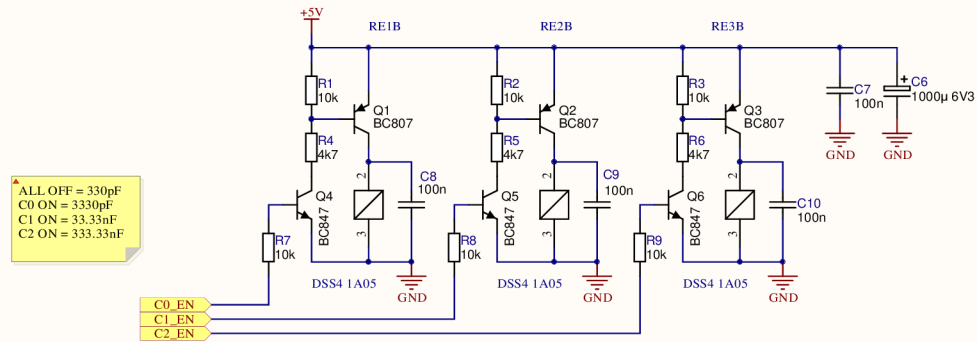
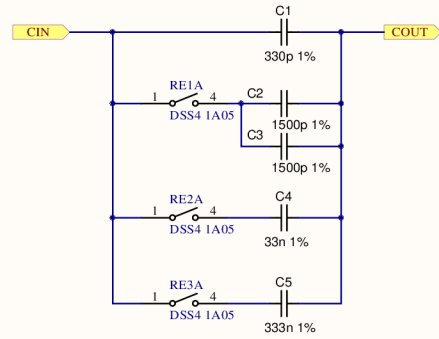


Serial data input; 8MHz MAX;
 DIN - 48 bit input
 BCK - clock
 LDDA - load DAC, active LOW
 LDSR - load relays, active HIGH

DATA:

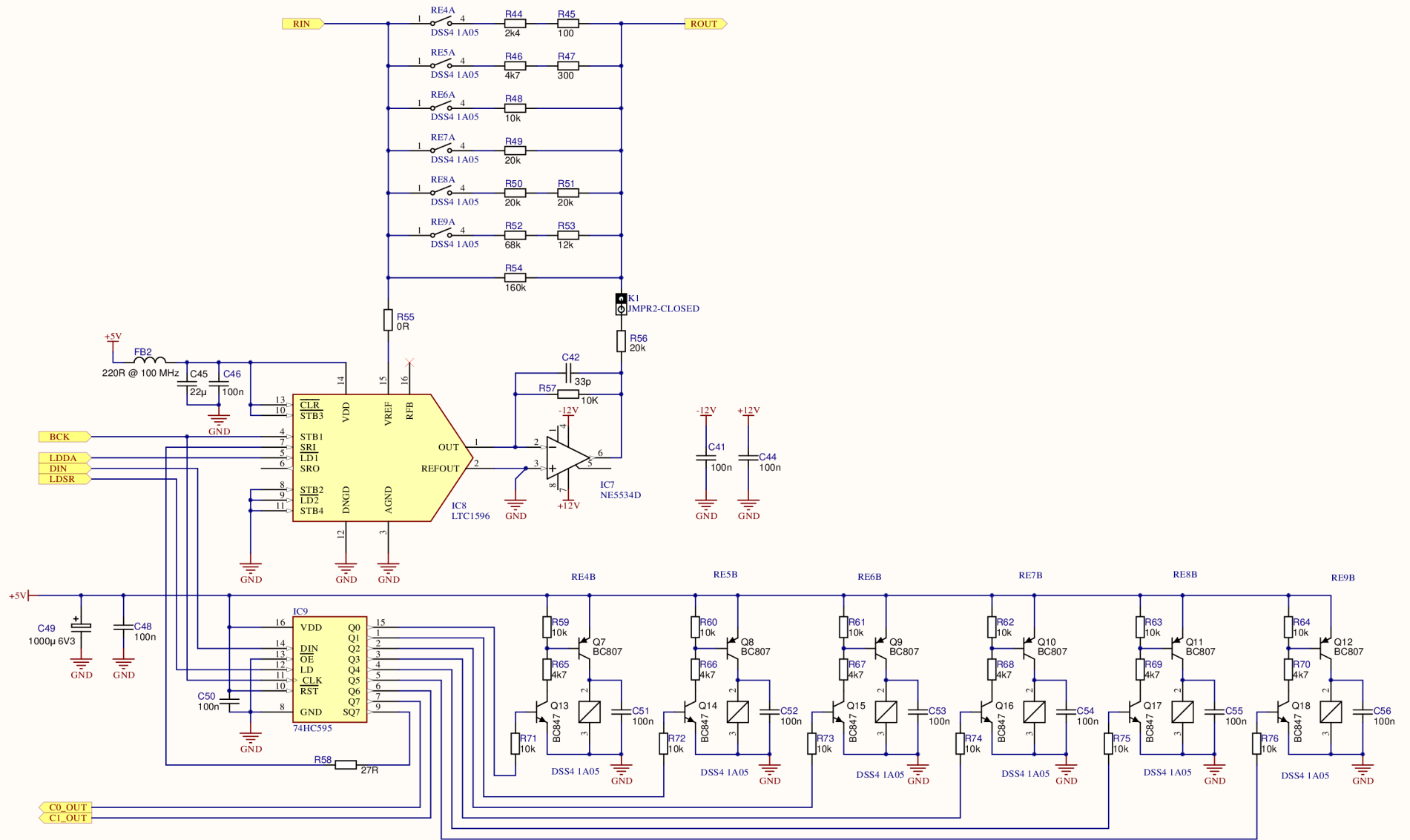
[15:0] - First integrator DAC
 [21:16] - Resistor ladder, first integrator, 6 bits
 [23] - C0
 [22] - C1
 [39:24] - Second integrator DAC
 [45:40] - Resistor ladder, second integrator, 6 bits
 [46] - C2
 [47] - Reserved

Title		
MAIN - Programovatelný notch filtr		
Size	Number	Revision
A3		
Date:	5/26/2018	Sheet of
File:	C:\Users\...MAIN.SchDoc	Drawn By:

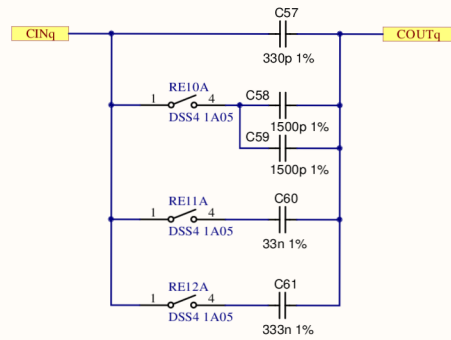


ALL OFF = 330pF
 C0 ON = 3330pF
 C1 ON = 33.33nF
 C2 ON = 333.33nF

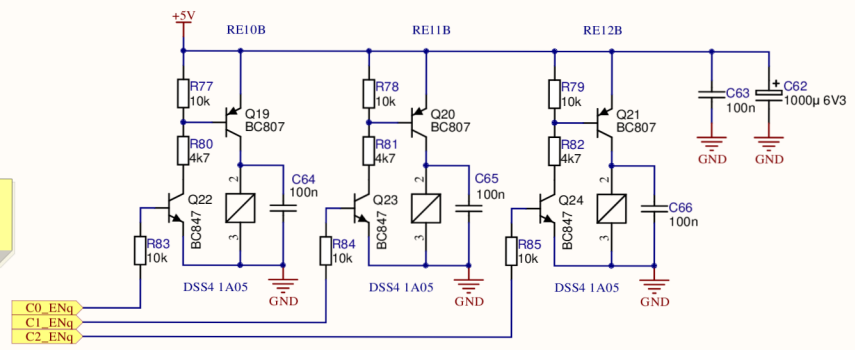
Title		
C_LADDER - Kapacitní žebřík integrátorů 1		
Size	Number	Revision
A3		
Date:	5/26/2018	Sheet of
File:	CAUsers\AC_LADDER.SchDoc	Drawn By:



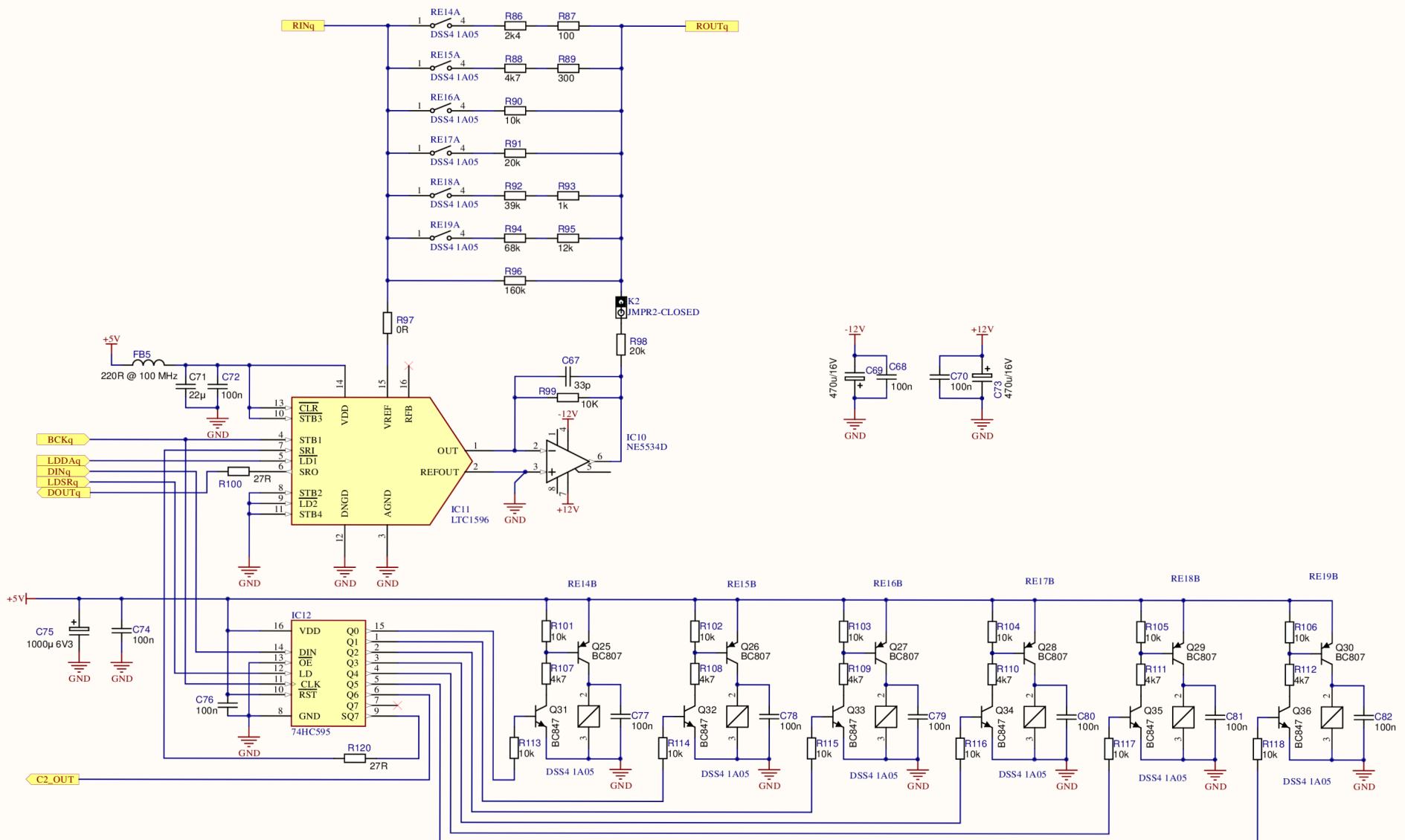
Title		
R_LADDER - Rezistivní žebřík integrátorů 1		
Size	Number	Revision
A3		
Date:	5/26/2018	Sheet of
File:	C:\Users\LR_LADDER.SchDoc	Drawn By:



ALL OFF = 330pF
 C0 ON = 3330pF
 C1 ON = 33.33nF
 C2 ON = 333.33nF

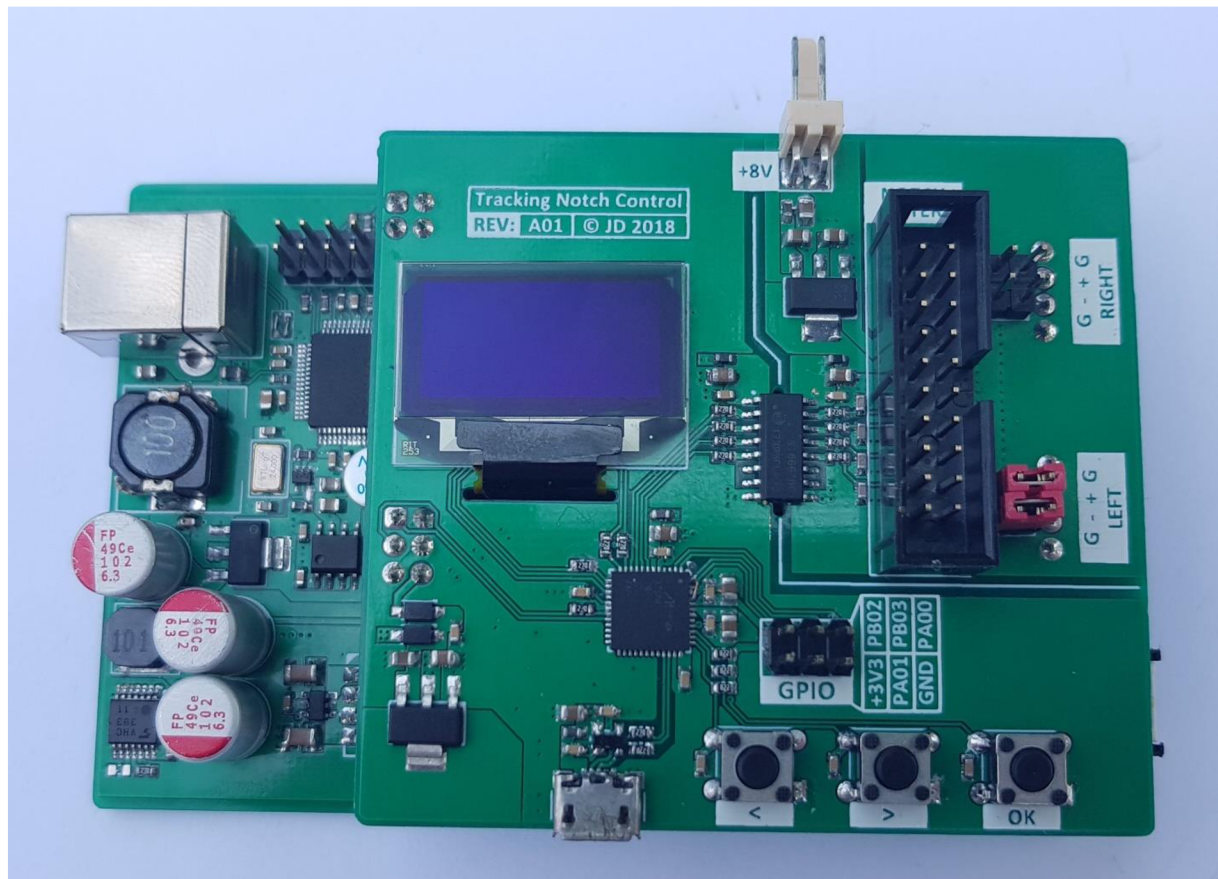


Title		
C_LADDERq - Kapacitní žebřík integrátorů 2		
Size	Number	Revision
A3		
Date:	5/26/2018	Sheet of
File:	C:\Users\...\C_LADDERq.SchDoc	Drawn By:

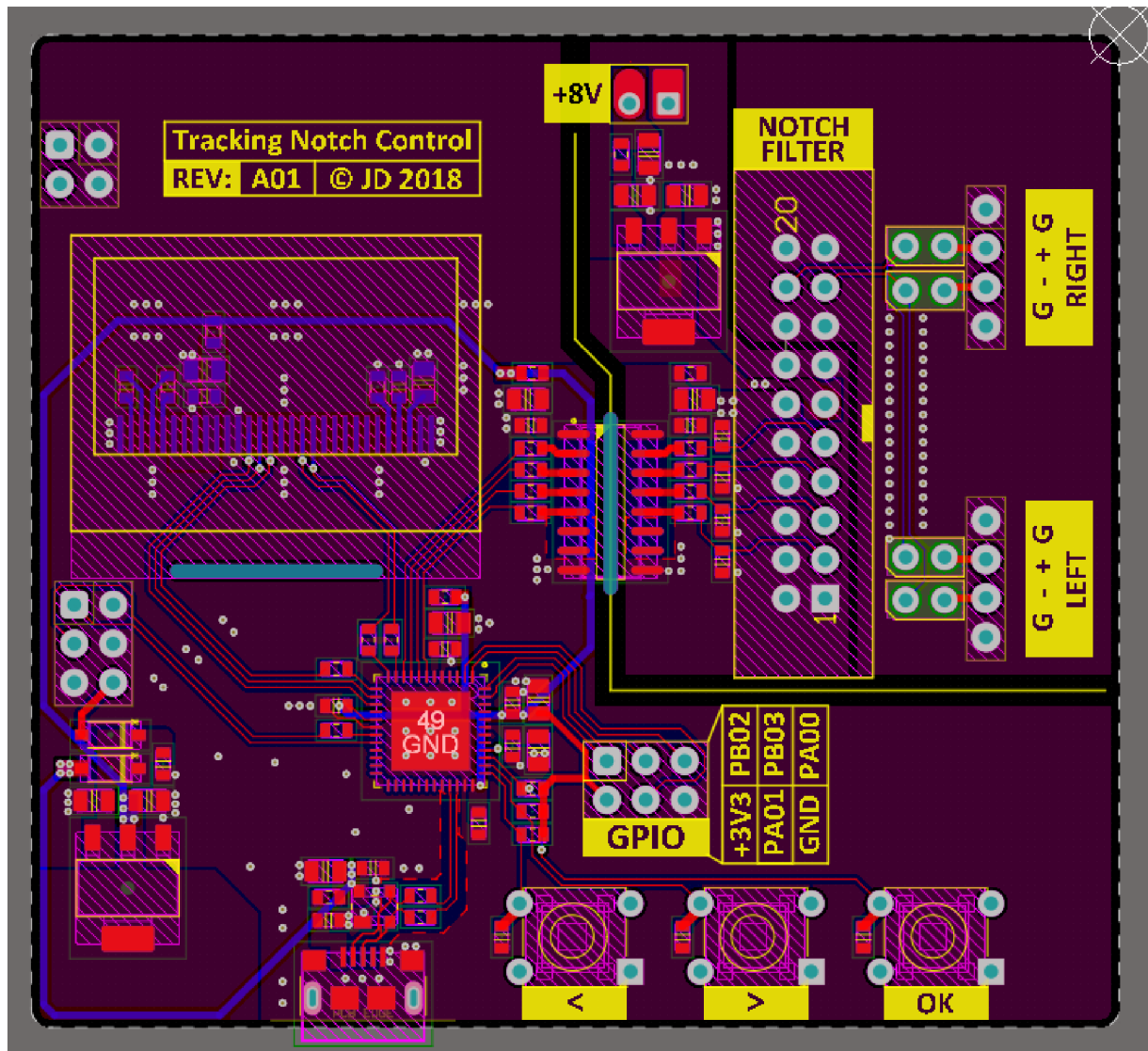


Title		
R_LADDERq - Rezistivní žebřík integrátorů 2		
Size	Number	Revision
A3		
Date:	5/26/2018	Sheet of
File:	C:\Users\...R_LADDERq.SchDoc	Drawn By:

9.2 Modul řízení notch filtru



Obr. 9.7 – Fotografie sestaveného modulu ovládní filtru nasazeného na převodníku A/D

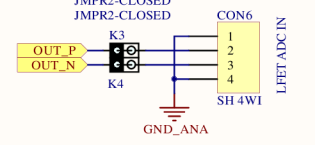
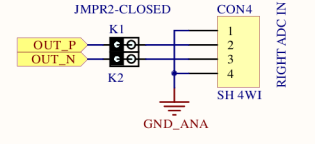
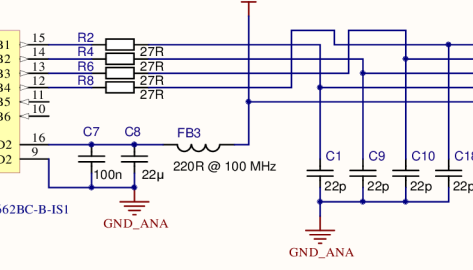
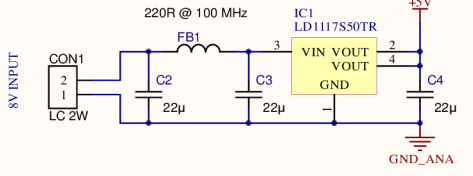
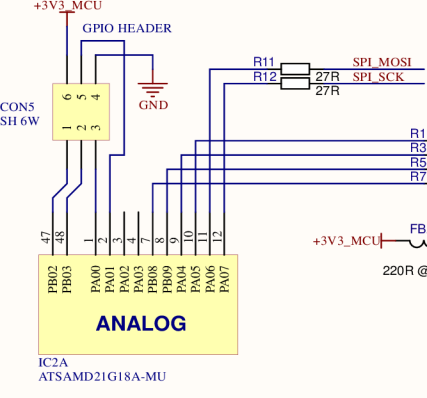
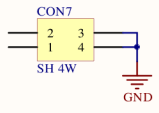


Obr. 9.8 – Pohled na všechny vrstvy plošného spoje

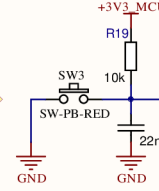
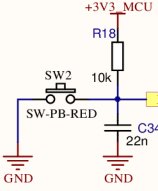
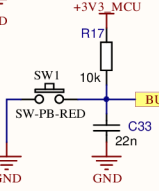
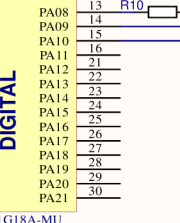
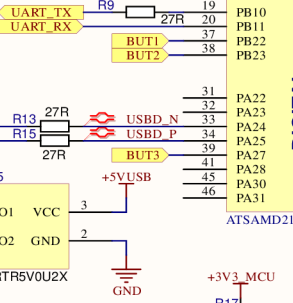
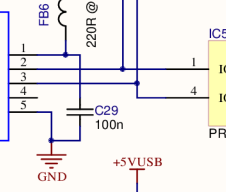
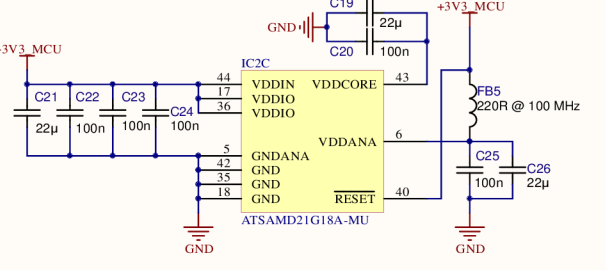
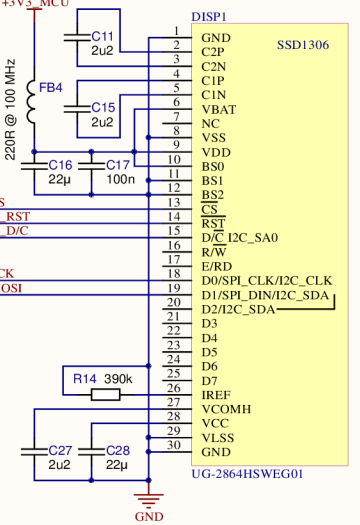
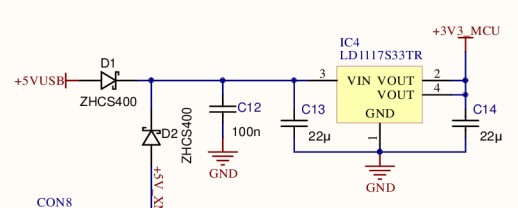
Serial data input; 8MHz MAX;
 DIN - 48 bit input
 BCK - clock
 LDDA - load DAC, active LOW
 LDSR - load relays, active HIGH

DATA:

[15:0] - First integrator DAC
 [21:16] - Resistor ladder, first integrator, 6 bits
 [23] - CO
 [22] - C1
 [39:24] - Second integrator DAC
 [45:40] - Resistor ladder, second integrator, 6 bits
 [46] - C2
 [47] - Reserved

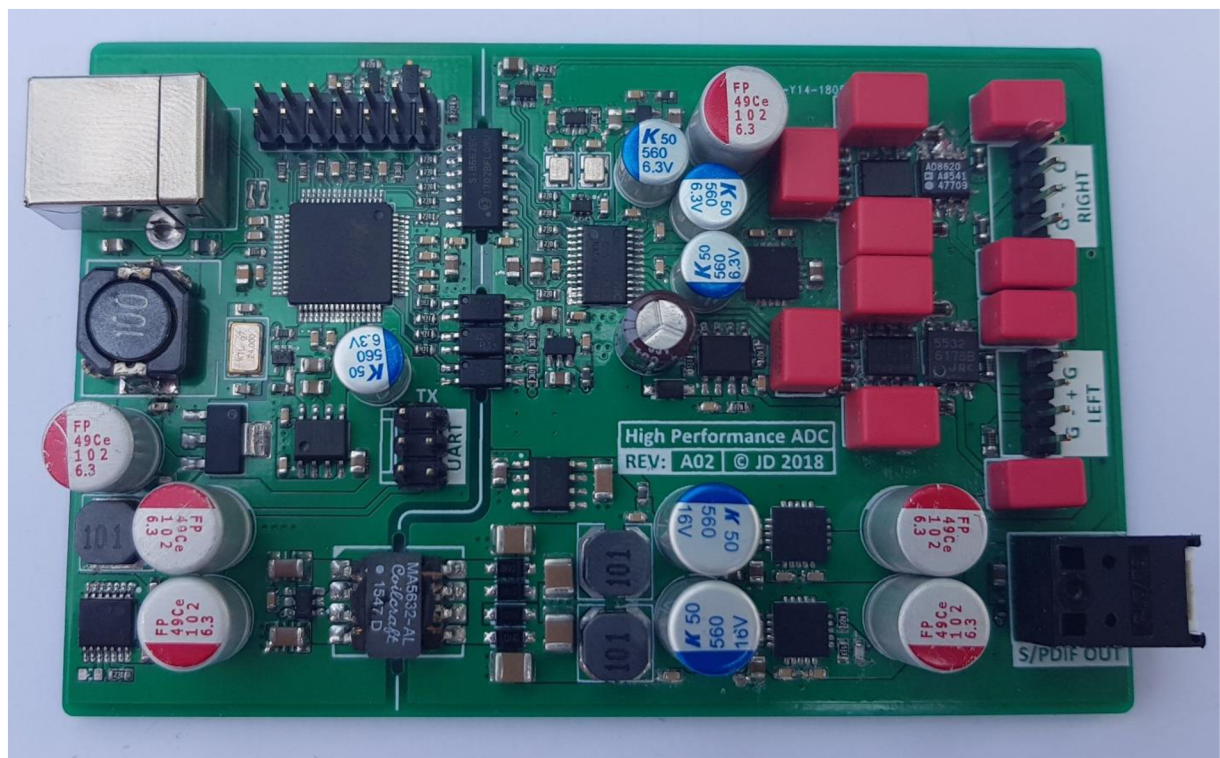


TRACKING NOTCH CON

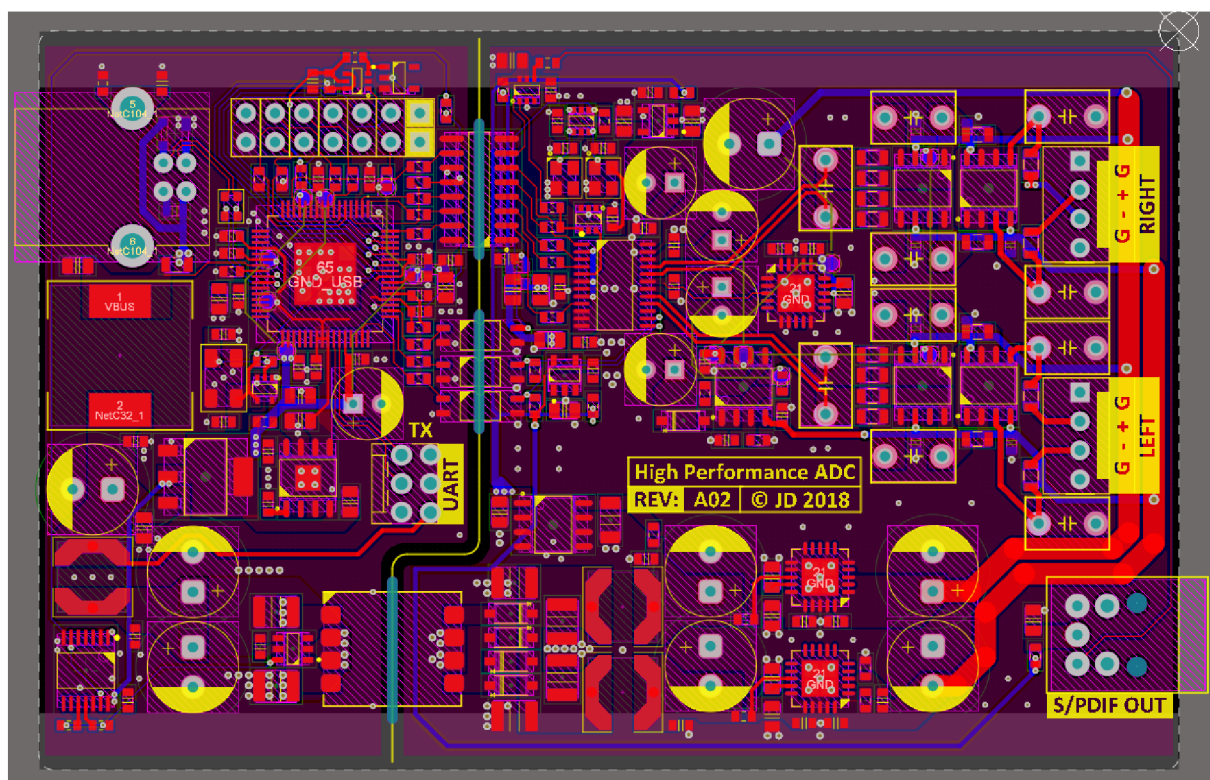


Title		
MAIN - Tracking notch filter control		
Size	Number	Revision
A3		
Date:	5/26/2018	Sheet of
File:	D:\MyProjects\CONTROL\SchDoc	Drawn By:

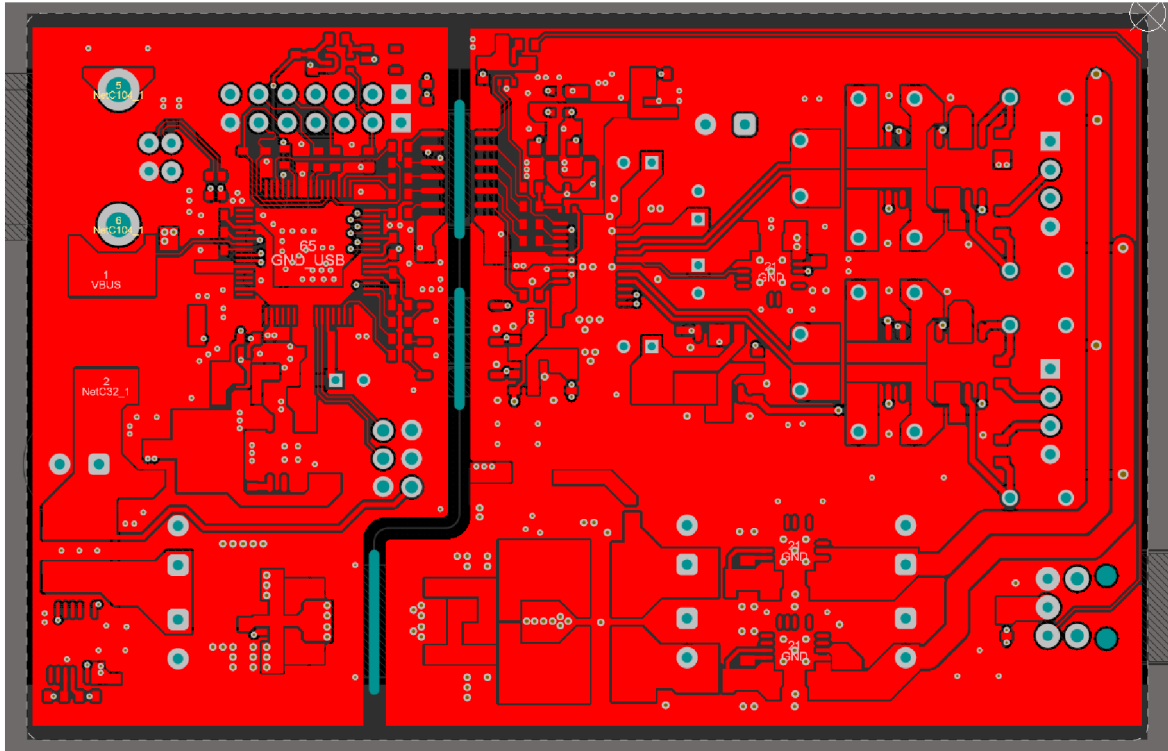
9.3 Modul převodníku A/D



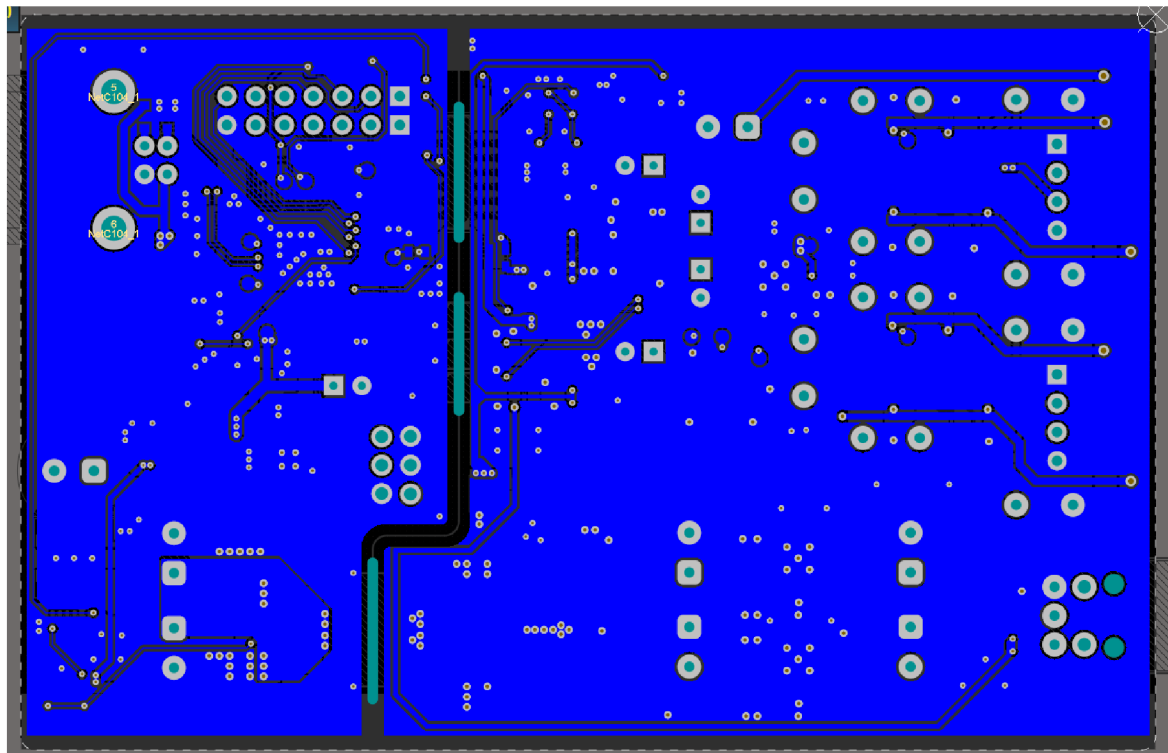
Obr. 9.9 – Fotografie sestaveného modulu převodníku A/D



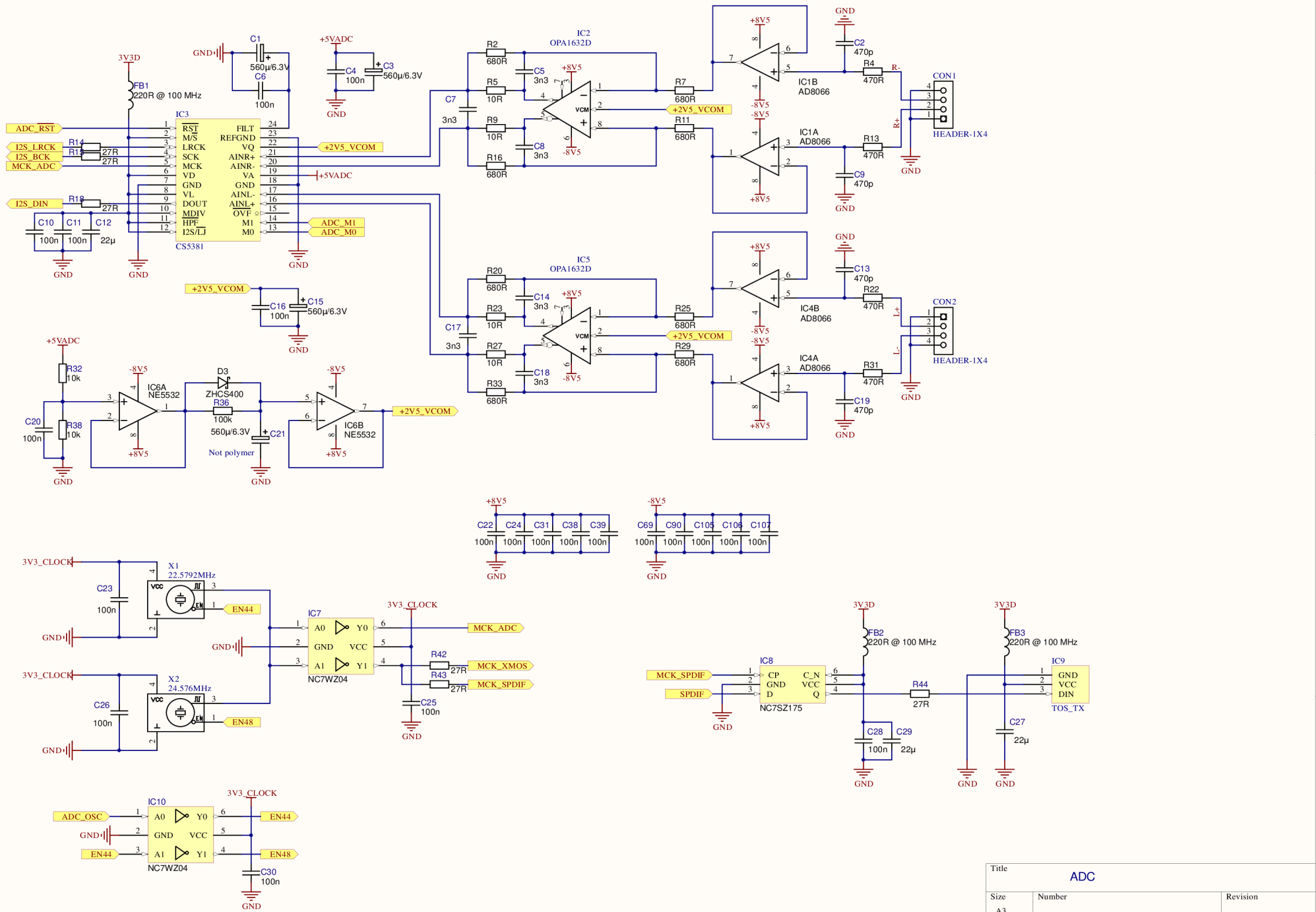
Obr. 9.10 – Pohled na všechny vrstvy plošného spoje převodníku A/D



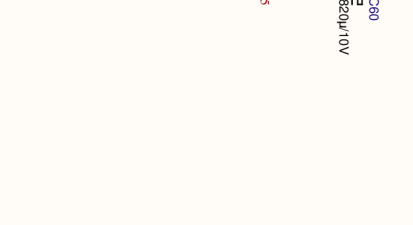
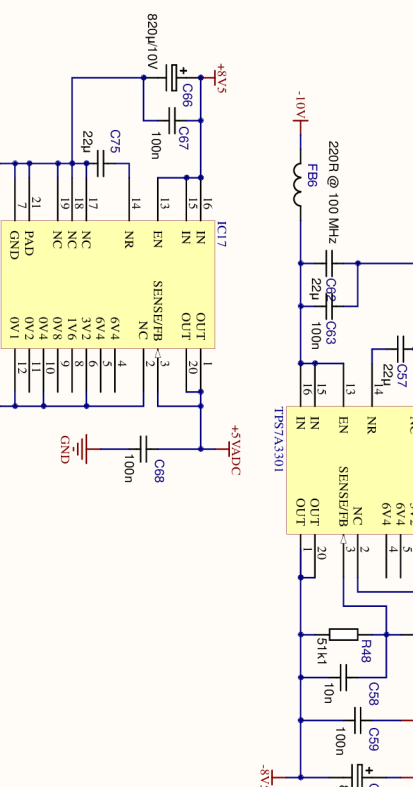
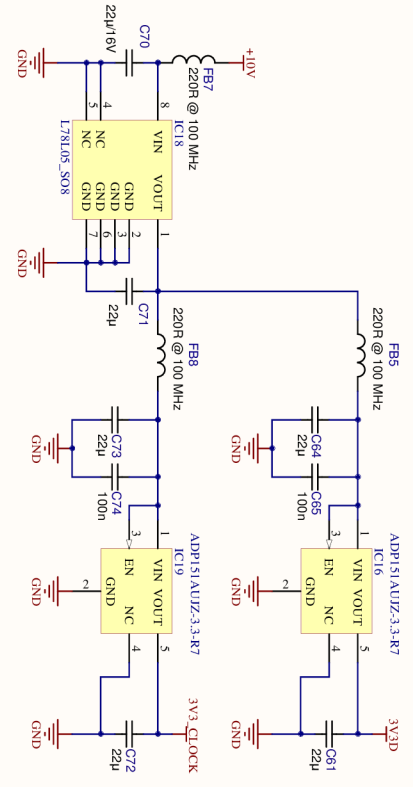
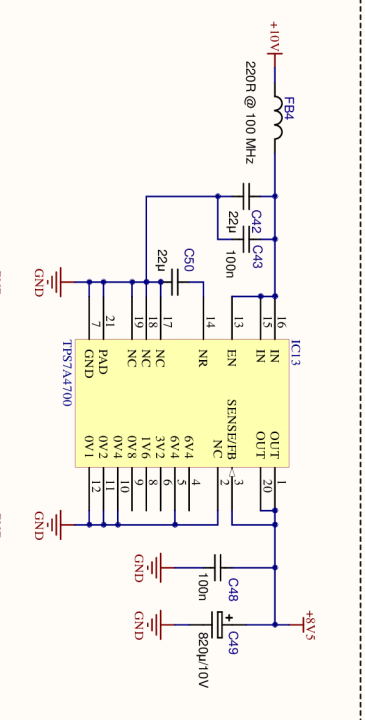
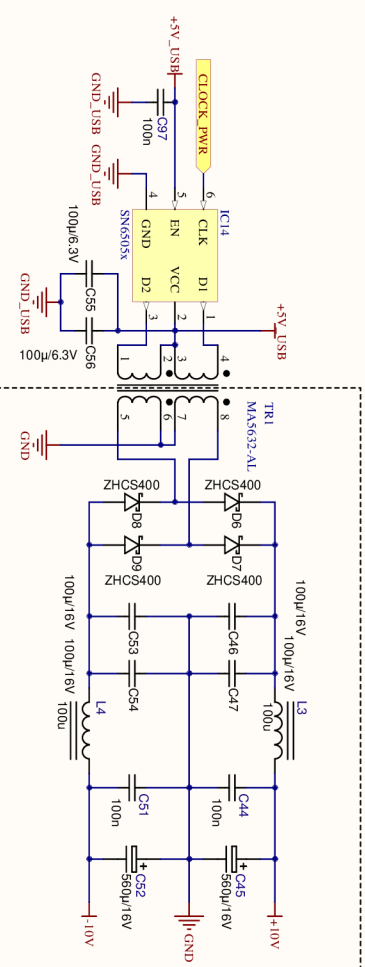
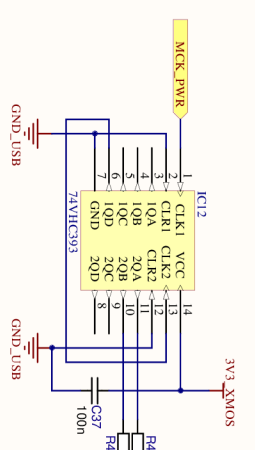
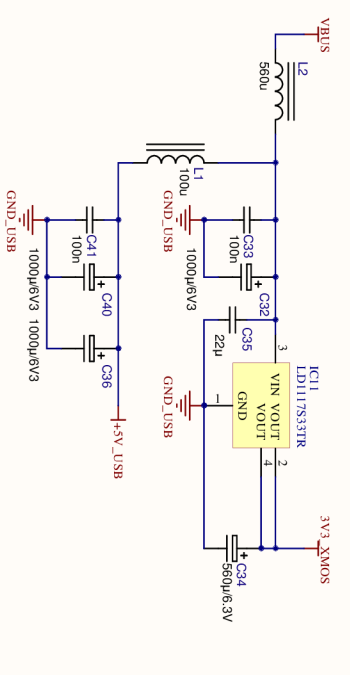
Obr. 9.11 – Pohled vrstvu TOP plošného spoje



Obr. 9.12 – Pohled vrstvu BOT plošného spoje



Title			ADC		
Size	Number	Revision			
A3					
Date:	5/26/2018	Sheet	of		
File:	D:\MyProjects\...\ADC.SchDoc	Drawn By:			

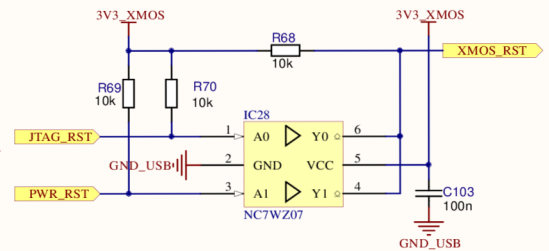
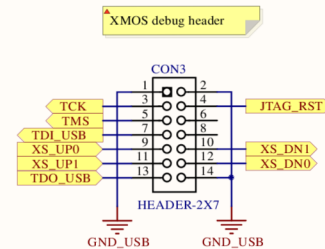
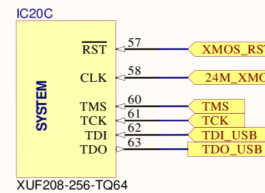
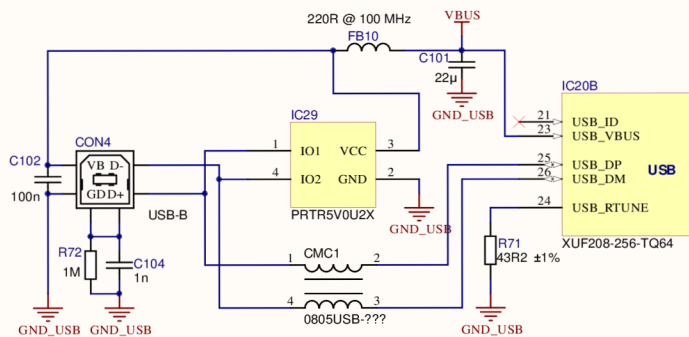
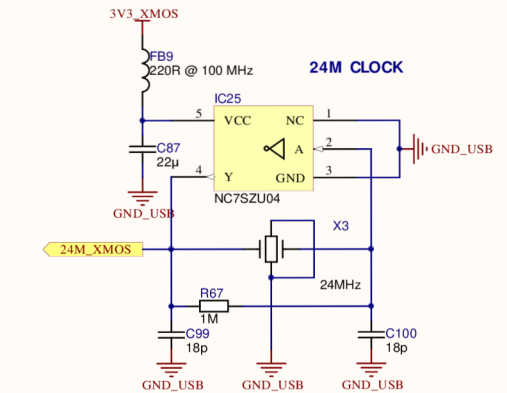
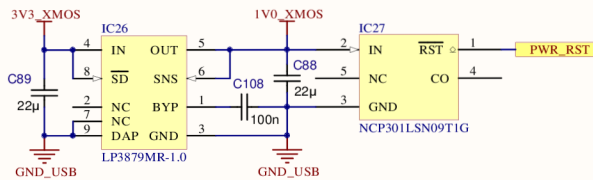
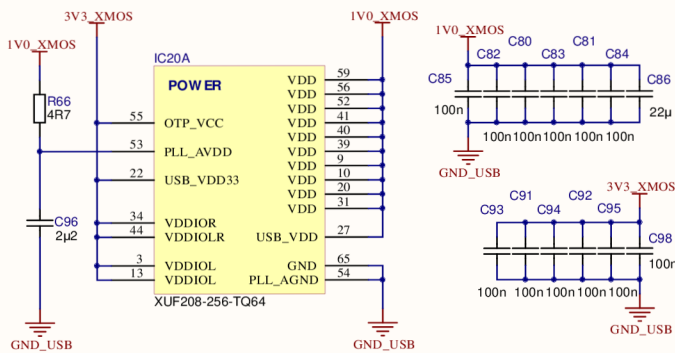
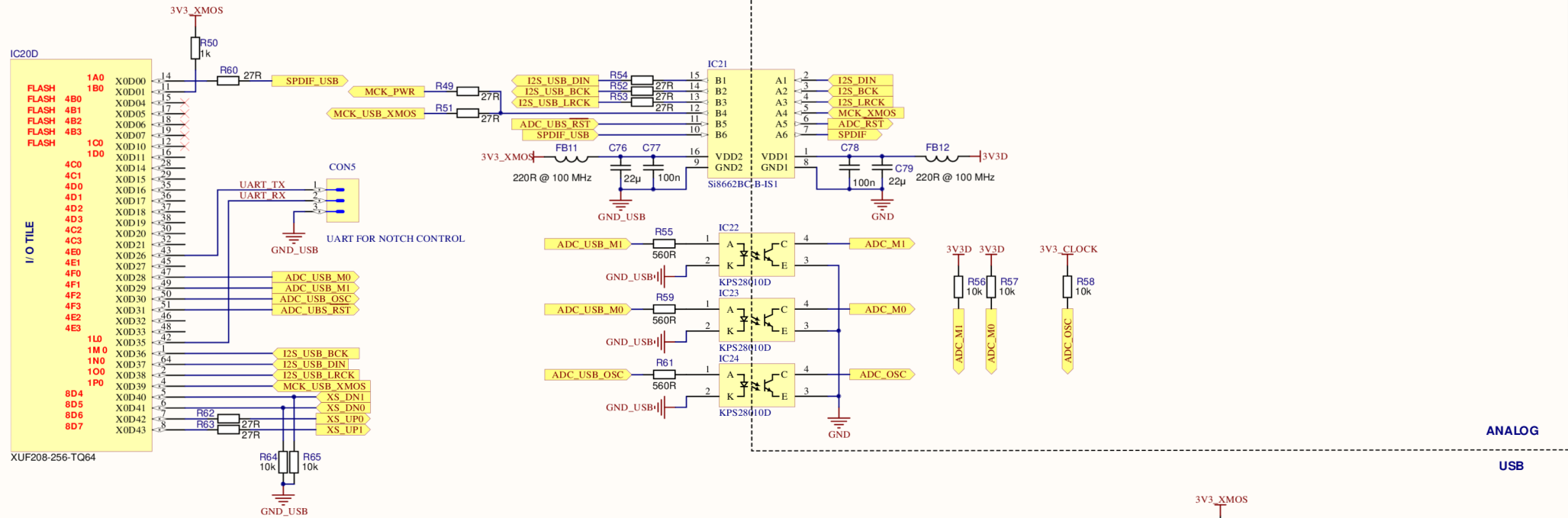


ANALOG

USB

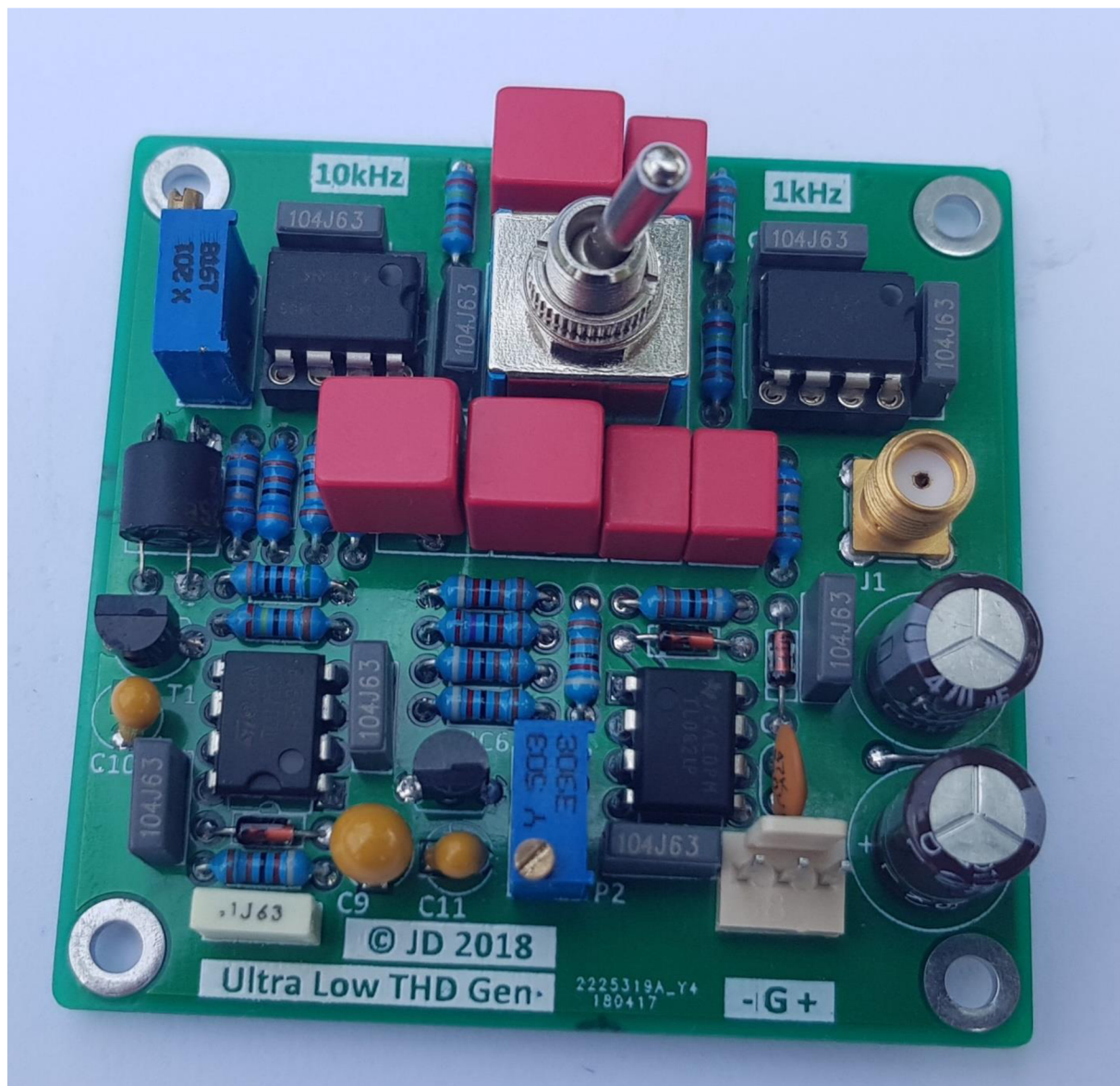
ADC POWER

Title	Size	Number	Revision
ADC POWER	A3		
Date:	5/26/2018	Sheet	of
File:	D:\MyProject\ref\POWER_SchDoc	Drawn By:	

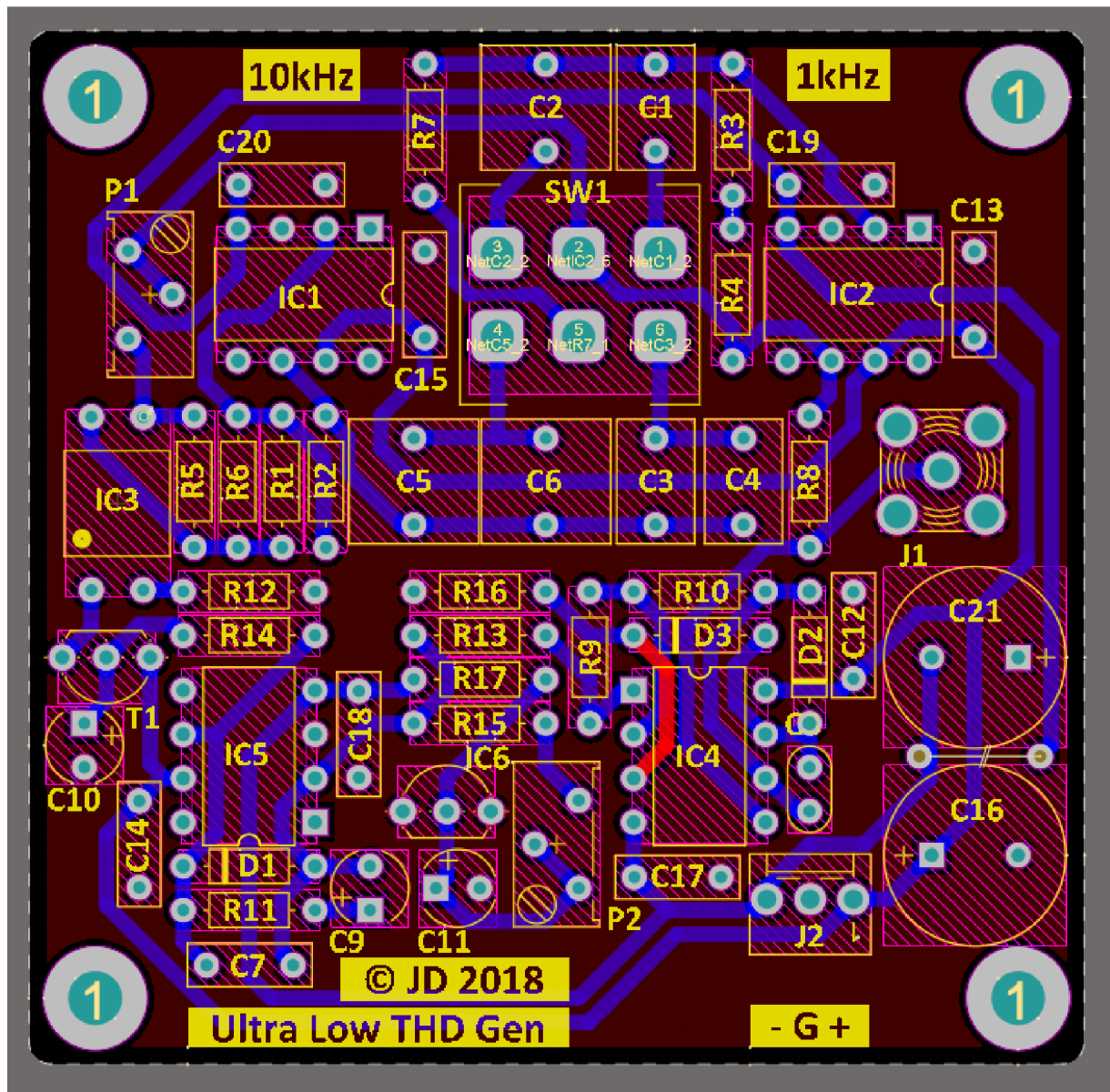


Title		
ADC USB IF		
Size	Number	Revision
A3		
Date:	5/26/2018	Sheet of
File:	D:\MyProjects\X_MOS_ISO.SchDoc	Drawn By:

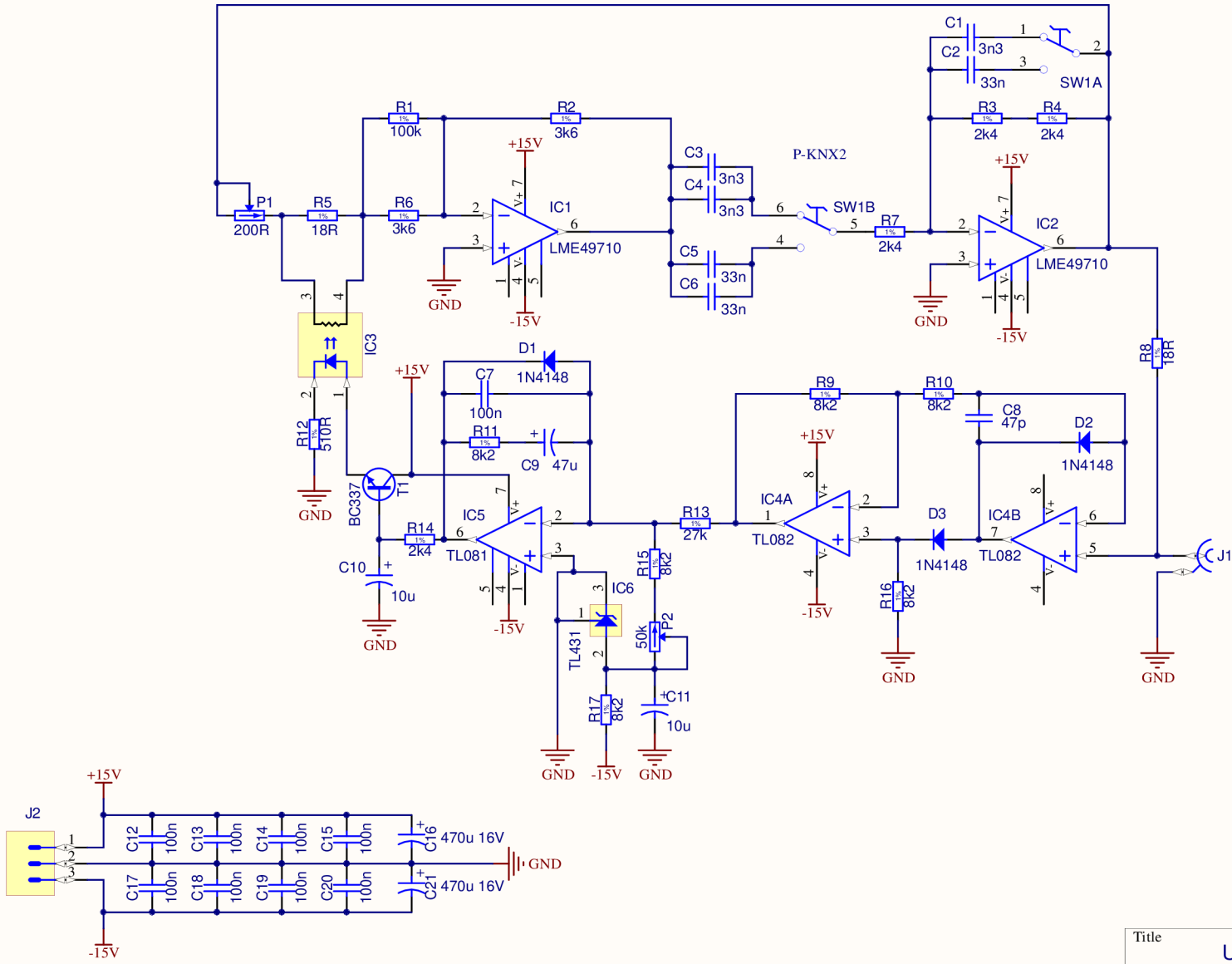
9.4 Modul THD generátoru



Obr. 9.13 – Fotografie sestaveného modulu oscilátoru



Obr. 9.14 – Pohled na všechny vrstvy plošného spoje



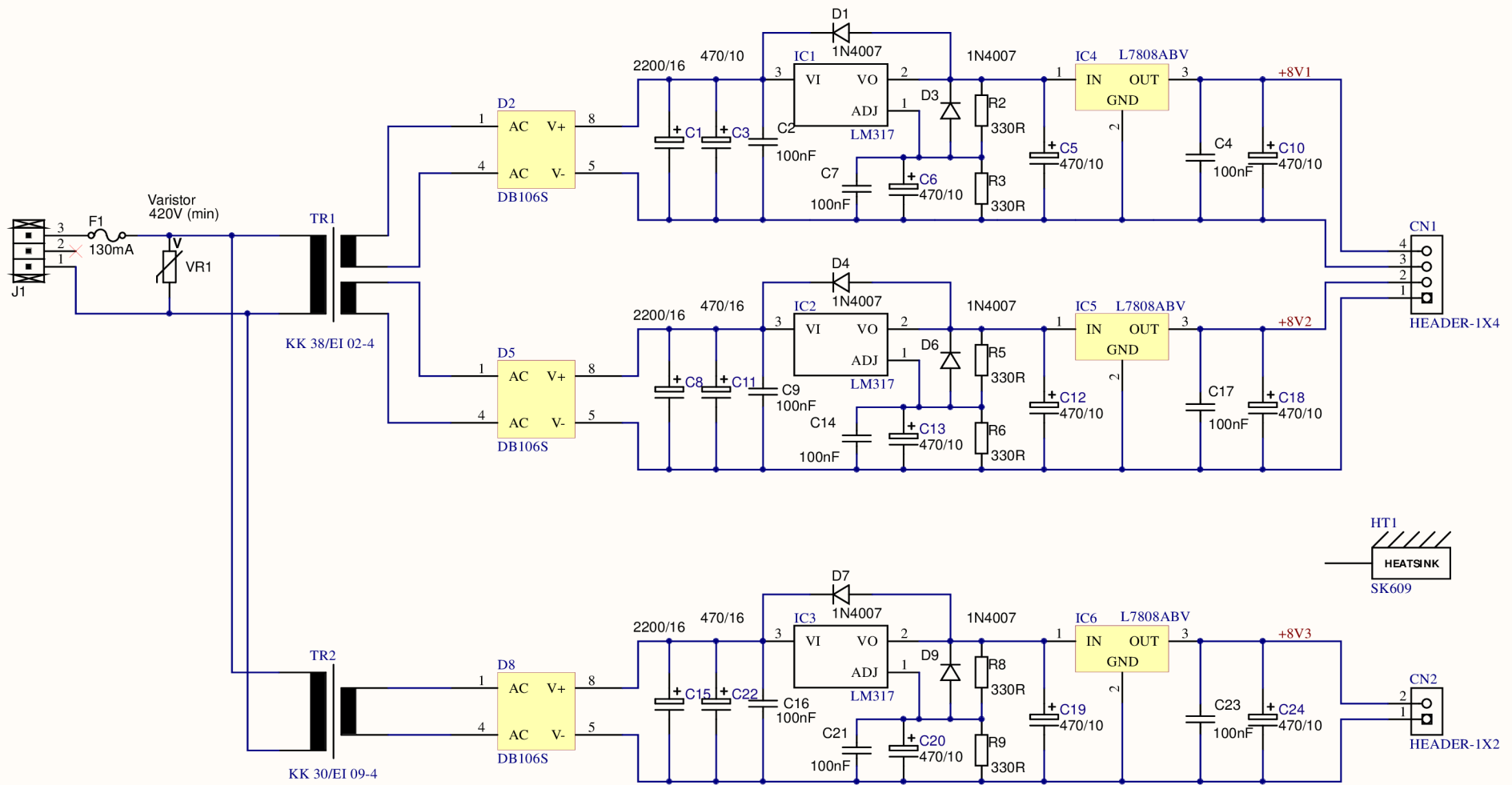
<http://www.janascard.cz/PDF/An%20ultra%20low%20distortion%20oscillator%20with%20THD%20below%20-140%20dB.pdf>

Title		
Ultra Low THD Generator		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	5/26/2018	Sheet of
File:	D:\MyProjects\l..main.SchDoc	Drawn By:

9.5 Modul napájacieho zdroje



Obr. 9.15 – Fotografie sestaveného modulu zdroje



Title			Simple Supply		
Size	Number		Revision		A01
A4					
Date:	5/26/2018		Sheet		of
File:	D:\MyProjects\..main.SchDoc		Drawn By:		