

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická
Katedra mikroelektroniky

Dvoukanálový DDS generátor signálu
pro audio aplikace

Twin-channel DDS Signal Generator for
Audio Applications

Bakalářská práce

Lukáš Kroulík

Květen 2017

Studijní program: Komunikace, Multimédia a Elektronika
Studijní obor: Aplikovaná elektronika

Vedoucí práce: Ing. Martin Pokorný Ph.D.,
katedra teorie obvodů FEL

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Kroulík** Jméno: **Lukáš** Osobní číslo: **371742**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra mikroelektroniky**
Studijní program: **Komunikace, multimédia a elektronika**
Studijní obor: **Aplikovaná elektronika**

II. ÚDAJE K BAKALÁŘSKÉ PRÁCI

Název bakalářské práce:

Dvoukanalový DDS generátor signálů pro audio aplikace

Název bakalářské práce anglicky:

Twin-channel DDS Signal Generator for Audio Applications

Pokyny pro vypracování:

1. Prostudujte princip a základy přímé digitální syntézy kmitočtu. Seznamte se s návrhem základních parametrů syntezátorů DDS, jejich blokovou strukturou a s možnostmi obvodové realizace 2. Navrhněte dvoukanalový nízkofrekvenční generátor signálů pro audio aplikace na principu přímé digitální syntézy (DDS - Direct Digital Synthesis). 3. Použijte vybraný jednočipový mikroprocesor a potřebné podpurné obvody. 4. Uvažujte harmonické signály s nastavitelným kmitočtem, amplitudou a vzájemným fázovým posunem a další vybrané typy signálů vhodné pro měření a testování v oblasti audiotechniky. Případně generujte též periodický signál na základě jeho syntézy z harmonických složek. 5. Realizujte vývojový vzorek generátoru, ověřte jeho funkci a zhodnoťte dosažené parametry.

Seznam doporučené literatury:

- [1] SKALICKÝ, Petr. Číslicové systémy v radiotechnice. 1. vydání. Praha: Vydavatelství ČVUT, leden 2004. ISBN 80-01-02854-2.
- [2] PROKEŠ, Aleš - ČERMÁK, Karel. Využití přímé kmitočtové syntézy v radiotechnice. Vladimír. Elektrevue: Časopis pro elektrotechniku [online], 2003 / 48. <<http://www.elektrevue.cz/clanky/03048/>>. ISSN 1213-1539.
- [3] HRDINA, Zdeněk - VEJRAŽKA, František. Signály a soustavy. 1. vydání. Praha: Vydavatelství ČVUT, 1998. ISBN 80-01-01726-5.
- [4] SKALICKÝ P. Mikroprocesory řady 8051. 2. roz. vydání. Praha: BEN - technická literatura, 2000.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) bakalářské práce:

Ing. Martin Pokorný Ph.D., katedra teorie obvodů FEL

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) bakalářské práce:

Datum zadání bakalářské práce: **13.02.2017**

Termín odevzdání bakalářské práce: _____

Platnost zadání bakalářské práce: **10.09.2018**

Podpis vedoucí(ho) práce

Podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

Podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Student bere na vědomí, že je povinen vypracovat bakalářskou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v bakalářské práci.

22.5.2017
Datum převzetí zadání

Podpis studenta

Prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne 26. května 2017

.....
Lukáš Kroulík

Poděkování

Chtěl bych poděkovat vedoucímu své práce panu Ing. Martinu Pokornému Ph.D. zejména za důvěru, kterou ve mě projevoval při řešení zadaného úkolu. Dále chci poděkovat panu Ing. Vítu Záhlavovi CSc. za konzultaci týkající se návrhu plošných spojů a panu Doc. Dr. Ing. Jiřímu Hospodkovi, který mi ochotně poskytnul přístup k měřicímu vybavení.

Děkuji Kateřině Brázdové za provedení kvalifikované jazykové korektury práce.

Abstrakt

Pro měření parametrů audio zařízení je potřeba harmonický signál s velmi malým zkreslením. Tato práce se zabývá návrhem signálového generátoru, který tento požadavek splňuje. Přístroj využívá princip přímé digitální syntézy, jež byla implementována softwarově v mikrokontroléru. Pro výstup analogového signálu byl použit dvoukanálový Sigma-Delta DA převodník. Pozornost byla věnována řešení nízkošumových výstupních obvodů a napájecího systému. Navržený generátor umožňuje generovat dva harmonické signály s různou frekvencí a nastavitelným vzájemným fázovým posunem. Přístroj nabízí automatické přeladování frekvence a také režim signálového burstu. Parametry zrealizovaného vzorku byly změřeny audio analyzátozem a dosažená hodnota THD+N v audio pásmu je $-105,1$ dB. Generátor lze využít při práci v laboratoři a navržený hardware může sloužit jako platforma pro vývoj algoritmů syntézy signálu.

Klíčová slova: signálový generátor, přímá digitální syntéza, DDS, harmonický signál, audio

Abstract

For the measurement of parameters of audio devices there is a need for a very low distortion sine wave signal. This work deals with the design of signal generator, which meets this requirement. The instrument uses the principle of direct digital synthesis, which was implemented in microcontroller. For the output of analogue signal there was used a dual-channel Sigma-Delta DA converter. Attention was paid to the design of low-noise output circuits and power supply system. Proposed generator allows generation of two sine waves with different frequencies and adjustable mutual phaseshift. The instrument also offers frequency sweep and burst mode. Parameters of realized prototype were measured using audio analyzer and achieved THD+N in audio band is $-105,1$ dB. The generator could be used for laboratory work and designed hardware could serve as a platform for signal synthesis algorithms development.

Keywords: signal generator, Direct Digital Synthesis, DDS, sine wave, audio

Obsah

1	Úvod	1
1.1	Měření v audiotechnice	1
1.2	Signálové generátory	2
1.3	Přímá digitální syntéza	3
2	Koncepce a digitální část	7
2.1	Systémový návrh	7
2.2	Digitální část a software	8
2.3	Oscilátor	15
2.4	DA převodník	15
3	Výstupní analogová část	17
3.1	Návrh výstupního filtru	17
3.2	Návrh diferenčního zesilovače	23
4	Napájecí zdroje a praktická realizace	31
4.1	Napájecí systém	31
4.2	Návrh plošných spojů	33
5	Měření dosažených parametrů	37
6	Závěr	43
	Použitá literatura	45
A	Popis ovládacího rozhraní generátoru	49
B	Schéma zapojení generátoru	53
C	Maple skript pro návrh filtru	57
D	Maple skript pro návrh diferenčního zesilovače	61

Obsah příloženého CD

- Kompletní zdrojové kódy programu pro mikrokontrolér
- Maple skripty pro návrh filtru a diferenčního zesilovače
- Výrobní podklady pro navržené plošné spoje
- Tato práce ve formátu pdf

Seznam obrázků

1.1	Oscilátor HP200CD	3
1.2	Princip přímé digitální syntézy	4
2.1	Blokové schéma zapojení navrženého generátoru	7
2.2	Harmonický signál generovaný pomocí C funkce $\sin f$ zobrazený v časové doméně a ve formě amplitudového spektra	9
2.3	Harmonický signál generovaný pomocí tabulky o 256 prvcích zobrazený v časové doméně a ve formě amplitudového spektra	11
2.4	Amplitudové spektrum harmonického signálu o frekvenci 1001 Hz generovaného pomocí tabulky o 256 prvcích	12
2.5	Amplitudové spektrum harmonického signálu o frekvenci 1000 Hz generovaného pomocí tabulky o 256 prvcích s interpolací pomocí Taylorova rozvoje	13
2.6	Princip přenosu vzorků z mikrokontroléru do DA převodníku	14
2.7	Blokový diagram struktury DA převodníku CS4398	16
3.1	Kombinovaná odezva digitálního interpolačního filtru a analogového filtru integrovaného v DA převodníku CS4398	17
3.2	Různé způsoby realizace aktivního low-pass filtru	18
3.3	Diferenciální výstup DA převodníku	19
3.4	Zapojení Multiple-Feedback low-pass filtru pro obvodovou analýzu	20
3.5	Ekvivalentní obvod pro šumovou analýzu filtru	22
3.6	Diferenční zesilovač s operačním zesilovačem	24
3.7	Odvození vstupní impedance diferenčního zesilovače s jednotkovým zesílením	24
3.8	Ekvivalentní obvod pro šumovou analýzu diferenčního zesilovače	26
3.9	Low-pass filtr 1. řádu s diferenciálním vstupem a jednočinným výstupem	27
3.10	Amplitudová frekvenční charakteristika navrženého výstupního filtru	28
3.11	Celkové zapojení analogové výstupní části jednoho kanálu generátoru	29
4.1	Blokové schéma zapojení napájecího systému generátoru	32
4.2	Schéma zapojení DC/DC měniče pro napájení operačních zesilovačů	33
4.3	Hlavní deska plošných spojů generátoru	34
4.4	Znázornění toku návratových proudů zemnicí plochou na hlavní desce generátoru	35

4.5	Deska plošných spojů ovládacího panelu generátoru	36
4.6	Hliníková krabička vybraná pro montáž generátoru	36
5.1	Fotografie osazené hlavní desky generátoru	37
5.2	Fotografie osazené desky ovládacího panelu generátoru	38
5.3	Průběhy výstupního napětí generátoru při různých režimech	39
5.4	Amplitudové spektrum generovaného signálu o frekvenci 1 kHz a maximální výstupní amplitudě (0 dBFS)	40
5.5	Amplitudové spektrum generovaného signálu o frekvenci 1 kHz a amplitudě -10 dBFS	40
5.6	Amplitudové spektrum generovaného signálu o frekvenci 1 kHz a amplitudě -20 dBFS	41
5.7	Amplitudové spektrum generovaného signálu o frekvenci 1 kHz a maximální výstupní amplitudě (0 dBFS) měřené na jednočinném výstupu	41
A.1	Popis ovládacích prvků generátoru	49
A.2	Zobrazení displeje v režimu 1	50
A.3	Zobrazení displeje v režimu 2	50
A.4	Zobrazení displeje v režimu 3	50
A.5	Zobrazení displeje v režimu 4	51

Seznam tabulek

2.1	Porovnání parametrů vybraných integrovaných DA převodníků	16
5.1	Naměřené THD a THD+N při různých amplitudách	42
5.2	Naměřená maximální amplituda výstupního signálu	42
5.3	Naměřený výstupní stejnosměrný offset	42

Kapitola 1

Úvod

1.1 Měření v audiotechnice

Při vývoji a testování různých zařízení z oboru audiotechniky je potřeba provádět měření jejich parametrů. Takovými zařízeními jsou například zesilovače, efektové procesory, digitální zvuková rozhraní nebo i elektroakustické měniče. Typickými sledovanými parametry jsou například amplitudová a fázová frekvenční charakteristika, dynamický rozsah, harmonické zkreslení, intermodulační zkreslení a odezva v časové oblasti. Většina těchto měření je prováděna tak, že na vstup měřeného zařízení je připojen signál známých parametrů – typicky harmonický signál a zkoumají se vlastnosti výstupního signálu[1].

Dříve se pro měření parametrů audiozařízení používala celá řada většinou jednoúčelových přístrojů. Jedná se o zdroje signálu – generátory harmonického, nebo i jiného signálu, dále pak střídavé voltmetry, měřiče fáze (vektorové voltmetry), měřiče harmonického zkreslení, spektrální analyzátory apod. S rozvojem digitální techniky se ve 2. polovině 80. let 20. století na trhu objevily tzv. audio analyzátory. Tyto integrované přístroje v sobě kombinují zdroj zkušebního signálu a měřící rozhraní umožňující provádět analýzu signálu v časové i frekvenční doméně. Vstupy a výstupy přístroje mohou být analogové i digitální. Mezi výrobce těchto zařízení patří zejména firma Audio Precision, jejíž výrobky jsou jakýmsi standardem v této oblasti, a firma Rohde&Schwarz. Audio analyzátory nabízejí komplexní řešení měření v audio technice a umožňují velmi snadné a rychlé zjištění mnoha sledovaných parametrů.

Alternativním řešením, jak provádět poměrně přesná měření audio zařízení je použití zvukového rozhraní – „zvukové karty“ – pro počítač ve spojení s vhodným softwarem. Zvukové karty, zejména ty určené pro studiové použití, mají velmi dobré parametry – malé harmonické zkreslení, velký dynamický rozsah a navíc se dají koupit poměrně levně. Programů pro audio měření je k dispozici velké množství a některé z nich jsou zdarma. Populární je např. software Arta. Zvukové karty ovšem nejsou primárně určeny pro tento účel a mají tedy řadu nevýhod. Jejich vstupy typicky nemají ochranu proti přepětí a nemají nastavitelný vstupní dělič umožňující připojení signálů s velkým rozsahem amplitud. Parametry zařízení jsou potom velmi závislé na úrovni měřeného signálu.

V této práci se budeme zabývat pouze jednou částí měřicího řetězce a sice signálovým generátorem. Pro použití v audio technice požadujeme harmonický signál ve frekvenčním rozsahu alespoň 20 Hz–20 kHz s co nejmenším šumem a harmonickým zkreslením. Po zmapování nabídky výrobců měřicích přístrojů jsme zjistili, že z širokého výběru signálových generátorů není v podstatě žádný vyloženě určený pro audio. Jedná se ve většině případů o přístroje s velkým frekvenčním rozsahem pro univerzální použití v laboratoři. Jelikož se tyto přístroje dnes řeší prakticky výhradně pomocí digitální syntézy signálu, frekvenční rozsah do desítek MHz a více také implikuje malé rozlišení DA převodníku a v důsledku toho poměrně velké harmonické zkreslení.

Generátory harmonického signálu s malým zkreslením jsou tedy komerčně dostupné téměř pouze jako součást sofistikovaných audio analyzátorů. Cílem této práce je navrhnout signálový generátor pro použití při testování audio-techniky, který by některými svými parametry mohl konkurovat profesionálním přístrojům.

1.2 Signálové generátory

U signálového generátoru nás v první řadě zajímá, jaké signály dokáže generovat. Největší použití v audiotechnice má harmonický signál, protože na jeho jednoduchém spektru, ideálně tvořeného pouze jednou čarou, se dobře projevuje nelinearita signálové cesty měřeného zařízení. Pro testování intermodulačního zkreslení se používá signál složený ze dvou, nebo více¹ harmonických signálů o různých frekvencích. Generátory jsou často vybaveny funkcí „sweep“. Jedná se o rozmítání frekvence, která se během stanovené doby mění v určitém intervalu, přičemž průběh může být lineární nebo logaritmický. Tento signál se může použít při zjišťování frekvenční charakteristiky obvodů. Další funkcí bývá tzv. burst, kdy se generují oddělené vlnové balíky o určité délce, případně se periodicky mění amplituda signálu. Burst se využívá při měření parametrů kompresorů a kompondorů dynamiky nebo např. při zkoumání zotavení zesilovače po přebuzení, kdy může dojít k posunu pracovních bodů a ke vzniku tzv. blokovacího zkreslení.

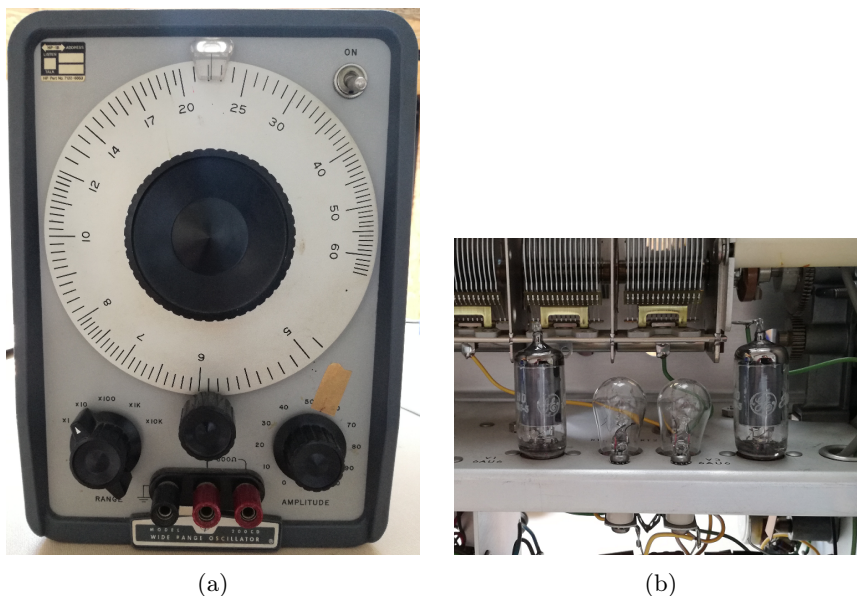
Mezi užitečné signály patří také trojúhelníková vlna, na jejímž průběhu v časové oblasti lze dobře vidět případnou limitaci signálu. Při měření amplitudové frekvenční charakteristiky zařízení se jako stimulační signál někdy používá bílý šum. Dále se zaměříme pouze na generátory harmonického průběhu.

Mezi sledované parametry generátorů patří:

- frekvenční rozsah
- přesnost a stabilita nastavení frekvence
- velikost výstupní amplitudy
- přesnost a stabilita amplitudy
- spektrální čistota signálu; THD a THD+N
- rychlost přeladění

¹Tento druh signálu se nazývá multitone.

Generátor harmonického signálu lze realizovat analogovou i digitální cestou. Klasickým řešením je použití oscilátoru tvořeného zesilovačem se selektivní zpětnovazební sítí navrženou tak, aby byla splněna Barkhausenova podmínka pro oscilaci. Nejpoužívanější je zapojení s Wienovým můstkem. V obvodu je třeba zajistit stabilizaci amplitudy, což se řeší řízením zisku zesilovače proměnným odporem. Pro stabilizaci zisku zesilovače lze také použít žárovku ve funkci nelineárního odporu[2]. Tento princip je použit v oscilátoru na obrázku 1.1.



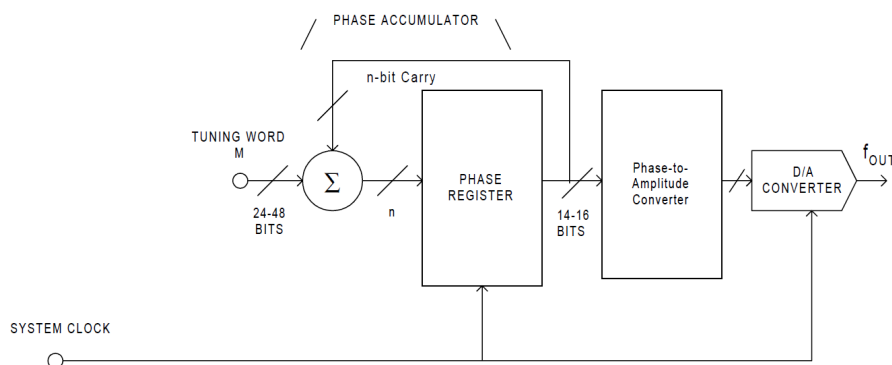
Obrázek 1.1: Oscilátor HP 200CD ze sbírky autora; pravá část obrázku ukazuje vnitřek přístroje, kde lze mezi elektronkami vidět žárovky pro stabilizaci amplitudy

Oscilátor s Wienovým můstkem umožňuje dosáhnout velice nízkého harmonického zkreslení. Nevýhodou je zejména obtížná přeladitelnost. Selektivní zpětnovazební síť lze v zapojení realizovat také pomocí dvojitého T-článku nebo aktivním RC filtrem. Nevýhodou všech RC generátorů je malá přesnost a stabilita frekvence.

Další způsob generování harmonického signálu se často používal v tzv. „generátorech funkcí“. Princip spočívá v tom, že se trojúhelníkový signál (generovaný relaxačním oscilátorem) prostřednictvím nelineárního obvodu tvaruje na sinusový průběh[3]. Toto řešení nabízí snadnou a rychlou přeladitelnost, ovšem nedosahuje se tak malého harmonického zkreslení.

1.3 Přímá digitální syntéza

Přímá digitální syntéza (DDS) je princip generování signálu v digitální doméně, přičemž výstupní signál můžeme následně převést na analogový. K vysvětlení této metody použijeme blokové schéma na obrázku 1.2[4].



Obrázek 1.2: Princip přímé digitální syntézy; převzato z [4]

Systém obsahuje registr, tzv. fázový akumulátor, obsahující aktuální fázi generovaného signálu. V každém cyklu řídicího hodinového signálu „system clock“ se k tomuto registru přičte hodnota ladícího slova a získá se tak nová hodnota fáze. Výstup fázového akumulátoru je připojen k bloku konverze fáze na amplitudu. Tento blok realizuje vlastní funkci popisující tvar generovaného signálu a může být realizován tabulkou hodnot v paměti nebo určitým výpočtem. Výstupem jsou pak digitální vzorky signálu, které se DA převodníkem převedou na analogový signál.

Frekvenci řídicího hodinového signálu označíme f_{ref} . Fázový akumulátor je tvořen N bitovým registrem a rozsah jeho hodnot odpovídá rozsah fáze $0 - 2\pi \left(1 - \frac{1}{2^N}\right)$. Pokud se v každém cyklu k akumulátoru přičte jednička, dosáhne se jedné periody výstupního signálu během 2^N cyklů². Výstupní frekvence bude $\frac{f_{ref}}{2^N}$. Pokud budeme přičítat ladící slovo M hodnoty větší než 1, výstupní frekvence f bude:

$$f = \frac{M f_{ref}}{2^N} \quad (1.1)$$

Jelikož ladící slovo M musí být celé číslo, rozlišení výstupní frekvence je $\frac{f_{ref}}{2^N}$. Při dostatečně dlouhé bitové délce N fázového akumulátoru můžeme dosáhnout libovolně malého frekvenčního kroku. Např. pro $N = 48$ a $f_{ref} = 48$ kHz je rozlišení frekvence 170,5 pHz. Přesnost a stabilita frekvence přitom závisí na parametrech řídicího hodinového signálu. Tento je typicky generován krystalovým oscilátorem a přesnost a stabilita je velmi dobrá. Toto je spolu s vysokým frekvenčním rozlišením hlavní výhodou přímé digitální syntézy.

Mezi další výhody patří snadná a okamžitá přeladitelnost pouhou změnou ladícího slova M , přičemž se zachovává spojitost fáze signálu. Jednoduše lze generovat více signálů s nastavitelným vzájemným fázovým posunem.

Spektrální čistota generovaného harmonického signálu závisí na způsobu provedení konverze fáze na amplitudu. Když máme k dispozici dostatečné množství paměti pro tabulku nebo dostatečný výpočetní výkon, není problém vypočítat funkci \sin s libovolnou přesností. Konečným prvkem limitujícím dosažitelnou čistotu signálu je potom DA převodník.

²Uvažujeme, že když se k fázovému akumulátoru obsahujícímu maximální hodnotu přičte jednička, tak dojde k přetečení a hodnota v registru se změní na nulu.

Přímá digitální syntéza se používá v širokém rozsahu frekvencí, od audio pásma až do stovek MHz, a dá se implementovat různými způsoby. Nejjednodušší je použití speciálních integrovaných obvodů, obsahujících celý systém DDS včetně DA převodníku, vyžadujících minimální množství externích součástek. Příkladem je obvod AD9851 výrobce Analog Devices. Tyto obvody obsahují typicky 10–14bitové převodníky[5] a spektrální čistota generovaného signálu díky tomu není dostatečná pro audio použití. Další možností je implementace syntézy pomocí FPGA obvodu s připojeným externím DA převodníkem nebo softwarová implementace v mikrokontroléru. Poslední jmenovaná možnost byla použita v rámci této práce.

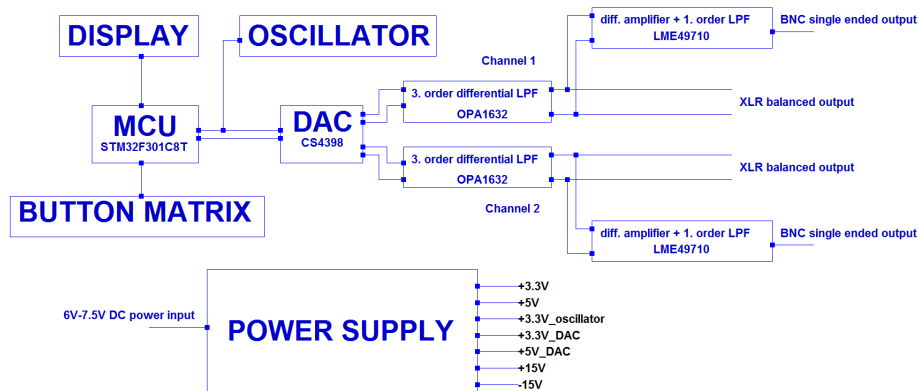
Metoda DDS umožňuje dosáhnout velmi dobrých parametrů a používá se i ve zmíněných audio analyzátoch. V aplikacích vyžadujících extrémně nízké harmonické zkreslení, jako je např. testování vysoce lineárních AD převodníků, se nadále používají analogové generátory[6].

Kapitola 2

Koncepce navrženého generátoru a digitální část

V této kapitole nejprve popíšeme systémový návrh generátoru a následně bude potrobně popsána digitální část generátoru a princip softwarového generování signálu. Další části generátoru budou rozebrány v následujících kapitolách.

2.1 Systémový návrh



Obrázek 2.1: Blokové schéma zapojení navrženého generátoru

Na obrázku 2.1 je blokové schéma zapojení generátoru. Základem zařízení je mikrokontrolér, ve kterém se v reálném čase softwarově generuje signál. K mikrokontroléru je sériovým rozhraním připojen dvoukanálový DA převodník, za kterým následují analogové výstupní filtry. Generátor má jak diferenciální (symetrické) výstupy na konektorech XLR, tak jednočinné (nesymetrické) výstupy na konektorech BNC. Zdrojem vzorkovacího kmitočtu a zároveň referenčního signálu přímé digitální syntézy je tzv. „master clock“ oscilátor. Jedná se o integrovaný krystalový oscilátor. K mikrokontroléru je dále připojen modul displeje a tlačítka pro ovládání přístroje. Důležitou součástí je samozřejmě sestava napájecích zdrojů.

Zvolili jsme, že regulace amplitudy výstupního signálu bude pouze softwarová, což znamená, že čím nižší bude nastavená amplituda, tím menší bude efektivní bitové rozlišení signálu. Pro malé amplitudy tedy generátor bude mít horší odstup signál-šum a větší harmonické zkreslení. Toto řešení bylo navrženo především kvůli jednoduchosti implementace. Hardwarové řízení amplitudy signálu by vyžadovalo použití zesilovače s řízeným ziskem, nebo např. digitálně ovládaného elektronického potenciometru. Zařazení těchto prvků do signálové cesty by však znamenalo zvýšení harmonického zkreslení. Asi nejlepším řešením by bylo použití odporového atenuátoru s malým odporem³ přepínaného pomocí relé, což by ale bylo dosti nákladné řešení. Navržený generátor tedy bude mít nejlepší parametry přibližně při maximální amplitudě výstupního signálu a případné zmenšení výstupního napětí lze řešit jednoduše např. připojením potenciometru s malým odporem.

2.2 Digitální část a software

Nyní popíšeme digitální část generátoru. Při volbě mikrokontroléru bylo třeba zohlednit mimo jiné následující požadavky: procesor musí mít dostatečný výkon pro výpočet signálu v reálném čase a souběžnou obsluhu ovládacího rozhraní generátoru, hardwarovou podporu rozhraní I2C a I2S (pro připojení DA převodníku). Zvolili jsme mikrokontrolér STM32F301C8T od výrobce ST Microelectronics. Mezi jeho vlastnosti patří:

- 32bitové jádro ARM Cortex-M4 s hardwarovým FPU na frekvenci až 72 MHz
- 16 kB RAM, 64 kB Flash paměti pro program
- rozhraní I2S se vstupem pro externí master clock oscilátor a podporou DMA přenosu
- pouzdro LQFP48

Pro podporu vývoje na mikrokontrolérech STM32 výrobce dodává levné vývojové desky řady Nucleo 64 obsahující programátor a debugger. Taková deska byla použita pro vývoj firmwaru procesoru a po propojení s navrženou deskou generátoru k nahrání programu a debugování přímo v zapojení. Mikrokontrolér ve 48pinovém pouzdrů je v této aplikaci dobře využit, pouze 4 piny zůstaly nezapojeny. Pro vývoj firmware bylo použito vývojové prostředí AC6 využívající GNU Toolchain. Software byl naprogramován v jazyce C a má celkový rozsah asi 2000 řádků kódu, z čehož většina se týká implementace ovládacího rozhraní. Při vývoji nebyly použity žádné knihovny třetích stran.

Základní přímá digitální syntéza harmonického signálu se softwarově realizuje velmi jednoduše:

³Aby nedošlo k výrazné degradaci SNR vlivem termálního šumu rezistorů.

```

#define FREQUENCY          1000
#define SAMPLE_RATE        48000

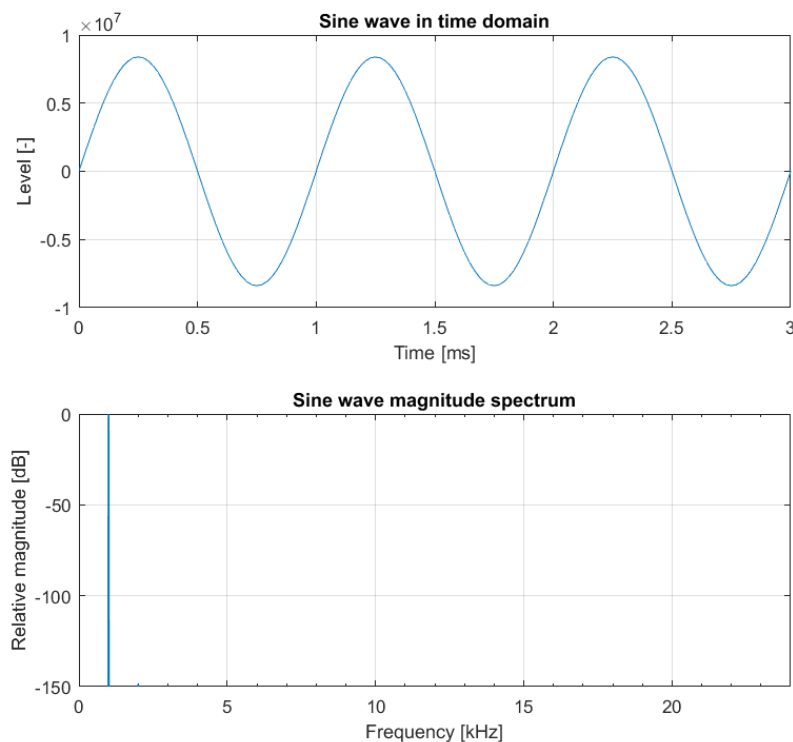
uint32_t tuning_word = UINT32_MAX * (FREQUENCY / SAMPLE_RATE);

float sample(void) {
    static uint32_t phase_acc = 0;

    phase_acc += tuning_word;
    return sinf(2 * M_PI * phase_acc / UINT32_MAX);
}

```

Nejprve si připravíme proměnnou `tuning_word`, `FREQUENCY` je požadovaná frekvence signálu a `SAMPLE_RATE` je použitá vzorkovací frekvence, v našem případě 48 kHz. Zavoláním funkce `sample` získáme další vzorek signálu. K fázovému akumulátoru realizovaného proměnnou `phase_acc` přičteme ladící slovo `tuning_word` a konverzi fáze na amplitudu provedeme pomocí funkce `sinf`⁴ ze standardní C matematické knihovny `math.h`.



Obrázek 2.2: Harmonický signál generovaný pomocí C funkce `sinf` zobrazený v časové doméně a ve formě amplitudového spektra

⁴Výpočty v plovoucí řádové čárce provádíme v jednoduché přesnosti reprezentované C typem `float`, protože hardwarová floating-point jednotka v mikrokontroléru podporuje právě jednoduchou přesnost.

Nyní ukážeme možnosti analýzy generovaného signálu. Uvedenou funkcí `sample` jsme vypočítali 48000 vzorků (tedy 1 s signálu) a data jsme importovali do programu Matlab. Na obrázku 2.2 jsou zobrazeny 3 periody signálu v časové doméně a amplitudové spektrum⁵. Vidíme, že spektrum je v zobrazeném dynamickém rozsahu zcela čisté. THD+N⁶, vypočítané zabudovanou funkcí Matlabu `sinad`, je $-137,7$ dB. Tato hodnota je podstatně lepší, než jaké jsou parametry nejlepších DA převodníků na trhu. Signál generovaný tímto způsobem je tedy dostatečně spektrálně čistý a k degradaci THD+N signálu dojde vlivem omezeného dynamického rozsahu a nelinearity převodníku a následných analogových obvodů.

Uvedený jednoduchý algoritmus byl implementován na vybraném mikrokontroleru a dle očekávání bylo zjištěno, že program je výpočetně příliš náročný na to, aby se vzorky stíhaly počítat v reálném čase. Doba výpočtu vzorku musí být kratší než vzorkovací perioda. Knihovní funkce `sinf` je typicky implementována výpočtem Taylorova nebo Čebyševova aproximačního polynomu vysokého řádu[7]. Je nutné zvolit takovou metodu konverze fáze na amplitudy – výpočtu funkce `sin`, aby byla dostatečně rychlá, splňovala omezení týkající se paměťové náročnosti a poskytovala dostatečně spektrálně čistý signál, aby rušivé produkty v signálu byly překryty šumem DA převodníku. Nyní ukážeme možné metody výpočtu.

Klasická metoda rychlého výpočtu funkce `sin` používaná v DDS generátorech spočívá v použití tabulky předem vypočítaných hodnot. Následující zdrojový kód ukazuje možnost implementace:

```
#define TABLE_SIZE      256

float sine_table[TABLE_SIZE];

void prepare_table(void) {
    for (unsigned int i = 0; i < TABLE_SIZE; i++) {
        sine_table[i] = sinf(2 * M_PI * i / TABLE_SIZE);
    }
}

float sample(void) {
    static uint32_t phase_acc = 0;

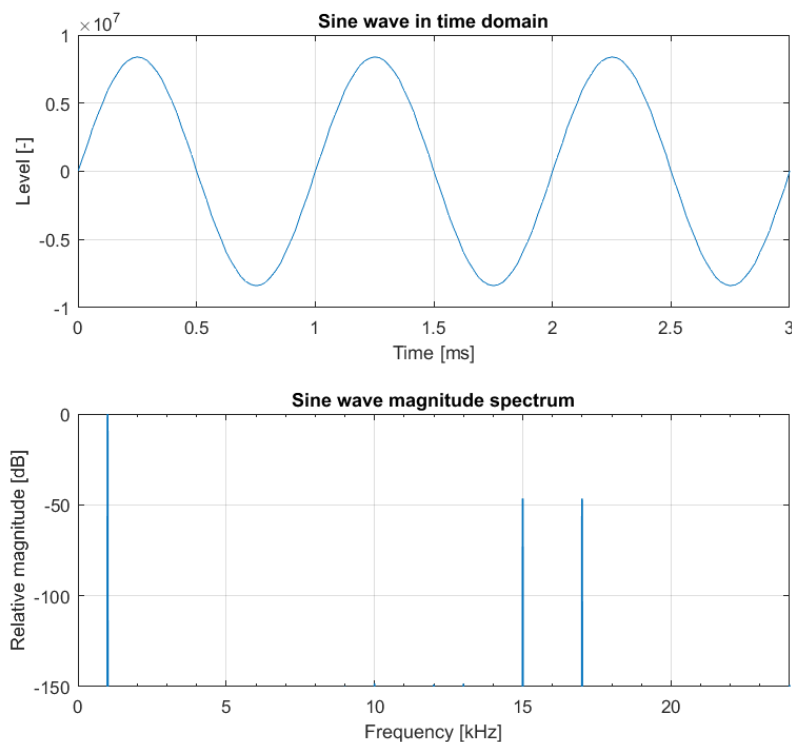
    phase_acc += tuning_word;
    return sine_table[phase_acc >> 24];
}
```

Nejprve musíme v programu zavolat funkci `prepare_table`, která naplní pole `sine_table` vypočítanými hodnotami funkce `sin`. Tabulka má v tomto případě 256 prvků, které odpovídají hodnotám `sin` v rozsahu $0 - 2\pi$ s krokem $\frac{2\pi}{256} = 0,025$ rad = $1,4^\circ$. Pro generování vzorku použijeme horních 8 bitů fázového akumulátoru jako index hodnoty v tabulce. Tato metoda je výpočetně velmi nenáročná a tabulka zabírá v paměti pouze 1 kB⁷.

⁵Použité okno Kaiser s parametrem $\alpha = 23$.

⁶Analýzované frekvenční pásmo je v tomto případě $0 - \frac{f_s}{2}$, kde f_s je vzorkovací frekvence. Tento rozsah se často nazývá Nyquistovo pásmo.

⁷Při rozměru 256 prvků `float` o velikosti 4 byty.

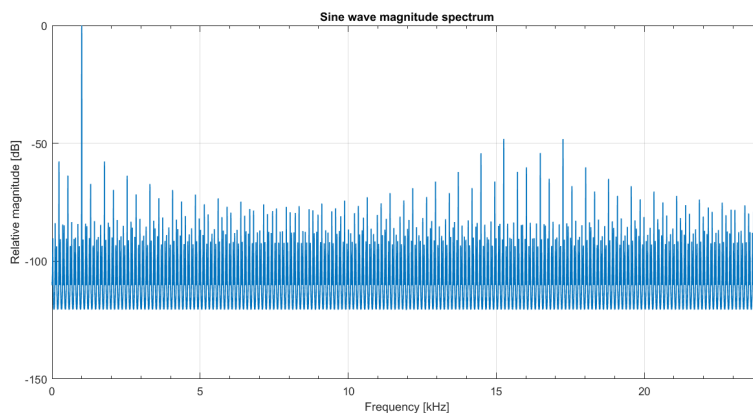


Obrázek 2.3: Harmonický signál generovaný pomocí tabulky o 256 prvcích zobrazený v časové doméně a ve formě amplitudového spektra

Na obrázku 2.3 je zobrazena analýza generovaného signálu. V časové doméně signál vypadá vizuálně uspokojivě, ovšem ve spektru vydíme přítomnost rušivých složek s velkou amplitudou. THD+N je pouze $-43,5$ dB. Tím, že pro konverzi fáze na amplitudu používáme pouze horních 8 bitů fázového akumulátoru, došlo ke zmenšení rozlišení fáze. Celý 32bitový fázový akumulátor má totiž rozlišení $\frac{2\pi}{2^{32}} = 1,46 \times 10^{-9}$ rad. Toto omezení fázového rozlišení vede ke vzniku periodického rušivého signálu, který se v amplitudovém spektru projevuje jako čáry[4].

Spektrum signálu je ovšem závislé na ladícím slovu. Toto demonstruje obrázek 2.4 zachycující amplitudové spektrum signálu o frekvenci 1001 Hz. Zde je také vidět, že vyšší harmonické složky rozvoje chybového signálu se překládají do základního pásma a vznikne tak „les“ spektrálních čar. Pro frekvence, jejichž ladící slovo má ve spodních 24 bitech samé nuly, nedochází ke ztrátě fázové informace a výstupní signál je zcela čistý.

Pokud chceme dosáhnout vyšší spektrální čistoty signálu, nabízí se řešení zvětšit tabulku funkce sin. Při tabulce o velikosti 4096 hodnot, tedy 12bitovém rozlišení, je THD+N v nejhorším případě pouze $-67,1$ dB a tabulka takové velikosti by navíc zabrala celou operační paměť zvoleného mikrokontroléru. Výhodnější řešení je při čtení hodnot z tabulky použít interpolaci.



Obrázek 2.4: Amplitudové spektrum harmonického signálu o frekvenci 1001 Hz generovaného pomocí tabulky o 256 prvcích

Nejjednodušší interpolace je lineární. Algoritmus zde nebudeme uvádět, pouze zmíníme, že aplikace lineární interpolace přináší dramatické zlepšení spektrální čistoty signálu. Při 256 prvkové tabulce je THD+N v nejhorším případě $-88,5$ dB.

Lepší metoda interpolace je založena na kombinaci tabulky a výpočtu aproximace goniometrických funkcí pomocí Taylorova rozvoje[8, 9]. Horních 8 bitů fázového akumulátoru opět slouží pro adresaci hodnoty v tabulce. Spodních 24 bitů akumulátoru udává, o jaký úhel se liší aktuální fáze a nejbližší nižší hodnota úhlu dostupná v tabulce. Tento rozdílový úhel označíme β . Nyní využijeme známý vztah:

$$\sin(\alpha + \beta) = \sin(\alpha) \cos(\beta) + \cos(\alpha) \sin(\beta) \quad (2.1)$$

Úhel α je reprezentovaný indexem do tabulky, hodnotu $\sin(\alpha)$ tedy určíme přesně. Pro zjištění hodnoty $\cos(\alpha)$ využijeme, že platí $\cos(\alpha) = \sin(\alpha + \frac{\pi}{2})$, a hodnotu tedy nalezneme v tabulce na pozici s indexem větším o 64^8 . Hodnoty $\sin(\beta)$ a $\cos(\beta)$ určíme pomocí aproximačních vztahů pro malé úhly. Jedná se vlastně o první 3 členy Taylorova rozvoje v okolí nuly.

$$\sin(\beta) \approx \beta \quad (2.2)$$

$$\cos(\beta) \approx 1 - \frac{\beta^2}{2} \quad (2.3)$$

Jelikož je úhel β vždy menší, než je odstupňování tabulky, tedy $1,4^\circ$, uvedené vztahy platí s velmi dobrou přesností. Následující zdrojový kód uvádí implementaci tohoto algoritmu, která byla použita v navrhovaném generátoru. Funkce pro přípravu tabulky již byla uvedena.

⁸Při adresaci tabulky se používá spodních 8 bitů indexu, takže např. pro index 256 se čte opět první prvek tabulky (s indexem 0).

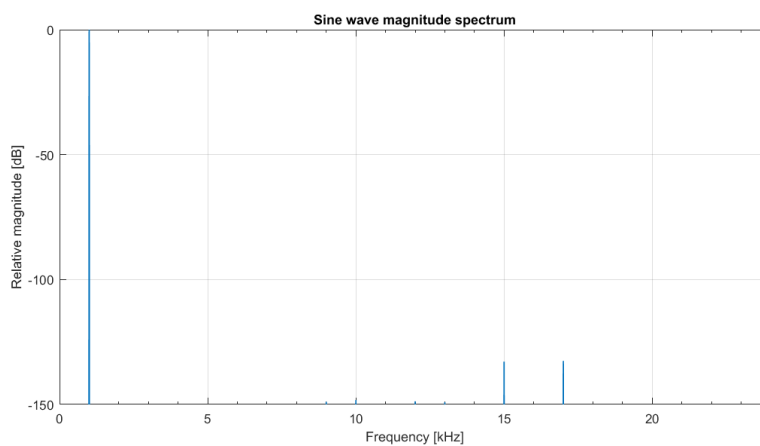
```

float sine(uint32_t phase_acc) {
    uint16_t index = phase_acc >> 24;

    float fract = (
        2.0f * M_PI * (phase & 0x00ffffff) / 0x1000000
    ) / TABLE_SIZE;

    return sine_table[index] * (1.0f - 0.5f * fract * fract) +
        sine_table[(index + 64) & 0xff] * fract;
}

```

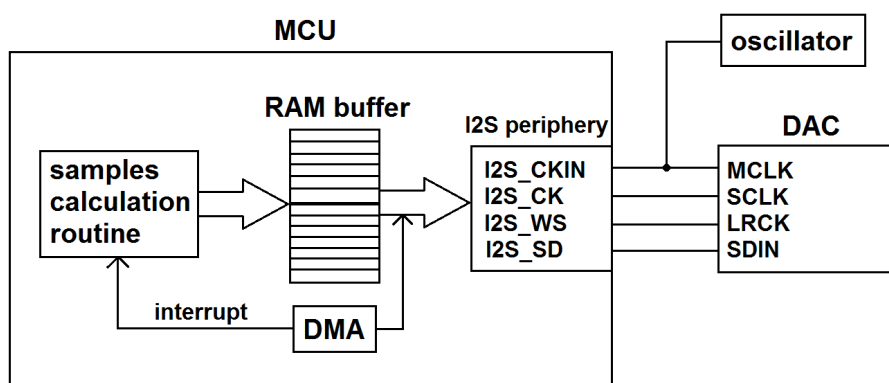


Obrázek 2.5: Amplitudové spektrum harmonického signálu o frekvenci 1000 Hz generovaného pomocí tabulky o 256 prvcích s interpolací pomocí Taylorova rozvoje

Amplitudové spektrum signálu generovaného touto metodou je na obrázku 2.5. THD+N je v nejhorším případě $-134,2$ dB. Tuto hodnotu považujeme za dostatečnou pro použití v navrhovaném generátoru. Jak je vidět, popsaná metoda interpolace pomocí Taylorova rozvoje umožňuje při nevelké výpočetní náročnosti dosáhnout vysoké spektrální čistoty generovaného signálu. Oproti řešení se stejně velkou tabulkou bez interpolace dochází ke zlepšení THD+N o téměř 90 dB. Na závěr tohoto rozboru ještě uvedme, že existují další metody rychlého výpočtu funkce sin, jako např. algoritmus CORDIC.

Navržený generátor využívá 32bitový fázový akumulátor. Frekvenční rozlišení je tedy $\frac{f_s}{2^{32}} = 11,2$ μ Hz, při $f_s = 48000$ Hz. Frekvenční rozsah je softwarově omezen na 1 mHz – 20 kHz, přičemž frekvence se nastavuje s rozlišením na 3 desetinná místa.

Přístroj umožňuje generovat dva harmonické signály s nastavitelným vzájemným fázovým posunem, nebo dva harmonické signály s různou frekvencí. Dále může generovat signál s rozmítáním frekvence, tzv. sweep, s lineárním nebo logaritmickým průběhem ladění. Další funkcí je generování signálového burstu s nastavitelnou délkou nebo počtem cyklů signálu. Při generování sweepu a burstu se druhý kanál používá pro výstup trigger impulsu, např. pro synchronizaci osciloskopu.



Obrázek 2.6: Princip přenosu vzorků z mikrokontroléru do DA převodníku

K mikrokontroléru je připojen DA převodník prostřednictvím třívodičového sériového rozhraní někdy nazývaném I2S⁹, viz obr. 2.6. Každý vzorek je 24bitové číslo se znaménkem ve formátu dvojkový doplněk. Vzorky se přenášejí ve 32bitovém rámci a přenášejí se střídavě dva kanály¹⁰. Data se přenášejí vodičem I2S_SD/SDIN. Vodičem I2S_CKIN/SCLK se přenáší hodinový signál rozhraní, jehož frekvence je počet kanálů × počet bitů v rámci × vzorkovací frekvence = $2 \times 32 \times 48000 \text{ Hz} = 3,072 \text{ MHz}$. Logická úroveň vodiče I2S_WS/LRCK potom indikuje, který kanál je právě přenášen. Signál z krystalového oscilátoru je připojen na „Master Clock“ vstup DA převodníku. Tento hodinový signál o frekvenci $512 \times f_s = 24,576 \text{ MHz}$ řídí vzorkování a je zároveň připojen k mikrokontroléru, který z něj dělí hodinový signál rozhraní I2S. Vzorkování převodníku a přenos dat je řízeno dedikovaným krystalovým oscilátorem a je zcela asynchronní vůči taktu procesoru¹¹. Tento způsob propojení se běžně používá v kvalitních audio rozhraních.

Rozhraní I2S využívá hardwarovou podporu mikrokontroléru. Přenos dat do převodníku funguje následovně: V operační paměti je buffer pro vzorky s kapacitou na $2 \times 20 \text{ ms}$ času. Po startu programu se celý buffer naplní vypočítanými vzorky signálu. Mikrokontrolér obsahuje Direct Memory Access (DMA) kontrolér, který umožňuje autonomně provádět přesuny dat mezi pamětí a periferiemi bez zásahu procesoru. Tento kontrolér je inicializován a začne přesouvat data z bufferu do I2S periferie, která je pak odesílá do převodníku. Když je přenesena polovina bufferu, DMA kontrolér vyvolá přerušení a procesor začne buffer plnit novými vzorky, zatímco se přenášejí druhá polovina bufferu. Když je přenesen celý datový buffer, přenos začne zase od začátku a přitom se počítají nové vzorky pro druhou polovinu bufferu. Jedná se vlastně o double buffering realizovaný na poloviny rozděleným kruhovým bufferem.

⁹I2S je ve skutečnosti název komunikačního protokolu zavedeného firmou Philips. V naší aplikaci je použit protokol nazývaný „Left-Justified“, nebo „MSB Justified“, který se od I2S liší zarovnáním dat a způsobem signalizace právě přenášeného kanálu.

¹⁰Jedná se o levý a pravý kanál při použití rozhraní pro přenos stereo zvuku.

¹¹Případný jitter vzniklý dělením Master Clock signálu v procesoru nijak nevedí, protože vzájemná fáze Master Clocku a I2S_SD není kritická.

Aby popsany princip fungoval, musí být nové vzorky vypočítány dostatečně rychle, aby nedošlo k přerušení přenosu. Doba výpočtu vzorků závisí na konkrétním režimu generátoru. Pro příklad uveďme, že při výstupu harmonického signálu se vzorky na 10ms reálného času počítají asi 1,7ms¹².

Přístroj se ovládá prostřednictvím 26 tlačítek zapojených jako matice 5x6. Řádky jsou připojeny k pinům mikrokontroléru nastavených jako výstupy s otevřeným drainem a sloupce jsou připojeny k pinům nastaveným jako vstupy. K řádkům i sloupcům jsou připojeny externí pullup rezistory, protože interní pullupy v mikrokontroléru mají moc velkou hodnotu. Dalším ovládacím prvkem je inkrementální rotační enkodér sloužící k pohodlné editaci nastavovaných parametrů. Je využita hardwarová podpora připojení takového enkodéru k časovači v mikrokontroléru. Pro zobrazování informací slouží standardní modul alfanumerického displeje 4 × 20 znaků připojený paralelním rozhraním. Generátor umožňuje ukládat nastavení parametrů do EEPROM paměti připojené k mikrokontroléru rozhraním I2C.

Popis ovládacího rozhraní je uveden v příloze A.

2.3 Oscilátor

Při výběru oscilátoru je třeba věnovat pozornost, kromě obvyklých parametrů jako přesnost a stabilita kmitočtu, také fázovému šumu. Ten se v časové oblasti projevuje jako tzv. jitter[10]. Přechody mezi logickými stavy výstupu¹³ pak nejsou ekvidistantní, k přechodu dochází o něco dříve, nebo později, než by mělo. Udává se efektivní hodnota této časové odchylky, která se u kvalitních oscilátorů pohybuje řádově v jednotkách ps i méně. Jitter způsobuje neekvidistantní vzorkování převodníku, které se projevuje zvýšeným šumem. Bílá složka fázového šumu způsobuje růst šumového dna převodníku a $\frac{1}{f^n}$ složka způsobuje modulaci výstupního signálu. Dochází vlastně k rozprostření spektra. Krystalové oscilátory umožňují splnit požadavek malého jitteru.

Multibitové sigma-delta převodníky jsou podle údajů výrobců málo citlivé na jitter a toto je, zdá se, i jeden z dominantních požadavků při návrhu převodníků[11]. Zvolený krystalový oscilátor výrobce NDK je typ s malým fázovým šumem určený pro aplikace v kvalitním audiu.

Přesnost a stabilita výstupní frekvence generátoru přímo závisí na parametrech referenčního oscilátoru. Použitý typ má v rozsahu teplot -10°C až $+70^{\circ}\text{C}$ celkovou toleranci frekvence ± 30 ppm.

2.4 DA převodník

Parametry zvoleného DA převodníku budou konečným faktorem omezujícím dosažitelné vlastnosti generátoru. Je proto třeba vybrat typ s co nejlepšími parametry, zejména jde o THD+N. Kvalitní DA převodníky pro audio účely využívají multibitovou Sigma-Delta modulaci. Jedna z výhod této technologie je velmi dobrá linearita a možnost dosažení vysokého SNR, díky použití noise

¹²Doba výpočtu byla změřena pomocí interního časovače v mikrokontroléru.

¹³V případě oscilátoru s obdélníkovým výstupním napětím.

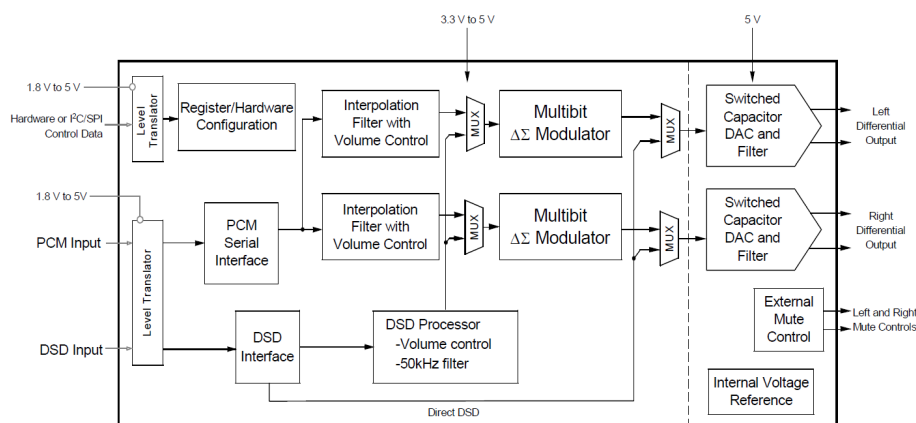
shapingu. V tabulce 2.1 jsou uvedeny parametry několika DA převodníků dostupných na trhu. Jedná se většinou o nejlepší modely daných výrobců. Mezi výrobce špičkových DA převodníků patří také firma ESS, která ovšem veřejně neposkytuje datasheety ke svým výrobkům.

Tabulka 2.1: Porovnání parametrů vybraných integrovaných DA převodníků

Typ	Výrobce	SNR [dB]	THD+N [dB]	Výstup
AD1955	Analog Devices	120	-110	proudový
PCM1794A	Texas Instruments	129	-108	proudový
AK4497EQ	AKM	131	-116	napěťový
AK4490EQ	AKM	120	-112	napěťový
CS4398	Cirrus Logic	120	-108	napěťový

Převodníky s proudovým výstupem vyžadují externí obvod pro konverzi proudu na napětí s co nejmenším vstupním odporem[12]. Návrh takového obvodu je poměrně obtížný a z tohoto hlediska je jednodušší použití převodníků s napěťovým výstupem. Obě technologie však mají své výhody i nevýhody.

Pro navrhovaný generátor jsme vybrali typ CS4398 výrobce Cirrus Logic, především kvůli snadné dostupnosti. Jedná se o dvoukanalový 24bitový DA převodník s napěťovými diferenciálními výstupy. Na obrázku 2.7 je blokové schéma obvodu.



Obrázek 2.7: Blokový diagram struktury DA převodníku CS4398; převzato z datasheetu obvodu

Vstupní signál připojený sériovým rozhraním prochází digitálním interpolačním filtrem, který provádí několikanásobný oversampling a zároveň dojde k oříznutí aliasů kolem Nyquistovy frekvence původního signálu. Dále následuje vícebitový Sigma-Delta modulátor, který zmenší bitovou hloubku signálu a zvýší vzorkovací frekvenci. Na výstupu je potom DA převodník fungující na principu spínaných kapacitorů a analogový v diskrétním čase pracující lowpass filtr.

Obvod CS4398 je vybaven rozhraním I2C sloužícím pro konfiguraci parametrů, jako je např. volba vzorkovací frekvence nebo možnost invertování výstupního signálu.

Kapitola 3

Výstupní analogová část

3.1 Návrh výstupního filtru

Použitý DA převodník CS4398 obsahuje interní analogový filtr pracující na principu spínaných kapacitorů. Kombinované charakteristiky tohoto filtru a digitálního interpolačního filtru jsou shrnuty v tabulce na obrázku 3.1 převzatého z datasheetu obvodu.

Parameter	Fast Roll-Off			Unit	
	Min	Typ	Max		
Combined Digital and On-Chip Analog Filter Response - Single-Speed Mode - 48 kHz (Note 5)					
Passband (Note 6)	to -0.01 dB corner	0	-	.454	Fs
	to -3 dB corner	0	-	.499	Fs
Frequency Response 10 Hz to 20 kHz		-0.01	-	+0.01	dB
StopBand		0.547	-	-	Fs
StopBand Attenuation	(Note 7)	102	-	-	dB

7. For Single-Speed Mode, the Measurement Bandwidth is from stopband to 3 Fs.
For Double-Speed Mode, the Measurement Bandwidth is from stopband to 3 Fs.
For Quad-Speed Mode, the Measurement Bandwidth is from stopband to 1.34 Fs.

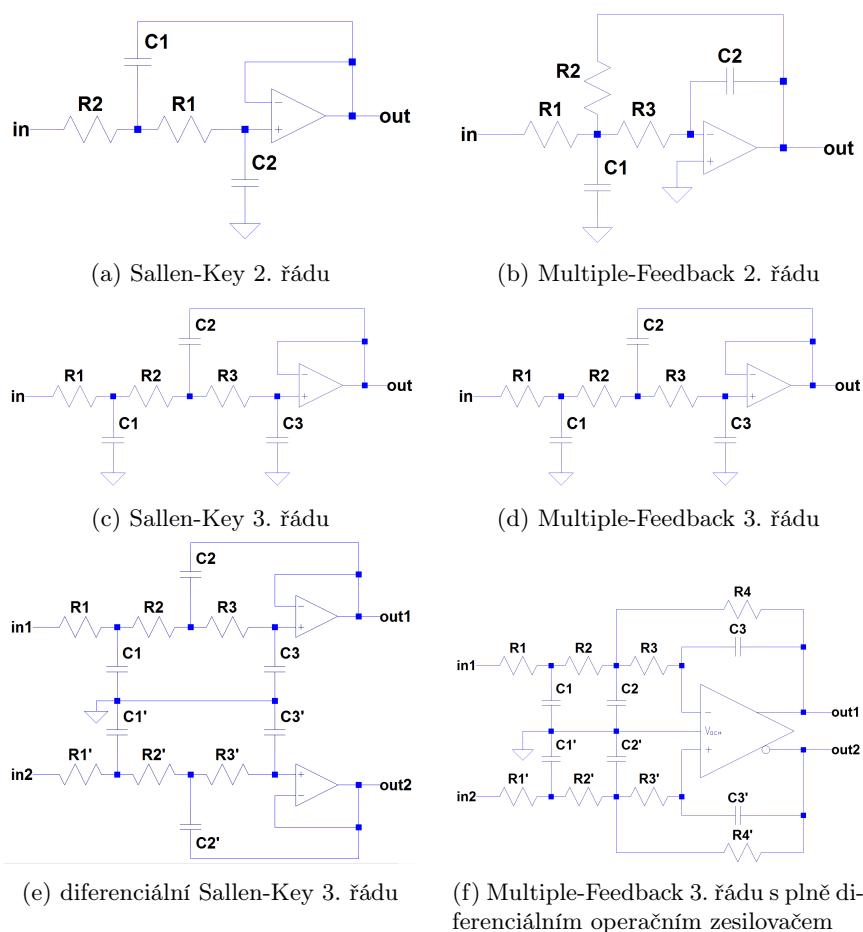
Obrázek 3.1: Kombinovaná odezva digitálního interpolačního filtru a analogového filtru integrovaného v DA převodníku CS4398; převzato z datasheetu obvodu

Vidíme, že při zvolené vzorkovací frekvenci 48 kHz mají filtry propustné pásmo do 21,8 kHz (pro pokles 0,01 dB) resp. do 24 kHz (pro pokles 3 dB). V rozsahu 10 Hz až 20 kHz je specifikováno maximální zvlnění charakteristiky $\pm 0,01$ dB. V nepropustném pásmu je útlum minimálně 102 dB ve frekvenčním pásmu od 26,3 kHz do 144 kHz¹⁴.

Za DA převodník je nutné zapojit externí analogový low-pass filtr, který odstraní zbylé signály s energií mimo požadované audio pásmo. Samozřejmě je výhodné, aby měl filtr co největší strmost a co nejnižší mezní frekvenci, aby byl jeho útlum na vysokých frekvencích co největší a potlačil tak širokopásmový šum z převodníku. Výhodou sigma-delta převodníků je to, že díky použitému oversamplingu a charakteristice interních filtrů nejsou nároky na strmost vnějšího filtru příliš velké.

¹⁴Údaje platí pro „Fast Roll-Off“ interpolační filtr, což je klasický „brickwall“ FIR filtr, v „Single-Speed“ režimu.

V audio oblasti se často používá Besselův filtr 3. řádu[13]. Tento druh filtru vykazuje velmi dobrou odezvu v časové oblasti – zachovává tvar signálu, což je pro přenos hudby potřeba¹⁵. Popisovaný generátor je určen primárně pro generování harmonického signálu a zajímá nás hlavně vyrovnaná frekvenční charakteristika. Použijeme proto Butterworthovu aproximaci, která nabízí maximálně ploché propustné pásmo. Má větší strmost než Besselův filtr a její útlum monotónně roste na rozdíl od např. inverzního Čebyševova filtru, který má také velmi ploché propustné pásmo.



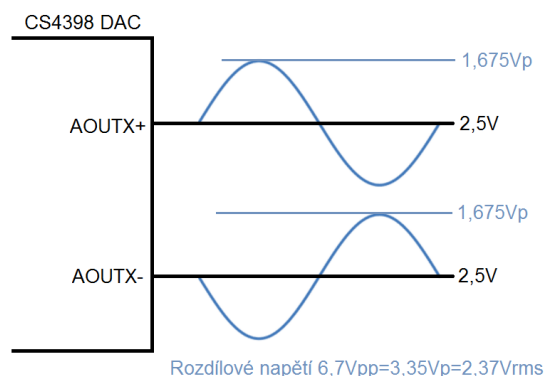
Obrázek 3.2: Různé způsoby realizace aktivního low-pass filtru

Filtr se typicky realizuje jako active-RC s topologií nejčastěji Sallen-Key nebo Multiple-Feedback[14]. Na obrázku 3.2a je low-pass filtr 2. řádu topologie Sallen-Key. Operační zesilovač je zde zapojen jako sledovač, celý filtr je neinverzní. Přidáním pasivního RC článku před filtr 2. řádu dostaneme filtr 3. řádu,

¹⁵Jedná se totiž o signál takřka náhodného charakteru.

viz obr. 3.2c. Toto zapojení se často používá a je použito také na demonstrační desce převodníku CS4398 navržené výrobcem[15]. Pro realizace filtru s diferenciálním vstupem a výstupem se tento obvod použije dvakrát, v symetrickém uspořádání jak je uvedeno na obr. 3.2e

Na obr. 3.2b je low-pass filtr 2. řádu topologie Multiple-Feedback. Operační zesilovač zde pracuje jako invertující integrátor a filtr tedy invertuje polaritu signálu. Tato topologie sice klade větší nároky na potřebnou šířku pásma operačního zesilovače, ale oproti topologii Sallen-Key nabízí velmi dobrý útlum v nepropustném pásmu[16]. Přidáním RC článku před filtr opět dostaneme low-pass filtr 3. řádu, viz obr. 3.2d. Diferenciální variantu filtru lze s výhodou realizovat pomocí plně diferenciálního operačního zesilovače. K zapojení dojdeme tak, že obvod jednočinného filtru z obr. 3.2d zrcadlíme podle vodorovné osy[17]. Zapojení takového filtru je na obr. 3.2f. Mezi výhody tohoto řešení patří především dobré potlačení souhlasné složky signálu a potlačení nelineárního zkreslení sudými harmonickými. Další velká výhoda je to, že souhlasné napětí výstupů plně diferenciálního operačního zesilovače se nastavuje nezávisle zvláštním vstupem obvodu (na obrázku označeným V_{OCM})[18]. Když se tento vstup uzemní, výstupní signál je vztahený k zemi. Dojde k vyrušení stejnosměrné složky vstupního signálu a nejsou tedy potřeba vazební kondenzátory. Jelikož u generátoru požadujeme diferenciální (symetrický) výstup, použijeme pro realizaci filtru právě toto zapojení.



Obrázek 3.3: Diferenciální výstup DA převodníku

DA převodník CS4398 má pro každý kanál dvojici napěťových výstupů. Na každém výstupu je stejnosměrná složka 2,5 V na které je superponován signál o amplitudě 1,675 V_p. Výstupy jsou vzájemně v protifázi a výstupní rozdílové napětí má amplitudu 6,7 V_{pp} = 2,37 V_{rms} při vstupní úrovni 0 dBFS¹⁶ viz obr. 3.3¹⁷. Tato maximální výstupní amplituda je poněkud nestandardní. Pro srovnání uveďme, že linková úroveň používaná v profesionální audiotechnice má amplitudu 1,228 V_{rms}[19]. Zvolili jsme, že výstupní filtr bude navržen s jednotkovým zesílením a maximální výstupní amplituda generátoru tedy bude 2,37 V_{rms}. Rozhodně by nebylo dobré zmenšovat amplitudu signálu např. děličem, protože by to vedlo k degradaci SNR.

¹⁶FS = Full Scale, tedy maximální úroveň signálu

¹⁷Uvedené hodnoty platí při napájecím napětí analogové části převodníku 5 V.

Jak již bylo uvedeno, Multiple-Feedback filtr 3. řádu se dá výhodně realizovat blokem s jedním operačním zesilovačem. Návrh tohoto obvodu je poměrně náročný[20]. Běžně dostupné softwarové nástroje pro návrh aktivních filtrů neumožňují návrh tohoto zapojení. Byl nalezen pouze jeden online nástroj podporující tento druh filtru[21], který ale neumožňuje zohlednit všechny návrhové požadavky. Následně bude popsán postup návrhu filtru pomocí vlastního skriptu v algebraickém softwaru Maple.

Přenosová funkce Butterworthova low-pass filtru 3. řádu má obecný tvar[22]:

$$H_b(s) = \frac{G_0}{\left(\frac{s}{\omega_c} + 1\right) \left(\frac{s^2}{\omega_c^2} + \frac{s}{\omega_c} + 1\right)} \quad (3.1)$$

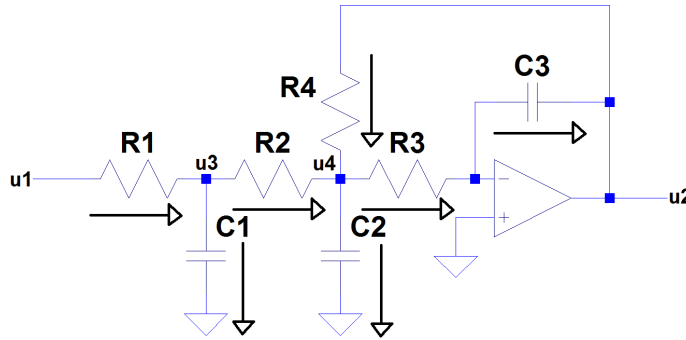
G_0 je zisk v propustném pásmu¹⁸, ω_c je mezní úhlová frekvence. Požadujeme $G_0 = -1$. Frekvenční rozsah generátoru je softwarově omezen do 20 kHz. Zvolili jsme, že filtr bude mít na 20 kHz útlum maximálně 0,05 dB. Řešením následující rovnice pro ω_c jsme získali minimální možnou mezní frekvenci filtru $f_c = 42048$ Hz.

$$20 \log_{10} \left(\frac{|H_b(2\pi 20000j)|}{|G_0|} \right) = 0,05 \quad (3.2)$$

Vypočítanou f_c nyní dosadíme jako $\omega_c = 2\pi f_c$ do funkce (3.1). Požadovaná přenosová funkce filtru po úpravě¹⁹ vypadá takto:

$$H_b(s) = \frac{-1,844 \times 10^{16}}{s^3 + 5,284 \times 10^5 s^2 + 1,396 \times 10^{11} s + 1,844 \times 10^{16}} \quad (3.3)$$

Ve jmenovateli funkce je polynom 3. stupně. Přenosová funkce má jeden reálný a dva komplexně sdružené póly.



Obrázek 3.4: Zapojení Multiple-Feedback low-pass filtru pro obvodovou analýzu

Při obvodové analýze zapojení budeme vycházet z obrázku 3.4²⁰. Uvažujeme ideální operační zesilovač. Nejprve sestavíme obvodové rovnice, přičemž pro zjednodušení zavedeme $Z_{C1} = \frac{1}{sC1}$, $Z_{C2} = \frac{1}{sC2}$ a $Z_{C3} = \frac{1}{sC3}$.

$$\frac{u_1 - u_3}{R1} = \frac{u_3}{Z_{C1}} + \frac{u_3 - u_4}{R2} \quad (3.4)$$

¹⁸Jedná se vlastně o přenos pro nulovou frekvenci.

¹⁹Vynormování polynomu ve jmenovateli.

²⁰Analýza bude prováděna pro jednočinnou variantu filtru. U plně diferenciálního filtru je celý obvod jednoduše zdvojen.

$$\frac{u_3 - u_4}{R_2} + \frac{u_2 - u_4}{R_4} = \frac{u_4}{Z_{C_2}} + \frac{u_4}{R_3} \quad (3.5)$$

$$\frac{u_4}{R_3} = \frac{-u_2}{Z_{C_3}} \quad (3.6)$$

Z rovnic nyní pomocí Maplu zjistíme přenosovou funkci obvodu, zde uvedenu se jmenovatelem v normovaném tvaru:

$$H_t(s) = \frac{u_2}{u_1} = \frac{-\frac{1}{C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3}}{D} \quad (3.7)$$

kde

$$D = s^3 + \frac{C_1 C_3 R_1 R_2 R_3 + C_1 C_3 R_1 R_2 R_4 + C_1 C_3 R_1 R_3 R_4 + C_2 C_3 R_1 R_3 R_4 + C_2 C_3 R_2 R_3 R_4}{C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3 R_4} s^2 + \frac{C_1 R_1 R_2 + C_3 R_1 R_3 + C_3 R_1 R_4 + C_3 R_2 R_3 + C_3 R_2 R_4 + C_3 R_3 R_4}{C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3 R_4} s + \frac{R_1 + R_2}{C_1 C_2 C_3 R_1 R_2 R_3 R_4}$$

Porovnáním čitatele a koeficientů polynomu ve jmenovateli funkcí (3.3) a (3.7) získáme soustavu čtyř rovnic o čtyřech neznámých. Nyní můžeme zvolit hodnoty třech prvků obvodu a hodnoty zbývajících čtyřech prvků můžeme vypočítat. Prakticky je výhodné zvolit hodnoty třech kondenzátorů, vzhledem k tomu, že jsou běžně dostupné pouze v řadě E6²¹.

Při návrhu filtru a volbě hodnot součástek musíme zohlednit ještě další faktory. Jedním z nich je velikost vstupní impedance filtru. DA převodník CS4398 vyžaduje minimální velikost zatěžovací impedance 1 kΩ²². Filtr navrheme tak, aby měl v propustném pásmu velikost vstupní impedance alespoň požadovaný 1 kΩ. Obecný vztah pro vstupní impedance byl z obvodových rovnic odvozen v Maplu a pro obsáhlost zde nebude uveden.

Dalším faktorem, který musíme zohlednit je vlastní šum filtru. Nejprve se podíváme na parametry převodníku, abychom získali představu, jak malého šumu musíme dosáhnout. Dynamický rozsah DA převodníku je definován jako podíl maximální efektivní amplitudy signálu a efektivní hodnoty integrovaného šumového napětí při určité šířce pásma[23].

$$SNR_{DAC} = 20 \log_{10} \left(\frac{e_{signal}}{e_{n(DAC)}} \right) \quad (3.8)$$

Podle datasheetu převodníku CS4398, $e_{signal} = 2,369 V_{rms}$ a dynamický rozsah je v pásmu 10 Hz-20 kHz typicky $SNR_{DAC} = 117$ dB. Dosazením hodnot do rovnice (3.8) jsme vypočítali, že integrované šumové napětí v daném frekvenčním pásmu je $e_{n(DAC)} = 3,35 \mu V_{rms}$. Šumové napětí na výstupu filtru s vlastním šumem $e_{n(filter)}$ ²³, připojeného na výstup převodníku se vypočítá takto:

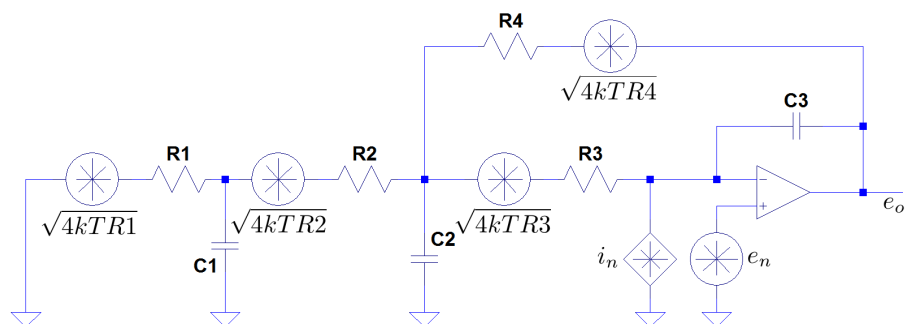
$$e_{n(diffoutput)} = \sqrt{e_{n(DAC)}^2 + e_{n(filter)}^2} \quad (3.9)$$

Z této rovnice například vyplývá, že pokud bude filtr generovat stejně velký šum jako převodník, dojde ke zhoršení SNR o 3 dB.

²¹ Toto platí zejména u fóliových kondenzátorů, které budou použity.

²² V datasheetu je uveden poněkud nejasný termín „Minimum AC-Load Resistance“, zřejmě proto, že převodník se testuje se zatěžovacími rezistory 1 kΩ na každém výstupu vůči zemi, připojenými přes vazební kondenzátory.

²³ $e_{n(filter)}$ je ekvivalentní vstupní šumové napětí filtru, které je při jednotkovém zesílení filtru stejné jako jeho ekvivalentní výstupní šumové napětí.



Obrázek 3.5: Ekvivalentní obvod pro šumovou analýzu filtru

Pro potřebu optimálního návrhu jsme provedli šumovou analýzu filtru[24, 25]. Na obrázku 3.5 je zapojení ekvivalentního obvodu se šumovými generátory, u kterých je uvedena příslušná spektrální hustota napětí nebo proudu. Při analýze uvažujeme napěťový e_n a proudový i_n šum operačního zesilovače a termální šum rezistorů. Spektrální hustota výstupního šumového napětí se určí jako odmocnina ze součtu druhých mocnin příspěvků jednotlivých zdrojů šumu. Tyto příspěvky se vypočítají tak, že se zjistí přenos obvodu od každého ekvivalentního generátoru na výstup a vynásobí se spektrální hustotou napětí příslušného zdroje. Proud šumového generátoru i_n se převede na napětí vynásobením zatěžovací impedancí tohoto zdroje. Integrací druhé mocniny výsledné spektrální hustoty napětí přes frekvenční rozsah audio pásma a odmocněním získáme integrované šumové napětí.

Realizace naznačeného principu výpočtu je poměrně zdlouhavá a proto zde nebude podrobně uvedena. Ekvivalentní vstupní šumové napětí operačního zesilovače je zesíleno tzv. šumovým ziskem, jehož lze odvodit jako převrácenou hodnotu přenosu zpětnovazební sítě od výstupu na invertující vstup zesilovače. Přenosová funkce šumového zisku má v tomto případě 3 póly (stejně jako póly samotného filtru) a 3 nuly. Díky tomu dochází pro některé kombinace hodnot prvků obvodu k peakingu (rezonančnímu zesílení) šumového zisku[26, 27] a tedy k nárůstu šumu v rámci audio pásma. Proto je nutné provést šumovou analýzu a nelze se řídit jen velikostí hodnot rezistorů.

Popsané aspekty návrhu filtru byly implementovány do návrhového algoritmu, který pracuje následujícím způsobem:

- Hodnoty tří kondenzátorů se vybírají ze seznamu hodnot v řadě E6 v rozsahu 100 pF-100 nF²⁴. V seznamu je 19 hodnot. Pomocí tří vnořených cyklů se zkoušejí všechny možné kombinace hodnot kondenzátorů.
- Pro každou kombinaci hodnot kondenzátorů se řešením soustavy rovnic vypočítají hodnoty čtyř rezistorů. Je třeba vybrat taková řešení, kde hodnoty rezistorů vycházejí jako kladná reálná čísla.
- Pro každé vyhovující řešení se vypočítá velikost vstupní impedance filtru a kontroluje se splnění její minimální velikosti. Varianty, které tuto podmínku nespĺňují, se již dále nezpracovávají.

²⁴Tento rozsah byl zvolen na základě „poučeného odhadu“ prakticky použitých hodnot kondenzátorů.

- Pro každé řešení se vypočítá integrované šumové napětí na výstupu filtru. Tento údaj se společně s hodnotami všech prvků ukládá do datového pole.
- Po výpočtu všech možností se pole s vypočítanými hodnotami prvků seřadí podle velikosti výstupního šumového napětí a je tedy možné zvolit kombinaci hodnot prvků obvodu, která je z hlediska šumu nejvýhodnější.

Výstupem algoritmu byly následující hodnoty prvků: $C1 = 10 \text{ nF}$, $C2 = 10 \text{ nF}$, $C3 = 1 \text{ nF}$, $R1 = 789 \text{ } \Omega$, $R2 = 997 \text{ } \Omega$, $R3 = 689 \text{ } \Omega$ a $R4 = 1786 \text{ } \Omega$.

Od hodnoty rezistoru $R1$ byl odečten výstupní odpor DA převodníku $118 \text{ } \Omega$, který je zapojen efektivně v sérii s tímto rezistorem. Následně byly hodnoty všech rezistorů zaokrouhleny na nejbližší hodnotu z řady E96. Pro realizaci filtru byly použity precizní tenkovrstvé rezistory s tolerancí $0,1 \%$ a kondenzátory s tolerancí $2,5 \%$. Filtr je osazen plně diferenciálním operačním zesilovačem OPA1632 od výrobce Texas Instruments, který se vyznačuje velmi nízkým harmonickým zkreslením a malým šumem. Pro ověření návrhu byla provedena SPICE simulace s makro modelem operačního zesilovače dodaného výrobcem. Tento model podporuje i šumovou simulaci, která vykazala výstupní integrované šumové napětí v pásmu $10 \text{ Hz} - 20 \text{ kHz}$ $e_{n(filter)} = 2,55 \text{ } \mu\text{V}_{\text{rms}}$. Odstup signálu vůči šumu na výstupu je:

$$SNR_{diffoutput} = 20 \log_{10} \left(\frac{e_{signal}}{e_{n(diffoutput)}} \right) = 115 \text{ dB} \quad (3.10)$$

Navržený filtr tedy degraduje dynamický rozsah převodníku asi o 2 dB . Amplitudová frekvenční charakteristika filtru získaná SPICE simulací je na obrázku 3.10.

Výpis návrhového skriptu pro filtr v Maplu je uveden v příloze C.

3.2 Návrh diferenčního zesilovače

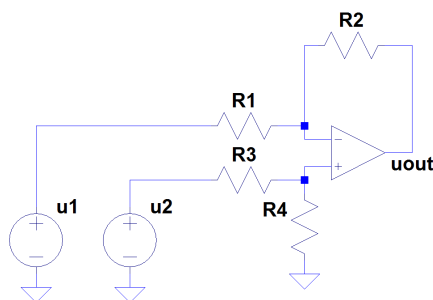
U generátoru požadujeme kromě diferenciálního (symetrického) výstupu také výstup jednočinný (nesymetrický). To se hodí pro použití s přístroji s nesymetrickým vstupem, což jsou typicky audiozařízení pro méně náročné účely nebo nástrojové aparatury. Nesymetrický výstup je výhodný také pro všeobecné použití v laboratoři.

Jako jednočinný výstup bychom mohli prostě použít jeden z výstupů diferenciálního zesilovače vůči zemi a druhý výstup nechat nezapojený. Výstupní napětí by ovšem mělo poloviční rozkmit vůči symetrickému zapojení. Použijeme tedy diferenční (rozdílový) zesilovač jako převodník diferenciálního výstupu na jednočinný. Výhoda tohoto řešení je také to, že se pak mohou používat oba výstupy zároveň a zachová se alespoň přibližně symetrická zátěž plně diferenciálního operačního zesilovače ve filtru.

Vyjdeme ze základního zapojení rozdílového zesilovače s jedním operačním zesilovačem na obrázku 3.6[27]. V následující analýze budeme opět uvažovat ideální operační zesilovač.

Abychom získali vztah pro výstupní napětí u_{out} , použijeme princip superpozice. Nejprve uvažujeme pouze vstupní napětí u_1 , zdroj napětí u_2 je zkratován. Jedná se tedy o zapojení invertujícího zesilovače. Výstupní napětí je potom:

$$u_{out1} = -u_1 \frac{R2}{R1} \quad (3.11)$$



Obrázek 3.6: Diferenční zesilovač s operačním zesilovačem

Ve druhém případě je připojeno napětí u_2 a zdroj napětí u_1 je zkratován. Získáme tak zapojení obyčejného neinvertujícího zesilovače. Výstupní napětí je:

$$u_{out2} = u_2 \frac{R4}{R3 + R4} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \quad (3.12)$$

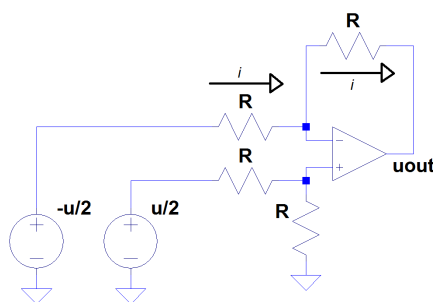
Dohromady je výstupní napětí tedy:

$$u_{out} = u_{out1} + u_{out2} = u_2 \frac{R4}{R3 + R4} \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) - u_1 \frac{R2}{R1} \quad (3.13)$$

Pokud platí, že $\frac{R2}{R1} = \frac{R4}{R3} = A$, tak vztah pro výstupní napětí lze potom zapsat jako:

$$u_{out} = A(u_2 - u_1) \quad (3.14)$$

A potom označuje zesílení pro rozdílovou složku vstupního signálu. Obvykle se volí $R1 = R3$ a $R2 = R4$, aby se minimalizoval výstupní stejnosměrný offset způsobený vstupními (biasovacími) proudy operačního zesilovače. My požadujeme jednotkové zesílení (chceme, aby na jednočinném výstupu byl stejný rozkmit napětí, jako na symetrickém výstupu), takže zvolíme $R1 = R2 = R3 = R4 = R$. Všechny rezistory tedy budou mít stejnou hodnotu.



Obrázek 3.7: Odvození vstupní impedance diferenčního zesilovače s jednotkovým zesílením

Při odvození vstupní impedance zesilovače budeme vycházet z obrázku 3.7. V tomto případě nelze samostatně analyzovat případy, kdy je zapojen signál pouze do jednoho vstupu, ale je potřeba uvažovat, že signál je připojen na oba vstupy současně. Amplitudu rozdílové složky vstupního signálu označíme u , na

vstupy zesilovače jsou připojeny zdroje napětí s amplitudou $\frac{u}{2}$ a $-\frac{u}{2}$. Na první pohled je zřejmé, že vstupní odpor při pohledu do neinvertujícího vstupu je $2R^{25}$. Odpory u tohoto vstupu tvoří dělič napětí a na neinvertujícím vstupu operačního zesilovače je napětí $\frac{u}{4}$. Zpětná vazba se snaží udržet stejné napětí na obou vstupech operačního zesilovače. Na jeho invertujícím vstupu je tedy také napětí $\frac{u}{4}$. Na výstupu zesilovače bude podle vztahu 1.4 napětí u . Proud i tekoucí zpětnovazebním rezistorem lze vyjádřit jako:

$$i = \frac{\frac{u}{4} - u}{R} = -\frac{3}{4} \frac{u}{R} \quad (3.15)$$

Stejný proud teče i do vstupu celého diferenčního zesilovače. Vstupní odpor je podíl napětí na vstupu a proudu, který do něj teče.

$$R_{in-} = \frac{-\frac{u}{2}}{i} = \frac{-\frac{u}{2}R}{-\frac{3}{4}u} = \frac{2}{3}R \quad (3.16)$$

Vidíme tedy, že vstupy diferenčního zesilovače s jedním operačním zesilovačem mají různý vstupní odpor[19]. Tuto nevýhodu nemá diferenční zesilovač osazený instrumentačním (přístrojovým) zesilovačem.

Zajímavé je zjištění, jakou zátěž z pohledu operačního zesilovače tvoří zpětnovazební síť. Známe napětí na výstupu zesilovače a proud tekoucí zpětnovazebním rezistorem. Ekvivalentní zatěžovací odpor vůči zemi z pohledu výstupu zesilovače má velikost:

$$R_l = \frac{u}{\frac{3}{4} \frac{u}{R}} = \frac{4}{3}R \quad (3.17)$$

Zpětnovazební rezistor je vlastně bootstrapován.

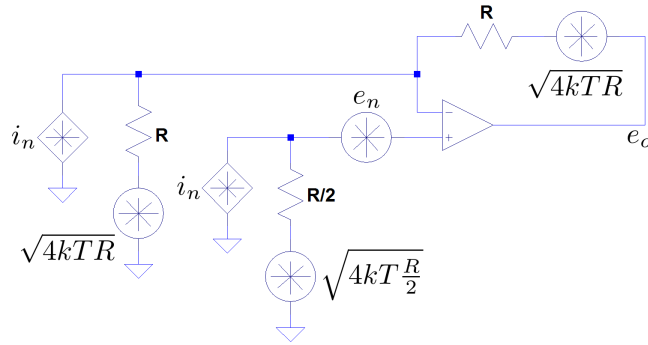
Pro realizace diferenčního zesilovače jsme zvolili operační zesilovač LME49710 od výrobce Texas Instruments. Tento zesilovač určený pro náročné audio aplikace má velice malé nelineární zkreslení, malý šum, zvládá pracovat do malého zatěžovacího odporu a má malý napěťový offset. Výhodou je také poměrně nízká cena.

Volba velikosti rezistorů R je otázkou kompromisu mezi velikostí vstupního odporu, zátěží pro operační zesilovač a šumem. Když zvolíme odpor R velký, zesilovač bude mít velký vstupní odpor za cenu většího šumu. Vstupní odpor samozřejmě požadujeme co největší. Abychom mohli adekvátně zvolit odpor R , provedeme šumovou analýzu zapojení.

Na obrázku 3.8 je ekvivalentní obvod obsahující šumové generátory. e_n je spektrální hustota šumového napětí a i_n je spektrální hustota šumového proudu operačního zesilovače. Paralelně zapojené rezistory u neinvertujícího vstupu jsou nahrazeny jedním rezistorem poloviční hodnoty. V sérii s rezistory jsou zapojeny šumové generátory a ve schématu je uvedena spektrální hustota napětí termálního šumu. Spektrální hustota šumového napětí na výstupu zesilovače je:

$$\begin{aligned} e_o &= \sqrt{G_n^2 e_n^2 + G_n^2 \left(\frac{R}{2}\right)^2 i_n^2 + G_n^2 4kT \frac{R}{2} + G_n^2 \left(\frac{R}{2}\right)^2 i_n^2 + 4kTR + 4kTR} \\ &= \sqrt{4e_n^2 + 2R^2 i_n^2 + 16kTR} \end{aligned} \quad (3.18)$$

²⁵Ideální operační zesilovač má nekonečný vstupní odpor.



Obrázek 3.8: Ekvivalentní obvod pro šumovou analýzu diferenčního zesilovače

G_n označuje šumový zisk, který je v tomto případě roven zesílení z neinvertujícího vstupu a tedy $G_n = 2$.

Aby byl výpočet výstupního šumu přesnější, zahrneme do výpočtu i $1/f$ složku šumu operačního zesilovače. Napěťový a proudový šum jsou modelovány následujícími vztahy[27]:

$$e_n = e_{n0} \sqrt{1 + \frac{f_{ce}}{f}} \quad (3.19)$$

$$i_n = i_{n0} \sqrt{1 + \frac{f_{ci}}{f}} \quad (3.20)$$

e_{n0} je spektrální hustota napěťového šumu a i_{n0} je spektrální hustota proudového šumu ve frekvenční oblasti, kde se neprojevuje šum $1/f$ a jedná se tedy o bílý šum. f_{ce} a f_{ci} jsou zlomové frekvence, pod kterými se začne projevovat složka šumu $1/f$. Tyto frekvence byly získány doplněním asymptot do grafů spektrálních hustot šumu v závislosti na frekvenci v datasheetu zesilovače a odečtením frekvence v místě jejich průsečíku. Hodnoty použité pro výpočet jsou: $e_{n0} = 2,45 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, $f_{ce} = 100 \text{ Hz}$, $i_{n0} = 1,5 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, $f_{ci} = 40 \text{ Hz}$.

Integrací kvadrátu spektrální hustoty šumového napětí e_o přes sledované frekvenční pásmo (10 Hz–20 kHz) a odmocněním získáme integrované šumové napětí.

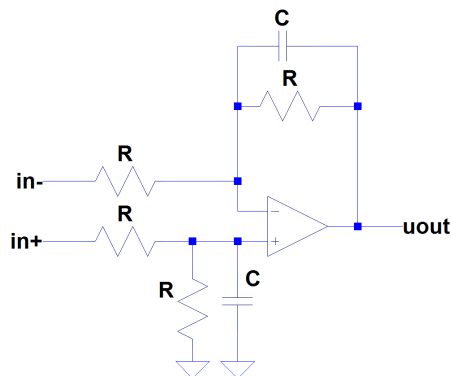
$$e_{n(\text{diffamp})} = \sqrt{\int_{10}^{20000} e_o^2 df} \quad (3.21)$$

Na základě znalosti výstupního šumového napětí DA převodníku a šumového napětí diferenciálního filtru jsme už vypočítali výsledný SNR. Nyní do výpočtu doplníme šumové napětí diferenčního zesilovače a získáme tak vztah pro SNR na jednočinném výstupu $SNR_{seoutput}$:

$$e_{n(\text{seoutput})} = \sqrt{e_{n(\text{DAC})}^2 + e_{n(\text{filter})}^2 + e_{n(\text{diffamp})}^2} \quad (3.22)$$

$$SNR_{seoutput} = 20 \log_{10} \left(\frac{e_{\text{signal}}}{e_{n(\text{seoutput})}} \right) \quad (3.23)$$

Degradace SNR, kterou přináší zařazení diferenčního zesilovače je $SNR_{diffoutput} - SNR_{seoutput}$. Nyní jsme si zvolili, že velikost této degradace bude maximálně 0,5 dB. Pomocí skriptu v programu Maple jsme vypočítali, že R musí být maximálně 1162 Ω . Zvolili jsme nejbližší hodnotu z řady E96, 1150 Ω . Pro tuto hodnotu je integrované šumové napětí $e_{n(diffamp)} = 1,46 \mu V_{rms}$ a celkové $SNR_{seoutput} = 114,52$ dB.



Obrázek 3.9: Low-pass filtr 1. řádu s diferenciálním vstupem a jednočinným výstupem

Doplněním dvou kondenzátorů do zapojení diferenčního zesilovače vznikne low-pass filtr 1. řádu s diferenciálním vstupem, viz obrázek 3.9. Dosáhneme tím omezení šířky pásma zesilovače, která by jinak byla zbytečně velká, a omezí se tím výstupní širokopásmový šum. Celý obvod zapojený mezi výstupy DA převodníku a jednočinný výstup generátoru se tedy chová jako low-pass filtr 4. řádu.

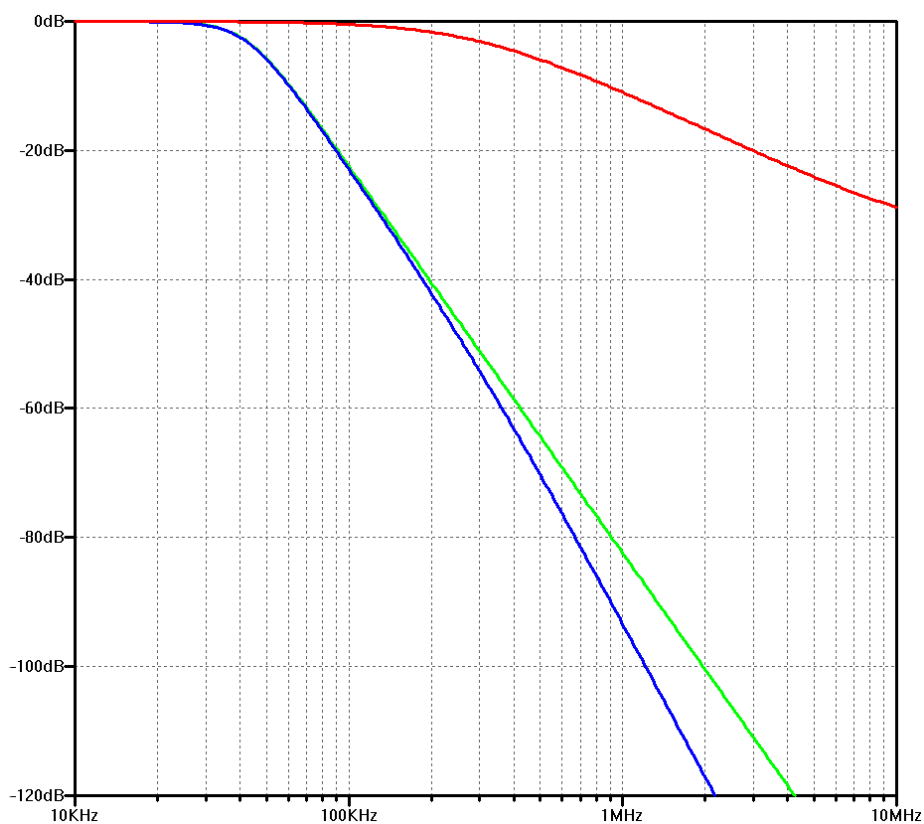
Přenosová funkce filtru 1. řádu je:

$$H(s) = \frac{1}{1 + sRC} \quad (3.24)$$

Vynásobením této přenosové funkce s přenosovou funkcí navrženého filtru 3. řádu dostaneme celkovou přenosovou funkci soustavy. Do této funkce jsme dosadili několik hodnot kondenzátorů a sledovali jsme velikost přenosu na 20 kHz. Pro zvolenou hodnotu $C = 470$ pF je útlum na 20 kHz asi 0,1 dB. Mezní frekvence filtru 1. řádu je asi 295 kHz. Amplitudová frekvenční charakteristika filtru získaná SPICE simulací je na obrázku 3.10.

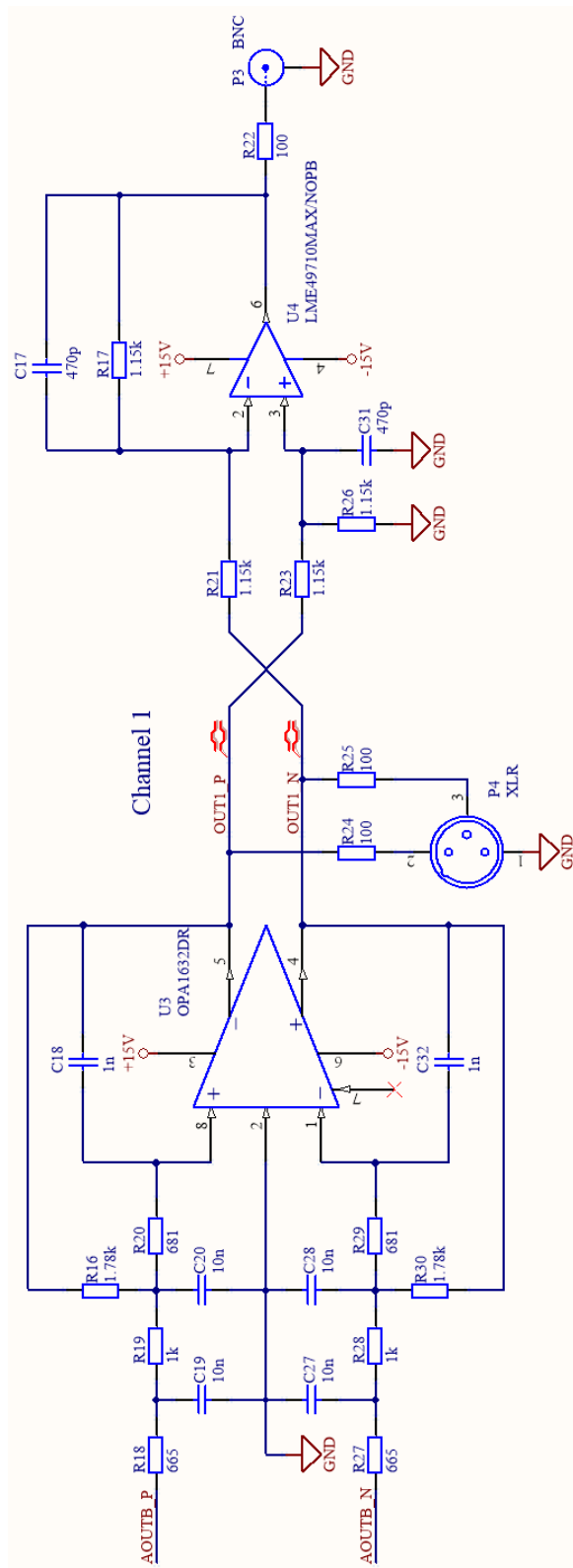
Výpis návrhového skriptu pro diferenční zesilovač v Maplu je uveden v příloze D.

Na obrázku 3.11 je celkové zapojení navržené analogové výstupní části generátoru pro jeden kanál. Stejný obvod je v generátoru dvakrát, pro každý kanál jeden. Mezi operačními zesilovači vidíme překřížení vodičů diferenčního páru. To je proto, aby signál mezi kladným ("hot") a záporným ("cold") pinem XLR konektoru byl ve fázi se signálem na BNC konektoru vůči zemi a navíc je to výhodnější i z hlediska layoutu plošného spoje. Mezi výstupy operačních zesilovačů a výstupními konektory jsou zapojeny rezistory sloužící pro oddělení kapacitní zátěže (např. kapacita připojeného kabelu). Ta spolu s nenulovým výstupním odporem operačních zesilovačů tvoří další pól ve smyčce zpětné vazby



Obrázek 3.10: Amplitudová frekvenční charakteristika navrženého výstupního filtru; zelená čára - diferenciální filtr 3. řádu (symetrický výstup generátoru); červená čára - diferenční zesilovač spojený s filtrem 1. řádu; modrá čára - oba filtry zapojeny za sebou (jednočinný výstup generátoru)

a může tak způsobit nestabilitu obvodu[28]. Je použita typická hodnota 100Ω . Použité kondenzátory jsou polypropylenové (konstrukce "film and foil"), které vykazují velmi malou nelinearitu. Vhodné by byly také keramické kondenzátory s dielektrikem NP0/C0G[29]. Ve schématu není zakresleno blokování napájení operačních zesilovačů, které je tvořeno paralelní kombinací keramického kondenzátoru X7R 100 nF a tantalového kondenzátoru 10 μF .



Obrázek 3.11: Celkové zapojení analogové výstupní části jednoho kanálu generátoru

Kapitola 4

Napájecí zdroje a praktická realizace přístroje

4.1 Napájecí systém

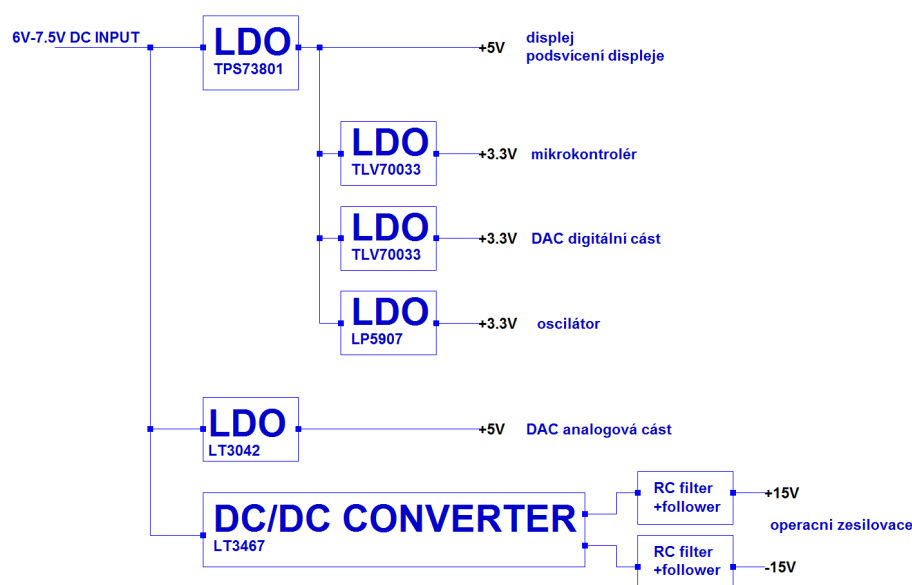
V navrženém přístroji je potřeba několik různých napájecích napětí. Vzhledem k tomu, že v zapojení jsou jak digitální, tak analogové obvody, je potřeba řešit napájení jednotlivých sekcí samostatně, aby se minimalizovala možnost vzájemného ovlivnění obvodů přes rozvod napájení. Návrhu napájecího systému jsme proto věnovali velkou pozornost.

Na obrázku 4.1 je blokové schéma napájecího systému navrženého generátoru. Celý přístroj je napájen ze standardního síťového napájecího adaptéru se stejnosměrným napětím 6 V nebo 7,5 V²⁶. Toto řešení bylo zvoleno kvůli jednoduchosti a zejména bezpečnosti. Obvody generátoru tak nejsou spojeny s ochranným zemnicím vodičem a výstup je tedy vůči zemi plovoucí.

Vstupní napětí se snižuje na 5 V lineárním stabilizátorem TPS73801 s malým úbytkem napětí. Tento stabilizátor je dimenzovaný na dostatečně velký proud, vzhledem k tomu že z výstupního napětí se napájí i LED podsvícení displeje, které má odběr asi 250 mA. Napětí 5 V se dále dělí na 3 větve a snižuje se na 3,3 V pomocí tří nezávislých stabilizátorů. Jedná se o oddělené zdroje pro digitální část generátoru (mikrokontrolér a paměť), digitální část DA převodníku a master clock oscilátor. Toto řešení bylo zvoleno právě kvůli oddělení jednotlivých obvodů a minimalizaci přenosu rušení. Stabilizátor použitý pro oscilátor LP5907 je typ s malým výstupním šumem a poměrně vysokým PSRR, protože čistota napájecího napětí může mít vliv na fázový šum oscilátoru.

Kritické je zejména napájení analogové části DA převodníku. Z tohoto napětí je také odvozena interní reference převodníku. Použitý integrovaný stabilizátor LT3042 je jeden z nejlepších na trhu. Nabízí velmi vysoké PSRR a velice malý výstupní šum. Tento obvod využívá proudovou referenci a výstupní napětí se nastavuje pomocí jednoho rezistoru. Na velikosti tohoto napětí potom závisí i

²⁶Při použití napájecího napětí 7,5 V je na stabilizátorech 5 V větší úbytek napětí, což typicky vede k lepším parametrům stabilizace, zejména PSRR, ovšem za cenu větší výkonové ztráty a tedy nižší účinnosti.



Obrázek 4.1: Blokové schéma zapojení napájecího systému generátoru

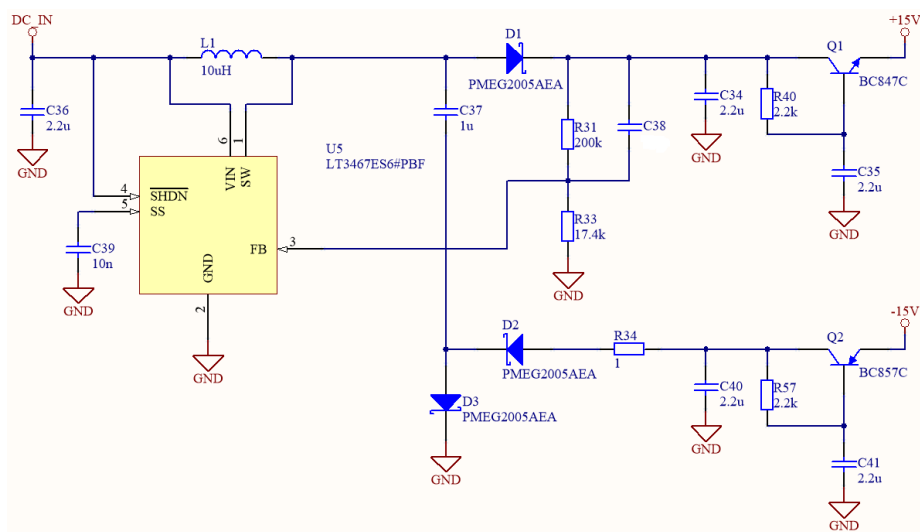
amplituda signálu z DA převodníku. V zapojení byl použit precizní rezistor, ale další možnost je použít odporový trimr a provést přesné nastavení podle požadované amplitudy výstupního signálu, čímž by se zároveň vykompenzovala tolerance parametrů převodníku.

Mezi kritéria výběru integrovaných stabilizátorů patřila podmínka stability při použití keramických kondenzátorů a také nízká cena. Pro blokování napájení obvodů byly použity keramické kondenzátory s dielektrikem X7R²⁷ a pro větší kapacity tantalové kondenzátory. Blokování DA převodníku včetně zapojení filtru pro jeho referenci bylo provedeno dle doporučení výrobce.

Výstupní analogový filtr generátoru je zapojen bez použití vazebních kondenzátorů, takže pro napájení operačních zesilovačů je potřeba symetrické napájení. To získáme pomocí spínaného zdroje, jehož zapojení je na 4.2[30]. Zapojení vychází z aplikačního příkladu uvedeném v datasheetu použitého obvodu LT3467. Jedná se o integrovaný obvod pro step-up měnič se zabudovaným bipolárním spínačem a pevnou frekvencí spínání 1,3 MHz. Při takto vysoké pracovní frekvenci má cívka velmi malé rozměry a celý obvod tak zabírá malou plochu na desce.

Pro kladnou výstupní větev (L1, D1, C34) obvod pracuje jako běžný step-up měnič. Paralelně je zapojen obvod z prvků C37, D3, D2 a C40, který pracuje jako invertující nábojová pumpa. Když je spínač vůči zemi (v obvodu U5) rozepnutý, indukované napětí na cívce zapojené v sérii s napájecím zdrojem nabíjí kondenzátory C34 a C37. Když se spínač sepne, horní konec kondenzátoru C37 se uzemní a na jeho spodním konci je tedy napětí se zápornou polaritou, kterým se přes diodu D2 nabíjí výstupní kondenzátor C40.

²⁷Tam, kde je potřeba kapacita určité minimální hodnoty, je nutné sledovat závislost kapacity na stejnosměrném předpětí u těchto kondenzátorů.



Obrázek 4.2: Schéma zapojení DC/DC měniče pro napájení operačních zesilovačů

Toto řešení umožňuje jednoduše získat zdroj symetrického napájecího napětí. Zpětná vazba je zapojena pouze z kladné větve, ovšem při stejném zatížení obou výstupů se jejich napětí liší jen o několik procent.

Na výstupy měniče jsou zapojeny RC filtry s emitorovým sledovačem²⁸. Úkolem filtrů je zmenšit zvlnění napětí a odstranit vysokofrekvenční složky. Pracovní frekvence 1,3 MHz je sice daleko mimo audio pásmo, ale kromě toho, že jakékoliv rušení na výstupu generátoru je nežádoucí, mohlo by dojít ke vzniku zkreslení demodulací tohoto signálu v operačních zesilovačích. Účinnější by bylo použití LC filtrů, které ovšem přináší nutnost řešit problémy s rezonancí tohoto obvodu. RC filtry mají mezní frekvenci asi 33 Hz a velikost rezistoru byla zvolena tak, aby při typickém proudovém odběru operačních zesilovačů (dohromady asi 45 mA) a typických vlastnostech tranzistoru byl na filtru úbytek asi 1 V. Útlum filtrů je omezen parazitními kapacitami. Výstupní napětí je nastaveno na ± 15 V²⁹.

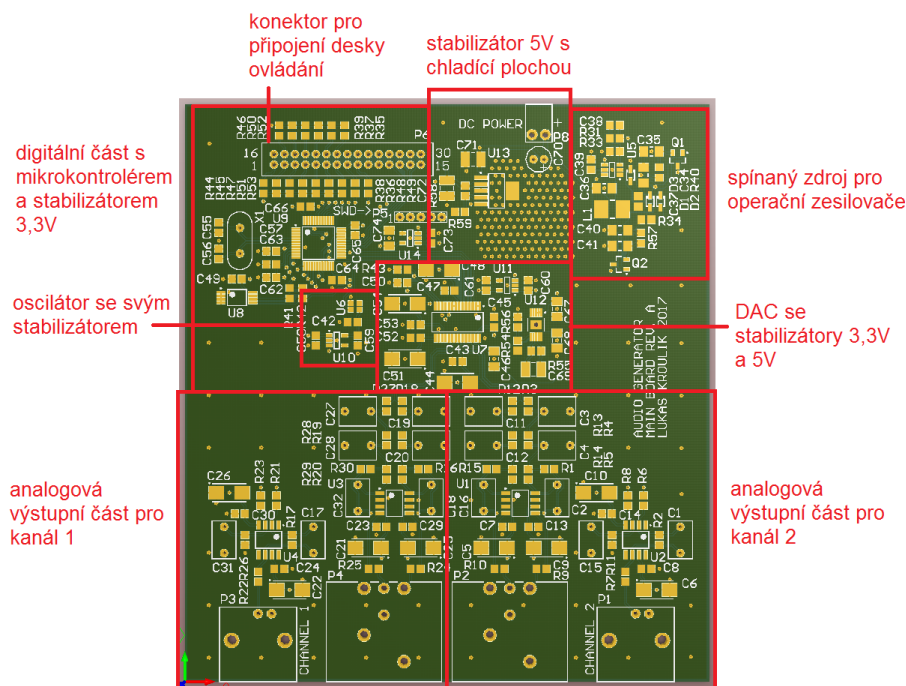
4.2 Návrh plošných spojů

Nyní popíšeme fyzickou konstrukci generátoru. Pro realizaci přístroje byly navrženy dvě desky plošných spojů: hlavní deska, obsahující veškerou elektroniku, a deska ovládacího panelu, na které jsou namontovány ovládací prvky a displej. Desky jsou propojeny krátkým třicetižilovým plochým kabelem a mohou být pro úsporu místa namontovány nad sebou.

Na obrázku 4.3 je vizualizace hlavní desky plošných spojů z návrhového softwaru s popisem jednotlivých částí. Deska je čtyřvrstvá a má rozměry 100 mm \times 110 mm. Součástky jsou osazeny pouze z vrchní strany (TOP). Vrchní strana je využita pro vedení většiny signálů, zbývající signály jsou vedeny na spodní

²⁸Toto zapojení se nazývá také „kapacitní násobič“

²⁹Operační zesilovače sice zpracovávají signál o poměrně malé amplitudě, ale jejich nelineární zkreslení se typicky zmenšuje při zvyšujícím se napájecím napětím.

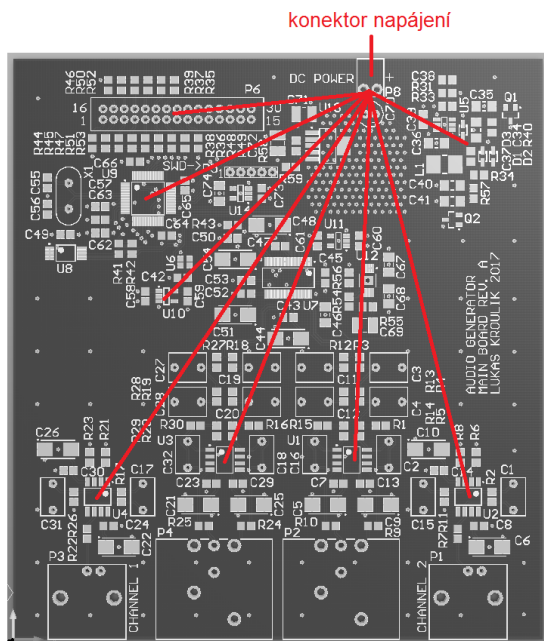


Obrázek 4.3: Hlavní deska plošných spojů generátoru

straně desky. První vnitřní vrstva obsahuje spojitou zemnicí plochu, druhá vnitřní vrstva je rozdělena na několik segmentů a slouží pro rozvod napájecích napětí. Nevyužitá plocha na vrchní a spodní straně je vyplněna rozlitou mědí, která je pomocí mnoha prokovů propojena s vnitřní zemnicí plochou a slouží jako elektrostatické stínění a ochrana před statickým nábojem.

Nyní zmíníme některé aspekty návrhu hlavní desky plošných spojů generátoru:

- Je použita jedna spojitá zemnicí plocha společná pro digitální i analogové obvody. Cesty návratových proudů v zemnicí ploše je možné řídit především rozmístěním součástek, přičemž se vychází z poznatku, že vysokofrekvenční proudy tečou cestou s nejmenší impedancí a stejnosměrné a nízkofrekvenční proudy cestou s nejmenším odporem[31, 32]. Cesta s nejmenší impedancí je v zemnicí ploše přímo pod signálovým vodičem na vrchní straně, protože takto je mezi vodiči největší vzájemná indukčnost. Cesta s nejmenším odporem je po přímé spojnici dvou bodů. Součástky byly na desce rozmístěny logicky, podle jednotlivých funkčních bloků. Stejněsměrné a nízkofrekvenční návratové proudy v zemnicí ploše tečou radiálně směrem k napájecímu konektoru, viz obr. 4.4, takže se vzájemně téměř neovlivňují.

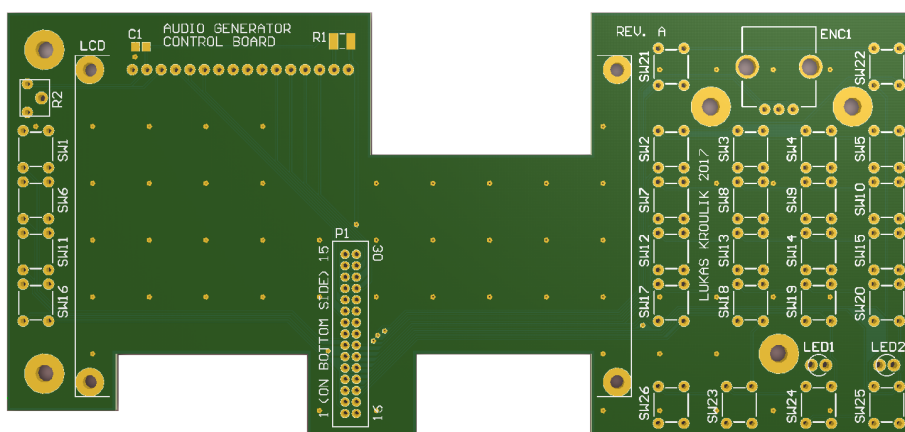


Obrázek 4.4: Znárodnění toku návratových proudů zemnicí plochou na hlavní desce generátoru

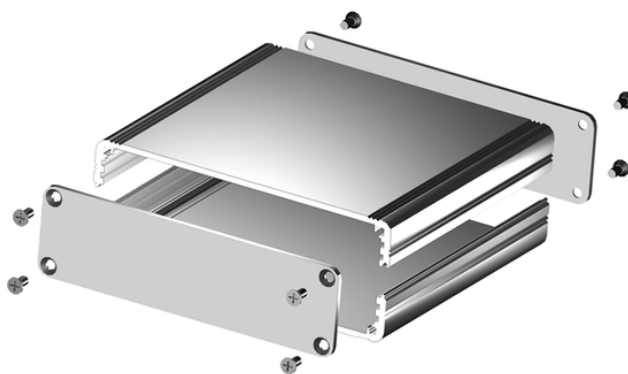
- Velmi kritický je layout spínaného zdroje, protože jen s dobrým layoutem lze dosáhnout malého rušení a malého zvlnění napětí na výstupu. Součástky jsou umístěny tak, aby byla minimalizována plocha proudových smyček, a jsou propojeny krátkými širokými spoji. Je použita cívka s magnetickým stíněním. Zdroj je umístěn v rohu desky, aby se omezila možnost průniku rušení do citlivých signálových obvodů.
- Všechny diferenciální obvody mají symetrický layout, aby byla zachována symetrie parazitních impedancí, což přispívá k dobrému potlačení souhlasného signálu.
- Na stabilizátoru napětí 5 V (U13) je ztráta asi 0,9 W. Kolem pouzdra obvodu byla ponechána plocha sloužící pro chlazení, která je pro zmenšení tepelného odporu do okolí vyplněna mnoha prokovy.

Na obrázku 4.5 je vizualizace desky plošných spojů pro ovládací panel generátoru. Pro větší robustnost byly použity tlačítka v THT provedení. Konektor pro propojení s hlavní deskou je namontován na spodní straně.

Desky generátoru byly koncipovány pro montáž do ploché krabičky z hliníkových profilů, jako je typ AKG 105 338 200 ME výrobce Fischer Elektronik na obrázku 4.6. Hlavní deska se zasune do drážek v bocích krabičky a deska ovládacího panelu se k horní části krabičky namontuje pomocí pěti šroubů a distančních sloupků.



Obrázek 4.5: Deska plošných spojů ovládacího panelu generátoru

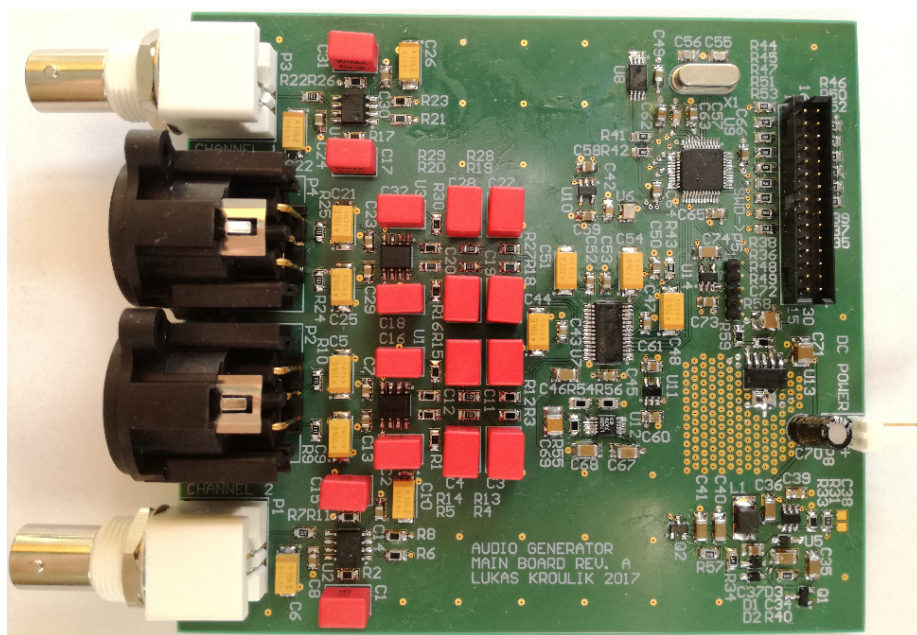


Obrázek 4.6: Hliníková krabice Fischer Elektronik vybraná pro montáž generátoru; obrázek převzat z internetových stránek výrobce

Kapitola 5

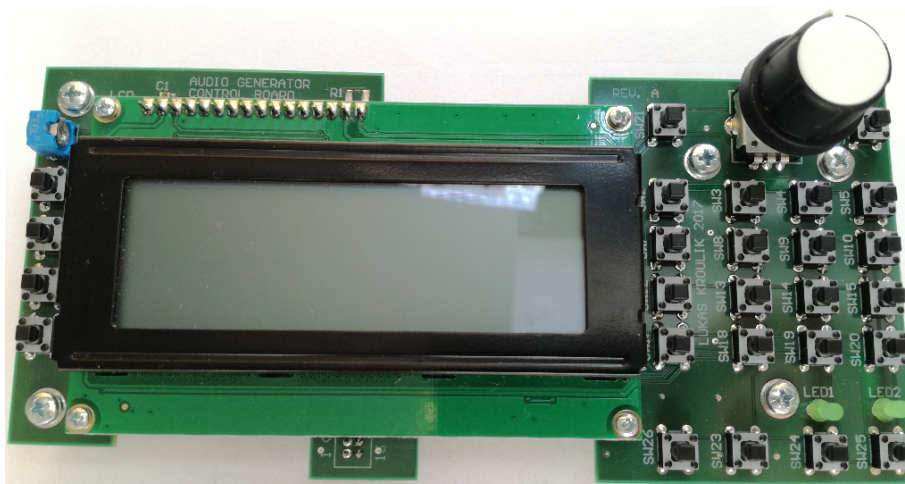
Měření dosažených parametrů

Desky plošných spojů generátoru se po osazení, viz obr. 5.1 a 5.2, podařilo oživit. Návrh byl proveden správně a generátor je plně funkční.



Obrázek 5.1: Fotografie osazené hlavní desky generátoru

Na obrázku 5.3 jsou oscilogramy výstupního signálu generátoru zachycené osciloskopem s šířkou pásma 100 MHz. Signály jsou vizuálně zcela čisté, bez jakéhokoliv rušení. Harmonické signály na obr. 5.3a a 5.3b mají maximální výstupní amplitudu. V režimu „sweep“ a „burst“ se druhý kanál využívá pro generování synchronizačního signálu pravoúhlého průběhu, jak je vidět na obr. 5.3c a 5.3d. Na hranách signálu jsou vidět záškuby způsobené tranzientní odezvou digitálního interpolačního filtru v DA převodníku.



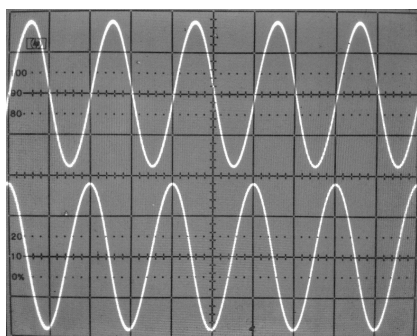
Obrázek 5.2: Fotografie osazené desky ovládacího panelu generátoru

Pro další měření generátoru byl použit audio analyzátor Rohde&Schwarz UPV. Přístroje byly propojeny symetrickým kabelem s XLR konektory a analyzátor měl nastavený vstupní odpor 200 k Ω . Měření probíhalo na kanálu 1 generátoru. Na obrázku 5.4 je zachyceno amplitudové spektrum generovaného signálu o frekvenci 1 kHz při maximální výstupní amplitudě. Je vidět, že kromě vyšších harmonických složek signálu je spektrum poměrně čisté a neobsahuje neharmonické složky. SFDR³⁰ je asi 103 dB. Na obrázcích 5.5 a 5.6 je potom spektrum při výstupní amplitudě snižené o 10 dB, respektive o 20 dB. SFDR je v obou případech asi 115 dB. Při zmenšení amplitudy signálu roste relativní hladina šumového dna a zároveň typicky klesají relativní amplitudy harmonických složek. Zdá se, že DA převodník má při plné amplitudě signálu výrazně větší harmonické zkreslení, než při nižších amplitudách. Ve spektru na obrázku 5.5 jsou výrazné složky o frekvenci 15 kHz a 17 kHz. Jedná se o produkty digitální syntézy signálu vzniklé omezeným rozlišením fáze (viz obr. 2.5). Ukázalo se tedy, že generovaný digitální signál nemá dostatečnou spektrální čistotu a potenciál hardwaru není plně využit.

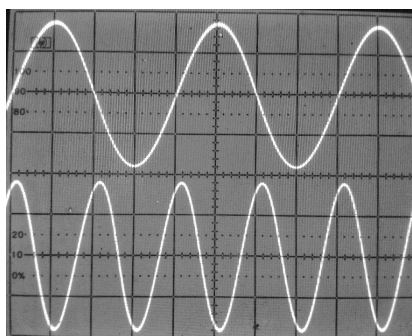
Měření THD a THD+N bylo prováděno při frekvenci 937,5 Hz, protože při této frekvenci nedochází ke zkrácení fáze a ke vzniku rušivých artefaktů vlivem digitální syntézy. Výsledky jsou uvedeny v tabulce 5.1. Měřené frekvenční pásmo bylo 20 Hz–20 kHz. Ze zvolených bodů měření se nejlepších parametrů dosahuje při amplitudě -10 dBFS, kdy je THD = $-117,8$ dB = 0,00013 % a THD + N = $-105,1$ dB = 0,00056 %. Naměřené SNR při maximální výstupní úrovni je $-114,2$ dB.

Dále bylo provedeno měření na jednočinném výstupu generátoru. Na obrázku 5.7 je amplitudové spektrum signálu. Zde se jasně projevuje malá odolnost nesymetrického propojení proti vniku rušení. Ve spektru jsou vidět výrazné složky síťového kmitočtu 50 Hz a jeho vyšších harmonických. Vzhledem k tomuto rušení je třeba brát naměřenou hodnotu THD+N uvedenou v tabulce 5.1 jen jako orientační.

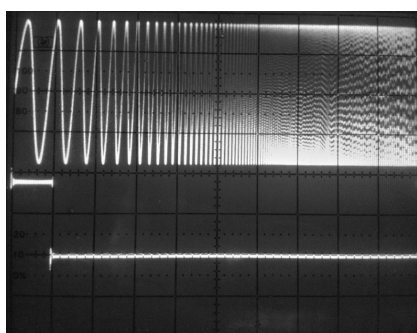
³⁰Spurious-free dynamic range; Jedná se o poměr amplitud fundamentální složky signálu a nejsilnější rušivé složky.



(a) Harmonický signál; kanál 2 má nastavený fázový posun 90° oproti kanálu 1



(b) Harmonický signál; kanál 1 má nastavenou frekvenci 5kHz, kanál 2 10kHz



(c) Logaritmický frekvenční sweep; osciloskop synchronizován pulzem na kanálu 2



(d) Režim burstu; na kanálu 2 se generuje synchronizační obdélníkový signál

Obrázek 5.3: Průběhy výstupního napětí generátoru při různých režimech

Přesnost velikosti amplitudy výstupního signálu závisí zejména na toleranci parametrů DA převodníku a na toleranci součástek ve zdroji napětí 5 V pro převodník a ve výstupních analogových obvodech. Maximální výstupní amplituda byla změřena RMS voltmetrem HP 3403C při frekvenci signálu 1 kHz. Naměřené hodnoty jsou v tabulce 5.2.

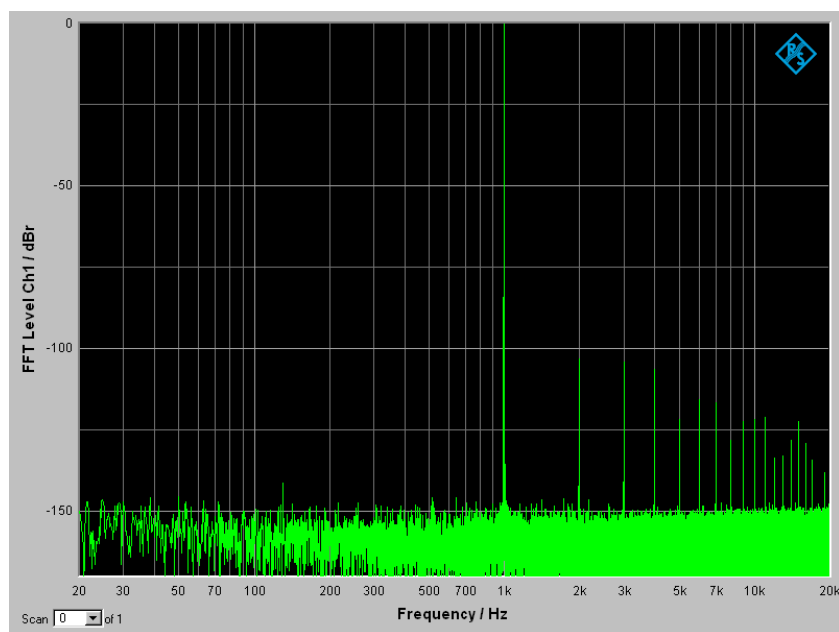
Naměřená amplituda byla stejná u obou výstupních kanálů v celém frekvenčním rozsahu generátoru. Přestože použitý 3,5 místný voltmetr neměl dostatečné rozlišení pro registrování útlumu výstupních obvodů na frekvencích blízkých se 20 kHz, je vidět, že frekvenční charakteristika generátoru je velice plochá.

Dále jsme změřili výstupní stejnosměrný offset, viz tabulka 5.3. U diferenciálních výstupů byl offset měřen jako napětí mezi dvěma symetrickými vodiči³¹. Změřená napětí zvláště na jednočinných výstupech jsou velmi malá a při přímém stejnosměrném propojení s měřeními obvody by offset neměl způsobovat větší problémy.

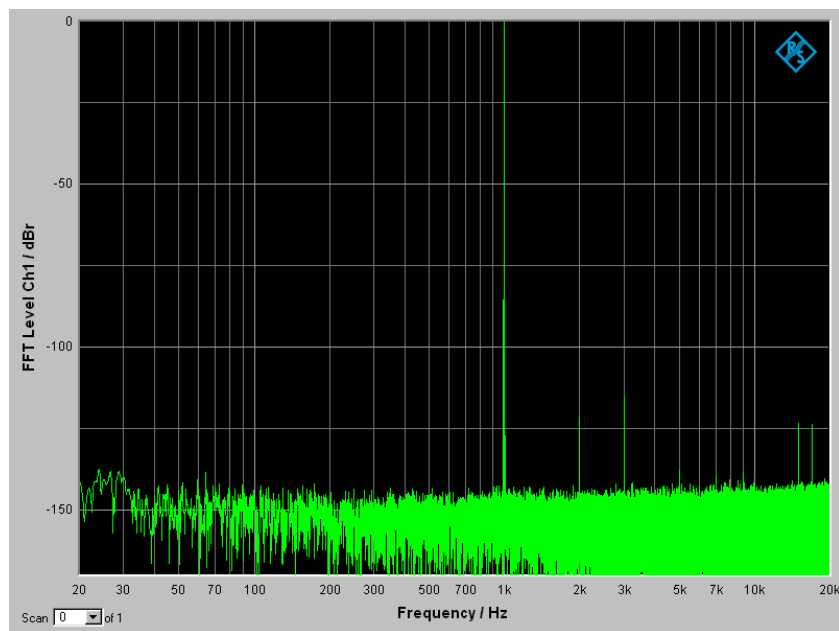
Při napájecím napětí přístroje 7,5 V byl naměřený proudový odběr 0,29 A³². Příkon je tedy asi 2,2 W.

³¹Mezi piny 2 a 3 XLR konektoru.

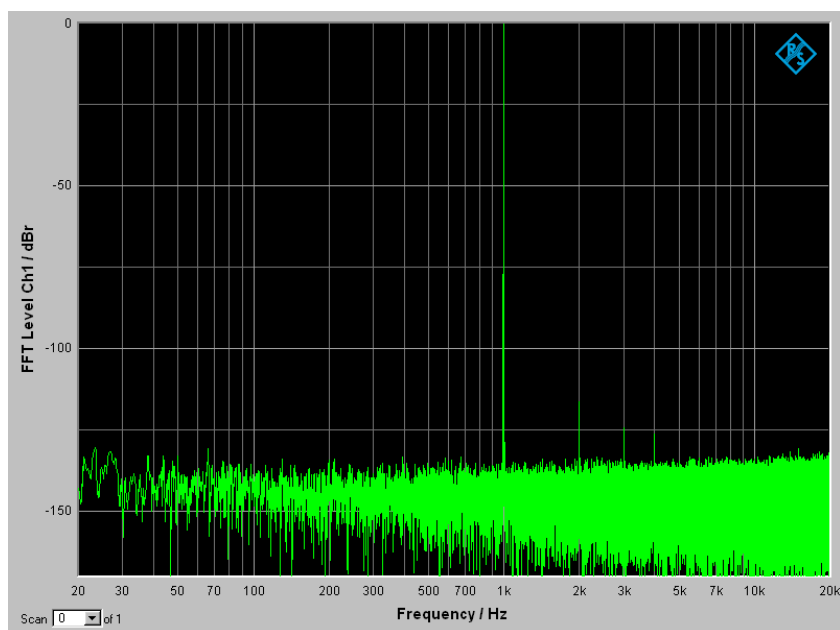
³²Bez zapojeného podsvícení displeje, které by zvýšilo odebíraný proud asi o 250 mA.



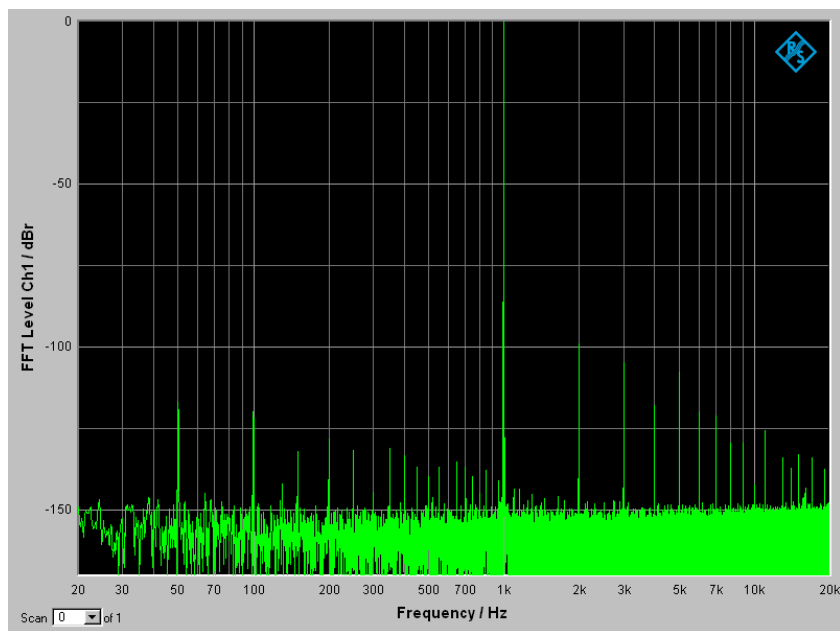
Obrázek 5.4: Amplitudové spektrum generovaného signálu o frekvenci 1 kHz a maximální výstupní amplitudě (0 dBFS)



Obrázek 5.5: Amplitudové spektrum generovaného signálu o frekvenci 1 kHz a amplitudě -10 dBFS



Obrázek 5.6: Amplitudové spektrum generovaného signálu o frekvenci 1 kHz a amplitudě -20 dBFS



Obrázek 5.7: Amplitudové spektrum generovaného signálu o frekvenci 1 kHz a maximální výstupní amplitudě (0 dBFS) měřené na jednočinném výstupu

Tabulka 5.1: Naměřené THD a THD+N při různých amplitudách

Amplituda [dBFS]	Diferenciální výstup		Jednočinný výstup
	THD [dB]	THD+N [dB]	THD+N [dB]
0	-101,0	-100,9	-88,9
-10	-117,8	-105,1	-
-20	-113,4	-95,9	-
-30	-108,7	-86,0	-
-40	-100,5	-76,0	-

Tabulka 5.2: Naměřená maximální amplituda výstupního signálu

Výstup	Výstupní amplituda [V_{rms}]	
	Kanál 1	Kanál 2
jednočinný	2,56	2,56
diferenciální	2,553	2,553

Tabulka 5.3: Naměřený výstupní stejnosměrný offset

Výstup	Výstupní offset [mV]	
	Kanál 1	Kanál 2
jednočinný	0,3	0,5
diferenciální	1,4	1,3

Kapitola 6

Závěr

V této práci jsme se zabývali návrhem signálového generátoru pro použití v audio technice. Důraz byl kladen především na dosažení spektrálně čistého harmonického signálu. Popsali jsme princip přímé digitální syntézy a její softwarovou implementaci v mikrokontroléru. Předvedli jsme vývoj algoritmu syntézy a způsob kontroly spektra generovaného signálu. Dále jsme podrobně popsali návrh hardwaru přístroje – zvolené obvodové řešení a praktickou realizaci přístroje včetně návrhu plošných spojů.

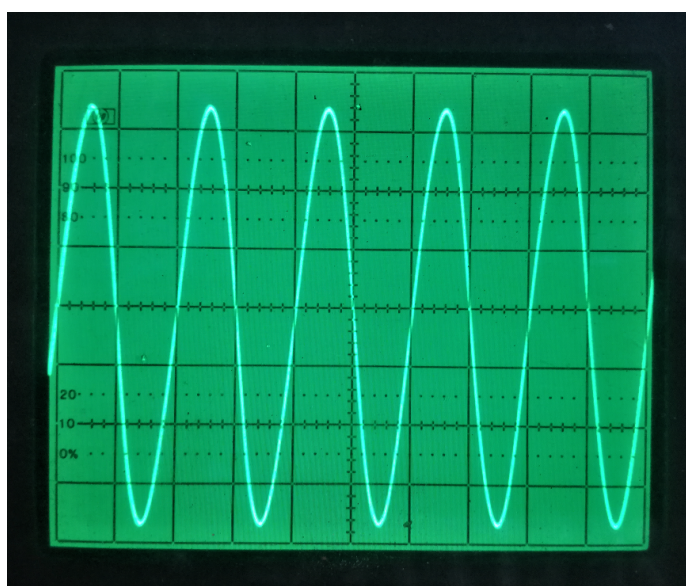
Na začátku práce na tomto projektu, po úvodním seznámení se s problematikou, jsme sestavili jednoduchou pracovní verzi generátoru založenou na univerzální vývojové desce s mikrokontrolérem. Na této základně byla vyvinuta a odzkoušena větší část firmwaru procesoru. Když se ukázalo, že zvolený koncept realizace je použitelný, přistoupili jsme k návrhu finální verze hardwaru, čemuž byla věnována většina času při práci na projektu. Při vývoji byly ve velké míře využívány simulace pro ověření správnosti návrhu dílčích celků obvodu. Vše se muselo povést napoprvé.

Vyrobený vzorek generátoru je plně funkční. Naměřená hodnota $THD + N = -105,1$ dB (při výstupní úrovni -10 dBFS) je srovnatelná s parametry profesionálních audio rozhraní a považujeme ji za velmi dobrý výsledek. Změřená hodnota $SNR = -114,2$ dB (při plné výstupní úrovni) dobře souhlasí s vypočtenou hodnotou. Myslíme si, že dosažené parametry jsou limitovány použitým DA převodníkem a nikoliv navrženou analogovou výstupní částí nebo napájecím systémem. Přístroj je použitelný pro laboratorní práci při vývoji audio techniky.

Při měření výstupního spektra se ukázalo, že implementovaný algoritmus výpočtu funkce \sin negeneruje dostatečně čistý signál. Tento problém by se dal vyřešit jednoduše úpravou firmwaru procesoru. Zajímavé by bylo např. použít fázový dithering pro omezení amplitudy rušivých složek signálu.

Navržený hardware lze nyní využít jako platformu pro testování různých algoritmů syntézy signálu. Přidání další funkcionality, jako např. generování trojúhelníkového nebo pilového signálu, by bylo pouze otázkou úpravy programu.

Projekt považujeme za úspěšný a při práci na něm jsme získali spoustu cenných zkušeností.



Použitá literatura

- [1] Metzler, Bob: *Audio Measurement Handbook*. Audio Precision, 2nd edition 2005.
- [2] Williams, Jim: Max Wien, Mr. Hewlett, and a Rainy Sunday Afternoon. *Analog Circuit Design – Art, Science, and Personalities*. Butterworth-Heinemann, 1991.
- [3] *AN-263 Sine Wave Generation Techniques*. Texas Instruments, SNOA665C, 2013. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/snoa665c/snoa665c.pdf>
- [4] *A Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis*. Analog Devices, 1999. Dostupné z: http://www.analog.com/media/cn/training-seminars/tutorials/450968421DDS_Tutorial_rev12-2-99.pdf
- [5] *Direct Digital Synthesis*. Dostupné z: <http://www.analog.com/en/products/clock-and-timing/direct-digital-synthesis.html>
- [6] Janásek, Vojtěch: *An ultra low distortion oscillator with THD below -140 dB*. Dostupné z: <http://www.janascard.cz/PDF/An%20ultra%20low%20distortion%20oscillator%20with%20THD%20below%20-140%20dB.pdf>
- [7] *Zdrojový kód C knihovny newlib*. Dostupné z: <https://sourceware.org/newlib/>
- [8] Moseley, Niels: *Sin/cos generation using table lookup and interpolation*. 2015. Dostupné z: <https://namoseley.wordpress.com/2015/07/26/sincos-generation-using-table-lookup-and-iterpolation/>
- [9] Muller, Jean-Michel: *Elementary Functions – Algorithms and Implementation*. Boston: Birkhäuser. 2nd edition 2006.
- [10] Kester, Walt: *Converting Oscillator Phase Noise to Time Jitter*. Analog Devices, MT-008. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/training-seminars/tutorials/MT-008.pdf>
- [11] Adams, R.; Nguyen. K. Q.; Sweetland K.: A 113-dB SNR Oversampling DAC with Segmented Noise-Shaped Scrambling. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 33, No. 12, December 1998.
- [12] Kester, Walt (Ed.): *The Data Conversion Handbook*. Newnes, 2004.

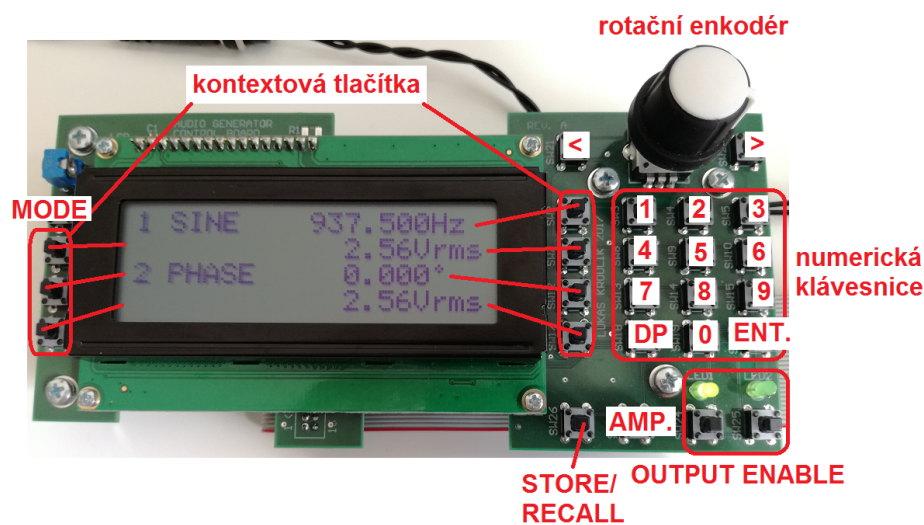
- [13] Jung, Walt (Ed.): *Op Amp Applications Handbook*. Analog Devices, 2005.
- [14] Zumbahlen, Hank (Ed.): *Basic Linear Design*. Analog Devices, 2007.
- [15] *Evaluation Board for CS4398*. Cirrus Logic, CDB4398. Dostupné z: <https://d3uzseaevmutz1.cloudfront.net/pubs/rdDatashet/CDB4398.pdf>
- [16] Karki, Jim: *Active Low-Pass Filter Design*. Texas Instruments, SLOA049B, 2002. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/sloa049b/sloa049b.pdf>
- [17] Kuehl, Thomas: *Using the infinite-gain, MFB filter topology in fully differential active filters*. Texas Instruments, 2009. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/slyt343/slyt343.pdf>
- [18] Karki, James: *Fully-Differential Amplifiers*. Texas Instruments, SLOA054E, 2016. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/sloa054e/sloa054e.pdf>
- [19] Self, Douglas: *Small Signal Audio Design*. Elsevier, 2010.
- [20] Hájek, K.; Sedláček, J.: *Kmitočtové filtry*. Praha: Ben, 2002.
- [21] *3rd order Multiple feedback Low-pass Filter Design Tool*. Dostupné z: <http://sim.okawa-denshi.jp/en/MultipleFB3Lowkeisan.htm>
- [22] Leach, W. M.: *Dr. Leach's Filter Potpourri* Dostupné z: <https://leachlegacy.ece.gatech.edu/ece4435/filtrpot.pdf>
- [23] Green, Steve: *Audio Conversion Systems Noise Calculations and Requirements*. Cirrus Logic, AN263. Dostupné z: <https://d3uzseaevmutz1.cloudfront.net/pubs/appNote/AN263REV1.pdf>
- [24] Motchenbacher, C. D.; Connelly, J. A.: *Low-noise Electronic System Design*. John Wiley & Sons, 1993.
- [25] Steffes, Michael: *Noise Analysis for High-Speed Op Amps*. Texas Instruments, SBOA066A, 2005. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/sboa066a/sboa066a.pdf>
- [26] Steffes, Michael: *Design Methodology for MFB Filters in ADC Interface Applications*. Texas Instruments, SBOA114, 2006. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/sboa114/sboa114.pdf>
- [27] Dostál, Jiří: *Operational Amplifiers*. New York: Elsevier, 1981.
- [28] Starič, P.; Margan, E.: *Wideband Amplifiers*. Dordrecht: Springer, Reprint 2015.
- [29] Bateman, Cyril.: Capacitor Sound?. *Electronics World*, July 2002 – November 2002.
- [30] *USB-Powered Bipolar Supply*. Maxim Integrated, Application Note 4434, 2009. Dostupné z: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/4434>

- [31] Fortunato, Mark: *Successful PCB Grounding with Mixed-Signal Chips – Follow the Path of Least Impedance*. Maxim Integrated, Tutorial 5450. Dostupné z: <https://www.maximintegrated.com/en/app-notes/index.mvp/id/5450#>
- [32] Johnson, H. W.; Graham, M.: *High-Speed Digital Design – A Handbook of Black Magic* New Jersey: Prentice Hall, 1993.

Příloha A

Popis ovládacího rozhraní generátoru

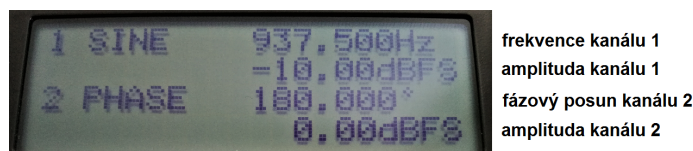
Na obrázku A.1 je deska ovládacího panelu generátoru s popisem ovládacích prvků.



Obrázek A.1: Popis ovládacích prvků generátoru

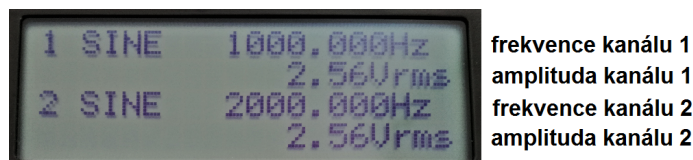
Po připojení napájení je přístroj okamžitě připraven k činnosti. Tlačítkem „MODE“ se cyklicky přepínají čtyři pracovní režimy generátoru. Tlačítka na levé a pravé straně displeje fungují jako kontextová. Stisknutím tlačítka se přejde do režimu editace parametru, který je vedle tohoto tlačítka zobrazen na displeji. Hodnota parametru se může měnit otáčením rotačního enkodéru ve spojení s tlačítky „vlevo“ a „vpravo“, kterými se mění pozice kurzoru označujícího právě editovaný číselný řád parametru. Novou hodnotu parametru lze zadat také na numerické klávesnici a je potřeba ji potvrdit tlačítkem „ENT.“. Tlačítko „DP“ vkládá desetinnou čárku. Při zadávání nové hodnoty parametru generátor kontroluje, zda je hodnota v dovoleném rozsahu.

V režimu 1 (viz obr. A.2) se generují dva harmonické signály stejné frekvence s nastavitelným vzájemným fázovým posunem v rozsahu $0^\circ - 359,999^\circ$. Amplituda se dá nastavit nezávisle pro oba kanály.



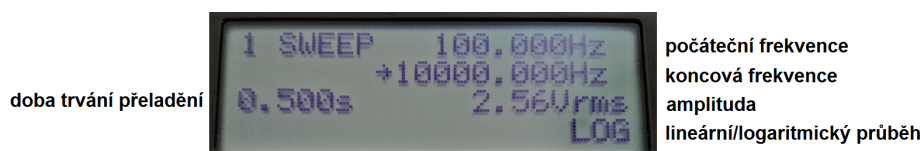
Obrázek A.2: Zobrazení displeje v režimu 1

V režimu 2 (viz obr. A.3) se generují dva harmonické signály o nezávisle nastavitelné frekvenci a amplitudě.



Obrázek A.3: Zobrazení displeje v režimu 2

V režimu 3 (viz obr. A.4) se na kanálu 1 generuje frekvenční sweep. Nastavuje se počáteční a koncová frekvence přeladění, doba trvání přeladění v rozsahu 0,001 s – 9,999 s a průběh, který může být lineární nebo logaritmický. Na kanálu 2 se generuje kladný synchronizační impulz o délce 10 ms. Pokud je nastavena doba sweepu kratší než 20 ms, délka synchronizačního impulzu je rovna polovině této doby.

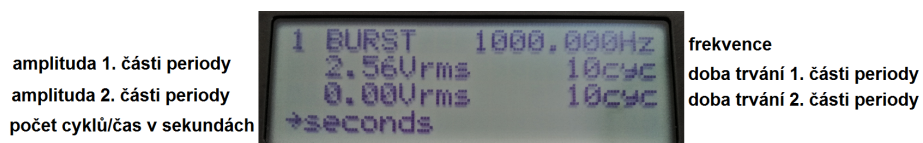


Obrázek A.4: Zobrazení displeje v režimu 3

V režimu 4 (viz obr. A.5) se na kanálu 1 generuje burst harmonického signálu o nastavitelné frekvenci. Perioda celkového signálu je rozdělena na dvě části, u kterých se dá nastavit jejich délka a amplituda signálu. Délka části periody se může nastavovat v sekundách nebo po přepnutí režimu v počtu cyklů harmonického signálu. Na kanálu 2 se generuje pravoúhlý signál, jehož logická úroveň indikuje právě generovanou část periody.

Výstupní frekvence se ve všech režimech dá nastavit v rozsahu 0,001 Hz – 20 kHz.

Nastavení výstupní amplitudy signálu může být zobrazeno v jednotkách V_{RMS} , V_{PEAK} nebo dBFS, a toto se cyklicky přepíná tlačítkem „AMP.“. Rozsah nastavení amplitudy je 0 – 2,56 V_{RMS} nebo 0 – 3,62 V_{PEAK} resp. –99,99dBFS – 0dBFS. Při editaci nastavení amplitudy v jednotkách dBFS se znaménko automaticky mění na záporné.



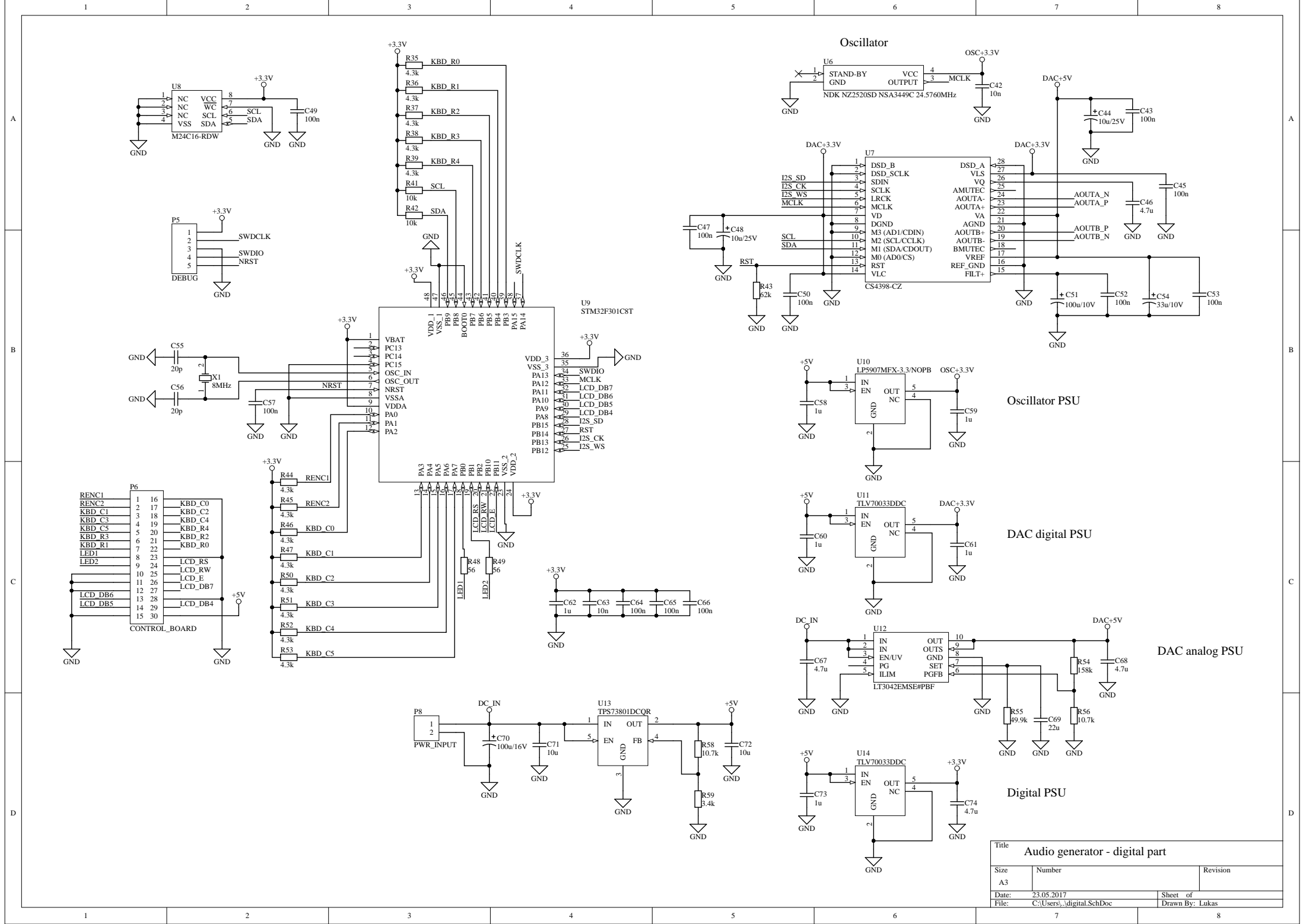
Obrázek A.5: Zobrazení displeje v režimu 4

Tlačítko „STORE/RECALL“ ovládá funkci ukládání nastavení generátoru do EEPROM paměti. Pro uložení nastavení se tlačítko stiskne 2× a na numerické klávesnici se zvolí paměťový slot 0 – 9. Uložené nastavení se vyvolá z paměti obdobně, pouze se tlačítko „STORE/RECALL“ stiskne jednou. Do paměti se ukládá nastavení všech parametrů ve všech režimech zároveň.

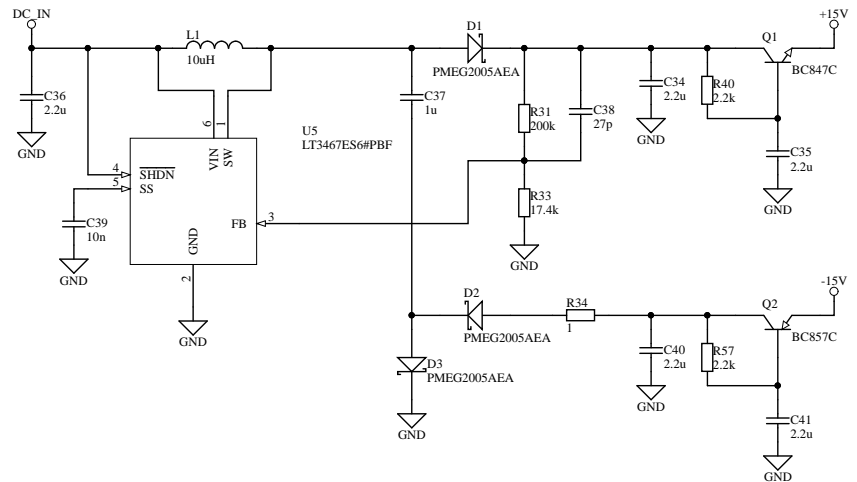
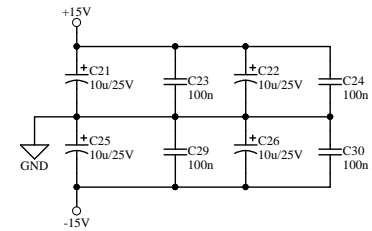
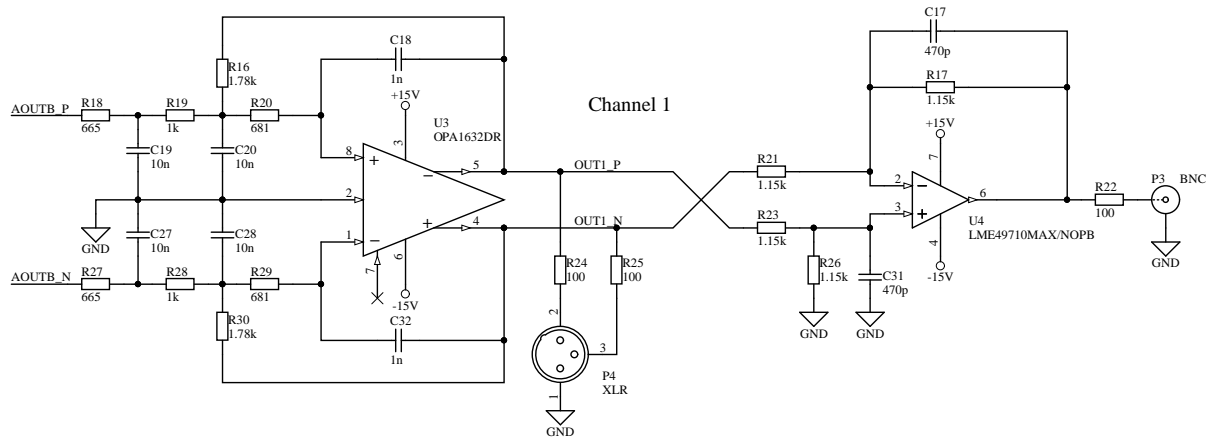
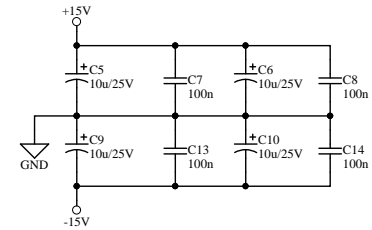
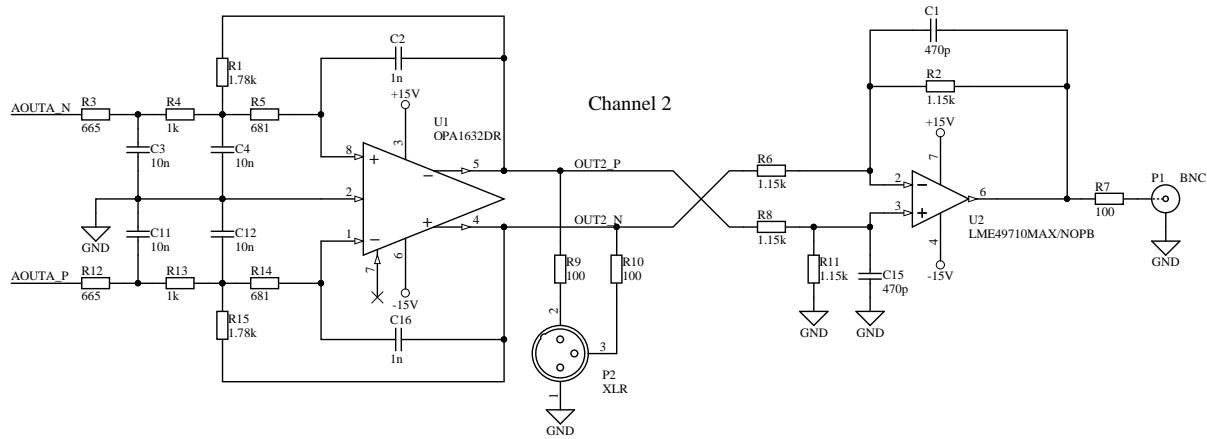
Tlačítka „OUTPUT ENABLE“ zapínají výstupy generátoru, přičemž aktivní výstup je indikován LED kontrolkou. Po zapnutí generátoru jsou oba výstupy vypnuté, ale v okamžiku připojení napájení se na nich objeví krátký přechodový jev.

Příloha B

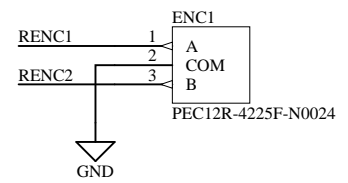
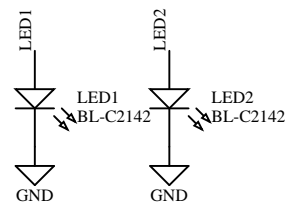
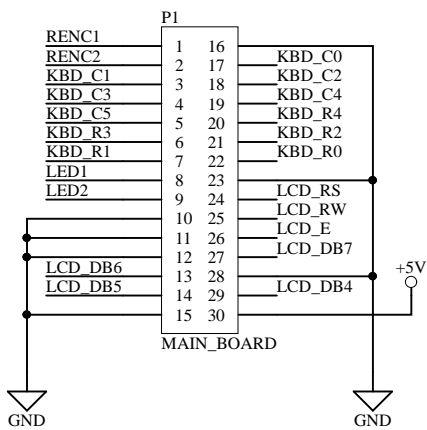
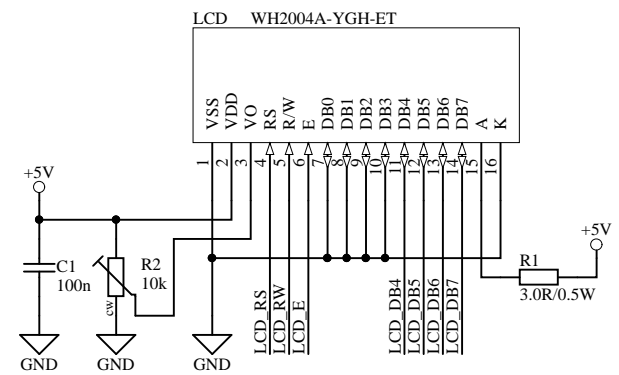
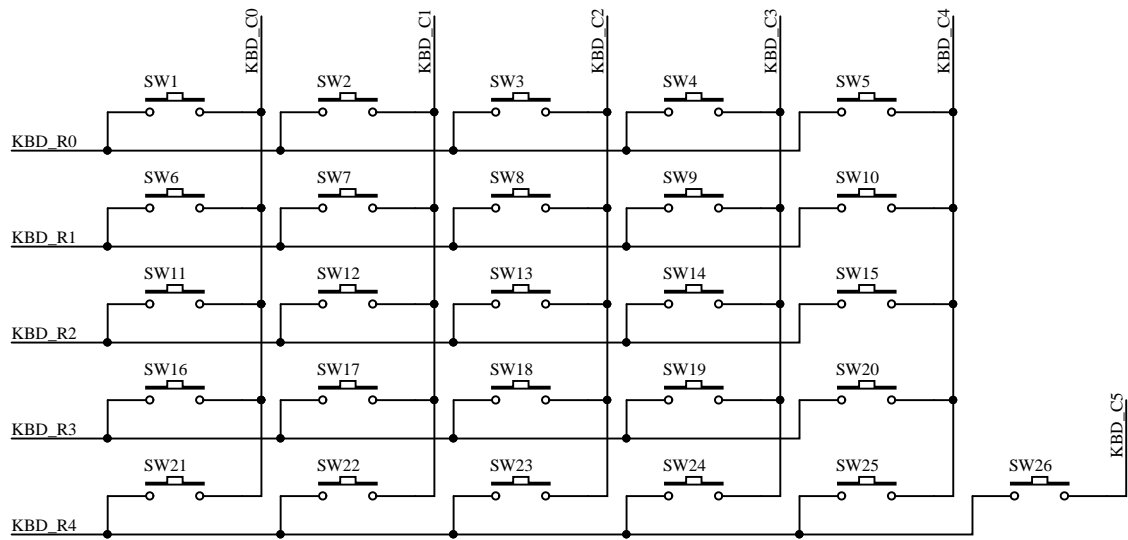
Schéma zapojení generátoru



Title		
Audio generator - digital part		
Size	Number	Revision
A3		
Date:	23.05.2017	Sheet of
File:	C:\Users\...digital.SchDoc	Drawn By: Lukas



Title		
Audio generator - analog part		
Size	Number	Revision
A3		
Date:	23.05.2017	Sheet of
File:	C:\Users\...analog.SchDoc	Drawn By: Lukas



Title		
Audio generator - control panel		
Size	Number	Revision
A4		
Date:	14.05.2017	Sheet of
File:	C:\Users\...\control.SchDoc	Drawn By: Lukas

1

2

3

4

1

2

3

4

Příloha C

Maple skript pro návrh Multiple-Feedback low-pass filtru 3. řádu

```
restart;
with(plots):
printlevel := 0:

# -----

# generovani Butterworth prenosove funkce - zadany maximalni utlum na 20kHz

G0 := -1: # zisk v propustnem pasmu
G_20kHz := -0.05: # zisk na 20kHz

wc := 2 * Pi * fc:
btf := G0 / ((s/wc + 1) * (s^2/wc^2 + s/wc + 1)):

# vypocet minimalni mezni frekvence filtru
fc := fsolve(20*log10(abs(subs(s=2 * Pi * 20000 * I, btf))/abs(G0))
  = G_20kHz, fc=0..1000000);

# uprava prenosove funkce - normovani polynomu ve jmenovateli
b_dnm := collect(denom(btf), s):
b_num := numer(btf) / lcoeff(b_dnm, s); # citatel prenosove funkce
b_dnm := collect(b_dnm / lcoeff(b_dnm, s), s);

# koeficienty polynomu ve jmenovateli
b_c2 := coeff(b_dnm, s, 2):
b_c1 := coeff(b_dnm, s, 1):
b_c0 := coeff(b_dnm, s, 0):

# -----

# reseni obecného tvaru prenosove funkce
```

```

Zc1 := 1/(s*C1):
Zc2 := 1/(s*C2):
Zc3 := 1/(s*C3):

# reseni soustavy obvodovych rovnic
sys := { (u1 - u3)/R1 = u3/Zc1 + (u3 - u4)/R2 ,
          (u3 - u4)/R2 + (u2 - u4)/R4 = u4/Zc2 + u4/R3 , u4/R3 = -u2/Zc3 }:
circuit := solve(sys, {u1, u3, u4}):

tf := solve(circuit[1], u2) / u1:

t_dnm := collect(denom(tf), s):
t_num := numer(tf) / lcoeff(t_dnm, s): # citatel prenosove funkce
t_dnm := collect(t_dnm / lcoeff(t_dnm, s), s):

# koeficienty polynomu ve jmenovateli
t_c2 := coeff(t_dnm, s, 2):
t_c1 := coeff(t_dnm, s, 1):
t_c0 := coeff(t_dnm, s, 0):

# vstupni impedance
Zin := simplify(u1 / ((u1 -
    eval(u3, subs(u2=solve(circuit[1], u2), circuit[2]))
    ) / R1)):

# -----

# sumovy zisk
sys2 := { (Vo-V1)/R4 + (Vn-V1)/R3 = V1/Zc2 + (V1-V2)/R2,
          (V1-V2)/R2 = V2/R1 + V2/Zc1, (Vo-Vn)/Zc3 = (Vn-V1)/R3 }:
Gn := 1/(eval(Vn, solve(sys2, { Vn, V1, V2 })[3]) / Vo):

# zisk pro sum R2
sys3 := { u1/R1 + u1/Zc1 = (u2 - u1 - en)/R2,
          u2/Zc2 + (u2 - u1 - en)/R2 + u2/R3 = (eo - u2)/R4, u2/R3 = -eo/Zc3 }:
circuit := solve(sys3, { u1, u2, eo }):

Gn2 := eval(eo, circuit) / en:

# zisk pro sum R3
sys5 := { u1/R1 + u1/Zc1 = (u2 - u1)/R2,
          u2/Zc2 + (u2 - u1)/R2 + (u2 - en)/R3 = (eo - u2)/R4,
          (u2 - en)/R3 = -eo/Zc3 }:
circuit := solve(sys5, { u1, u2, eo }):

Gn3 := eval(eo, circuit) / en:

# zisk pro sum R4
sys4 := { u1/R1 + u1/Zc1 = (u2 - u1)/R2,
          u2/Zc2 + (u2 - u1)/R2 + u2/R3 = (eo - en - u2)/R4, u2/R3 = -eo/Zc3 }:
circuit := solve(sys4, { u1, u2, eo }):

Gn4 := eval(eo, circuit) / en:

```

```

# -----

# vycet vystupniho sumoveho napeti
en := 1.3e-9: # napetovy sum OZ
i_n := 0.4e-12: # proudovy sum OZ

k := 1.38e-23: # Boltzmannova konstanta
T := 300: # teplota

# vycet sumu rezistoru
eR1 := 4*k*T*R1:
eR2 := 4*k*T*R2:
eR3 := 4*k*T*R3:
eR4 := 4*k*T*R4:

# zatezovaci impedance generatoru sumoveho proudu
par := (x, y) -> (x*y)/(x+y): # operator paralelne

Zn := par(Zc3, (R3 + par(par(R4, Zc2), R2 + par(R1, Zc1)))):

Gn_mag := abs(Gn): # velikost sumoveho zisku
Gi_mag := abs(tf): # velikost invertujiciho zisku
Gn2_mag := abs(Gn2):
Gn3_mag := abs(Gn3):
Gn4_mag := abs(Gn4):

# spektralni hustota vystupniho sumoveho napeti
eo := sqrt( (en*Gn_mag)^2 + (i_n*abs(Zn)*Gn_mag)^2 + eR1*Gi_mag^2
+ eR2*Gn2_mag^2 + eR3*Gn3_mag^2 + eR4*Gn4_mag^2):

# -----

# hodnoty kondenzatoru od 100pF do 100nF v rade E6
C_values := { 100e-12, 150e-12, 220e-12, 330e-12, 470e-12, 680e-12,
1e-9, 1.5e-9, 2.2e-9, 3.3e-9, 4.7e-9, 6.8e-9,
10e-9, 15e-9, 22e-9, 33e-9, 47e-9, 68e-9,
100e-9}:

Zin_min := 1000: # minimalni velikost vstupni impedance na 20kHz
Rout_DAC := 118: # vystupni odpor DACu

start_time := time[real](): # mereni doby vypoctu
results := []: # pole pro uchovani vysledku

for i from 1 to 19 do
  for j from 1 to 19 do
    for k from 1 to 19 do

      sysx := subs(C1=C_values[i], C2=C_values[j], C3=C_values[k],
        { b_num = t_num, b_c2 = t_c2, b_c1 = t_c1, b_c0 = t_c0 });

      # vycet hodnot rezistoru resenim soustavy rovnic
      result := solve(sysx, [ R1, R2, R3, R4 ]):

```

```

# kontrola jednotlivych reseni
for r from 1 to numelems(result) do

  # kontrola, jestli jsou hodnoty rezistoru realna kladna cisla
  if type(eval(R1, result[r]), numeric) = false or
    eval(R1, result[r]) <= 0 or
    type(eval(R2, result[r]), numeric) = false or
    eval(R2, result[r]) <= 0 or
    type(eval(R3, result[r]), numeric) = false or
    eval(R3, result[r]) <= 0 or
    type(eval(R4, result[r]), numeric) = false or
    eval(R4, result[r]) <= 0 then
    next;
  end if;

  # vypocet vystupniho sumoveho napeti
  eo_rms := sqrt(int(
    subs(C1=C_values[i], C2=C_values[j], C3=C_values[k],
      R1=eval(R1, result[r]), R2=eval(R2, result[r]),
      R3=eval(R3, result[r]), R4=eval(R4, result[r]),
      s=2*Pi*I*f, eo^2),
    f=20...40000, numeric)) * 1000000; # [uV rms]

  # kontrola velikosti vstupni impedance na 20kHz
  if abs(subs(C1=C_values[i], C2=C_values[j], C3=C_values[k],
    R1=eval(R1, result[r]) - Rout_DAC, R2=eval(R2, result[r]),
    R3=eval(R3, result[r]), R4=eval(R4, result[r]),
    s=2*Pi*I*20000, Zin)) >= Zin_min then

    # ulozeni vysledku do pole
    results := [op(results), [eo_rms,
      C_values[i], C_values[j], C_values[k],
      round(eval(R1, result[r])), round(eval(R2, result[r])),
      round(eval(R3, result[r])), round(eval(R4, result[r]))
    ]]];
  end if;
end do;

end do;
end do;

# -----

results := sort(results): # seradit vysledky podle sumoveho napeti

pocet_reseni := numelems(results); # pocet nalezenych reseni
doba_vypoctu := time[real]() - start_time; # [s]

results[1..5]; # zobrazit 5 sumove nejlepsich variant

```

Příloha D

Maple skript pro návrh diferenčního zesilovače

```
restart;
with(plots):

# -----

# vypočet sumu diferenčního zesilovače

en := 2.45e-9 * sqrt(1 + 100/f): # napetový sum OZ
i_n := 1.5e-12 * sqrt(1 + 40/f): # proudový sum OZ

# zobrazení spektrální hustoty sumu pro srovnání s datasheetem
loglogplot(en * 1e9, f=1..100000, y=1..100, gridlines,
  tickmarks=[default, 20]):
loglogplot(i_n * 1e12, f=1..100000, y=1..100, gridlines,
  tickmarks=[default, 20]):

k := 1.38e-23: # Boltzmannova konstanta
T := 300: # teplota

# spektrální hustota výstupního sumového napětí
eo := sqrt(4*en^2 + 2*R^2*i_n^2 + 16*k*T*R):

# vypočet integrovaného sumového napětí
eo_rms := sqrt(int(eo^2, f=10..20000, numeric)): # [uV rms]

# integrované sumové napětí pro R=10000hm
subs(R=1000, eo_rms) * 1000000;

# -----

SNR_DAC := 117; # nevázaná hodnota z datasheetu
sig_rms := 2.369: # maximální amplituda výstupního signálu DACu

# vypočet sumového napětí DACu
en_DAC := evalf(sig_rms / 10^(SNR_DAC/20)):
```

62PŘÍLOHA D. MAPLE SKRIPT PRO NÁVRH DIFERENČNÍHO ZESILOVAČE

```
en_filter := 2.55e-6: # sumove napeti filtru (ze SPICE simulace)
en_diffamp := eo_rms:

# vypocet SNR kombinace DACu a filtru
en_DAC_filter := sqrt(en_DAC^2 + en_filter^2):
SNR_DAC_filter := 20*log10(sig_rms / en_DAC_filter);

# vypocet SNR kombinace DACu, filtru a diferencniho zesilovace
en_DAC_filter_diffamp := sqrt(en_DAC^2 + en_filter^2 + en_diffamp^2):
SNR_DAC_filter_diffamp := 20*log10(sig_rms / en_DAC_filter_diffamp):
# degradace SNR vlivem diferencniho zesilovace
diffamp_deg := SNR_DAC_filter - SNR_DAC_filter_diffamp:

# vypocet parametru pro zadany odpor R_
R_ := 1150;
evalf(subs(R=R_, en_diffamp)*1000000); # vystupni sumove napeti
SNR_DAC_filter_diffamp_ = evalf(subs(R=R_, SNR_DAC_filter_diffamp));
diffamp_degradace = evalf(subs(R=R_, diffamp_deg));

# vypocet odporu pro maximalni pripustnou degradaci SNR
fsolve(diffamp_deg = 0.5, R);

# zobrazeni zavislosti degradace SNR na odporu R
plot(diffamp_deg, R=100...10000):

# -----

# prenosova funkce lowpass filtru 3. radu

C1 := 10e-9:
C2 := 10e-9:
C3 := 1e-9:

R1 := 783:
R2 := 1000:
R3 := 681:
R4 := 1780:

Zc1 := 1/(s*C1):
Zc2 := 1/(s*C2):
Zc3 := 1/(s*C3):

sys := { (u1 - u3)/R1 = u3/Zc1 + (u3 - u4)/R2 ,
          (u3 - u4)/R2 + (u2 - u4)/R4 = u4/Zc2 + u4/R3 , u4/R3 = -u2/Zc3 }:
circuit := solve(sys, {u1, u3, u4}):

tf := solve(circuit[1], u2) / u1:

# prenosova funkce lowpass filtru 1. radu

lptf := 1/(1 + s*R*C):

# parametry diferencniho zesilovace
R := 1150;
```



```
C := 470e-12;  
  
# utlum kaskady filtru na 20kHz  
20*log10(abs(subs(s=2*Pi*I*20000, tf*lpf)));
```