

# **Mikropočítačový systém pro měření frekvenční charakteristiky**

Bc. Petr Lukašík

---

Diplomová práce  
2014



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně  
Fakulta aplikované informatiky

---

**Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně**

**Fakulta aplikované informatiky**

akademický rok: 2013/2014

## **ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE**

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Petr Lukašík**  
Osobní číslo: **A12406**  
Studijní program: **N3902 Inženýrská informatika**  
Studijní obor: **Automatické řízení a informatika**  
Forma studia: **prezenční**

Téma práce: **Mikropočítačový systém pro měření frekvenční charakteristiky**

Zásady pro vypracování:

1. Prostudujte problematiku měření frekvenčních charakteristik a číslicového zpracování signálů.
2. Zvolte pro daný účel vhodný typ mikropočítače.
3. Provedte hardwarový návrh měřicího systému složeného z generátoru tónů a vyhodnocovací jednotky v akustickém pásmu.
4. Realizujte prototyp zařízení a ověřte jeho funkci.
5. Vyhodnoťte základní charakteristiky měřicího systému.

Rozsah diplomové práce:

Rozsah příloh:

Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**

Seznam odborné literatury:

1. **BRTNÍK, Bohumil a David MATOUŠEK.** Algoritmy číslicového zpracování signálů. 1. vyd. Praha: BEN – technická literatura, 2011. ISBN 978-80-7300-400-2.
2. **JURÁNEK, Antonín a Miroslav HRABOVSKÝ.** EAGLE pro začátečníky /: uživatelská a referenční příručka :. 2. vydání. Praha: BEN – technická literatura, 191 s. ISBN 80-730-0213-2.
3. **MANN, Burkhard.** C pro mikrokontroléry: ANSI-C, kompilátory C, spojovací programy – linkery, práce s ATMEL AVR a MSC-51, příklady programování v jazyce C, nástroje pro programování, tipy a triky. Vyd. 1. Praha: BEN, 2003, 279 s. ISBN 80-730-0077-6.
4. **PUNČOCHÁŘ, Josef.** Operační zesilovače v elektronice. 5. vyd. Praha, 2002, 495 s. ISBN 80-730-0059-8.
5. **ING. SMETANA, CSC., Ctirad.** Praktická elektroakustika. 1. vyd. Bratislava: SNTL, 1981.
6. **MC9S08AC60: HCS08 Microcontrollers.** [online]. s. 350 [cit. 2014-02-02]. Dostupné z: <http://www.freescale.com>

Vedoucí diplomové práce:

**Ing. Petr Dostálek, Ph.D.**

Ústav automatizace a řídicí techniky

Datum zadání diplomové práce:

**7. března 2014**

Termín odevzdání diplomové práce:

**11. června 2014**

Ve Zlíně dne 7. března 2014

prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.  
*děkan*



prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.  
*ředitel ústavu*

**Prohlašuji, že**

- beru na vědomí, že odevzdáním diplomové práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1998 Sb. o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších právních předpisů, bez ohledu na výsledek obhajoby;
- beru na vědomí, že diplomová práce bude uložena v elektronické podobě v univerzitním informačním systému dostupná k prezenčnímu nahlédnutí, že jeden výtisk diplomové práce bude uložen v příruční knihovně Fakulty aplikované informatiky Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně a jeden výtisk bude uložen u vedoucího práce;
- byl/a jsem seznámen/a s tím, že na moji diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon) ve znění pozdějších právních předpisů, zejm. § 35 odst. 3;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 1 autorského zákona má UTB ve Zlíně právo na uzavření licenční smlouvy o užití školního díla v rozsahu § 12 odst. 4 autorského zákona;
- beru na vědomí, že podle § 60 odst. 2 a 3 autorského zákona mohu užít své dílo – diplomovou práci nebo poskytnout licenci k jejímu využití jen s předchozím písemným souhlasem Univerzity Tomáše Bati ve Zlíně, která je oprávněna v takovém případě ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které byly Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše);
- beru na vědomí, že pokud bylo k vypracování diplomové práce využito softwaru poskytnutého Univerzitou Tomáše Bati ve Zlíně nebo jinými subjekty pouze ke studijním a výzkumným účelům (tedy pouze k nekomerčnímu využití), nelze výsledky diplomové práce využít ke komerčním účelům;
- beru na vědomí, že pokud je výstupem diplomové práce jakýkoliv softwarový produkt, považují se za součást práce rovněž i zdrojové kódy, popř. soubory, ze kterých se projekt skládá. Neodevzdání této součásti může být důvodem k neobhájení práce.

**Prohlašuji,**

- že jsem na diplomové práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval. V případě publikace výsledků budu uveden jako spoluautor.
- Že odevzdaná verze diplomové práce a verze elektronická nahraná do IS/STAG jsou totožné.

Ve Zlíně

.....  
podpis diplomanta



## **ABSTRAKT**

Cílem diplomové práce je návrh a realizace systému pro automatické měření amplitudové frekvenční charakteristiky v akustickém pásmu. Systém se skládá z galvanicky odděleného číslicově řízeného generátoru harmonických tónů a analyzátoru. Pro analýzu frekvenčního spektra signálu je využita diskrétní Fourierova transformace. Výpočty jsou provedeny mikropočítačem s 32 bitovým jádrem ARM Cortex M0. Vstupní a výstupní měřicí rozsahy analyzátoru a generátoru je možno uživatelsky měnit. Naměřené charakteristiky jsou zobrazovány na barevném grafickém TFT displeji. Pro další zpracování výsledků měření je možné data exportovat do počítače přes USB port a vizualizovat ve vytvořené aplikaci.

Klíčová slova:

Analogově/číslíkový převodník, analyzátor, diskrétní Fourierova transformace, frekvenční charakteristika, generátor tónů, mikropočítač.

## **ABSTRACT**

The aim of the thesis is to design and realization a system for automatic measuring the amplitude frequency characteristic in the acoustic band. The system consists of a galvanically isolated digitally controlled tone generator and an analyzer. For the analysis of frequency spectrum of the signal is used discrete Fourier transform. Calculations are performed by a microcomputer with 32-bit ARM Cortex M0 core. Input and output measurement ranges of the analyzer and generator can be changed by the user. Measured characteristics are displayed on the TFT color display. For further processing of the measured data is possible to export the data to a computer via the USB port and visualize them in the created application.

Keywords:

Analog-to-digital converter, analyzer, discrete Fourier transform, frequency characteristics, tone generator, microcontroller.

Rád bych poděkoval vedoucímu mé diplomové práce panu Ing. Petru Dostálkovi, Ph.D za cenné rady při tvorbě této práce. Dále bych chtěl poděkovat mým rodičům za podporu při studiu.

# OBSAH

<b>ÚVOD.....</b>	<b>9</b>
<b>I    TEORETICKÁ ČÁST .....</b>	<b>11</b>
<b>1    ČÍSLICOVÉ ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ .....</b>	<b>12</b>
1.1    AD PŘEVODNÍK .....	12
1.1.1    Základní vlastnosti AD převodníku .....	12
1.2    DA PŘEVODNÍK .....	14
<b>2    FOURIEROVA TRANSFORMACE.....</b>	<b>17</b>
2.1    FOURIEROVA TRANSFORMACE PRO SPOJITÝ SIGNÁL .....	17
2.2    DISKRÉTNÍ FOURIEROVA TRANSFORMACE.....	18
<b>3    SYSTÉMY DOSTUPNÉ NA TRHU.....</b>	<b>23</b>
3.1    NI AUDIOMASTER FOR ANALOG AUDIO.....	23
3.2    U8903A AUDIO ANALYZER .....	25
3.3    R&S® UPV AUDIO ANALYZER .....	26
<b>4    POUŽITÝ HARDWARE.....</b>	<b>27</b>
4.1    MCU MKL25Z128VLK4 .....	27
4.2    VÝVOJOVÁ PLATFORMA FRDM-KL25Z .....	28
4.3    MCU MC9S08AC60 .....	29
4.4    NAPĚŤOVÉ REFERENCE.....	30
4.4.1    Paralelní.....	30
4.4.2    Sériová.....	30
4.5    ANALOGOVÉ PŘEPÍNAČE .....	31
4.5.1    DG408 [17] .....	31
4.5.2    HCF4051 [19] .....	32
4.6    DA PŘEVODNÍK TLC7524.....	32
4.7    DISPLEJ HY32D .....	33
4.7.1    Převodník PL-2303 .....	33
<b>5    NÁVRH ANTIALIASING FILTRU.....</b>	<b>34</b>
<b>II   PRAKTICKÁ ČÁST .....</b>	<b>36</b>
<b>6    KONCEPCE SYSTÉMU .....</b>	<b>37</b>
<b>7    HARDWAROVÝ NÁVRH.....</b>	<b>38</b>
7.1    GENERÁTOR KMITOČTŮ.....	38
7.2    ANALYZÁTOR.....	41
7.3    ZPROSTŘEDKOVÁNÍ DATOVÉ KOMUNIKACE.....	47
<b>8    SOFTWAREOVÝ NÁVRH .....</b>	<b>49</b>

8.1	SW PRO GENERÁTOR TÓNU .....	49
8.2	SW PRO ANALYZÁTOR .....	52
8.2.1	Struktura měřicího algoritmu .....	53
8.2.2	Komunikace s PC .....	53
8.3	SW PRO PC .....	55
8.4	OVLÁDÁNÍ MĚŘICÍHO SYSTÉMU .....	56
8.4.1	Režim "FREQUENCY CHAR." .....	57
8.4.2	Režim "TONE GENERATOR" .....	59
<b>9</b>	<b>OVĚŘENÍ SYSTÉMU .....</b>	<b>60</b>
9.1	OVĚŘENÍ GENERÁTORU .....	60
9.2	OVĚŘENÍ ANALYZÁTORU .....	62
<b>10</b>	<b>PRAKTICKÁ APLIKACE MĚŘICÍHO SYSTÉMU.....</b>	<b>66</b>
10.1	RC ČLÁNEK .....	66
10.2	RLC REZONANČNÍ OBVOD .....	67
	<b>ZÁVĚR.....</b>	<b>68</b>
	<b>SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY .....</b>	<b>70</b>
	<b>SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK .....</b>	<b>73</b>
	<b>SEZNAM OBRÁZKŮ .....</b>	<b>74</b>
	<b>SEZNAM TABULEK.....</b>	<b>77</b>
	<b>SEZNAM PŘÍLOH.....</b>	<b>78</b>

## ÚVOD

V dnešním světě plném digitálních technologií se velmi často zapomíná na analogovou techniku a její nenahraditelnou úlohu v mnoha průmyslových i komerčních odvětvích. Toto se mimo jiné týká nízkofrekvenčních akustických pásem. Velká část elektrotechnických a elektronických prvků vykazuje odlišné chování v závislosti na kmitočtu procházejícího signálu. Jedním ze základních parametrů je zesílení nebo zeslabení procházejícího signálu. Pro analýzu takovýchto prvků je tedy nutné měření amplitudové frekvenční charakteristiky, tj. závislosti velikosti amplitudy na frekvenci.

Manuální měření amplitudy na jednotlivých frekvencích je možné provést pomocí generátoru tónů a milivoltmetru. Takové měření je však velmi zdoluhavé, zvláště pak při větším počtu analyzovaných frekvencí. Náklady na pořízení přesného generátoru a milivoltmetru nejsou levnou záležitostí. Cena profesionálních automatizovaných přístrojů je také velmi vysoká a pohybuje se v řádech stovek tisíc korun. Cílem této práce je vyvinout měřicí systém pro automatické měření, který je tvořen z běžně dostupných součástek. Systém nabízí srovnatelnou přesnost s manuálním měřením za podstatně nižší cenu a výrazně lepším uživatelským komfortem.

Problematika je rozdělena na dvě hlavní oblasti, kterými jsou generování harmonického tónu na vstupu měřeného objektu a analyzátor, který vyhodnocuje amplitudu po průchodu objektem. Zobrazení naměřených dat zabezpečuje barevný TFT displej. Pro archivaci dat systém umožňuje export dat do PC.

Měření je řízeno dvěma mikropočítači (MCU). Jedno MCU je určeno pro generátor, který vytváří analogový signál pomocí DA převodníku. Druhý MCU obstarává analýzu amplitudy za měřeným objektem. Je tedy nutné signál s dostatečně velkou rychlostí a přesností vzorkovat a dále zpracovávat. Systém též obsahuje prvky pro impedanční přizpůsobení a to jak výstupu z generátoru, tak vstupu analyzátoru. Systém umožňuje nastavení pracovního bodu měření. Výstupní napětí generátoru je možné měnit od efektivního napětí  $100\text{ mV}$  až  $5\text{ V}$ . Také vstupní citlivost analyzátoru je nastavitelná. Rozsah citlivosti je od  $50\text{ mV}$  až  $5\text{ V}$ .

Oblastí využití může být například měření pasivních článků tvořených kmitočtově závislými prvky – kapacitami a indukčnostmi. Je také možno měřit aktivní prvky tvořeny například operačními zesilovači. Systém je navržen tak, aby bylo možné měření

amplitudové frekvenční charakteristiky reprosoustav bez nutnosti využití externího zesilovače. Výstup z generátoru je dimenzován až pro zátěž s minimální impedancí  $Z \geq 4 \Omega$ , což postačuje převážné většině reprosoustav. Podmínkou je však připojení mikrofonu se předzesilovačem.

## **I. TEORETICKÁ ČÁST**

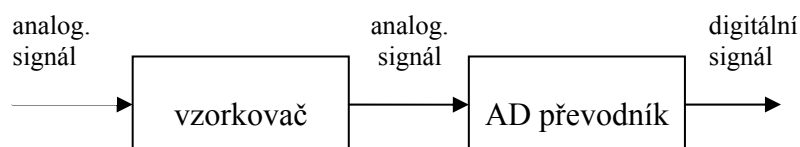


## 1 ČÍSLICOVÉ ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ

Analogové signály jsou obecně považovány za časově a amplitudově spojité. Zjednodušeně lze říct, že každý sledovaný časový interval obsahuje nekonečně mnoho informací o amplitudě. Pro číslicové zpracování je však nutné signál omezit na konečný počet vzorků a velikost amplitudy musí být omezena na úroveň z určitého rozsahu hodnot. Takovýmto omezením dochází ke ztrátě původní informace, po kterém nelze původní signál plně rekonstruovat. Vzorkovaný a kvantovaný signál je však možné zpracovávat například v MCU. Pro převod analogového na číslicový signál slouží analogově-digitální převodníky – ADC (Analog-to-Digital Converter) a pro převod číslicového na analogový signál slouží DAC převodníky – DAC (Digital-to-Analog Converter).

### 1.1 AD převodník

Základní obecná struktura je zobrazená na obr. 1-1. Nejprve je nutné odebrat vzorek signálu pomocí vzorkovače, který odebere v přesně definovaném okamžiku vzorek analogového signálu. Hodnotu tohoto vzorku pak udržuje na svém výstupu až do okamžiku nové vzorkovací periody. Pro korektní převod je nutné, aby po celou dobu převodu bylo na vstupu AD převodníku stejné napětí. Vzorkovač je v drtivé většině integrován v jednom obvodu spolu s AD převodníkem. Základními parametry AD převodníku je jeho rozlišení a rychlost převodu. Běžně vyráběné ADC mají rozlišení 8 až 32 bitů.



Obr. 1-1: Doprovodné obvody AD převodníku

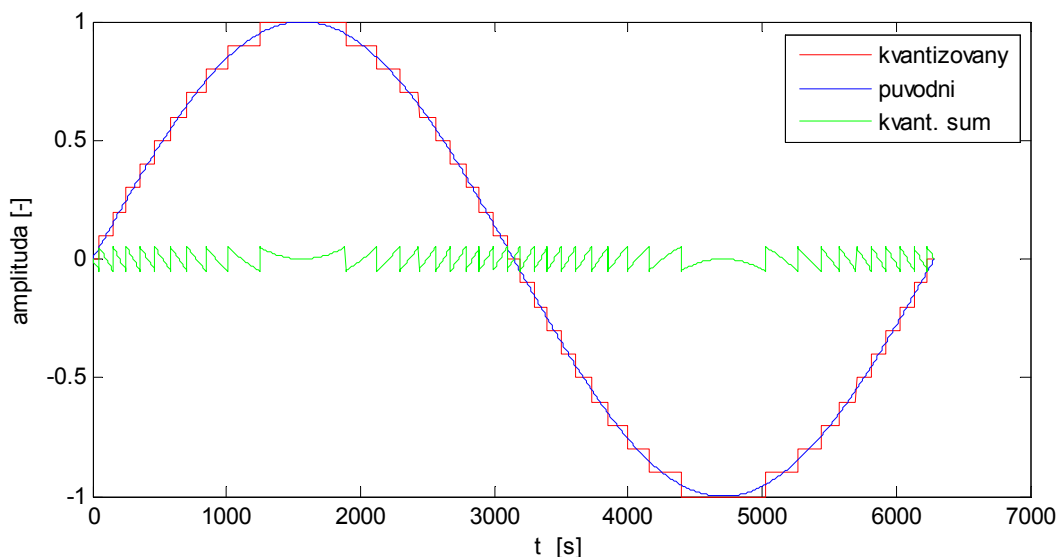
#### 1.1.1 Základní vlastnosti AD převodníku

##### Rozlišovací schopnost

Měřicí rozsah AD převodníku je rozdělen na intervaly neboli kvantizační úrovně. Jejich počet je dán bitovou hloubkou převodníku. Např. 8 bitový převodník má  $2^8 = 256$  kvantizačních úrovní, 16 bitový  $2^{16} = 65536$  atd. Odchylka vzniklá kvantizací původního signálu se nazývá kvantizační šum. Na obr. 1-2 je zobrazen princip kvantování analogového signálu. Zeleně vyznačený průběh představuje odchylku původní a

kvantované úrovně. Velikost kvantizační chyby může dosahovat maximálně  $\pm Q/2$  (poloviny rozlišovací úrovně). Rovnice (1.1) popisuje vztah pro výpočet  $Q$  [4] [5].

$$Q = \frac{1}{2^n - 1} \quad (1.1)$$



Obr. 1-2: Princip kvantování analogového signálu

*Pozn.: Skript pro vytvoření obr. 1-2 je součástí CD přílohy*

### Rychlost převodníku

Tento parametr udává čas, za který je možné udělat jeden převod na číslicový signál. Celkový čas je dán dobou odebrání vzorku a dobou vlastního převodu.

### Integrace (vliv apertury)

Chyba vzniklá vlivem integrace je dána tím, že není vzorek signálu odebrán v nekonečně krátkém časovém intervalu, ale je získán jako průměr hodnot za dobu odbírání vzorku.

### Jitter

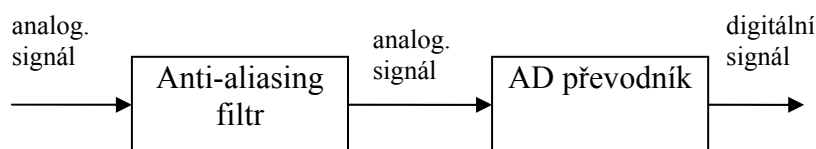
Tato chyba vzniká odchylkami okamžiku vzorkování od přesného časování vzorků.

### Aliasing

Neboli podvzorkování, vzniká pomalým vzorkováním signálu. Vlivem tohoto jevu je zkreslen kmitočet původního signálu. Pro zabránění tohoto jevu je nutné zvolit frekvenci vzorkování  $f_{SAMP}$  alespoň dvakrát větší než je maximální možná frekvence signálu  $f_{SIG\_MAX}$  - viz rovnice (1.2).

$$f_{SAMP} = 2 \cdot f_{SIG\_MAX} \quad (1.2)$$

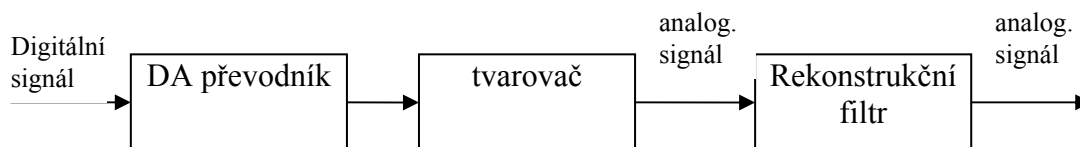
Vztah (1.2) je také nazýván Shannon – Kotelníkův teorém.  $f_{SIG\_MAX}$  je nazýván Nyquistův kmitočet. Pro odstranění tohoto jevu se před ADC vkládá anti-aliasing filtr (viz obr. 1-3), který odstraňuje všechny kmitočty nad  $f_{SIG\_MAX}$ . Jedná se zpravidla o analogový filtr typu dolní propust [5] [13].



Obr. 1-3: Anti-aliasing filtr

### 1.2 DA převodník

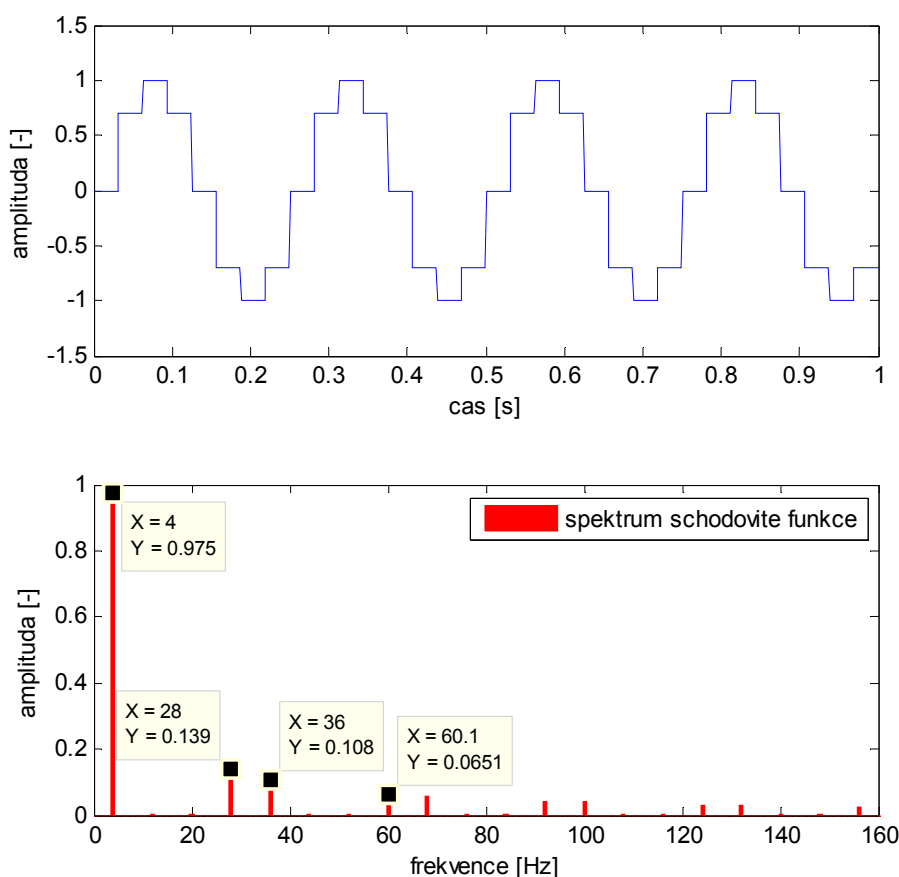
Základní doprovodné obvody k DAC jsou zobrazeny na obr. 1-4. Číslicový signál je převeden na analogovou hodnotu. Tato hodnota je poté držena tvarovačem po celou dobu periody vzorkování. Zpravidla je tvarovač integrován spolu s DA převodníkem. Jelikož je za tvarovačem schodovité analogové napětí, je možné přidat rekonstrukční filtr, který vyhladí průběh analogového napětí. Prakticky je realizován jako analogový filtr typu dolní propust.



Obr. 1-4: Doprovodné obvody AD převodníku

Schodovitá výstupní funkce je také zdrojem vyšších harmonických složek, které se přidávají k užitečnému požadovanému výstupnímu signálu. Kmitočty těchto parazitních harmonických složek jsou úměrné vzorkovací frekvenci [2].

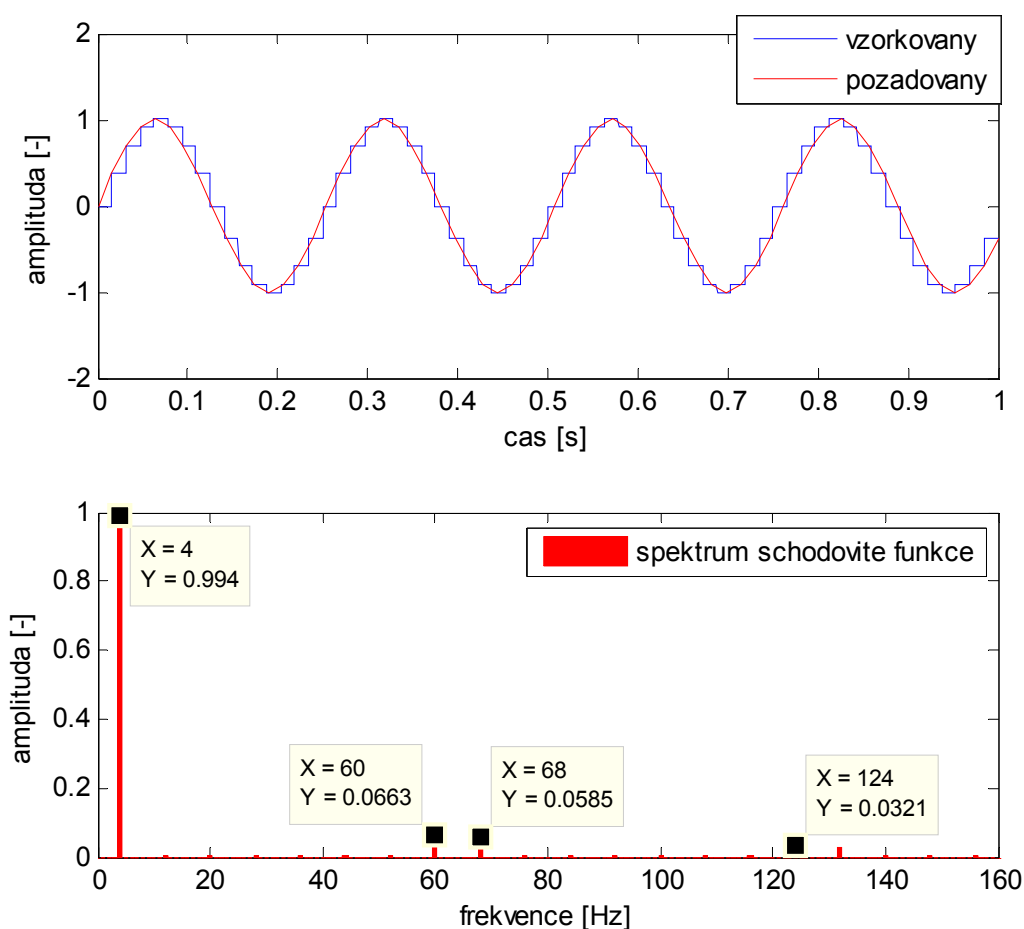
Na obr. 1-5 je znázorněna spektrální analýza vzorkovaného harmonického signálu  $f_{SIG} = 4 \text{ Hz}$ , jehož perioda je rozdělena na 8 vzorků, z čehož plyne frekvence vzorkování  $f_{SAMP} = 32 \text{ Hz}$ . V grafu spektrální analýzy je na  $4 \text{ Hz}$  vidět kmitočet s amplitudou 1, který odpovídá frekvenci základního signálu. Na  $28 \text{ Hz}$  a  $36 \text{ Hz}$  je vidět přítomnost vyšších harmonických složek, které jsou způsobeny schodovitou výstupní funkcí. Vyšší harmonické složky se shlukují do dvojic kolem celistvých násobků vzorkovací frekvence. První dvojice je od frekvence vzorkování  $f_{SAMP} = 32 \text{ Hz}$  odchýlena o  $\pm 4 \text{ Hz}$ . Další vyšší harmonické složky jsou dále rozptýleny po celistvých násobcích frekvence vzorkování (druhá dvojice vyšších harmonických složek je s odchylkou  $\pm 4 \text{ Hz}$  kolem kmitočtu  $64 \text{ Hz}$ , což je dvojnásobek vzorkovací frekvence). Samotné spektrum je vypočteno z dat získaných vzorkováním schodovité funkce na kmitočtu  $2048 \text{ Hz}$  (pro přehlednost je v grafu zobrazena pouze výše spektra do  $160 \text{ Hz}$ ).



Obr. 1-5: Spektrum sinusového signálu vytvořeného 8 vzorky

Na obr. 1-6 je znázorněna spektrální analýza harmonického signálu  $f_{SIG} = 4 \text{ Hz}$ , jehož perioda je rozdělena na 16 vzorků, z čehož plyne frekvence vzorkování  $f_{SAMP} = 64 \text{ Hz}$ . Zde jsou vyšší harmonické složky signálu opět rozprostřeny u celistvého násobku frekvence vzorkování. Je také vidět, že při větším počtu vzorků na periodu je amplituda vyšších harmonických složek menší.

*Pozn.: Skript pro výpočet spektra je na přiloženém CD.*



Obr. 1-6: Spektrum sinusového signálu vytvořeného 16 vzorky

## 2 FOURIEROVA TRANSFORMACE

Fourierova transformace je nástrojem pro převod signálu z časového do frekvenčního vyjádření. Vyjadřuje tedy frekvenční spektrum signálu tj. parametry pro jednotlivé harmonické složky signálu. Transformace je definována pro časově spojité signály na nekonečně velkém intervalu. Pro číslicové zpracování signálu je však nutné signál vzorkovat v čase s konečným počtem vzorků. Pro tyto účely je odvozena Diskrétní Fourierova Transformace – DFT.

### 2.1 Fourierova transformace pro spojitý signál

Pro analýzu ve spojitě oblasti je nutné vytvořit analytickou funkci průběhu signálu na intervalu  $(-\infty; \infty)$ , což nemusí být pro složitější průběhy vždy snadné. Další podmínkou je nutnost, že je funkce absolutně integrovatelná. Vztah pro výpočet časově spojitě transformace je [13] :

$$X(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \exp(-j\omega t) dt \quad (2.1)$$

Periodickou funkci s periodou  $T$  lze vyjádřit jako součet nekonečné posloupnosti harmonických signálů :

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \left[ a_n \cos\left(\frac{2\pi \cdot n \cdot t}{T}\right) + b_n \sin\left(\frac{2\pi \cdot n \cdot t}{T}\right) \right] \quad (2.2)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cdot \cos\left(\frac{2\pi \cdot n \cdot t}{T}\right) dt \quad (2.3)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cdot \sin\left(\frac{2\pi \cdot n \cdot t}{T}\right) dt \quad (2.4)$$

kde :

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (2.5)$$

## 2.2 Diskrétní Fourierova transformace

Je prostředek pro výpočet spektra (obrazů)  $X(\omega)$  vzorků signálu  $x(k)$ .

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot \exp\left(-j \frac{2\pi \cdot n \cdot k}{N}\right), \text{ pro } k = 0, 1, \dots, N \quad (2.6)$$

kde :  $N$  - počet vzorků signálu

$X[k]$  - obraz  $k$ -té složky spektra

$x[n]$  -  $n$ -tý vzorek spojitého signálu

Pomocí Eulerova vzorce lze výpočet DFT upravit do vztahu :

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \cdot \left[ \cos\left(\frac{2\pi \cdot n \cdot k}{N}\right) + j \sin\left(-\frac{2\pi \cdot n \cdot k}{N}\right) \right] \quad (2.7)$$

Při výpočtu DFT vznikne  $N$  složek spektra. Každá složka odpovídá jednomu kmitočtu. Skutečná hodnota kmitočtu jednotlivých složek však závisí na frekvenci vzorkování signálu  $f_{SAMP}$ . Jednotlivé složky spektra jsou odstupňovány po konstantních frekvenčních intervalech  $f_{RES}$  [3].

$$f_{RES} = \frac{f_{SAMP}}{N} \quad (2.8)$$

Jednotlivé složky odpovídají frekvencím :

$$f_k = k \cdot f_{RES}, \text{ pro } k = 0, 1, \dots, N \quad (2.9)$$

Nultá složka  $f_0$ , tedy ( $k = 0$ ), odpovídá stejnosměrné složce signálu. Poslední  $f_{N-1}$  složka odpovídá vzorkovací frekvenci  $f_{SAMP}$ .

Z rovnice (2.6) a (2.7) je zřejmé, že výsledkem DFT transformace je komplexní číslo s reálnou a imaginární složkou. Pro výpočet amplitudy a počáteční fáze jednotlivých složek je dále nutné využít vztahy (2.10) a (2.11) [3]:

$$A_k = |X[k]| = \sqrt{\text{re}[X[k]]^2 + \text{im}[X[k]]^2} \quad (2.10)$$

$$\varphi_k = \arctg \frac{\text{im}[X[k]]}{\text{re}[X[k]]} \quad (2.11)$$

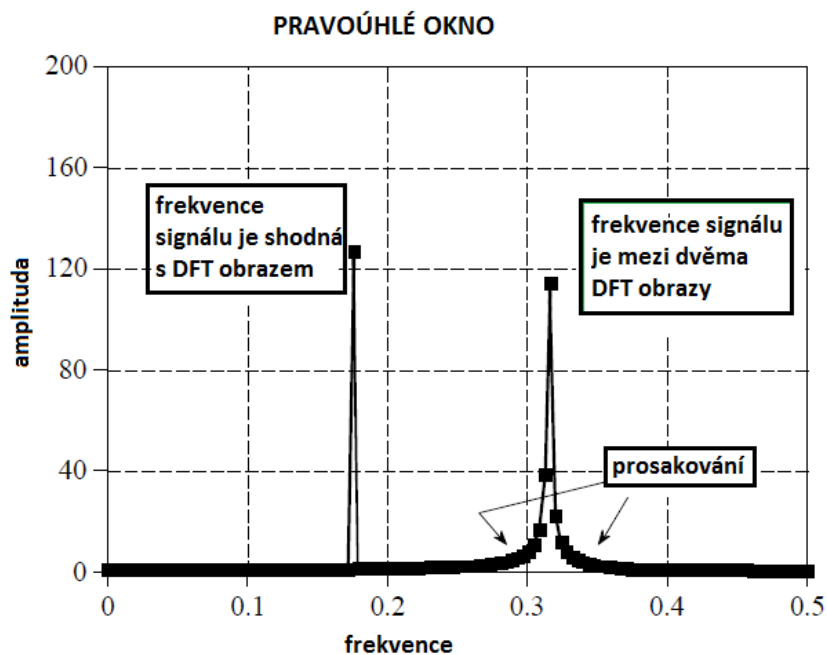


Jednotlivé výsledné obrazy DFT transformace jsou symetrické kolem bodu  $f_{SAMP} / 2$ , takže postačí výpočet složek v rozsahu od  $k = 0$  až  $N/2$ , tedy do frekvence  $f_{SAMP} / 2$ . Tato skutečnost plyne také ze vzorkovacího teorému, který říká, že není možno analyzovat signál jehož frekvence je větší jak  $f_{SAMP} / 2$ .

Odebráním konečného počtu vzorků však dochází ke zkreslení výsledku DFT. Tento jev lze také interpretovat jako vynásobení časově neomezeného spojitého signálu  $x(n)$  pravoúhlou váhovací funkcí  $w(n)$ , která je také nazývána jako pravoúhlé okno. Takovýmto násobením pak vzniká časově omezený signál, jehož spektrum není identické s časově neomezeným signálem. Součin  $x(n)$  a  $w(n)$  v časové oblasti způsobí konvoluci spektra odebraného signálu  $X(k)$  a spektra okna  $W(k)$  [3].

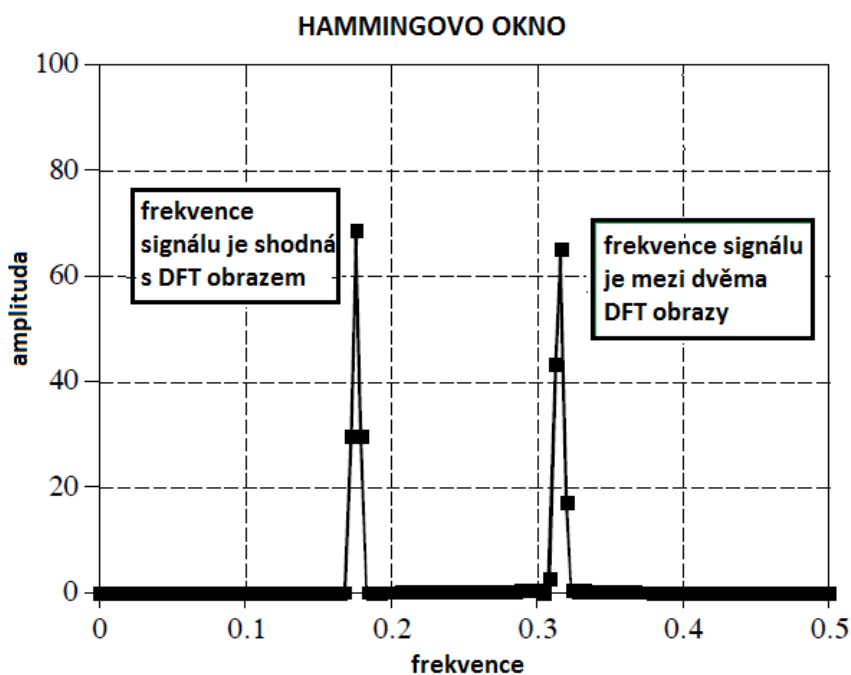
Omezením signálu dochází k jevu "prosakování ve spektru". To je způsobeno postranními laloky spektra váhovací funkce. Signál se tedy objevuje i na frekvencích, na kterých ve skutečnosti není. Potlačení tohoto jevu lze docílit vhodnou volbou okna.

Pravoúhlé okno je v časové oblasti tvořeno ostrými přechody na okrajích. Ve spektrální oblasti má nejužší hlavní lalok. Postraní laloky jsou však v porovnání s ostatními okny relativně vysoké. Díky velkým postranním lalokům není možné při použití tohoto okna detekovat signály s malou amplitudou v blízkosti majoritního signálu. Naopak je toto okno vhodné pro detekci harmonického signálu s velkou amplitudou, které nemají ve své blízkosti další harmonický signál se srovnatelnou amplitudou. Pokud není kmitočet analyzovaného signálu shodný s kmitočty jednotlivých obrazů DFT (rovnice 2.9) dojde k prosakování do postranních složek. Pokud jsou frekvence shodné nedochází k prosakování. Tuto situaci znázorňuje obr. 2-1 [13].



Obr. 2-1: Prosakování spektra - pravoúhlé okno [13]

Prosakování ve spektru lze omezit využitím pozvolného okna – například Hammingova. Hammingovo okno má sice širší hlavní lalok, ale postranní laloky mají větší útlum, než u pravoúhlého okna. Pokud není kmitočet analyzovaného signálu shodný s kmitočty jednotlivých obrazů DFT nedochází k tak markantnímu prosakování ve spektru, jako v předchozím případě. Tuto situaci znázorňuje obr. 2-2 [13].

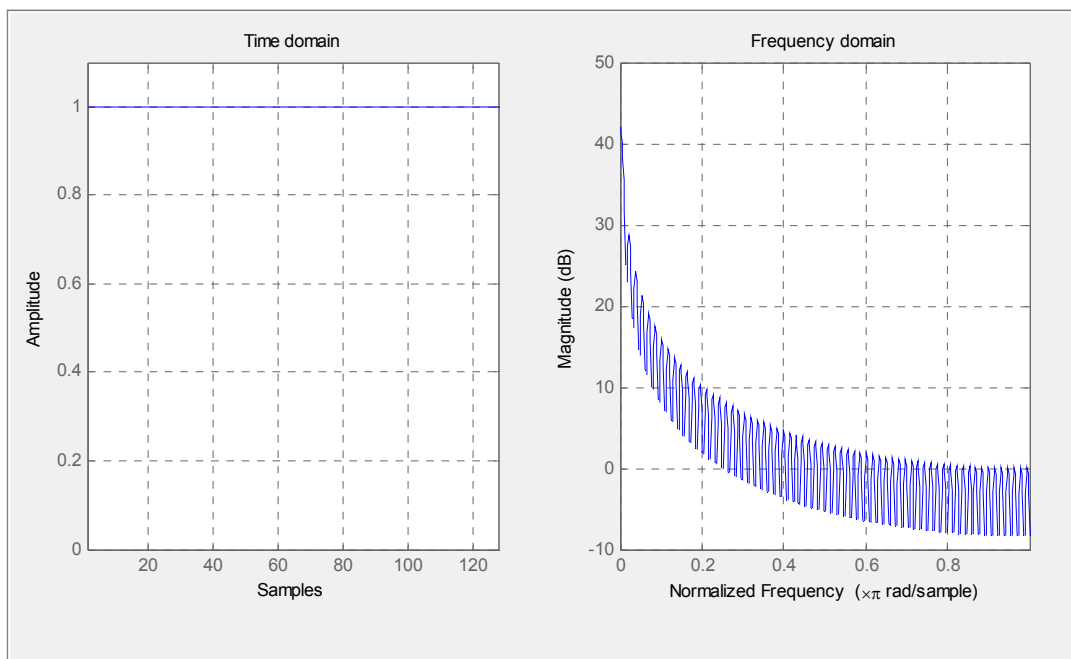


Obr. 2-2: Prosakování spektra - Hammingovo okno [13]

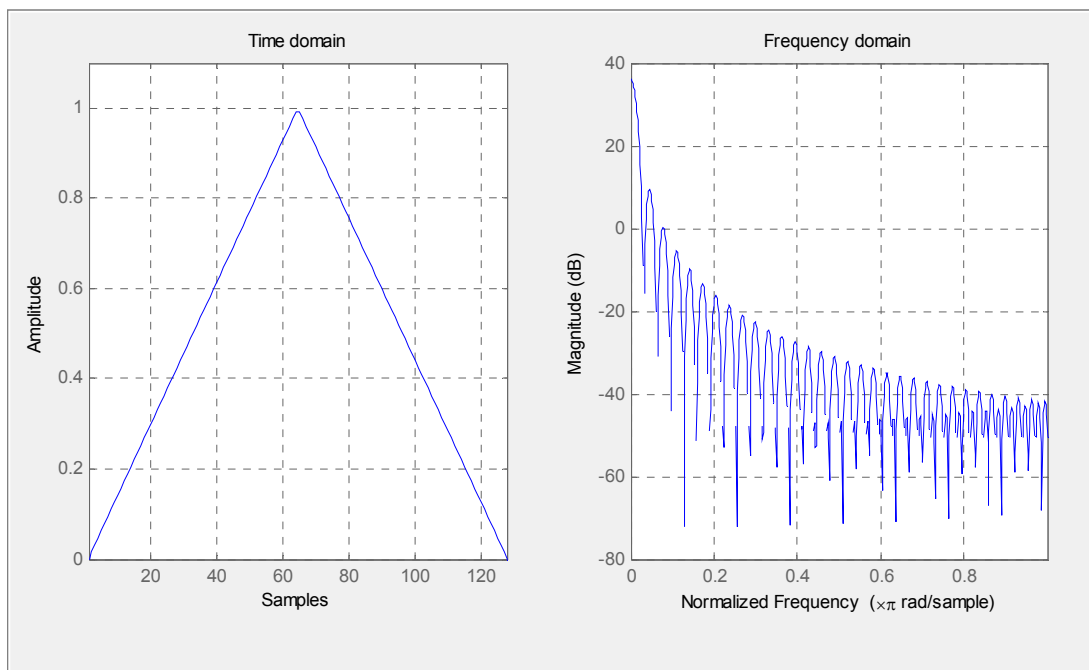
Ukázka několika oken a jejich spektra je na obr. 2-3, 2-4 , 2-5 a 2-6.

*Pozn.: obr. 2-3, 2-4 , 2-5 a 2-6 byly sestaveny v prostředí Matlab pomocí funkce “wvtool“, která spočítá spektrum okna o volitelné délce vzorků.*

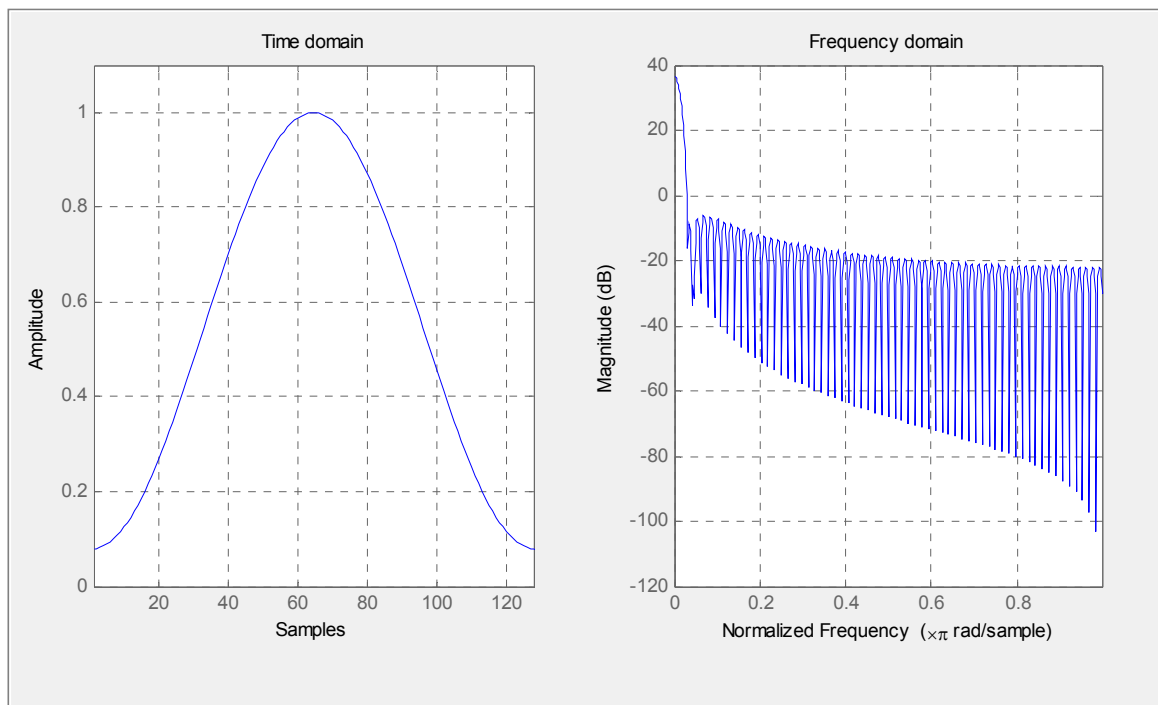
*Skript je součástí přílohy na CD.*



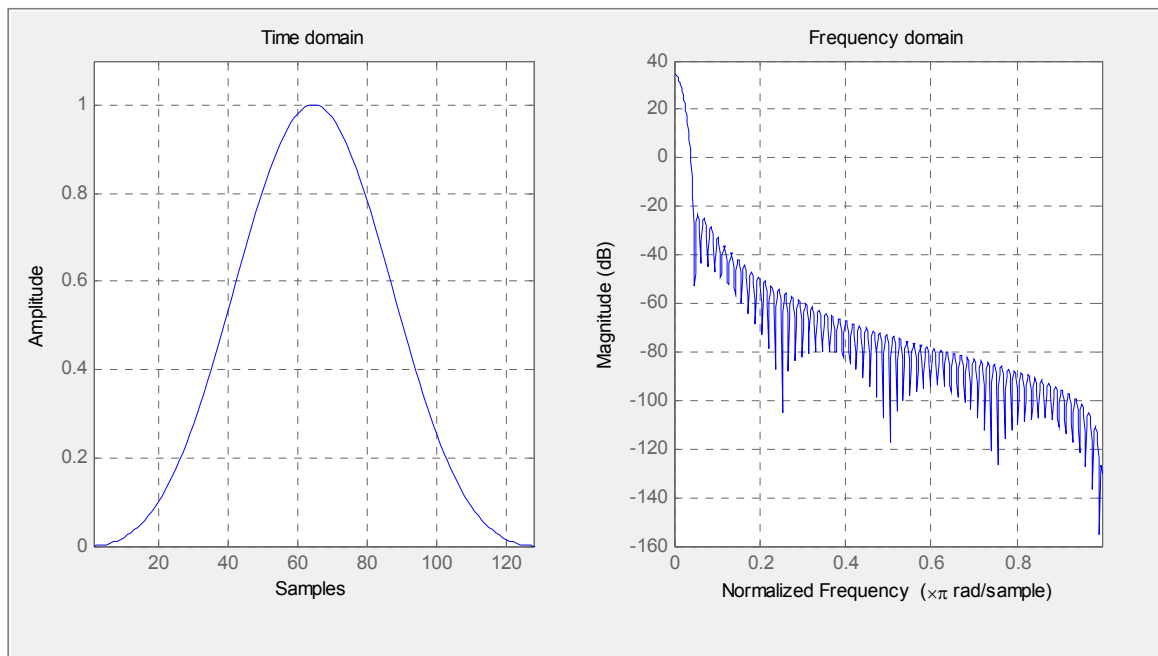
Obr. 2-3: Pravoúhlé okno



Obr. 2-4: Trojúhelníkové okno



Obr. 2-5: Hammingovo okno



Obr. 2-6: Blackmanovo okno

### 3 SYSTÉMY DOSTUPNÉ NA TRHU

Jednoúčelové zařízení pro měření frekvenční charakteristiky není na trhu obvyklé. Obvykle je toto měření jednou z alternativních funkcí rozsáhlých měřicích systémů. Tyto systémy mohou být realizovány formou přídavných karet do univerzálních chassis, které jsou přes sběrnici připojeny k PC. Jedním z dodavatelů takového systému je například National instruments, Agilent nebo Rohde&Schwarz. Náklady na pořízení těchto řešení jsou však v řádu stovek tisíc korun.

Automatizované měření lze také provést pomocí digitálního generátoru a osciloskopu připojených na komunikační sběrnici k PC. Na PC pak musí být vytvořen pomocí specializovaného SW měřicí algoritmus, který zajistí koordinaci a záznam dat pro výpočet frekvenční charakteristiky.

Jedním ze způsobu, jak automatizovaně měřit frekvenční charakteristiku, je využití zvukové karty na PC. Existuje celá řada měřicích programů pro automatizovaná naměření charakteristiky. Základní podmínkou je však použití kvalitní zvukové karty. Velkou překážkou je také směšovač zvuku operačního systému, který může značně ovlivnit podobu vzorků vstupního a výstupního signálu. Takovýto systém také nesplňuje požadavky na odolnost proti šumům. Dalším problémem je nemožnost galvanického oddělení systému od PC a napájecí sítě.

#### 3.1 NI AudioMASTER for Analog Audio

NI AudioMASTER je univerzální systém pro ověřování audio zařízení od společnosti National instruments. Generátor a analyzátor podporuje až  $204.8\text{ kS/s}$  s 24 bitovým rozlišením. Měřicí karta NI 4461 obsahuje dva vstupy a dva výstupy. Součástí systému je SW pro generování a analýzu audio signálů spolu s vyhodnocováním frekvenčních charakteristik [16].

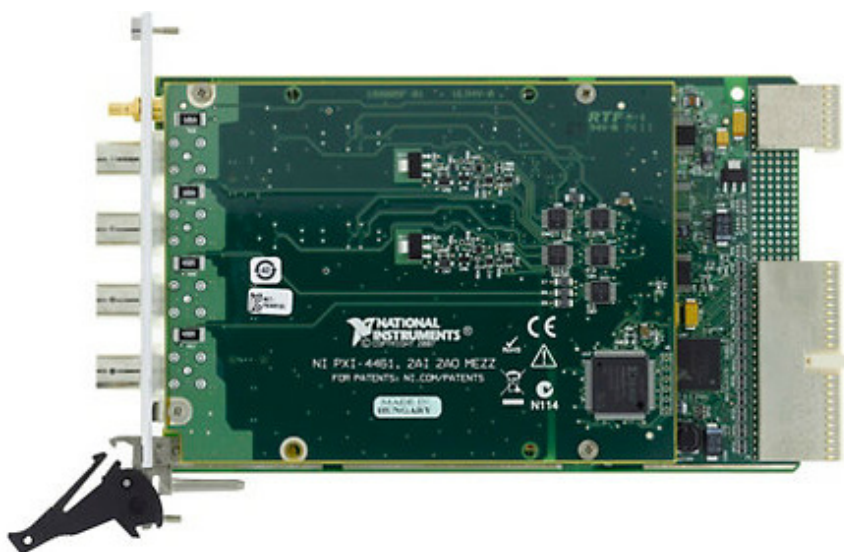
Parametry analogového vstupu [16]:

- $204.8\text{ kS/s}$ , 24 bitový Delta-Sigma ADC
- programovatelné zesílení v rozsahu  $-20$  až  $+30\text{ dB}$
- diferenciální nebo pseudo-diferenciální vstup
- dynamický rozsah  $118\text{ dB}$
- pokles amplitudy  $\pm 0,006\text{ dB}$  a pásma  $20\text{ Hz}$  až  $20\text{ kHz}$

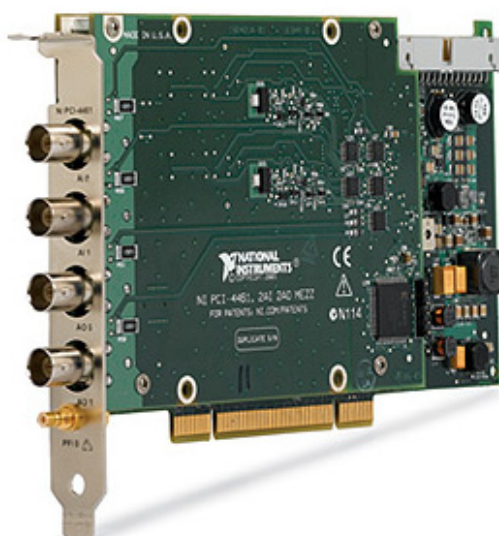
Parametry analogového výstupu [16]:

- programovatelný výstup  $10 V_{pk}$ ,  $1 V_{pk}$ ,  $0.1 V_{pk}$
- diferenciální nebo pseudodiferenciální výstup
- pokles amplitudy  $\pm 0,008 \text{ dB}$  a pásma  $20 \text{ Hz}$  až  $20 \text{ kHz}$

Systém je vyráběn ve dvou provedeních : PCI-4461 a PXI-4461 – viz obr. 3-1 a 3-2. PCI-4461 je určeno pro připojení do PC přes PCI slot. PXI-4461 je určeno do chassis, které je však nutné dokoupit zvlášť. Orientační cena PCI karty je 100 000 Kč a PXI karty s chassis 200 000Kč [16].



Obr. 3-1: Karta NI PXI-4461 [16]



Obr. 3-2: Karta NI PCI-4461 [16]

### 3.2 U8903A Audio Analyzer

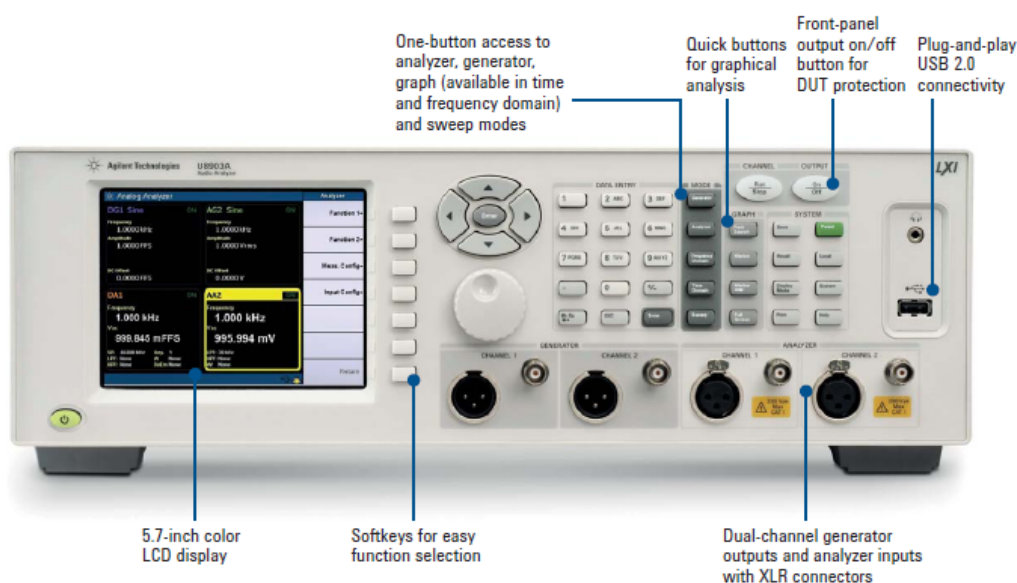
U8903A vyvinutý společností Agilent je systém pro měření audio zařízení v rozsahu 10 Hz až 100 kHz. Je schopen zpracovávat signály i v digitální podobě přes rozhraní SPDIF. Součástí systému je generátor kmitočtů. Umožňuje také funkce: měření THD zkreslení, frekvenční čítač, AC a DC voltmetr a FFT analyzátor spektra signálu. Připojení zařízení k PC je možné přes rozhraní GPIB, LAN/LXI C nebo USB. Přední pohled na zařízení je na obr. 3-3. Orientační cena výrobku je cca. 12000 \$ [15].

#### Generátor [15]

- frekvenční rozsah 5 Hz až 80 kHz
- přesnost kmitočtu 5 ppm (0,0005%)
- maximální výstupní napětí  $U_{RMS\_MAX} = 16 V$
- maximální výstupní proud  $I_{OUT\_MAX} = 50 mA$
- nastavitelná výstupní impedance 100  $\Omega$  nebo 600  $\Omega$
- přesnost amplitudy  $\pm 1 \%$

#### Analyzátor [15]

- vstupní AC napětí až 140 V, vstupní DC napětí až 200 V
- vstupní impedance  $Z_{IN} = 200 k\Omega$
- $\pm 0.1 dB$  v rozsahu 5 Hz až 100 kHz



Obr. 3-3: Audio analyzátor U8903A [15]



### 3.3 R&S® UPV Audio Analyzer

Je analyzátor audio signálů od společnosti Rohde & Schwarz – obr. 3-4. Kombinuje možnost měření analogových a digitálních signálů. Umožňuje uživateli měnit kmitočtové filtry jak pro vestavěný generátor, tak pro analyzátor. Zařízení je možné doplnit jak o hardwarové, tak i o softwarové doplňky. Z hardwarových doplňků jsou to například generátor s nízkým zkreslením, druhý doplňkový generátor, modul pro digitální měření (přes SPDIF), 8-kanálový vstup. Po softwarové stránce je možné dokoupit příslušenství v podobě automatizovaného měření (například amplitudové frekvenční charakteristiky), analýza prostřednictvím FFT nebo například příslušenství pro dálkové měření. Orientační cena je 26000\$ [24].

#### Analýzátor [24]

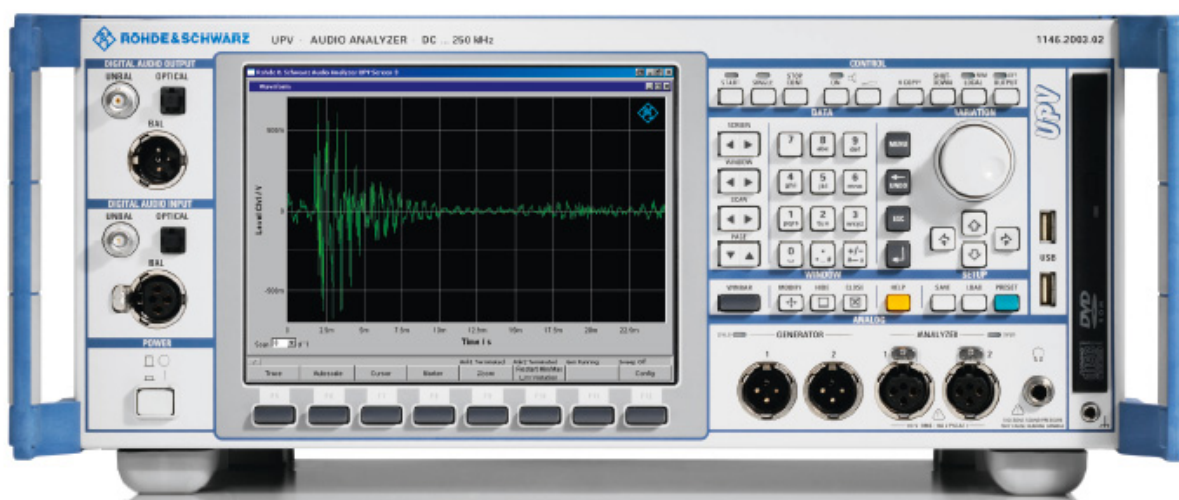
- rozsah vstupních napětí  $0.1 \mu V$  až  $110 V$
- frekvenční rozsah :  $DC$  až  $250 kHz$

#### Základní generátor [24]

- frekvenční rozsah  $0.1 Hz$  až  $80 kHz$
- výstupní napětí v rozsahu  $0.1 mV$  až  $20 V$

#### FFT analýza [24]

- do  $250 kHz$
- počet vzorků : 512, 1k, 2k, 4k, 8k, 16k, 32k, 64k, 128k, 256k
- volitelná okna: pravoúhlé, Hann, Blackman-Harris, Rife-Vincent 1-3, Hamming



Obr. 3-4: Audio analyzátor R&S® UPV [24]

## 4 POUŽITÝ HARDWARE

### 4.1 MCU MKL25Z128VLK4

MKL25Z128VLK4 je 32 bitový ultra nízko příkonový MCU od výrobce Freescale. MCU je z rodiny “Kinetis L“ s jádrem architektury ARM Cortex-M0+. Disponuje 128 kB vnitřní FLASH pamětí pro program a 16 kB pamětí RAM. Taktovací frekvenci jádra lze nastavit až na 48MHz. MCU je integrován v pouzdru QFP 80 a obsahuje 66 vstupně-výstupních pinů, které mohou být sdíleny s vnitřními periferiemi.

Tato rodina MCU se orientuje na analogové periferie. Obsahuje 16 bitový AD převodník, který dosahuje rychlosti vzorkování až  $0,5 \mu s$  a rychlosti převodu až  $1,125 \mu s$  (v 16 bitovém režimu). Dále je MCU vybaven 12 bitovým DA převodníkem a komparátor analogových signálů [21].

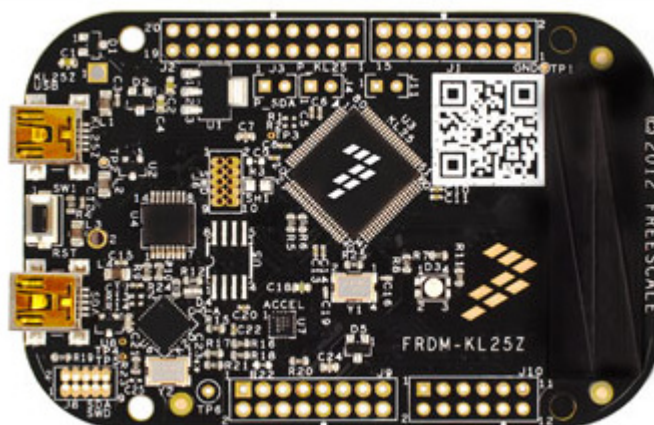
Tab. 4-1: Přehled parametrů MCU MKL25Z128VLK4 [21]

Rodina MCU	Kinetis L 32-bit
Architektura jádra	ARM Cortex-M0+ 48 MHz
Paměť	128 kB Flash 16 kB RAM
Analogové periferie	1x ADC s rozlišením 16 bitů 1x DAC s rozlišením 12 bitů 1x komparátor
Komunikační periferie	3x UART (1x Low Power) 2x SPI 2x I2C 1x USB
Čítače / časovače	2x 2 kanálový 16bitový čítač 1x 6 kanálový 16bitový čítač 1x nízko-příkonový čítač 1x Periodické přerušení
Další parametry	Napájecí napětí : 1.71 až 3.6 66 I/O pinů

## 4.2 Vývojová platforma FRDM-KL25Z

FRDM-KL25Z je vývojová platforma pro 32 bitový MCU MKL25Z128VLK4 s jádrem ARM Cortex-M0+. Na vývojové desce je integrováno OpenSDA rozhraní pro jednoduché programování a debuggování MCU přes rozhraní USB. Modul obsahuje také přídavné interní periferie: akcelerometr MMA8451Q připojený k I2C sběrnici, kapacitní dotykový “slider” a jednu RGB LED.

Modul je možno napájet z USB nebo pomocí vyhrazeného pinu v rozmezí 5 V až 9 V. Toto napětí je stabilizováno na 3.3 V. Na desce je z pouzdra MCU vyvedeno 53 I/O pinů. Dále je možno využít pin pro externí referenční napětí AD převodníku. Ve výchozím stavu je pro referenci použito napájecí napětí MCU. Pro použití externí reference je však nutné přebrousit připravenou plošku a osadit drátovou propojku propojující příslušný pin MCU na externí konektor. Na obr. 4-1 je zmíněná vývojová deska [18].



Obr. 4-1: FRDM-KL25Z [18]

### 4.3 MCU MC9S08AC60

MC9S08AC60 je 8-bitový MCU od výrobce Freescale. Je založen na jádru HCS08. Frekvence jádra může být taktována až na 40 MHz a frekvence sběrnice 20 MHz. MCU obsahuje 54 vstupně/výstupních pinů, které jsou sdíleny s periferiemi MCU. Při výstupním režimu je možno zápisem do příslušného registru aktivovat větší proudovou zatížitelnost pinu. Pracovní oblast napájení je 2,7-5,5 V. MCU obsahuje tři separátní časovače s několika kanály, které mohou pracovat v režimu “input capture“, “output compare“ nebo také jako generátor pulzní šířkové regulace “PWM“.

Integrovaný ADC pracuje v 8 nebo 10 bitovém režimu.

Pro generování hodinového signálu je možno použít vnitřní oscilátor na 243 kHz, s kterým lze násobením dosáhnout frekvence sběrnice až v řádu MHz. Při požadavku na přesný hodinový signál je možno připojit externí krystal. Součástí čipu je i debugovací podsystém [22].

Tab. 4-2: Přehled parametrů MCU MC9S08AC60 [22]

Architektura jádra	HCS08 – 40 MHz
Paměť	60 kB Flash pro program 2 kB RAM
Analogové periferie	1x ADC s rozlišením 10 bitů
Komunikační periferie	2x UART (1x Low Power) 2x SPI 1x I2C
Čítače / časovače	2x 2 kanálový 16bitový čítač 1x 6 kanálový 16bitový čítač
Další parametry	2,7-5,5 V 54 I/O pinů Watchdog

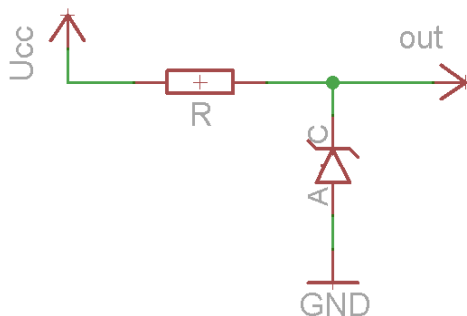
## 4.4 Napěťové reference

Přesnost převodu ADC nebo DAC závisí nejenom na linearitě převodníku, ale hlavně na napěťové referenci. Od této reference se odvíjí jednotlivé kvantizační intervaly. Základním parametrem napěťové reference je přesnost jmenovitého napětí a jeho časová a teplotní stabilita. Další důležitou vlastností je výstupní odpor reference, s kterým také souvisí dynamika regulace při změně zatížení reference. Napěťové reference lze rozdělit na paralelní (bočnickové) a sériové [11].

### 4.4.1 Paralelní

Typické zapojení je na obr. 4-2. Principiálně je zapojení shodné jako při stabilizaci napětí Zenerovou diodou. Pro správnou funkci je nutné zabezpečit velikost proudu obvodem v pracovní oblasti. Toho je možno docílit předřadným sériovým obvodem. Odpor však musí být navržen také s ohledem na připojenou zátěž. Po úpravě obvodového zapojení je možné vytvořit referenci pro regulaci záporného napětí [11].

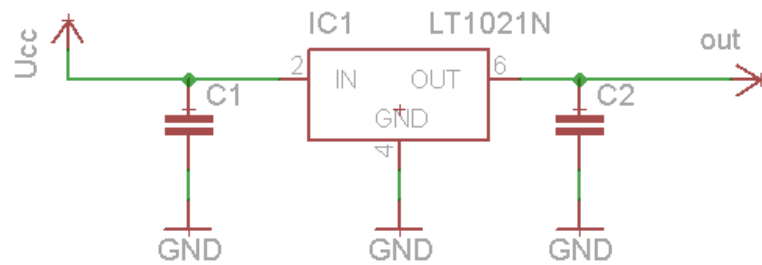
Příkladem paralelní reference je obvod TL431, který má jmenovité napětí  $2.5V$  a pracovní oblast  $I_C = 1-100 mA$ . Obvod je také vybaven řídicím pinem, kterým je možné přes odporový dělič upravit zpětnou vazbu a zvýšit tak referenční napětí [26].



Obr. 4-2: Paralelní reference

### 4.4.2 Sériová

Typické zapojení je na obr. 4-3. Výhodou je relativně neměnná spotřeba proudu samotného obvodu. Není nutné (na rozdíl od paralelní reference) navrhovat externí součástky pro udržení pracovního bodu. Obvod je tedy vhodný pro velké změny napájecího napětí. Celkový proud obvodem se zvedne pouze za předpokladu, kdy si zvýšení proudu vyžádá zátěž [11].



Obr. 4-3: Sériová reference

## 4.5 Analogové přepínače

Analogové přepínače slouží k spínání nebo multiplexování analogových signálů. V ideálním případě by nemělo dojít průchodem signálu k jakémukoliv zkreslení nebo změně signálu. Napěťové úrovně signálu nesmí přesáhnout napájecí napětí obvodu. Jedním z hlavních parametrů je  $R_{ON}$ , což je odpor v sepnutém stavu přepínače a také kapacita v zapnutém stavu  $C_{ON}$  a vypnutém  $C_{OFF}$ . Tato kapacita má také vliv na šířku frekvenčního pásma a s tím související rychlosti přeběhu. Dalšími parametry je velikost harmonického zkreslení  $THD$  a velikost přeslechů mezi jednotlivými kanály. Důležitý parametr je také čas sepnutí a rozepnutí  $t_{TRANS}$ . Příkladem analogových multiplexerů jsou například obvody DG408 a HCF4051 [10].

### 4.5.1 DG408 [17]

- 8 kanálový analogový multiplexer
- $R_{ON} = 100 \, \Omega$
- $t_{TRANS} = 180 \, ns$
- $C_{ON} = 37 \, pF$ ;  $C_{OFF} = 26 \, pF$
- Max napájecí nesymetrické napětí  $U_{DD MAX} = 36 \, V$
- Max napájecí symetrické napětí  $U_{DD} - U_{EE} = 44 \, V$
- Logika ovládání kompatibilní s TTL

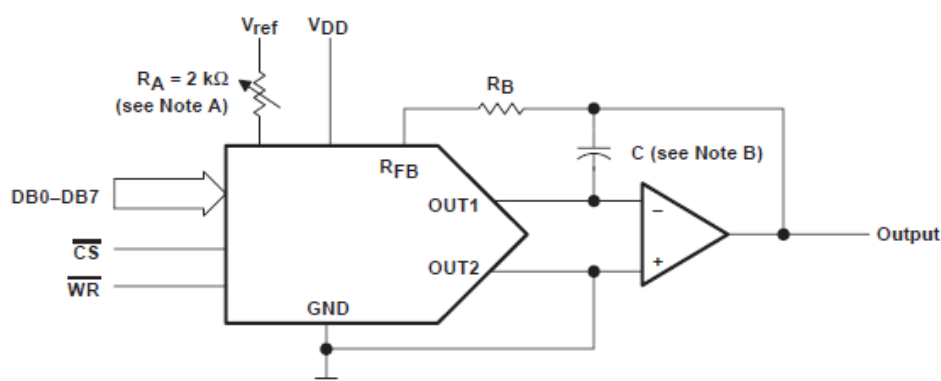
#### 4.5.2 HCF4051 [19]

- 8 kanálový analogový multiplexer
- $R_{ON} = 125 \, \Omega$
- $t_{TRANS} = 120 \, ns$
- Max napájecí nesymetrické napětí  $U_{DDMAX} = 18 \, V$
- Max napájecí symetrické napětí  $U_{DD} - U_{EE} = 18 \, V$
- Logika ovládání není kompatibilní s TTL

#### 4.6 DA převodník TLC7524

TLC7524 je 8 bitový C-MOS DA převodník s příčnou strukturou odporové sítě. Příjem dat zabezpečuje paralelní osmi bitová sběrnice se dvěma řídicími linkami pro zápis do záchytného registru. Obvod je schopen pracovat až na frekvenci  $10 \, MHz$ , což ho předurčuje k použití ve velmi rychlých aplikacích. Maximální napájecí napětí je  $U_{DD} = 16.5 \, V$ . Externí reference může být v rozsahu  $U_{REF} = \pm 25 \, V$ .

Převodník je prioritně dimenzován pro připojení do zpětné vazby OZ. Typické využití je na obr. 4-4. Toto zapojení však bohužel generuje pouze záporné výstupní napětí, pro posun do kladných hodnot je potřeba přidat další OZ. Jelikož je výstupní napětí záporné, je třeba OZ napájet symetrickým napájecím napětím [27].



Obr. 4-4: Typické zapojení DA převodníku TLC7524 [27]



## 4.7 Displej HY32D

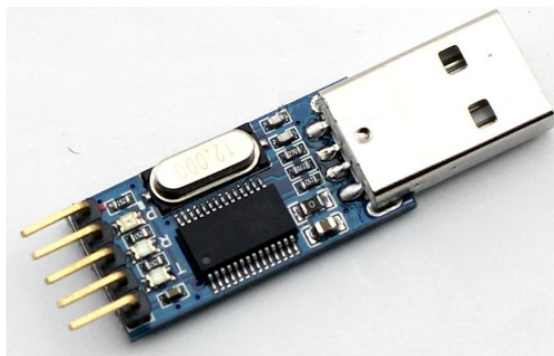
HY32D je barevný 3.2 palcový TFT displej s rozlišením 320x240 bodů – obr. 4-5. Barevná hloubka je 16 bitů, tedy 65536 barev. Řízení zajišťuje řadič SSD1289. Součástí je také dotyková vrstva, která je připojena k integrovanému řadiči XPT2046. Podsvícení panelu je realizováno LED diodami. Řadič displeje má pro každý obrazový bod vyhrazen jeden registr. Pro vykreslení požadovaného obrazce je nutné do příslušného registru zapsat informaci o barvě. Řadič je řízen 16-bitovou paralelní sběrnici s dalšími pěti řídicími povely. Pro dotykovou vrstvu je využita sběrnice SPI [20].



Obr. 4-5: HY32D - LCD displej 320x240 [20]

### 4.7.1 Převodník PL-2303

Tento integrovaný obvod je schopen vytvořit virtuální COM port prostřednictvím USB sběrnice. Nejčastěji se tento převodník používá v režimu převodu RS232 na USB. Místo napěťových úrovní RS232 lze také použít standardní napěťové úrovně TTL, které jsou z čipu hardwarově vyvedeny. Samotný PL-2303 umožňuje plně duplexní režim COM portu (tento režim je však limitován polo-duplexní USB sběrnici). Integrovaný obvod lze zakoupit jako hotový převodník s konektory – viz obr. 4-6 [23].

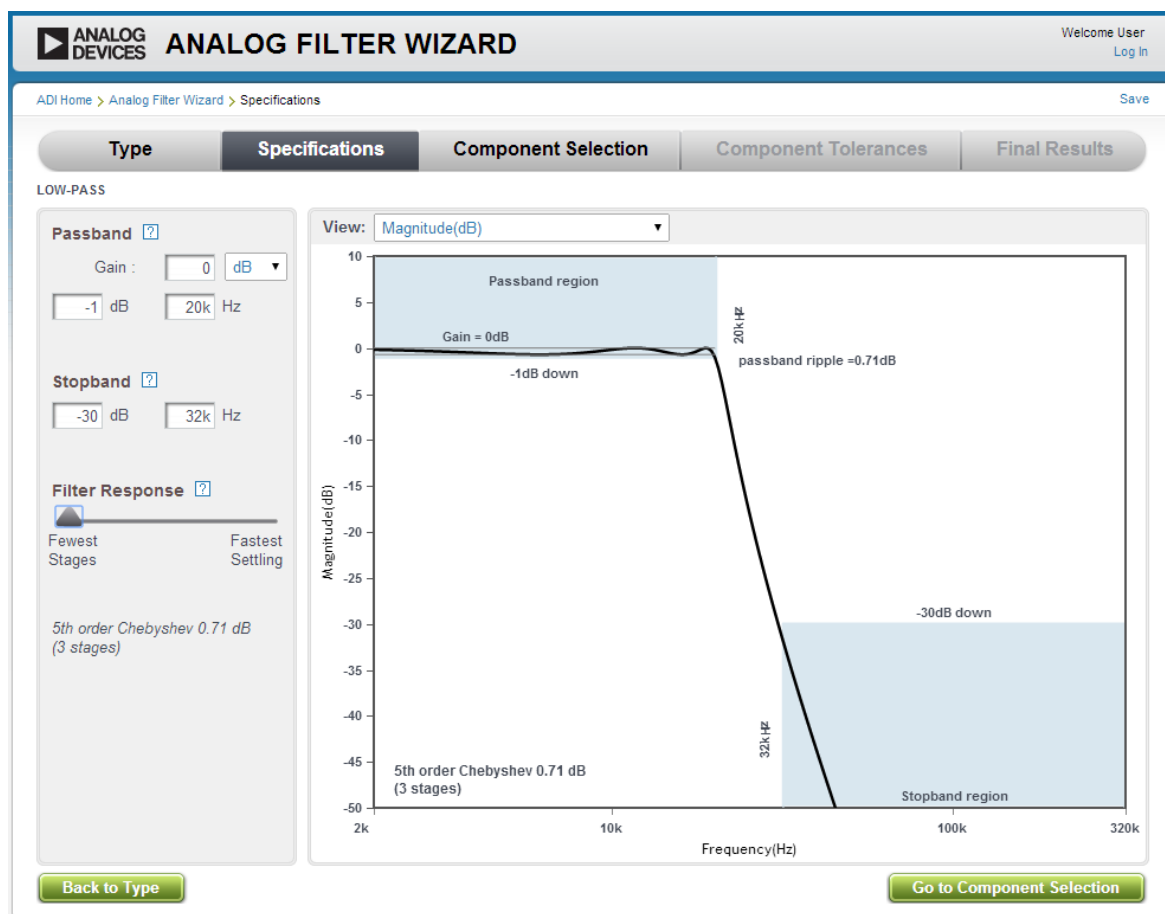


Obr. 4-6: Převodník USB na TTL [23]

## 5 NÁVRH ANTIALIASING FILTRU

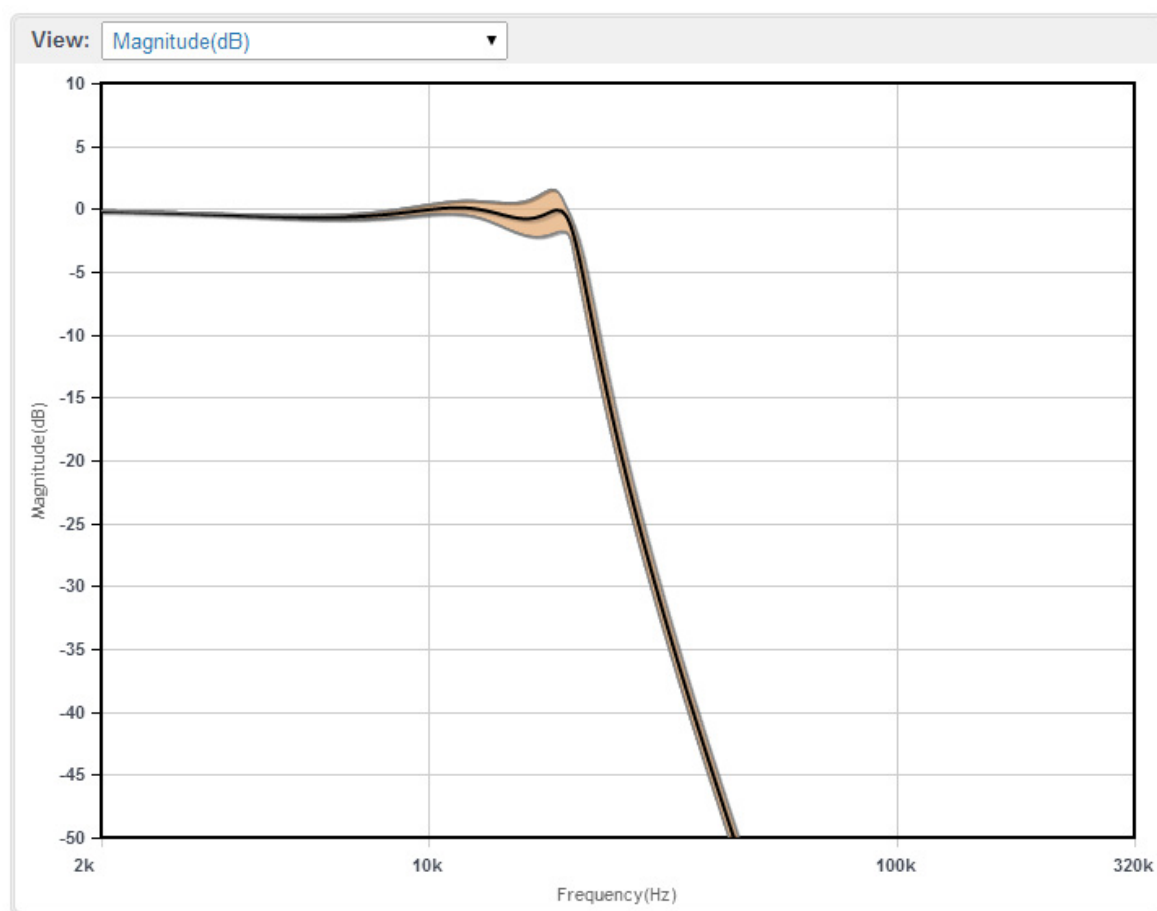
Jednoduchý způsob návrhu frekvenčních filtrů poskytuje společnost ANALOG DEVICES. Na webových stránkách "<http://www.analog.com/designtools/en/filterwizard/#/type>" je jednoduchý průvodce pro návrh filtrů. Jsou podporovány filtry typu dolní propust, horní propust a pásmová propust.

Při návrhu filtru typu dolní propust (obr. 5-1) je uživatel nejprve vyzván k zadání parametrů propustného pásma "Passband" a zádržného pásma "Stopband". V propustném pásmu je vyžadováno zadání celkové zesílení filtru, frekvenční šířka a maximální povolený pokles amplitudy v rámci propustného pásma. V zádržném pásmu je třeba zadat počátek tohoto pásma a minimální požadovaný pokles amplitudy. S ohledem na výše uvedené parametry je možné zvýšit řád filtru a tím dosáhnout menších zvlnění v propustném pásmu a také zvýšení strmosti poklesu charakteristiky [1].



Obr. 5-1: Nastavení parametrů filtru typu dolní propust [1]

Systém je schopen graficky znázornit: průběh amplitudy v relativní nebo logaritmické míře, průběh fáze signálu nebo například odezvu na jednotkový skok. V dalším kroku může uživatel měnit impedanci zpětné vazby (například pro zvýšení odolnosti proti rušení). Nakonec uživatel zadá tolerance kondenzátorů a rezistorů. Podle zadané tolerance je vypočteno pásmo ve kterém se bude frekvenční charakteristika reálně pohybovat – viz obr. 5-2 [1].



Obr. 5-2: Reálná frekvenční charakteristika filtru [1]

## **II. PRAKTICKÁ ČÁST**

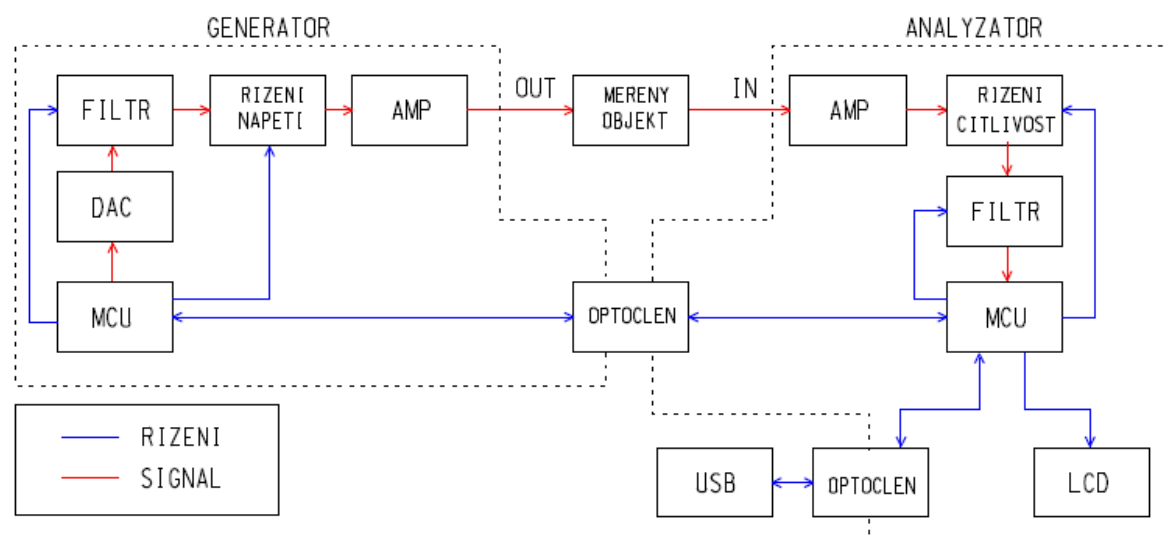
## 6 KONCEPCE SYSTÉMU

Předmětem této práce je hardwarový návrh systému pro měření amplitudové frekvenční charakteristiky v akustickém pásmu, tedy v rozsahu kmitočtů 20 Hz až 20 kHz. Součástí práce je také softwarové vybavení mikropočítačů a softwarové prostředí pro PC umožňujícího export naměřených dat z měřicího systému.

Systém sestává z číslicově řízeného generátoru tónů a analyzátoru. Měření je prováděno postupným zvyšováním kmitočtu s následným měřením signálu za měřeným objektem.

Pro zamezení zemních vyrovnávacích proudů je nutné galvanicky oddělit výstup generátoru kmitočtů od vstupu vyhodnocovací jednotky. Jak generátor tak i vyhodnocovací jednotka tudíž musí být řízena vlastním mikropočítačem. Napájení každé části je taktéž galvanicky oddělené. Komunikaci mezi těmito mikropočítači zprostředkovává sériová sběrnice SCI, která je galvanicky oddělena optočlenem. Taktéž komunikační linka s PC má galvanické oddělení optočlenem. Komunikace s PC je realizována přes USB sběrnici, která slouží pro vytvoření virtuální linky RS232.

Blokové schéma měřicího systému je na obr. 6-1.



Obr. 6-1: Koncepce systému

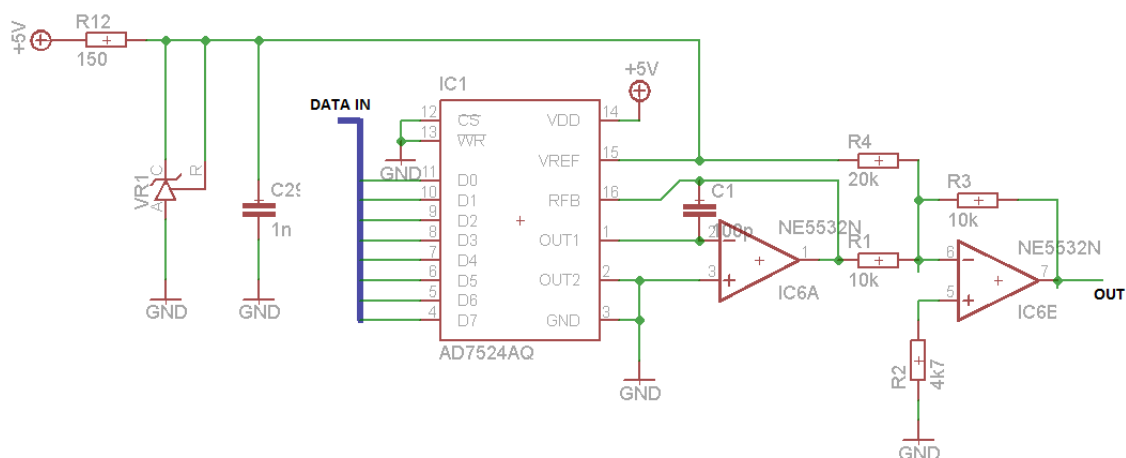
## 7 HARDWAROVÝ NÁVRH

## 7.1 Generátor kmitočtů

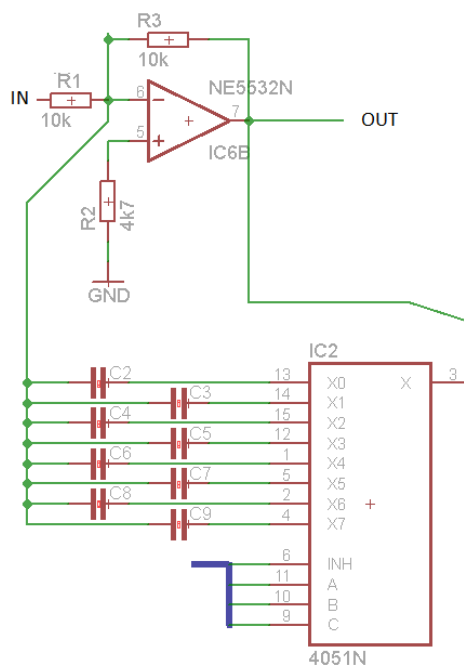
Jednotlivé kmitočty jsou generovány softwarově pomocí MCU a následně převedeny D/A převodníkem na analogový signál. Toto řešení má oproti analogovému oscilátoru výhodu okamžitého ustálení frekvence a amplitudy na požadované úrovni. Časová stabilita amplitudy je prakticky dána pouze stabilitou napěťové reference pro D/A převodník. Přesnost kmitočtu je pak dána přesností oscilátoru MCU.

Perioda každého tónu je sestavena z minimálně 100 vzorků, čemuž při maximálním podporovaném kmitočtu 20 kHz odpovídá vzorkovací frekvence 2 MHz. Pro realizaci takto vysoké vzorkovací frekvence je použit paralelní D/A převodník s rozlišením 8bitů. Pro příznivý poměr cena / výkon byl vybrán integrovaný D/A převodník TLC7524 a pro řízení MCU Freescale MC9S08AC60. Pro vytvoření napěťové reference byl zvolen integrovaný obvod TL431.

D/A převodník nepracuje v napěťovém režimu, ale je zapojen do zpětné vazby OZ viz obr.7-1 . Pro zvýšení spektrální čistoty generovaných kmitočtů je generátor vybaven kmitočtovým filtrem typu dolní propust. Ta je realizována kondenzátorem ve zpětné vazbě OZ v invertujícím zapojení. Jelikož vzorkovací frekvence není pro všechny kmitočty konstantní je potřeba měnit zlomový kmitočet dolní propusti. Přepínání zlomového kmitočtu propusti je realizováno analogovým přepínačem HCF4051, který přepíná mezi osmi kondenzátory – viz obr. 7-2.

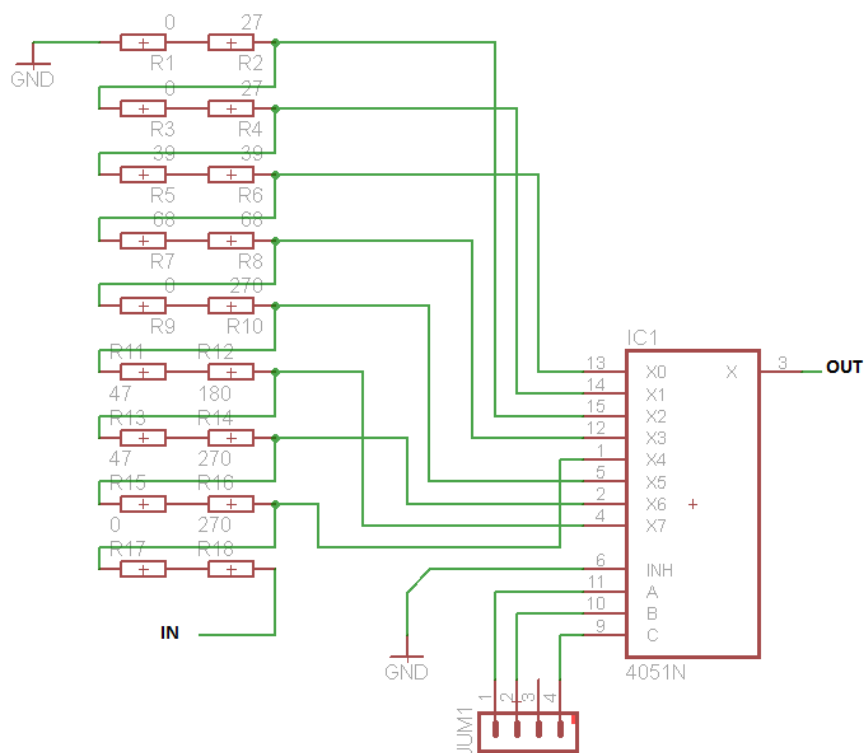


Obr. 7-1: Zapojení DA převodníku s doprovodnými obvody



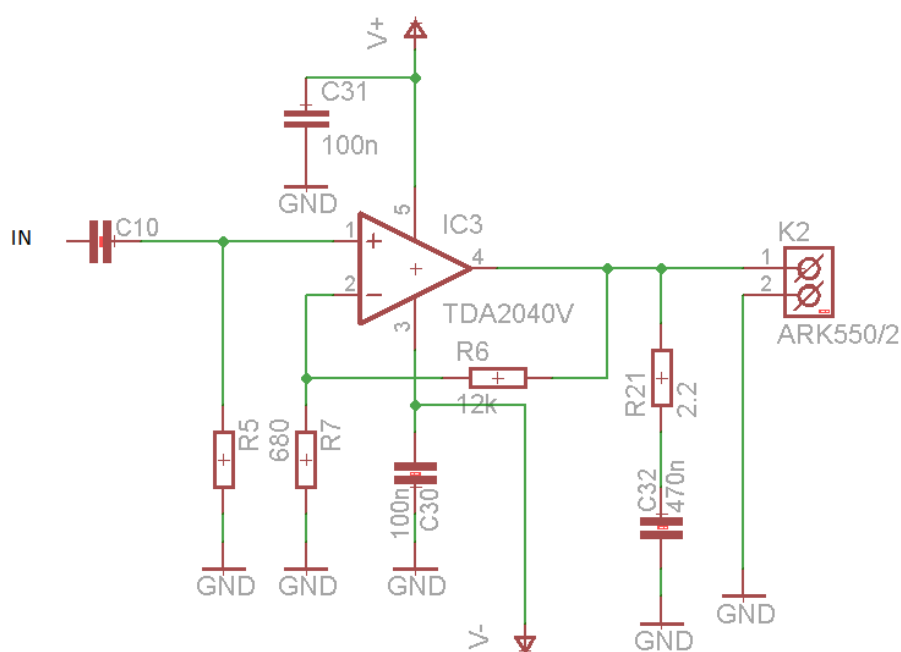
Obr. 7-2: Nastavitelný filtr typu dolní (kmitočtová) propust

Pro řízení výstupního napětí je opět využit analogový přepínač HCF4051, který vybírá jedno napětí z odporové sítě, jak je zřejmé z obr. 7-3. Celkový odpor sítě je  $2\text{ k}\Omega$ . Jelikož rezistory byly vybírány pouze z omezené řady, bylo nutné požadovanou hodnotu sestavit ze dvou rezistorů [9].



Obr. 7-3: Elektronické přepínání výstupního napětí

Aby výstupní odpor celého generátoru neovlivňoval měření je nutné impedančně přizpůsobit výstup. Jako výkonový výstupní člen je proto použit analogový nízkofrekvenční integrovaný zesilovač TDA2050. Ten umožňuje připojit na výstup zátěž s impedancí až 4 ohmy a jeho výkon je v závislosti na napájecím napětí až  $35\text{ W}_{rms}$ . Nevýhodou těchto obvodů je minimální požadované zesílení  $Au_{min} = 24\text{ dB}$ . Což sebou nese nutnost pracovat v předcházející obvodech s malým napětím. Zapojení obvodu je znázorněno na obr.7-4. Na vstupu je přidán kondenzátor C10 pro potlačení stejnosměrné složky [25].



Obr. 7-4: Výstupní impedanční přizpůsobení



Tab. 7-1: Úrovně efektivní hodnoty napětí na výstupu generátoru

č. výstupu	$U_{EF} [V]$	$P[W]$ při $Z = 4 \Omega$	$P[W]$ při $Z = 8 \Omega$
1	0,1	0,003	0,001
2	0,2	0,010	0,005
3	0,5	0,063	0,031
4	1	0,250	0,125
5	2	1,00	0,50
6	2,83	2,00	1,00
7	4	4,00	2,00
8*	5	----	3,13

\* pouze pro impedance  $Z \geq 8\Omega$ 

Tabulka 7-1. znázorňuje výběr předdefinovaných výstupních úrovní efektivní hodnoty napětí. Minimální zatěžovací impedance je  $Z_{\min} = 4 \Omega$ . Vlivem omezeného výkonu napájecího zdroje je nutné na 5 V rozsahu dodržet podmínku  $Z \geq 8 \Omega$ .

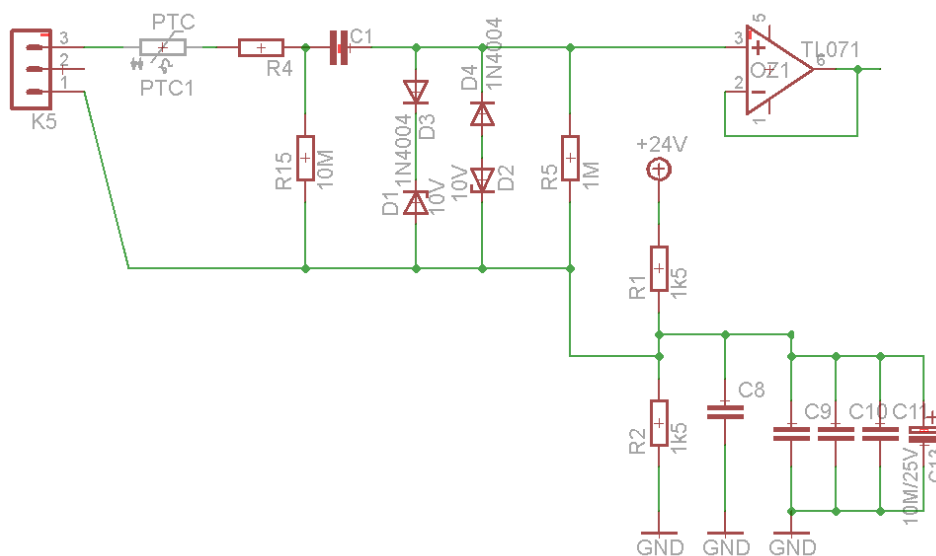
## 7.2 Analyzátor

Vstupní část analyzátoru má za úkol přizpůsobit signál pro další zpracování v A/D převodníku. Nejprve je implementována ochrana proti napětíovému přetížení vstupu následována OZ pro impedanční přizpůsobení signálu, poté následuje přepínač vstupní citlivosti a anti-aliasing filtr. Pro číslicové zpracování dat byl zvolen MCU Freescale MKL25Z128 na vývojové desce Freedom board FRDM-KL25Z. Tento MCU obsahuje 16bitový AD převodník, ke kterému lze přidat externí napětíovou referenci.

Na obr. 7-5 je schéma zapojení ochrany před překročení maximálního napětí a impedanční přizpůsobení. Jelikož je použito nesymetrické napájecí napětí, bylo nutné vytvořit “umělý střed” napětí pomocí rezistorů R1 a R2. Ten je ještě zablokovan keramickými kondenzátory proti centrální zemi GND. Uměle vytvořený střed vytváří nulový potenciál pro vstup signálu. Ochranou proti napětíovému přetížení jsou pak dvě Zenerovy diody D1 a D2. Jelikož je kapacita Zenerových diod relativně velká (řádově v  $nF$ ) jsou k Zenerovým diodám anti-sériově přidány diody D3 a D4 s nízkou kapacitou, které zmenší celkovou kapacitu podle pravidla o sčítání sériových kapacit :

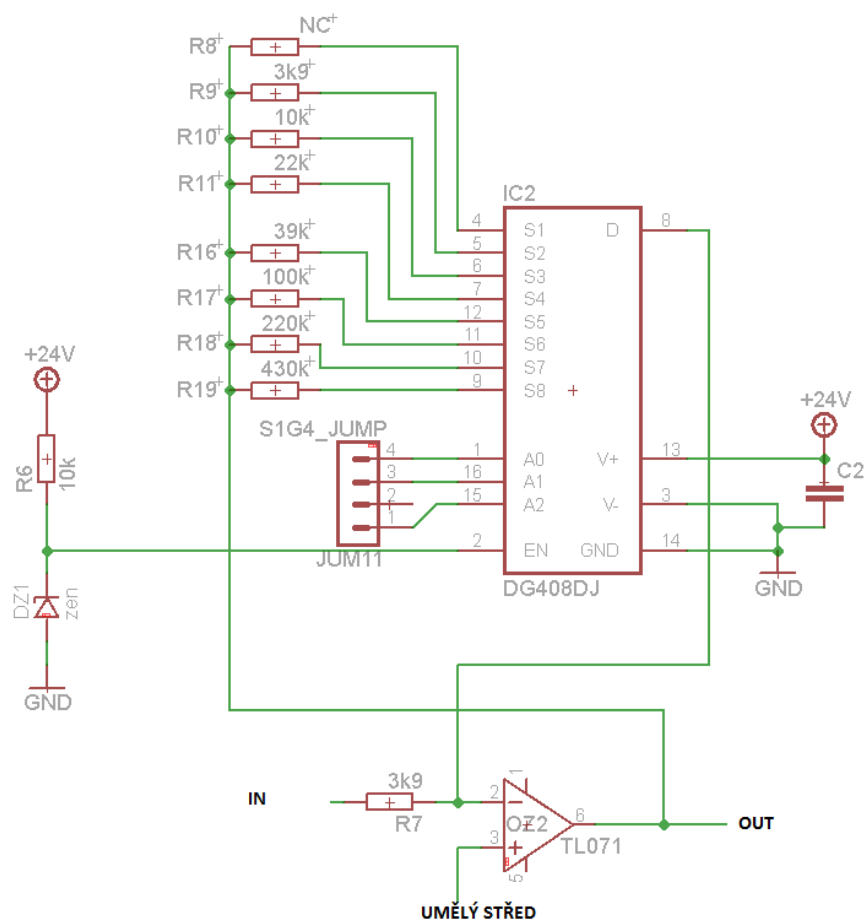
$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \quad (7.1)$$

Maximální vstupní napětí je omezeno na  $\pm 11\text{ V}$ . Při překročení tohoto napětí se začnou Zenerovy diody otevírat a nedovolí překročení napětí. Aby při trvalém překročení maximálního napětí nedošlo k destrukci diod je na vstupu umístěna vratná polymerová PTC pojistka. PTC pojistka odepíná při jmenovitém proudu  $100\text{ mA}$ . Při nízkých proudech má pojistka odpor řádově jednotek ohmů. Takto malý odpor je vůči vstupnímu odporu  $100\text{ k}\Omega$  prakticky zanedbatelný.



Obr. 7-5: Vstupní impedanční přizpůsobení

Za OZ pro impedanční přizpůsobení následují obvody pro změnu vstupní napěťové citlivosti. Schéma je na obr.7-6. Změny citlivosti je dosaženo přepínáním zpětné vazby OZ v invertujícím zapojení. Pro přepínání jednotlivých rezistorů je použit analogový přepínač DG408, který je schopen pracovat při nesymetrickém napájení až  $U_{DD\_MAX} = 44\text{ V}$ . Konkrétní nastavitelné rozsahy jsou uvedeny v tabulce 7-2 [12].



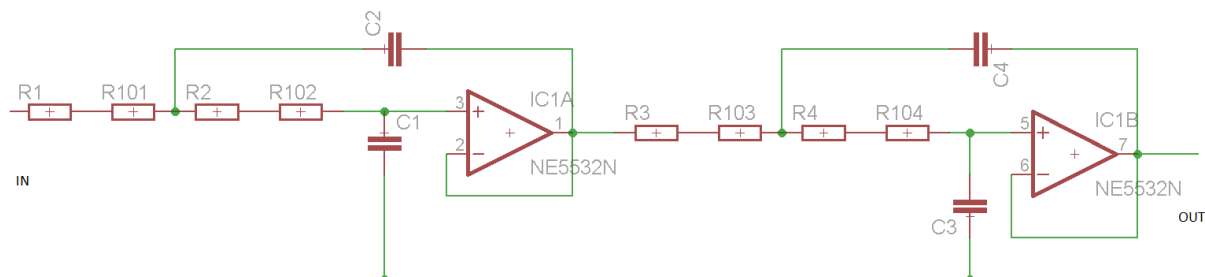
Obr. 7-6: Elektronický přepínač vstupní citlivosti

Tab. 7-2: Nastavitelné úrovně  
vstupu analyzátoru

Č. rozsahu	rozsah
1	5 V
2	2 V
3	1 V
4	500 mV
5	200 mV
6	100 mV
7	50 mV

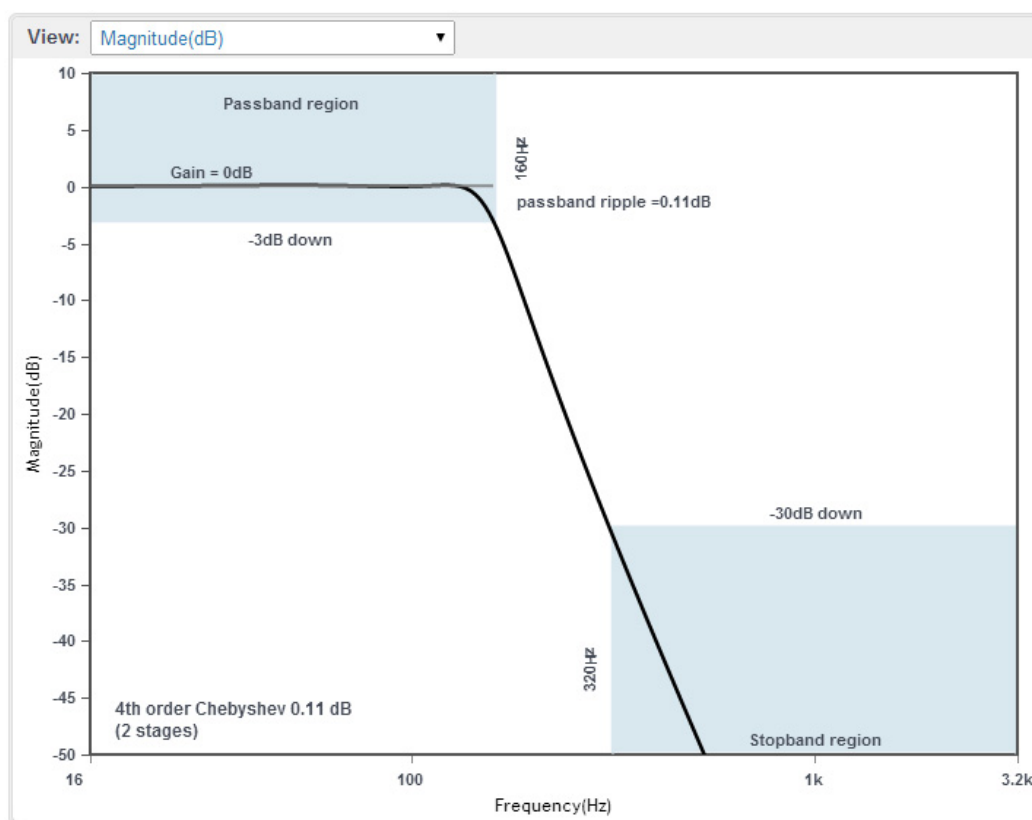
Za přepínačem citlivosti je signál přefiltrován jedním ze čtyř anti-aliasing filtrů, tedy filtrů typu dolní propust. Strukturu filtru znázorňuje obr. 7-7. Jedná se o filtr 4. řádu tj, se strmostí 24 dB/oktávu. Pro co nejpřesnější dodržení hodnot odporů článku jsou jednotlivé

odpory nahrazeny dvěma sériovými, což umožňuje snadnější sestavení z běžně dostupných dodávaných odporových řad E12 [1].

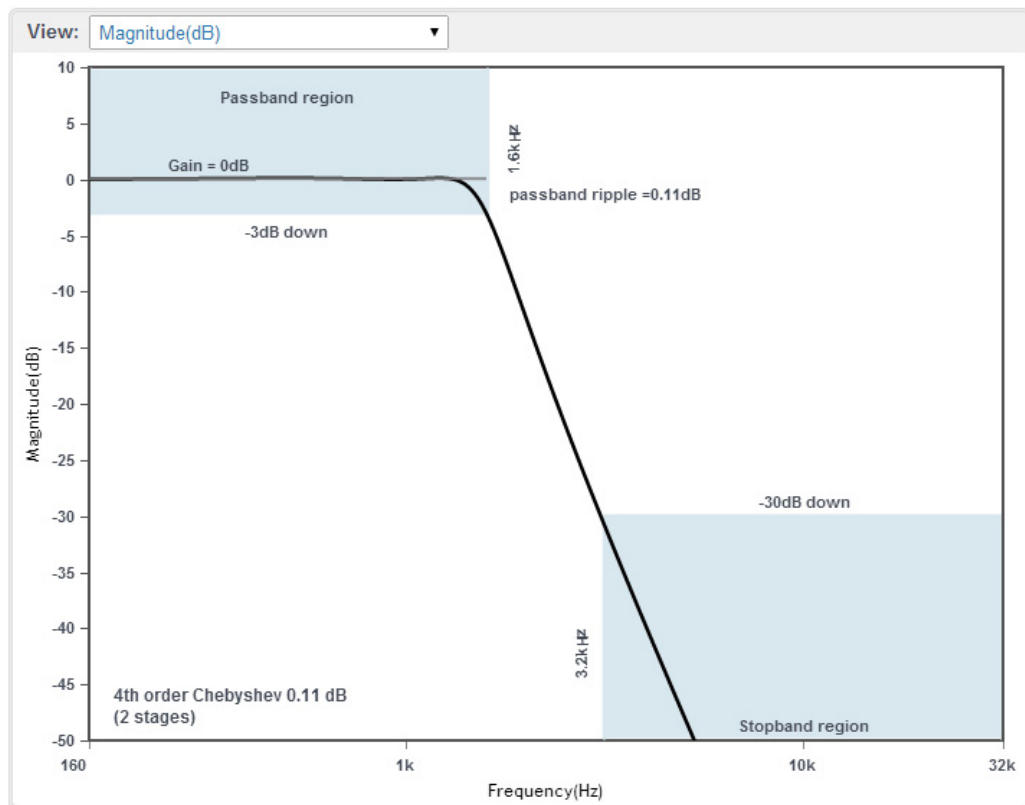


Obr. 7-7: Struktura anti-aliasing filtru

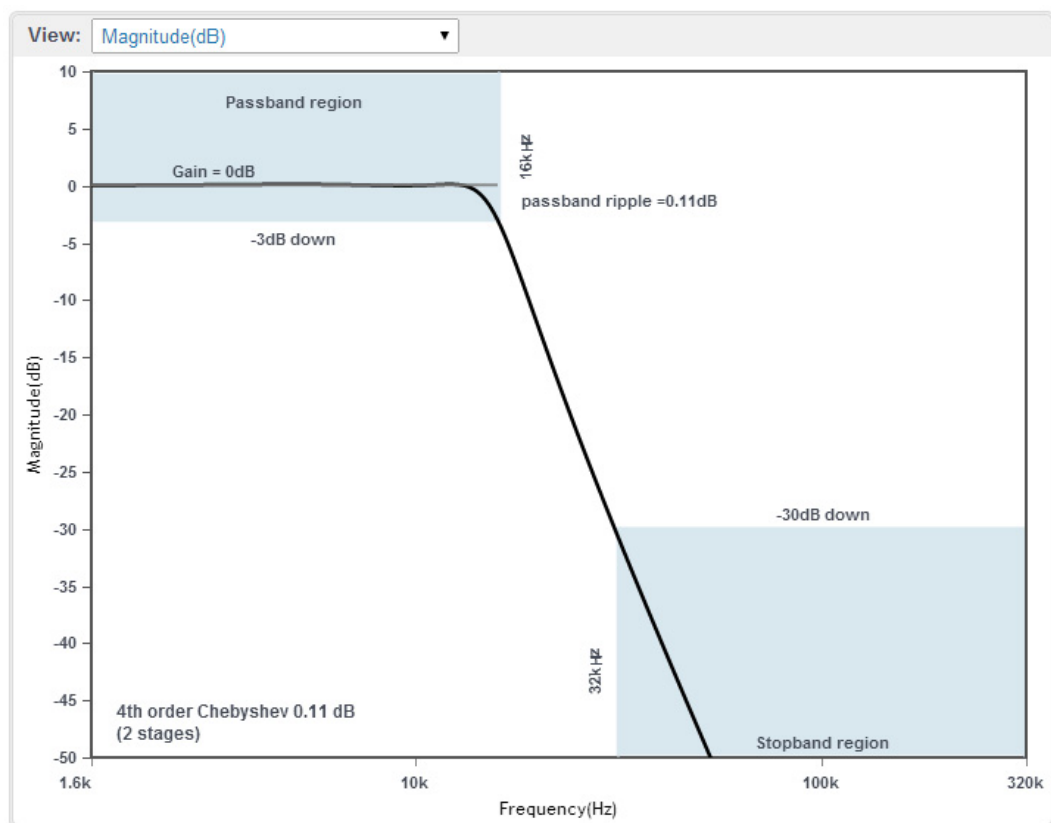
Na obr. 7-8, 7-9 a 7-10 je znázorněn průběh amplitudy pro jednotlivé antialiasing filtry s útlumem  $-30\text{ dB}$  na kmitočtech:  $f_1 = 320\text{ Hz}$  (pro  $f_{\text{SAMP}} = 640\text{ Hz}$ );  $f_2 = 3,2\text{ kHz}$  (pro  $f_{\text{SAMP}} = 6,4\text{ kHz}$ ) a  $f_3 = 32\text{ kHz}$  (pro  $f_{\text{SAMP}} = 64\text{ kHz}$ ).



Obr. 7-8: Anti-aliasing filtr - 320 Hz

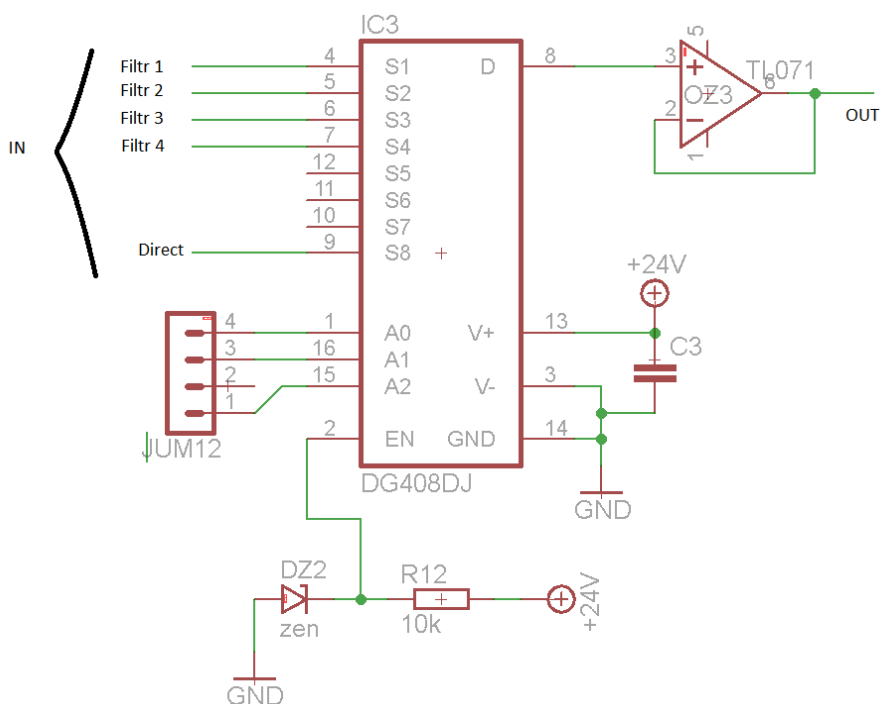


Obr. 7-9: Anti-aliasing filtr - 3,2 kHz



Obr. 7-10: Anti-aliasing filtr - 32 kHz

Přepínání jednotlivých filtrů je opět realizováno analogovým přepínačem DG408. Za přepínačem je pro impedanční přizpůsobení použit OZ v zapojení napěťového sledovače – viz obr. 7-11.



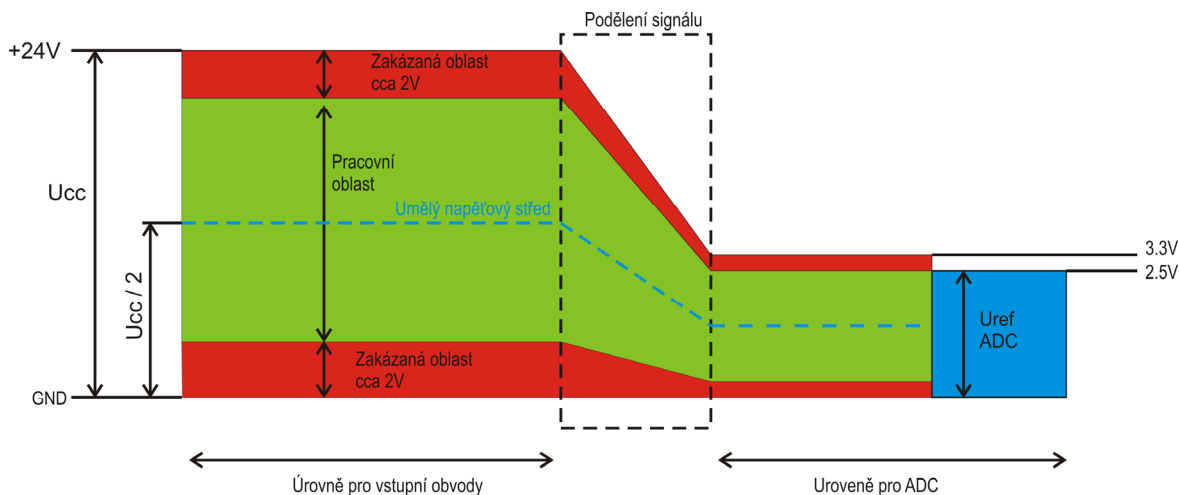
Obr. 7-11: Aktivace příslušného filtru

Při úpravě signálu pomocí OZ je nutné dbát na pracovní oblast výstupního napětí vůči napájecímu napětí  $U_{CC}$ . Obecně vzato nejsou běžné OZ schopny pracovat už cca  $2V$  pod kladné či záporné napájecí napětí. Proto je nutné se pohybovat pouze v pracovní oblasti OZ.

Filozofií návrhu napěťových úrovní analyzátoru je použití dostatečně velkého napájecího napětí tak, aby se poměr pracovní oblasti ku zakázané maximalizoval. Napěťové úrovně za vstupními obvody jsou poděleny odporovým děličem a přivedeny na vstup AD převodníku. Za odporovým děličem jsou tedy také poděleny zakázané oblasti. Hlavním argumentem tohoto řešení je zabezpečit vstup AD převodníku tak, aby nemohlo dojít k jeho napěťovému přetížení. Signál na vstupu AD převodníku nesmí přesáhnout napájecí napětí MCU, což je v tomto případě  $3,3V$ . Vstupní signál může překročit napěťovou

úroveň reference (aniž by došlo ke zničení vstupu MCU), i když po překročení hodnoty referenčního napětí už AD převodník signál nezměří.

Do pracovní oblasti AD převodníku definované referenčním napětím spadá i zakázané pásmo u nulového potenciálu GND a ochuzuje tak měřicí rozsah. Řešením by bylo posunout spodní hranici referenčního napětí na vyšší úroveň, což však v tomto případě není hardwarově umožněno. Grafické znázornění napětíových úrovní ilustruje obr. 7-12.

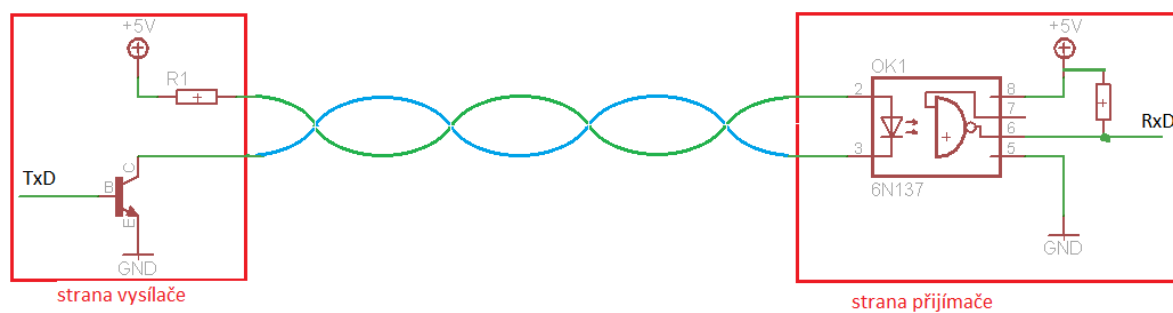


Obr. 7-12: Napětíové poměry vstupní části

### 7.3 Zprostředkování datové komunikace

Zem generátoru nemusí být vždy na stejném potenciálu jako zem analyzátoru. Při propojení výstupu se vstupem by tedy mohlo docházet k vyrovnávacím proudům mezi zeměmi. Proto jsou obě části galvanicky odděleny pomocí optočlenu 6N137. V tomto optočlenu je pro rekonstrukci číslicového signálu implementováno logické hradlo jehož výstup se chová jako budič s otevřeným kolektorem [14].

Na straně vysílače je vždy umístěn tranzistor, který je zapojen jako budič s otevřeným kolektorem. Na straně příjemce je optočlen. Pokud by byl i optočlen na straně vysílače, bylo by nutné přidat ještě napájecí vodič a celá přenosová cesta by ztratila diferenciální charakter, což by zhoršilo odolnost vedení proti rušení. Principiální schéma vyjadřuje obr.7-13.



Obr. 7-13: Datová komunikace



## 8 SOFTWAREVÝ NÁVRH

Pro měřicí systém jsou vytvořeny tři separátní programy. Pro generátor tónů, pro vyhodnocovací jednotku a program grafického prostředí na PC umožňující zobrazení a archivaci dat. Komunikace probíhá přes sériovou asynchronní sběrnici SCI.

### 8.1 SW pro generátor tónu

Spuštění jednotlivých tónů se provádí odesláním příslušného znaku přes SCI sběrnici. Každému z podporovaných tónů je přiřazena specifická hodnota. Po přijetí znaku je dokončeno vykreslování započaté periody předchozího tónu a následně změněn kmitočet na nový. Dokončení započaté periody je nutné dodržet, aby nedocházelo ke generování nežádoucího “lupnutí” při přepínání kmitočtů.

Změna efektivního napětí je prováděna taktéž pomocí SCI sběrnice. Každé napěťové úrovni je opět přiřazen unikátní znak. Po přijetí znaku pro nastavení napětí nejprve dojde k dokončení vykreslování započaté periody a následně je nastavena nová napěťová úroveň. Pro opětovné spuštění požadovaného tónu je nutné znovu odeslat znak odpovídající požadovanému tónu. Seznam jednotlivých kódů je v tab. 8-1. Strukturu algoritmu ilustruje vývojový diagram na obr. 8-1. Maximální podporovaný kmitočet je 20 kHz. Při požadavku alespoň  $n = 100$  vzorků na periodu je nutná perioda vzorkování :

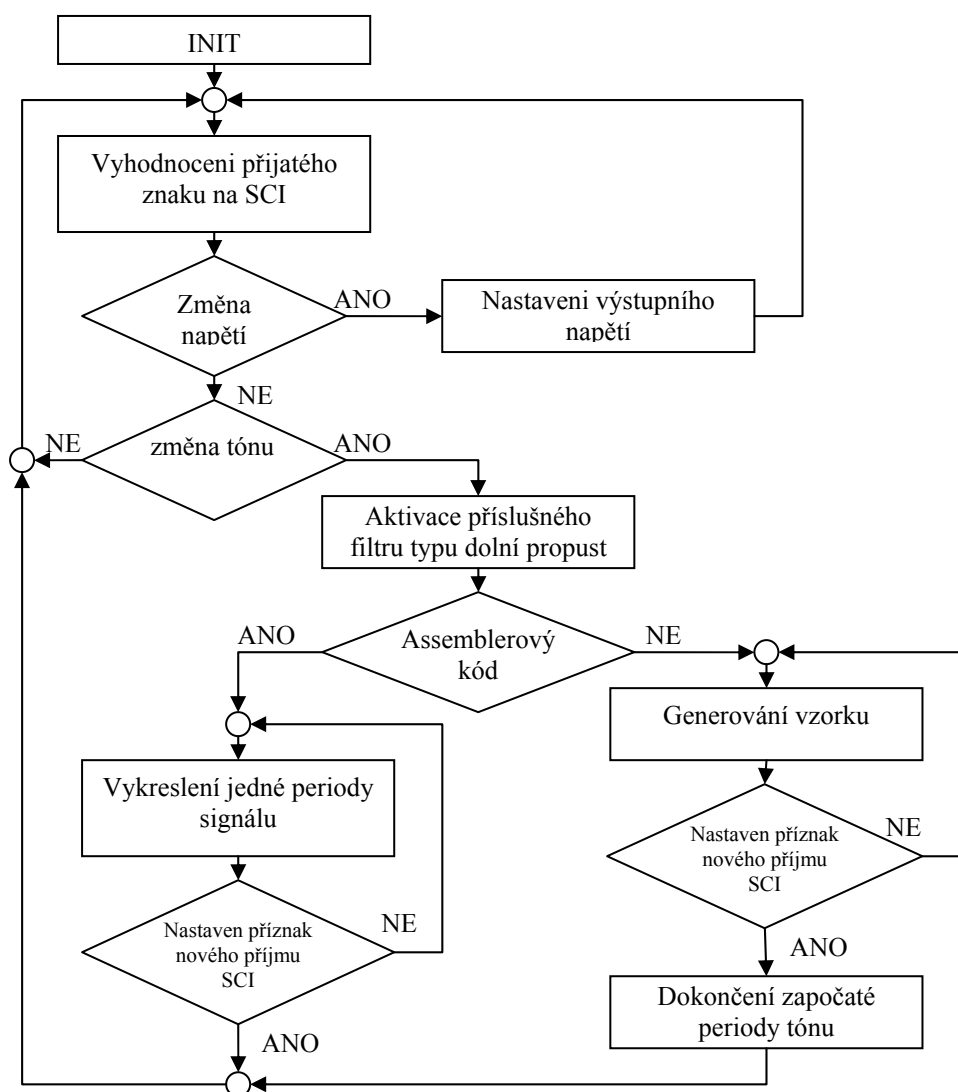
$$f_{SAMP} = f_{SIG} \cdot n = 20\,000 \cdot 100 = 2\,000\,000\text{Hz} = 2\text{ MHz} \quad (8.1)$$

Použitý MCU pracuje s frekvencí sběrnice 20 MHz z čehož plyne, že pro generování jednotlivých vzorků je pouze 10 taktů sběrnice. Na takto rychlou operaci nelze využít obsluhu přerušení ani generovat vzorky v programovém cyklu. Jelikož MCU MC9S08AC60 disponuje dostatečně velkou pamětí pro program (60 kB), jsou pro jednotlivé tóny vytvořeny separátní funkce v jazyce symbolických adres, ve kterých je po sobě zapsáno 100 instrukcí pro zápis na DA převodník. Jelikož zápis na port trvá 4 cykly sběrnice, jsou mezi jednotlivé instrukce zápisu vloženy prodlevy v podobě instrukcí “nop”. Ve funkcích pro generování nižších tónů bylo dosaženo zmenšení frekvence tónu přidáním prodlevy nebo přidáním počtu vzorků. Jednotlivé funkce nebyly psány ručně, nýbrž byl vytvořen jednoduchý skript v SW Wolfram Mathematica, který požadovanou posloupnost instrukcí vygeneruje do textového souboru. Skript je součástí přílohy.

Generování tónů s nižší frekvencí tj. pod  $2\text{ kHz}$ , je už programováno jako obsluha periodického přerušení v jazyce C. V rozsahu  $20\text{ Hz}$  až  $500\text{ Hz}$  je signál sestaven ze 400 vzorků a pro kmitočty  $650\text{ Hz}$  až  $2\text{ kHz}$  z 200 vzorků [7].

Tab. 8-1: Seznam jednotlivých kódů pro generátor

f [Hz]	kód		f [Hz]	kód
OFF	48		1k2	80
20	49		1k5	81
30	50		2k	82
40	51		2k5	83
50	52		3k	97
65	53		4k	98
80	54		5k	99
100	65		6k	100
120	66		7k	101
150	67		8k	102
200	68		9k	103
250	69		10k	108
300	70		12k	109
400	71		14k	110
500	72		16k	111
650	73		18k	112
800	74		20k	113
1k	79			



Obr. 8-1: Vývojový diagram generátoru

## 8.2 SW pro Analyzátor

Jednou z hlavních funkcí analyzátoru je vzorkování vstupního signálu a jeho další zpracování. Pro analýzu daného signálu je odebráno  $N = 128$  vzorků signálu. Počet vzorků byl zvolen s ohledem na přesnost vyhodnocování, ale také na výpočetní náročnost při analýze. Vyhodnocování je prováděno pomocí DFT. Ta je při  $N$  vzorcích schopna rozlišit  $X = N/2$  složek spektra signálu. Při vzorkovacím kmitočtu  $f_{SAMP}$  jsou jednotlivé složky odstupňovány po frekvenci  $f_{RES}$  :

$$f_{RES} = \frac{f_{SAMP}}{N} \quad (8.2)$$

Při použití jednoho vzorkovacího kmitočtu  $f_{SAMP} = 64 \text{ kHz}$  by mohly být analyzovány jednotlivé složky spektra s rozlišovací schopností :

$$f_{RES} = \frac{f_{SAMP}}{N} = \frac{64000}{128} = 500 \text{ Hz} \quad (8.3)$$

Při této konfiguraci by nebylo možné rozlišit složky na nízkých kmitočtech. Proto jsou prováděna měření na třech různých frekvencích a to na  $f_{SAMP} = 640 \text{ Hz}$ ;  $6,4 \text{ kHz}$ ;  $64 \text{ kHz}$ . Při každém měření je aktivován příslušný hardwarový anti-aliasing filtr.

Při výpočtu DFT je třeba počítat funkce sinus a kosinus. Tyto funkce jsou časově velmi náročné i na 32 bitovém MCU. Pro každou složku spektra je třeba spočítat  $N$  krát funkci sinus a kosinus. Jelikož MCU obsahuje dostatek vnitřní paměti pro program (128 kB), byly tyto funkce pro jednotlivé argumenty spočítány dopředu a vloženy do paměti MCU jako pole konstant.

Při využití  $N$  vzorků a výpočtu všech složek spektra  $X$  je nutné do paměti uložit  $m$  konstant :

$$m = \underbrace{N \cdot X}_{\text{PRO } f_{ci} \text{ SINUS}} + \underbrace{N \cdot X}_{\text{PRO } f_{ci} \text{ COSINUS}} = 128 \cdot 64 + 128 \cdot 64 = 16384 \quad (8.4)$$

Práce s reálnými proměnnými je bez matematického koprocessoru časově mnohem náročnější než práce s celočíselnými proměnnými. Proto jsou jednotlivé konstanty uloženy jako dvou bajtové integery, takže je celková velikost konstant rovna:  $m \cdot 2 = 16384 \cdot 2 = 32768 \text{ Byte}$ .

Jelikož je obor funkčních hodnot funkce sinus a kosinus v intervalu  $\langle -1;1 \rangle$ , byly tyto konstanty vynásobeny koeficientem  $k = 30\,000$ . Čím vzniklo pole konstant v celých číslech v rozsahu  $\langle -30\,000;30\,000 \rangle$ . Při výpočtu DFT je však nutné zohlednit přepočet konstant. Takto upravený algoritmus už obsahuje pouze násobení a sčítání v oboru celých čísel. Hloubka vzorků načtených pomocí 16 bitového AD převodníku není uměle zmenšována, tudíž je se vzorkem pracováno v plném rozlišení. Jelikož byl výpočet DFT upraven na výpočty v oboru celých čísel, bylo nutné ukládat všechny mezivýsledky do osmi bajtových proměnných typu "long long".

Na použitém MCU bylo dosaženo rychlosti cca 18 transformací za sekundu.

### 8.2.1 Struktura měřicího algoritmu

Nejprve je na generátoru nastaveno odesláním příslušného znaku požadované efektivní napětí na výstupu. Pak následuje odeslání znaku odpovídajícímu požadovanému kmitočtu. Na straně analyzátoru je aktivován odpovídající anti-aliasing filtr. Po prodlevě sloužící k ustálení kmitočtu je spuštěno vzorkování signálu. Po navzorkování signálu následuje výpočet DFT transformace. Pro daný kmitočet není třeba počítat celé spektrum signálu, nýbrž pouze vzorek odpovídající konkrétnímu analyzovanému tónu. Veškeré parametry pro vzorkování a výpočet DFT jsou pro každý kmitočet umístěny v jedné tabulce konstant a je tedy možné je kdykoliv podle potřeby jednoduše v kódu upravit. Struktura algoritmu je zobrazena na obr. 8-3.

### 8.2.2 Komunikace s PC

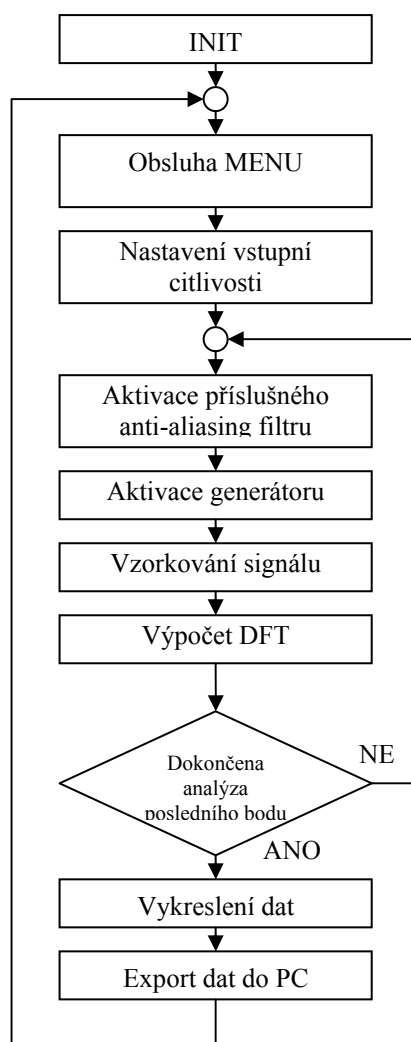
Komunikace s PC je realizována pomocí paketů. Pro zjednodušení identifikace začátku a konce paketu není využit celý rozsah znaků (tj. 0 až 255), ale pouze 16 znaků reprezentujících jeden hexa znak a dva pomocné znaky pro definování začátku a konce paketu. " + " pro start znak a " \* " pro stop znak. Následně jsou dvojice hexa znaků seskupeny v jeden bajt. Jednotlivé seskupené bajty jsou uloženy do pole, ve kterém je možno vyčíst parametry paketu. Nejprve je definována velikost datové části paketu, pak typ paketu. Následuje datová část paketu a za ní kontrolní součet. Kontrolní součet je vytvořen numerickým sečtením bajtů části "data" a "typPaketu" a následným zkrácením na 16 bitovou hodnotu. Strukturu paketu zobrazuje obr. 8-2.

" + "	0. hexa	1. hexa	2. hexa	3. hexa	4. hexa	5. hexa	6. hexa	7. hexa	...	...	i-2. hexa	i-1. hexa	" * "
start znak	0.Byte Hi	0.Byte Lo	1.Byte Hi	1.Byte Lo	2.Byte Hi	2.Byte Lo	3.Byte Hi	3.Byte Lo	...	...	i/2. Byte Hi	i/2. Byte Lo	stop znak

 $x=i/2$ 

0. Byte	1. Byte	2. Byte	3. Byte	4. Byte	5. Byte	6. Byte	7. Byte	8. Byte	9. Byte	...	...	x-2. Byte	x-1. Byte
velikostDataPaketu	typPaketu	data								...	...	kontrolni soucet	

Obr. 8-2: Struktura datového paketu



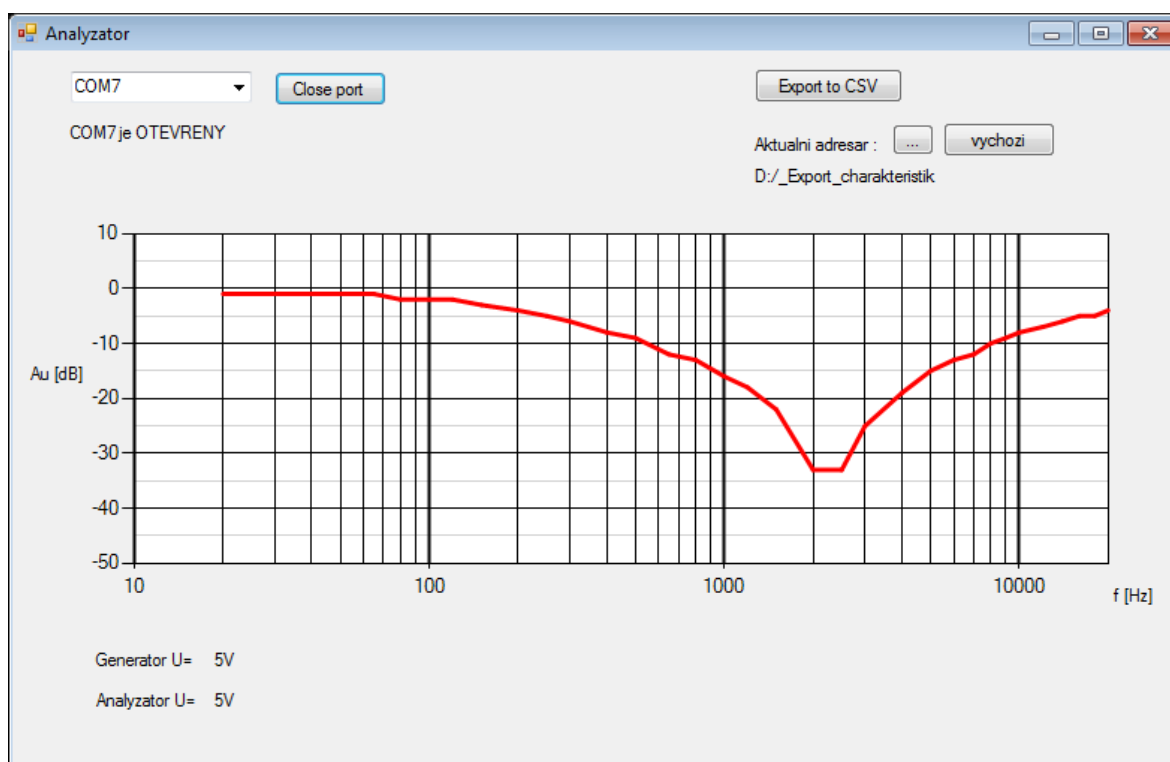
Obr. 8-3: Vývojový diagram analyzátoru

### 8.3 SW pro PC

Prostředí pro PC bylo vytvořeno v programovacím jazyce C# pro framework : “.NET Framework 4“, který lze doinstalovat i pod operační systém Microsoft Windows XP SP3. Pro samotné vytvoření kódu bylo využito SW Microsoft Visual Studio Expres 2013, ve kterém byla vytvořena okenní aplikace [8].

Pro periodické načítání přijatých dat byla použita komponenta “Timer“. Ta je nastavena tak, aby periodicky generovala po 100 ms událost, která vyčte znaky zachycené v bufferu. Jak již bylo zmíněno data jsou odesílána po jednotlivých hexa znacích, proto je nutné je nejprve sestavit na pole Bytů. Data jsou následně ověřena kontrolním součtem. Pokud je kontrolní součet v pořádku, je z dat vykreslen graf. Přijatá data je také možno exportovat do tabulkového dokumentu “.CSV“.

Grafické prostředí je na obr. 8-4. V levém horním rohu je nutné vybrat port, na který je analyzátor připojen. V pravém horním rohu je možnost exportu přijatých dat. Cílovou složku lze manuálně měnit. Uprostřed jsou grafické závislosti naměřených dat.



Obr. 8-4: Grafické uživatelské rozhraní na PC

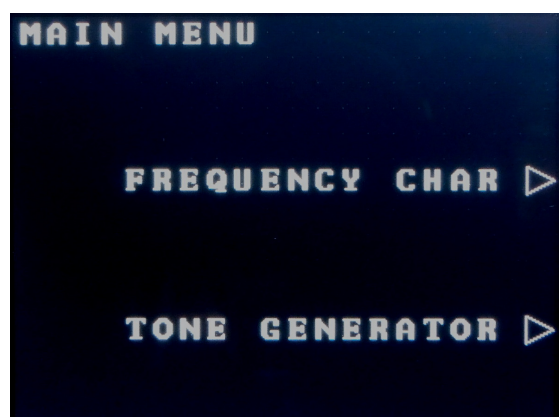
## 8.4 Ovládání měřicího systému

Pro ovládání měřicího systému slouží šest postranních tlačítek na pravé straně displeje a jedno tlačítko "MENU". Každému postrannímu tlačítku je v závislosti na aktuální poloze v menu na displeji přiřazena funkce. Takto řešené menu ulehčuje zrychluje práci se systémem. Rozmístění jednotlivých prvků na předním panelu je znázorněn na obr 8-5.



Obr. 8-5: Přední panel měřicího systému

Na obr. 8-6 je fotografie hlavního menu. Zde se dá vybrat jedna ze dvou možností – měření amplitudové frekvenční charakteristiky nebo generátor harmonického signálu.



Obr. 8-6: menu – MAIN MENU

### Hlavní menu

“FREQUENCY CHAR“

→ měření frekvenční charakteristiky

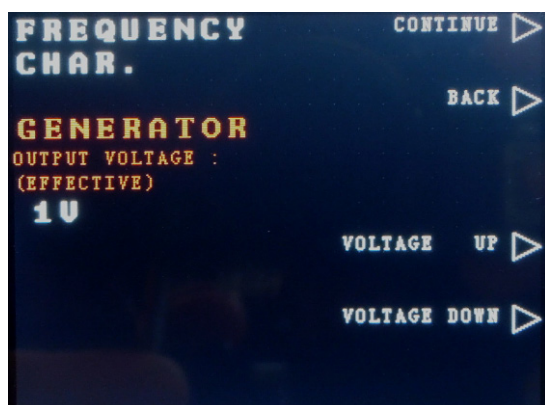
“TONE GENERATOR“

→ Generátor harmonického signálu  
(doplňková funkce)



### 8.4.1 Režim “FREQUENCY CHAR.”

Na obr. 8-7, 8-8 a 8-9 je znázorněn průběh nastavování parametrů pro měření. Nejprve je zadáno napětí generátoru, pak následuje volba vstupní citlivosti analyzátoru. Posledním parametrem je režim měření, kde je na výběr z jednorázového nebo průběžného měření. Při jednorázovém měření dojde k jednomu vyhodnocení charakteristiky. V průběžném měření je charakteristika samočinně obnovována v cca. pěti sekundových intervalech.



Obr. 8-7: menu – nastavení generátoru

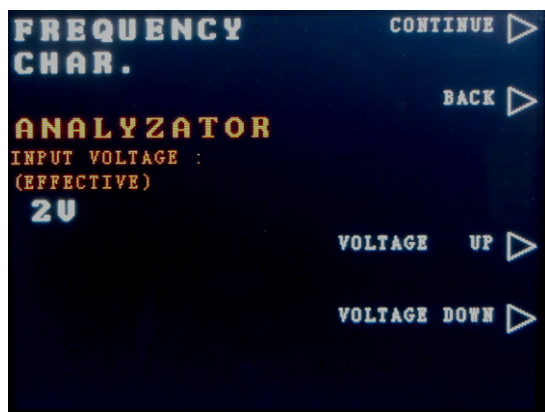
#### Nastavení výstupního napětí generátoru

“CONTINUE” → posunutí na další menu

“BACK” → zpět na hlavní menu

“VOLTAGE UP” → zvýšení napětí

“VOLTAGE DOWN” → snížení napětí



Obr. 8-8: menu – nastavení analyzátoru

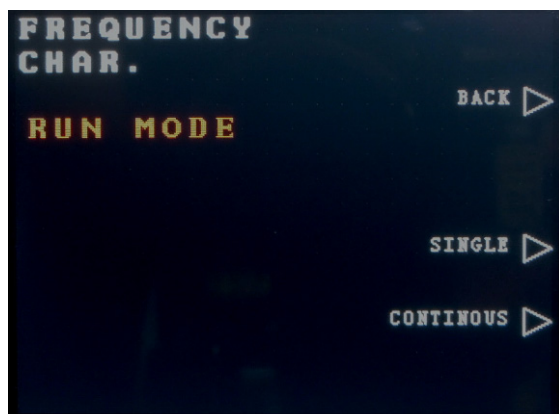
#### Nastavení vstupního napětí analyzátoru

“CONTINUE” → posunutí na další menu

“BACK” → zpět na nastavení generátoru

“VOLTAGE UP” → zvýšení napětí

“VOLTAGE DOWN” → snížení napětí



Obr. 8-9: menu – režim měření

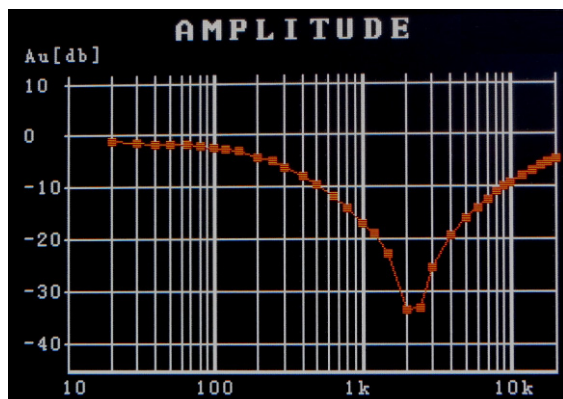
**Nastavení režimu měření**

“BACK“ → zpět na menu nastavení analyzátoru

“SINGLE“ → jednorázové měření

“CONTINUOUS“ → průběžné měření

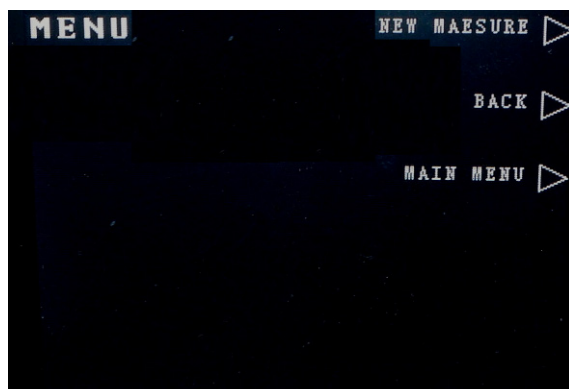
Na obr. 8-10 je příklad vykreslené charakteristiky RLC rezonančního obvodu. Stisknutím jednoúčelového tlačítka “MENU“ na předním panelu je vyvolána nabídka Pomocného menu.



Obr. 8-10: menu – zobrazení charakteristiky

**Zobrazení amplitudové frekvenční charakteristiky**

Jednoúčelovým tlačítkem “MENU“ je možné vyvolat menu na obr 8-11.



Obr. 8-11: menu – pomocné menu

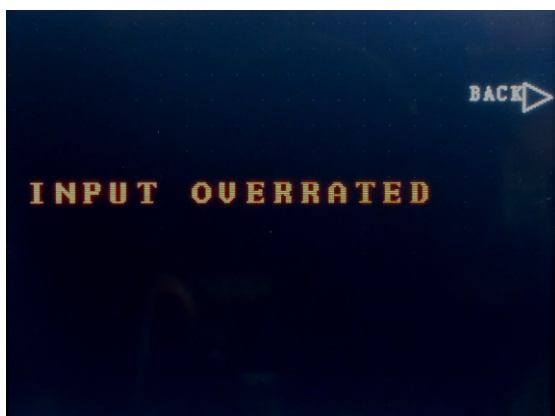
**Pomocné menu**

“NEW MEASURE“ → spuštění nového měření (jen při jednorázovém režimu měření)

“BACK“ → zpět na zobrazení poslední naměřené charakteristiky

“MAIN MENU“ → přepnutí do hlavního menu

Pokud je vstup analyzátoru přetížen je na displeji zobrazeno varování – viz obr. 8-12.



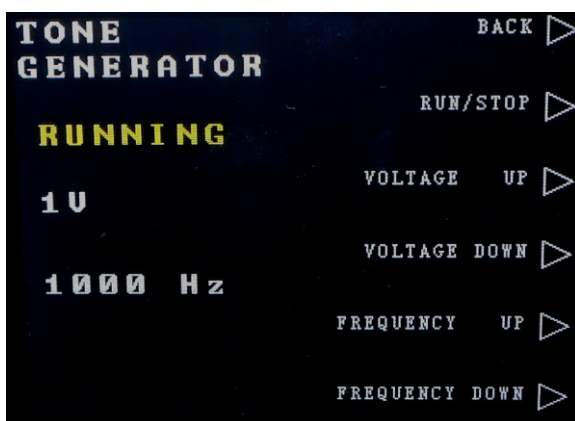
Obr. 8-12: menu – vstup přetížen

#### INPUT OVERRATED

“BACK“ → zpět na nastavení parametrů měření

### 8.4.2 Režim “TONE GENERATOR“

Tento režim je doplňkovou funkcí. Umožňuje manuálně nastavit parametry harmonického signálu pro jiné testování nebo měření. Ovládání je zobrazeno na obr 8-13.



Obr. 8-13: menu – generátor tónů

#### Nastavení generátoru tónů

“BACK“ → zpět na hlavní menu

“RUN/STOP“ → zapnutí/vypnutí generátoru

“VOLTAGE UP“ → zvýšení napětí

“VOLTAGE DOWN“ → snížení napětí

“FREQUENCY UP“ → zvýšení frekvence

“FREQUENCY DOWN“ → snížení frekvence

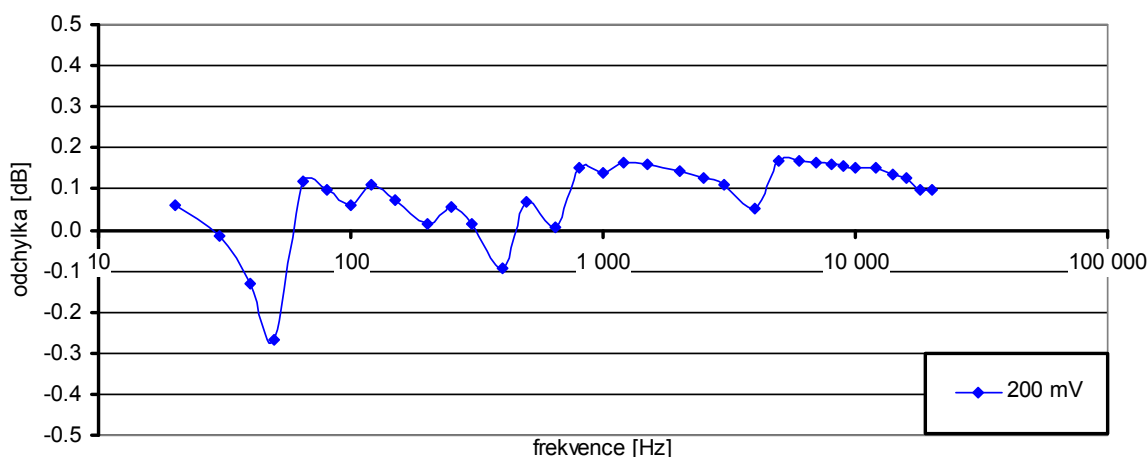
## 9 OVĚŘENÍ SYSTÉMU

Pro ověření správnosti měřicího systému bylo provedeno měření, které spočívalo v separátním ověření vstupu a výstupu, tedy generátoru tónů a analyzátoru. U generátoru byla sledovaná přesnost výstupního napětí v závislosti na frekvenci signálu. U analyzátoru byla ověřena přesnost naměřeného signálu opět v závislosti na frekvenci vstupního signálu.

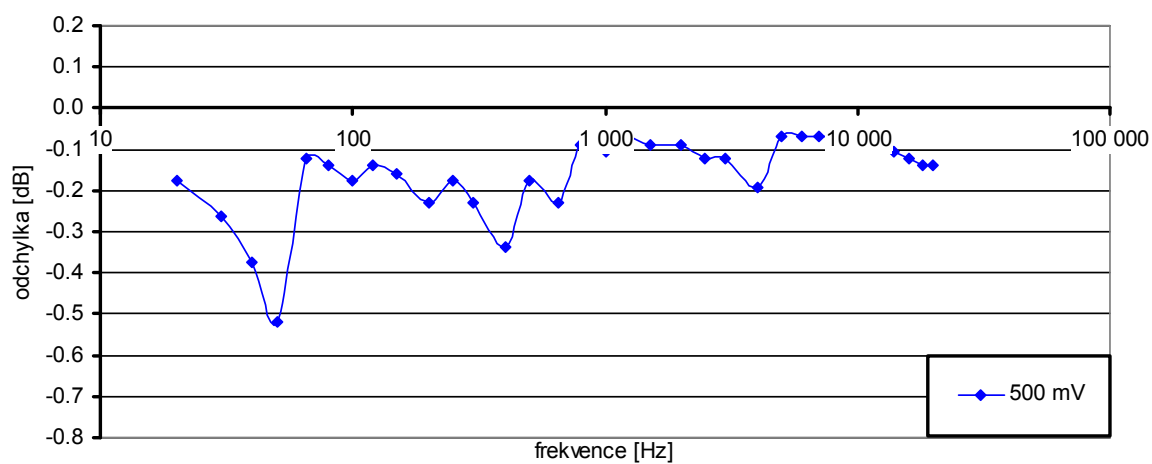
### 9.1 Ověření generátoru

Pro ověření výstupního napětí generátoru byl využit digitální multimetr Agilent 344401A. Výrobce udává přesnost pro střídavé napětí je 0,06%. Na obr. 9-1 až 9-5 je zobrazen výsledek měření pro výstupní rozsahy 200 mV, 500 mV, 1 V, 2 V a 5 V. Všechny charakteristiky zobrazují odchylku skutečného napětí vůči jmenovitému v decibelech.

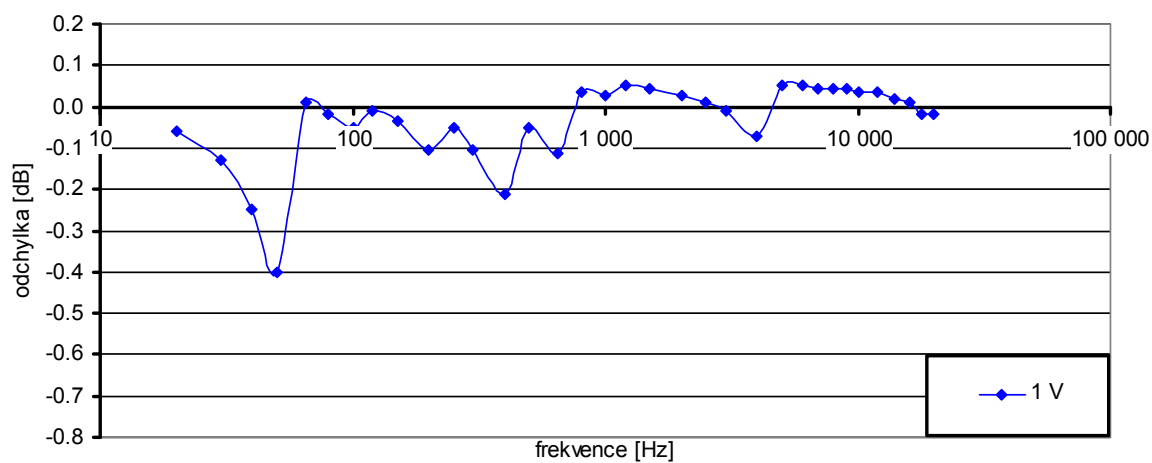
Dále byla změřena zatěžovací charakteristika výstupu pro zátěžové odpory 3,9  $\Omega$ ; 8,2  $\Omega$  a 1 k $\Omega$ . Naměřená data jsou na obr. 9-6.



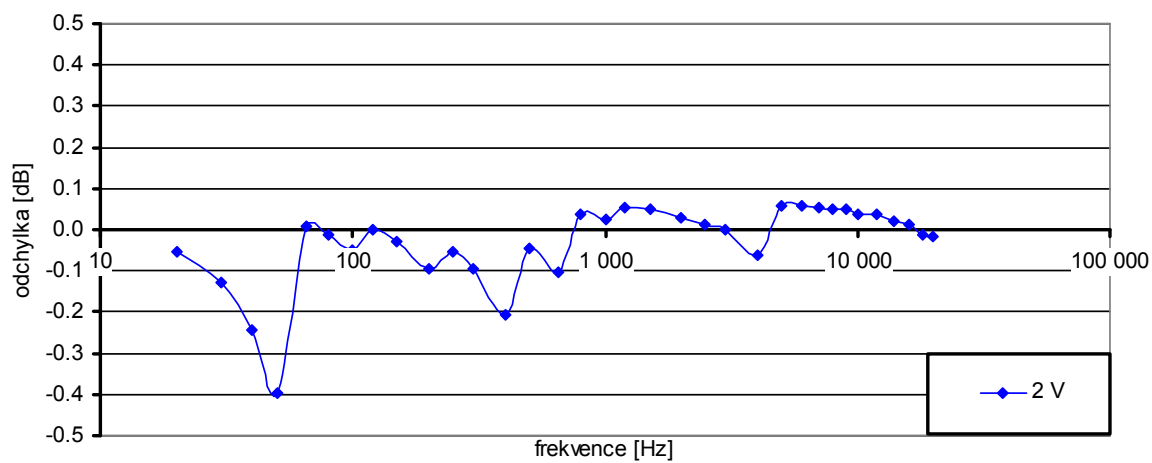
Obr. 9-1: Výstupní napětí 200 mV



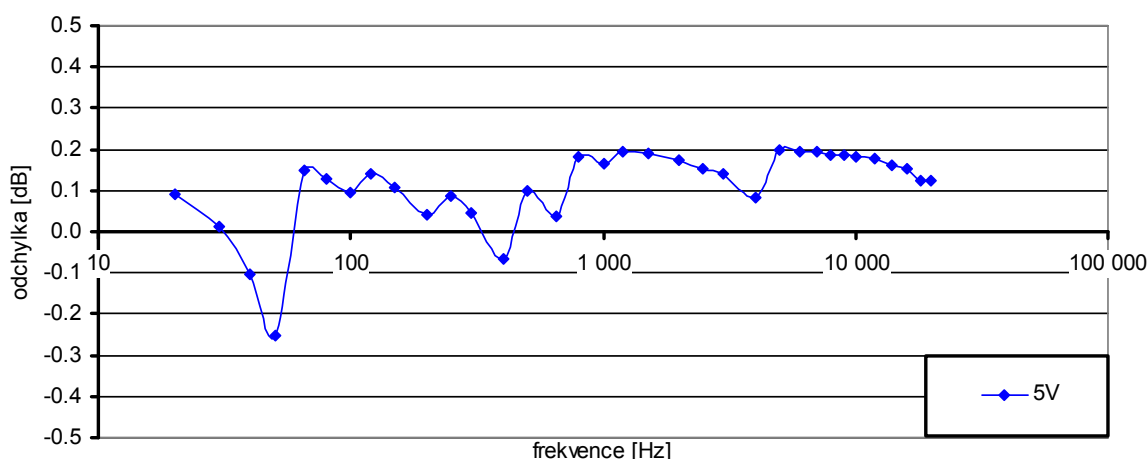
Obr. 9-2: Výstupní napětí 500 mV



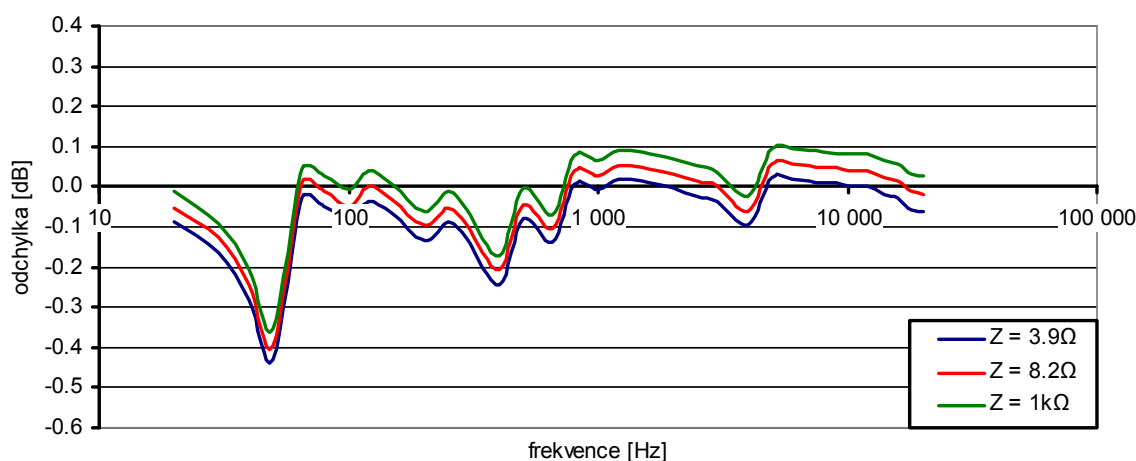
Obr. 9-3: Výstupní napětí 1 V



Obr. 9-4: Výstupní napětí 2 V



Obr. 9-5: Výstupní napětí 5 V

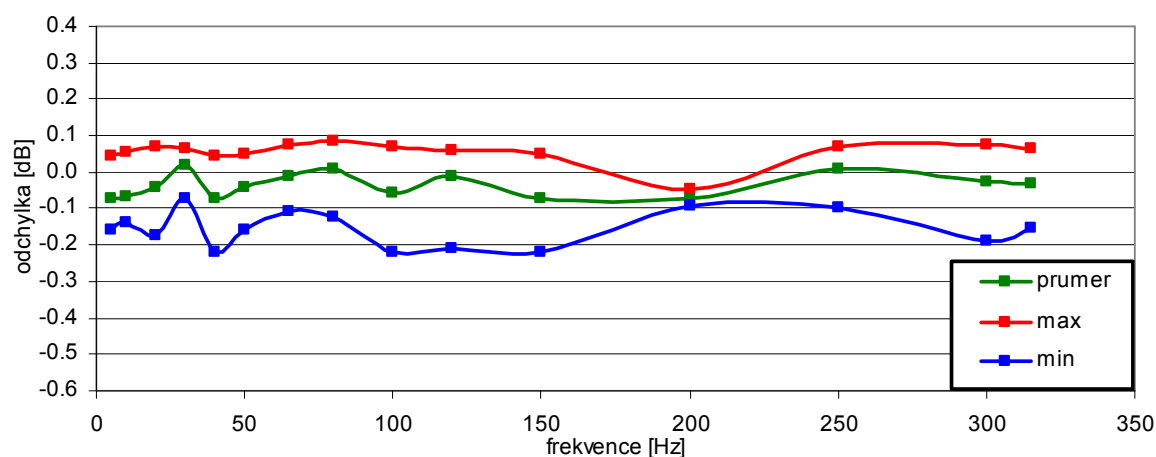


Obr. 9-6: Zatěžovací charakteristika - výstupní napětí 2 V

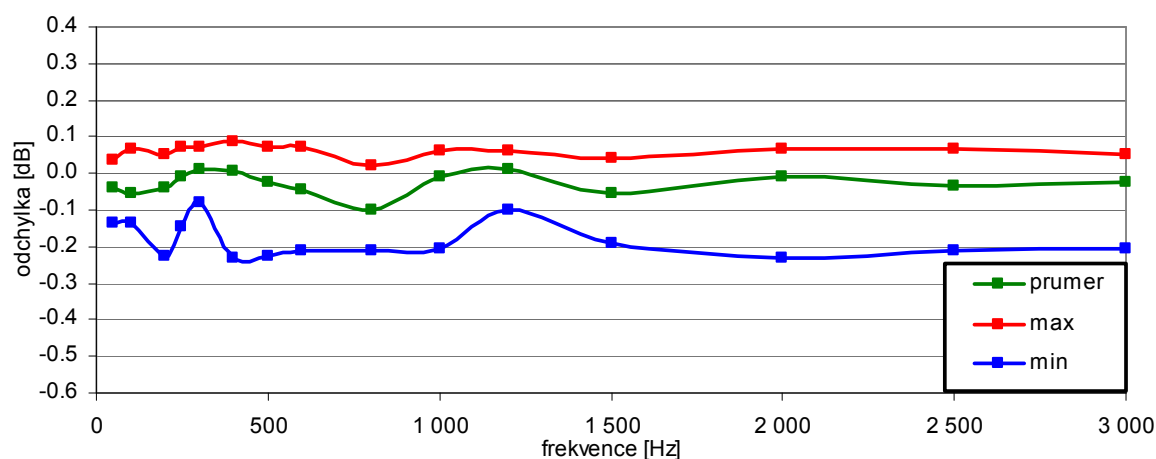
## 9.2 Ověření analyzátoru

Ověření analyzátoru bylo provedeno na generátoru ETC M631. Jelikož analyzátor měří na proměnných vzorkovacích frekvencích  $f_{SAMP} = 640\text{Hz}$ ;  $6,4\text{kHz}$ ;  $64\text{kHz}$ , bylo nutné ověřit separátně tyto tři režimy. Vyhodnocování velikosti vstupního napětí bylo provedeno na 15ti měřeních, z kterých MCU vypočítal průměr, maximum a minimum.

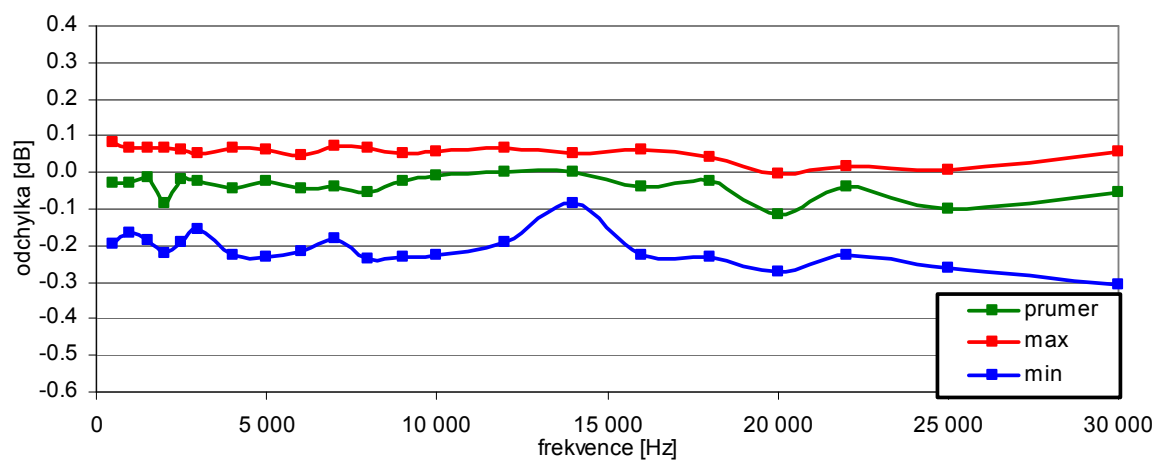
Na obr. 9-7 až 9-9 je zobrazeno vyhodnocení vstupního napětí  $u_{RMS} = 2,002\text{ V}$  na měřicím rozsahu 2 V (měřicí systém je dimenzován na přebuditelnost do 10 %) pro jednotlivé vzorkovací frekvence. Dále je na tomtéž vstupním rozsahu analyzováno vstupní napětí  $u_{RMS} = 199,8\text{ mV}$  (obr. 9-10 až 9-12) a také vstupní napětí  $u_{RMS} = 28,3\text{ mV}$  (obr. 9-13 až 9-15).



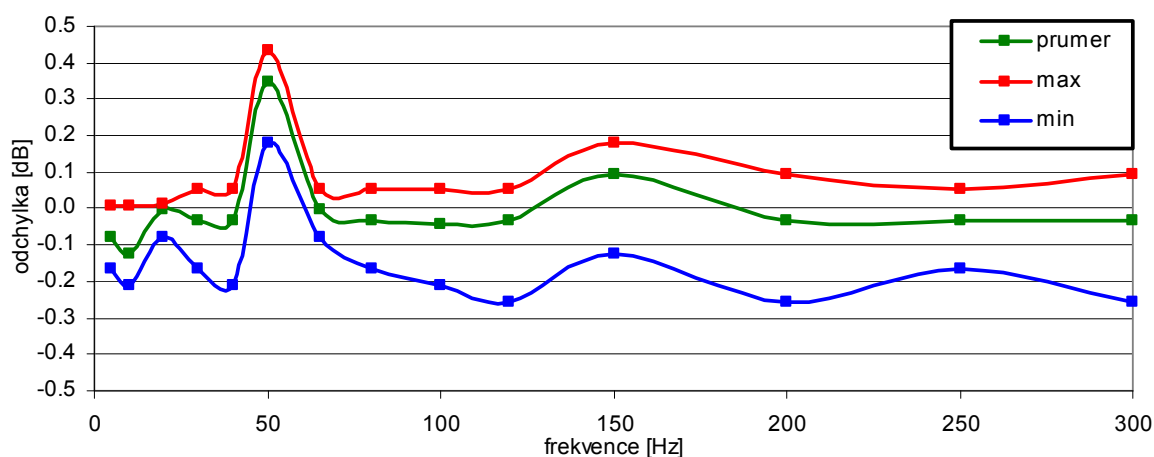
Obr. 9-7: Vstupní napětí  $u_{RMS} = 2,002 V$  ;  $f_{SAMP} = 640Hz$  ; měřicí rozsah  $2 V$



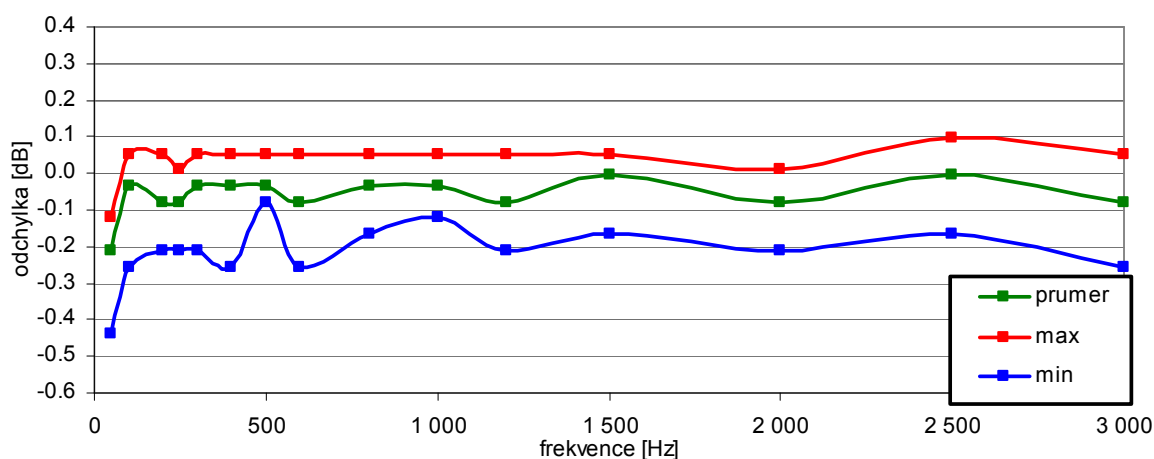
Obr. 9-8: Vstupní napětí  $u_{RMS} = 2,002 V$  ;  $f_{SAMP} = 6,4kHz$  ; měřicí rozsah  $2 V$



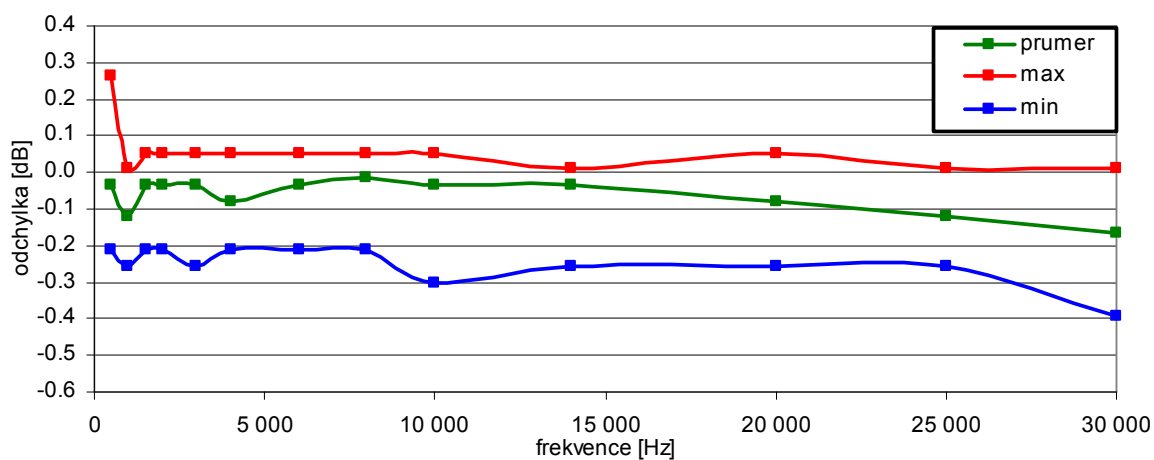
Obr. 9-9: Vstupní napětí  $u_{RMS} = 2,002 V$  ;  $f_{SAMP} = 64kHz$  ; měřicí rozsah  $2 V$



Obr. 9-10: Vstupní napětí  $u_{RMS} = 199,8 \text{ mV}$  ;  $f_{SAMP} = 640 \text{ Hz}$  ; měřicí rozsah  $2 \text{ V}$

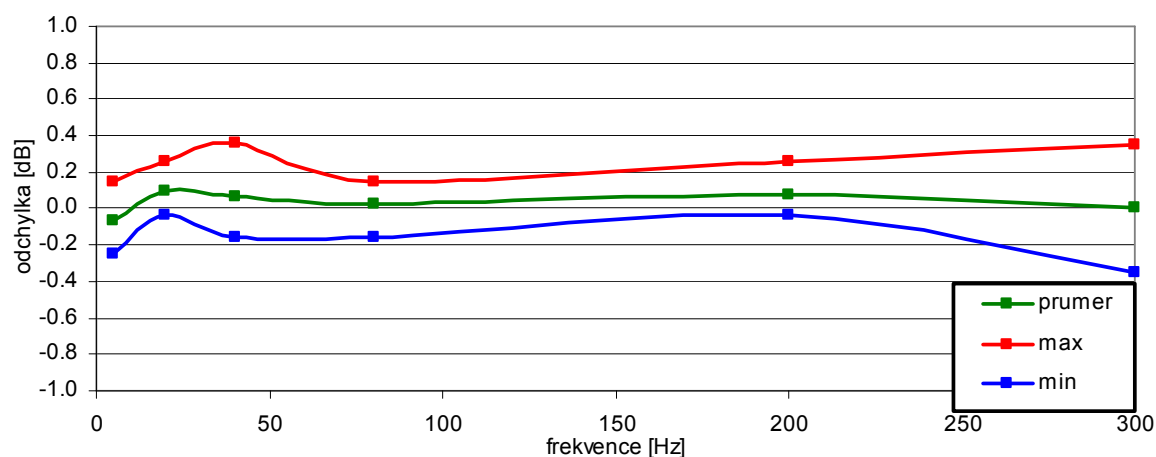


Obr. 9-11: Vstupní napětí  $u_{RMS} = 199,8 \text{ mV}$  ;  $f_{SAMP} = 6,4 \text{ kHz}$  ; měřicí rozsah  $2 \text{ V}$

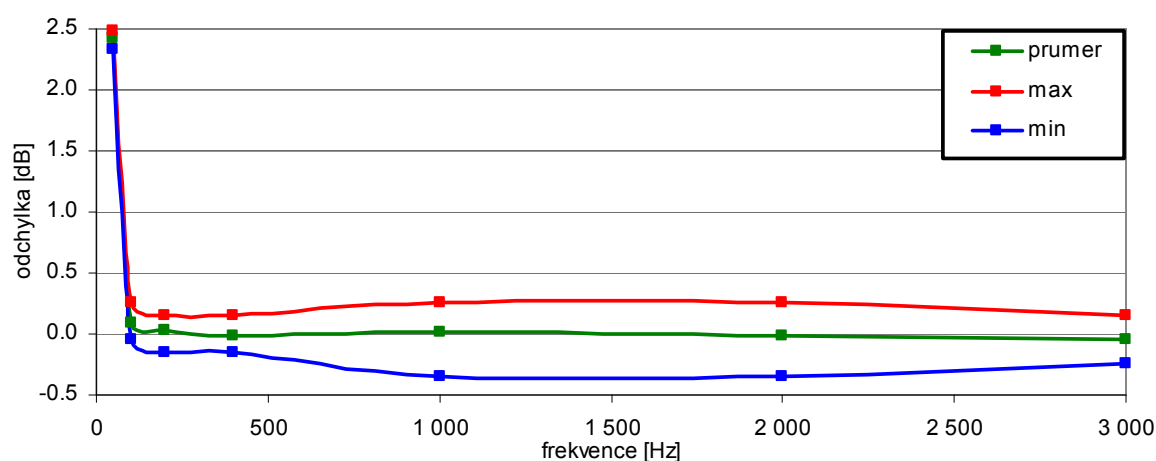


Obr. 9-12: Vstupní napětí  $u_{RMS} = 199,8 \text{ mV}$  ;  $f_{SAMP} = 64 \text{ kHz}$  ; měřicí rozsah  $2 \text{ V}$

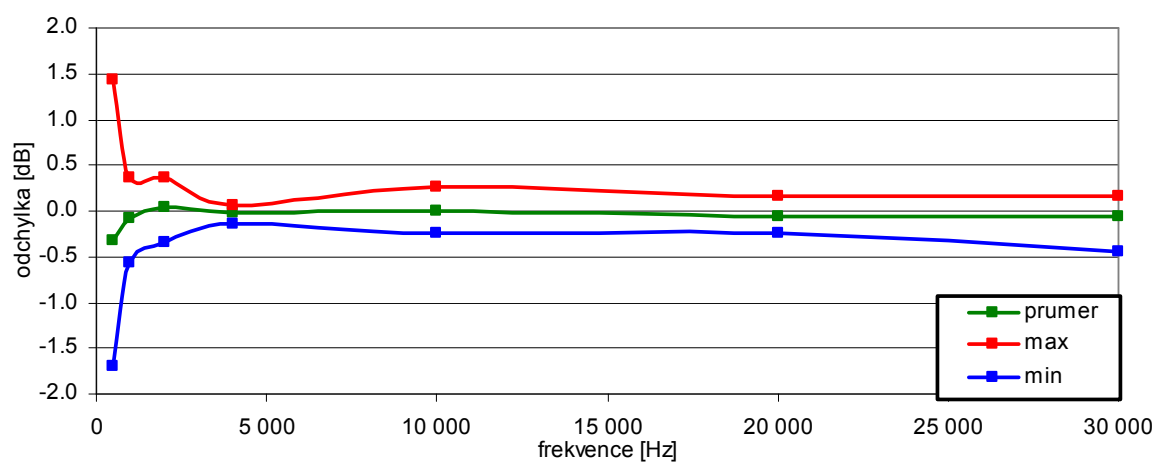




Obr. 9-13: Vstupní napětí  $u_{RMS} = 28,3 \text{ mV}$ ;  $f_{SAMP} = 640 \text{ Hz}$ ; měřicí rozsah  $2 \text{ V}$



Obr. 9-14: Vstupní napětí  $u_{RMS} = 28,3 \text{ mV}$ ;  $f_{SAMP} = 6,4 \text{ kHz}$ ; měřicí rozsah  $2 \text{ V}$



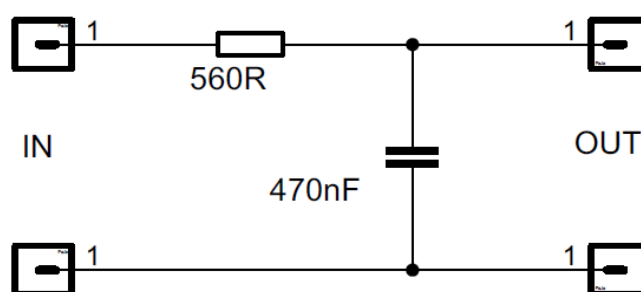
Obr. 9-15: Vstupní napětí  $u_{RMS} = 28,3 \text{ mV}$ ;  $f_{SAMP} = 64 \text{ kHz}$ ; měřicí rozsah  $2 \text{ V}$

## 10 PRAKTICKÁ APLIKACE MĚŘICÍHO SYSTÉMU

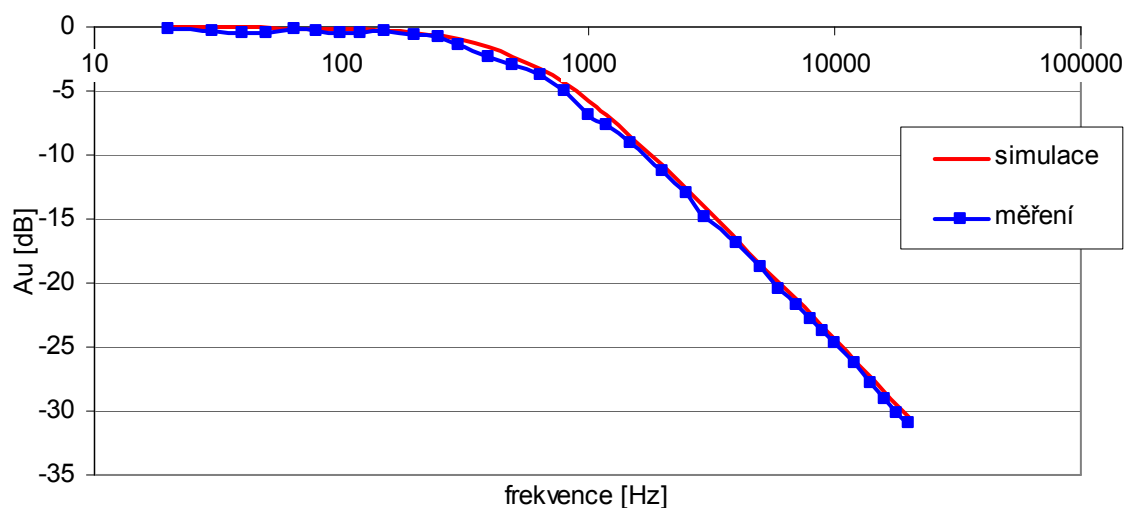
V této kapitole je uveden příklad praktického využití měřicího systému pro měření pasivních elektronických obvodů. Konkrétně se jedná o charakteristiky RC článku a RLC rezonančního obvodu. Naměřené hodnoty jsou pak srovnány se simulovaným průběhem.

### 10.1 RC článek

Na obr. 10-1 je schéma zapojení zkoumaného RC článku typu dolní propust. Na obr. 10-2 je vidět srovnání teoretické a naměřené charakteristiky.



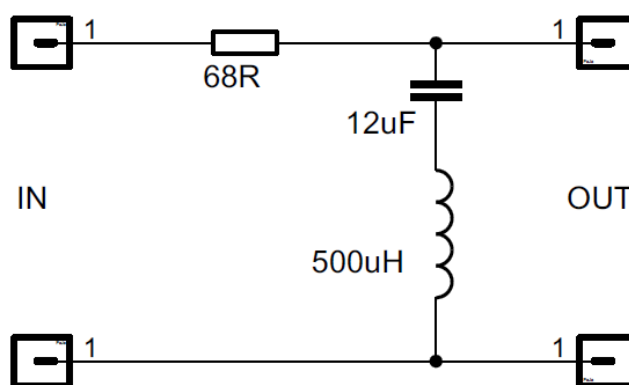
Obr. 10-1: RC článek



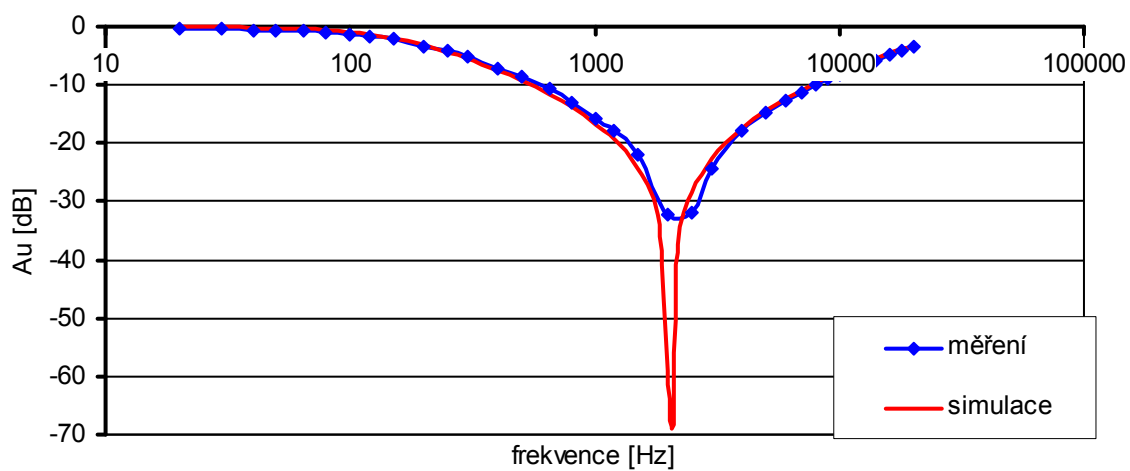
Obr. 10-2: Srovnání naměřené a teoretické charakteristiky RC článku

## 10.2 RLC rezonanční obvod

Na obr. 10-3 je schéma zapojení zkoumaného RLC rezonančního obvodu. Na obr. 10-4 je znázorněno srovnání teoretické a naměřené charakteristiky.



Obr. 10-3: RLC rezonanční obvod



Obr. 10-4: Srovnání naměřené a teoretické charakteristiky RLC obvodu

## ZÁVĚR

Dle zadání byl navržen a realizován prototyp automatizovaného měřicího systému pro měření amplitudové frekvenční charakteristiky v akustickém pásmu. Naměřená data jsou zobrazována na barevném TFT displeji s možností exportu dat do počítače. Součástí návrhu bylo kromě hardwaru také softwarové vybavení pro mikropočítače v jazyce C a také software pro PC naprogramovaný v jazyce C#.

Hardwarově je systém rozdělen na dva základní celky, kterými jsou generátor tónů a analyzátor. Správná funkce obou částí byla ověřena měřením ve školní laboratoři. U generátoru tónů byla ověřena linearita jeho výstupního napětí v závislosti na frekvenci a zatěžovací impedanci. Odchylka od jmenovité hodnoty u žádného z napěťových rozsahů nepřesáhla hodnotu  $0,4\text{ dB}$ . Velký podíl na této odchylce mají kmitočtové filtry pro zmenšení zkreslení signálu vlivem vyšších harmonických složek. Hlavní předností číslicového generátoru harmonického signálu je však jeho velká časová a teplotní stabilita amplitudy a frekvence. Naměřené charakteristiky tudíž mohou být použity pro softwarovou kompenzaci výstupních hodnot.

Správnost měření analyzátoru byla podrobně ověřena na  $2\text{ V}$  měřicím rozsahu. Tento rozsah byl ověřen jak při plném vybuzení, tak i při 10 % a 1 % vybuzení. Při plném vybuzení je odchylka průměrné hodnoty (získané z 15 měření) v celém měřeném frekvenčním rozsahu do  $0,1\text{ dB}$ . Pásmo vymezené maximální a minimální naměřenou hodnotou má šířku do  $0,3\text{ dB}$ . Při 10 % vybuzení je toto pásmo maximálně do  $0,7\text{ dB}$ . Při nejnižším testovaném vybuzení (1 % jmenovité hodnoty rozsahu) vznikly větší odchylky na nejnižší analyzované frekvenci  $50\text{ Hz}$  při  $f_{\text{SAMP}} = 6,4\text{ kHz}$  a na  $500\text{ Hz}$  při  $f_{\text{SAMP}} = 64\text{ kHz}$ . Tyto odchylky však nemají na měření frekvenční charakteristiky vliv, protože výše zmíněná frekvence  $50\text{ Hz}$  je při vlastních měřeních amplitudové charakteristiky analyzována na nižší vzorkovací frekvenci  $f_{\text{SAMP}} = 640\text{ Hz}$  a frekvence  $500\text{ Hz}$  na  $f_{\text{SAMP}} = 6,4\text{ kHz}$ . Při zanedbání těchto extrémů je zbytek charakteristik i při 1 % vybuzení v pásmu  $1\text{ dB}$ .

Systém je možné také použít jako generátor harmonických tónů pro jiné měřicí účely. Velikost frekvence a amplitudy je možné nastavit na LCD displeji. Díky použití číslicového generátoru s plně softwarovým ovládáním by bylo možné systém rozšířit o

další funkce jako jsou například generátor obdélníkového, pilového a trojúhelníkového signálu, nebo také pro generování šumů. Samotný analyzátor by bylo možné také rozšířit o další funkce jako je například měření spektrální analýzy signálů.

Vývoj systému byl časově velmi náročný. Díky velkému důrazu na kvalitní zpracování analogové část nevznikly žádné větší problémy s generováním nebo vyhodnocováním signálu. Návrh a výroba tohoto zařízení mi přinesla velké množství nových vědomostí a dovedností. Mohl jsem si zde prakticky ověřit teoretické znalosti zpracování analogových a číslicových signálů.

## SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] ANALOG FILTER WIZARD. *Analog Devices* [online]. 2014 [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: <http://www.analog.com/>
- [2] BRTNÍK, Bohumil a David MATOUŠEK. *Algoritmy číslicového zpracování signálů*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2011, [126] s. ISBN 978-80-7300-400-2.
- [3] DAVÍDEK, Vratislav a Pavel SOVKA. *Číslicové zpracování signálů a implementace*. Praha: ČVUT, 1996.
- [4] DOLEČEK, Jaroslav. *Moderní učebnice elektroniky*. 1. vyd. Praha: BEN - technická literatura, 2009, 271 s. ISBN 978-80-7300-240-4.
- [5] HÁZE, Jiří, Radimír VRBA, Lukáš FUJCIK a Ondřej SAJDL. *Teorie vzájemného převodu analogového a číslicového signálu*. Brno, 2010. VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ.
- [6] JURÁNEK, Antonín a Miroslav HRABOVSKÝ. *EAGLE pro začátečníky /: uživatelská a referenční příručka* :. 2. vydání. Praha: BEN - technická literatura, 191 s. ISBN 80-730-0213-2.
- [7] MANN, Burkhard. *C pro mikrokontroléry: ANSI-C, kompilátory C, spojovací programy - linkery, práce s ATMEL AVR a MSC-51, příklady programování v jazyce C, nástroje pro programování, tipy a triky*. Vyd. 1. Praha: BEN, 2003, 279 s. ISBN 80-730-0077-6.
- [8] Microsoft .NET Framework 4. *Microsoft* [online]. 2014 [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: <http://www.microsoft.com/>
- [9] PUNČOCHÁŘ, Josef. *Operační zesilovače v elektronice*. 5. vyd. Praha, 2002, 495 s. ISBN 80-730-0059-8.
- [10] ROBENEK, Jan. Třináct parametrů, které zahýbou výběrem analogového spínače. *Hw.cz* [online]. 2012 [cit. 2014-05-13]. Dostupné z: <http://www.hw.cz/teorie-a-praxe/trinact-parametru-ktere-zahybou-vyberem-analogoveho-spinace-2-dil.html>

- [11] ROBENEK, Jan. Úvod do světa napěťové reference. *Hw.cz* [online]. 2009 [cit. 2014-05-13]. Dostupné z: <http://www.hw.cz/teorie-a-praxe/uvod-do-sveta-napetove-reference-1-dil.html>
- [12] SMETANA, Ctirad. *Praktická elektroakustika*. 1. vyd. Bratislava: SNTL, 1981.
- [13] SMITH, Steven. *Digital signal processing: scientist and engineer's guide* [online]. Vyd. 1. California: California Technical Publishing, 1997, 626 s. [cit. 2014-05-23]. ISBN 09-660-1763-3. Dostupné z: <http://www.dspguide.com/>

#### Katalogové listy :

- [14] 6N137M: High Speed 10MBit/s Logic Gate Optocouplers. [online]. 2011, s. 12 [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: <http://www.fairchildsemi.com/>
- [15] Agilent U8903A Audio Analyzer. [online]. 2012, s. 24 [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: <http://www.home.agilent.com/>
- [16] Analog and Digital Audio Analyzer and Generator. NATIONAL INSTRUMENTS. *National Instruments* [online]. [cit. 2014-05-13]. Dostupné z: <http://www.ni.com/>
- [17] DG408: 8-Ch/Dual 4-Ch High-Performance CMOS Analog Multiplexers. [online]. 2013, s. 19 [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: <http://www.vishay.com/>
- [18] FRDM-KL25Z: Freescale Freedom Development Platform for Kinetis KL14/15/24/25 MCUs. [online]. 2012 [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: <http://www.freescale.com/>
- [19] HCF4051: Single 8-channel analog multiplexer/demultiplexer. [online]. 2013, s. 15 [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: <http://www.st.com/>
- [20] HY32D: 3.2inch 320x240 Touch LCD. [online]. [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: <http://www.wvshare.com/>
- [21] KL25 Sub-Family Reference Manual: MKL25Z128VLK4. [online]. 2012, s. 807 [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: <http://www.freescale.com/>
- [22] MC9S08AC60: HCS08 Microcontrollers. [online]. s. 350 [cit. 2014-02-02]. Dostupné z: <http://www.freescale.com>

- [23] PL-2303HXD: USB to Serial Bridge Controller. [online]. 2013, s. 30 [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: <http://www.prolific.com.tw/>
- [24] R&S®UPV Audio Analyzer: Compact instrument for all audio measurements. [online]. 2013, s. 24 [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: <http://www.rohde-schwarz.com/>
- [25] TDA2050: 32 W hi-fi audio power amplifier. [online]. 2011, s. 18 [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: <http://www.st.com/>
- [26] TL431. [online]. 2014, s. 71 [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: <http://www.ti.com/>
- [27] TLC7524C: 8-BIT MULTIPLYING DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTERS. [online]. 2007, s. 22 [cit. 2014-05-26]. Dostupné z: <http://www.ti.com/>



**SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK**

AC	střídavý proud
ADC	analogově/číslicový převodník
DAC	číslicově/analogový převodník
DC	stejnoseměrný proud
DFT	diskrétní Fourierova transformace
DPS	deska plošných spojů
FFT	rychlá Fourierova transformace
GPIB	General Purpose Interface Bus
IO	vstupy / výstupy
LAN	lokální počítačová síť
LAN/LXI	LAN eXtensions for Instrumentation
MCU	mikropočítač
OZ	operační zesilovač
PC	personální počítač
PWM	pulzní šířková modulace
RAM	paměť s náhodným přístupem
RMS	efektivní hodnota
SCI	sériové komunikační rozhraní
SPI	sériové periferní rozhraní
TFT	tenko-vrstvý tranzistor
THD	harmonické zkreslení
TTL	tranzistorově-tranzistorová logika
USB	univerzální sériová sběrnice

**SEZNAM OBRÁZKŮ**

Obr. 1-1: Doprovodné obvody AD převodníku.....	12
Obr. 1-2: Princip kvantování analogového signálu .....	13
Obr. 1-3: Anti-aliasing filtr.....	14
Obr. 1-4: Doprovodné obvody AD převodníku.....	14
Obr. 1-5: Spektrum sinusového signálu vytvořeného 8 vzorky .....	15
Obr. 1-6: Spektrum sinusového signálu vytvořeného 16 vzorky .....	16
Obr. 2-1: Prosakování spektra - pravoúhlé okno [13] .....	20
Obr. 2-2: Prosakování spektra - Hammingovo okno [13] .....	20
Obr. 2-3: Pravoúhlé okno.....	21
Obr. 2-4: Trojúhelníkové okno .....	21
Obr. 2-5: Hammingovo okno.....	22
Obr. 2-6: Blackmanovo okno.....	22
Obr. 3-1: Karta NI PXI-4461 [16] .....	24
Obr. 3-2: Karta NI PCI-4461 [16] .....	24
Obr. 3-3: Audio analyzátor U8903A [15].....	25
Obr. 3-4: Audio analyzátor R&S® UPV [24] .....	26
Obr. 4-1: FRDM-KL25Z [18].....	28
Obr. 4-2: Paralelní reference.....	30
Obr. 4-3: Sériová reference.....	31
Obr. 4-4: Typické zapojení DA převodníku TLC7524 [27].....	32
Obr. 4-5: HY32D - LCD displej 320x240 [20] .....	33
Obr. 4-6: Převodník USB na TTL [23].....	33
Obr. 5-1: Nastavení parametrů filtru typu dolní propust [1] .....	34
Obr. 5-2: Reálná frekvenční charakteristika filtru [1] .....	35
Obr. 6-1: Koncepce systému.....	37
Obr. 7-1: Zapojení DA převodníku s doprovodnými obvody .....	38
Obr. 7-2: Nastavitelný filtr typu dolní (kmitočtová) propust .....	39
Obr. 7-3: Elektronické přepínání výstupního napětí.....	39
Obr. 7-4: Výstupní impedanční přizpůsobení.....	40
Obr. 7-5: Vstupní impedanční přizpůsobení.....	42
Obr. 7-6: Elektronický přepínač vstupní citlivosti .....	43

Obr. 7-7: Struktura anti-aliasing filtru .....	44
Obr. 7-8: Anti-aliasing filtr - 320 Hz .....	44
Obr. 7-9: Anti-aliasing filtr - 3,2 kHz .....	45
Obr. 7-10: Anti-aliasing filtr - 32 kHz .....	45
Obr. 7-11: Aktivace příslušného filtru .....	46
Obr. 7-12: Napěťové poměry vstupní části .....	47
Obr. 7-13: Datová komunikace .....	48
Obr. 8-1: Vývojový diagram generátoru .....	51
Obr. 8-2: Struktura datového paketu .....	54
Obr. 8-3: Vývojový diagram analyzátoru .....	54
Obr. 8-4: Grafické uživatelské rozhraní na PC .....	55
Obr. 8-5: Přední panel měřicího systému .....	56
Obr. 8-6: menu – MAIN MENU .....	56
Obr. 8-7: menu – nastavení generátoru .....	57
Obr. 8-8: menu – nastavení analyzátoru .....	57
Obr. 8-9: menu – režim měření .....	58
Obr. 8-10: menu – zobrazení charakteristiky .....	58
Obr. 8-11: menu – pomocné menu .....	58
Obr. 8-12: menu – vstup přetížen .....	59
Obr. 8-13: menu – generátor tónů .....	59
Obr. 9-1: Výstupní napětí 200 mV .....	60
Obr. 9-2: Výstupní napětí 500 mV .....	61
Obr. 9-3: Výstupní napětí 1 V .....	61
Obr. 9-4: Výstupní napětí 2 V .....	61
Obr. 9-5: Výstupní napětí 5 V .....	62
Obr. 9-6: Zatěžovací charakteristika - výstupní napětí 2 V .....	62
Obr. 9-7: Vstupní napětí $u_{RMS} = 2,002 V$ ; $f_{SAMP} = 640 Hz$ ; měřicí rozsah 2 V .....	63
Obr. 9-8: Vstupní napětí $u_{RMS} = 2,002 V$ ; $f_{SAMP} = 6,4 kHz$ ; měřicí rozsah 2 V .....	63
Obr. 9-9: Vstupní napětí $u_{RMS} = 2,002 V$ ; $f_{SAMP} = 64 kHz$ ; měřicí rozsah 2 V .....	63
Obr. 9-10: Vstupní napětí $u_{RMS} = 199,8 mV$ ; $f_{SAMP} = 640 Hz$ ; měřicí rozsah 2 V .....	64
Obr. 9-11: Vstupní napětí $u_{RMS} = 199,8 mV$ ; $f_{SAMP} = 6,4 kHz$ ; měřicí rozsah 2 V .....	64

Obr. 9-12: Vstupní napětí $u_{RMS} = 199,8 \text{ mV}$ ; $f_{SAMP} = 64 \text{ kHz}$ ; měřicí rozsah $2 \text{ V}$ .....	64
Obr. 9-13: Vstupní napětí $u_{RMS} = 28,3 \text{ mV}$ ; $f_{SAMP} = 640 \text{ Hz}$ ; měřicí rozsah $2 \text{ V}$ .....	65
Obr. 9-14: Vstupní napětí $u_{RMS} = 28,3 \text{ mV}$ ; $f_{SAMP} = 6,4 \text{ kHz}$ ; měřicí rozsah $2 \text{ V}$ .....	65
Obr. 9-15: Vstupní napětí $u_{RMS} = 28,3 \text{ mV}$ ; $f_{SAMP} = 64 \text{ kHz}$ ; měřicí rozsah $2 \text{ V}$ .....	65
Obr. 10-1: RC článek .....	66
Obr. 10-2: Srovnání naměřené a teoretické charakteristiky RC článku .....	66
Obr. 10-3: RLC rezonanční obvod .....	67
Obr. 10-4: Srovnání naměřené a teoretické charakteristiky RLC obvodu .....	67

**SEZNAM TABULEK**

Tab. 4-1: Přehled parametrů MCU MKL25Z128VLK4 [21] .....	27
Tab. 4-2: Přehled parametrů MCU MC9S08AC60 [22].....	29
Tab. 7-1: Úrovně efektivní hodnoty napětí na výstupu generátoru .....	41
Tab. 7-2: Nastavitelné úrovně vstupu analyzátoru .....	43
Tab. 8-1: Seznam jednotlivých kódů pro generátor.....	50

## SEZNAM PŘÍLOH

Příloha P I: Fotodokumentace

Příloha P II: Schémata obvodových zapojení

Příloha P III: Osazovací plány + DPS

Příloha P IV: CD s elektronickou kopií práce a zdrojové kódy

## PŘÍLOHA P I: FOTODOKUMENTACE



Přední pohled



Vnitřní uspořádání



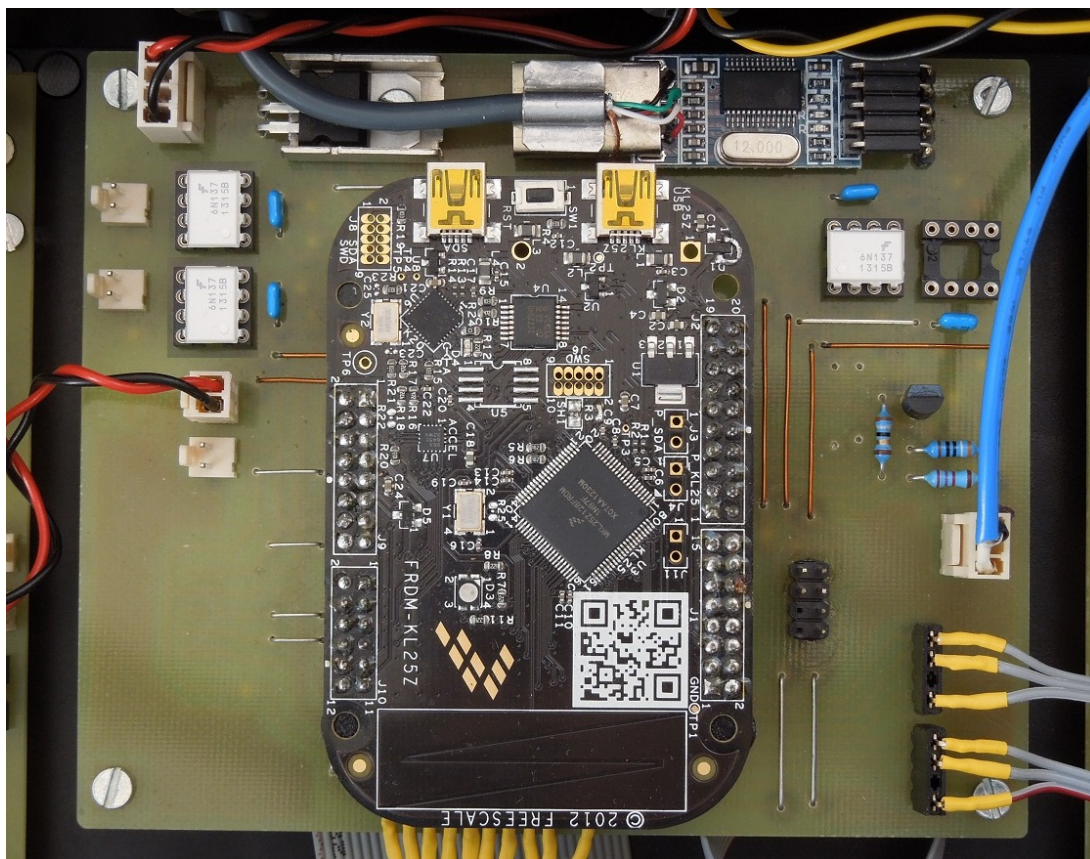


**Vnitřní uspořádání**

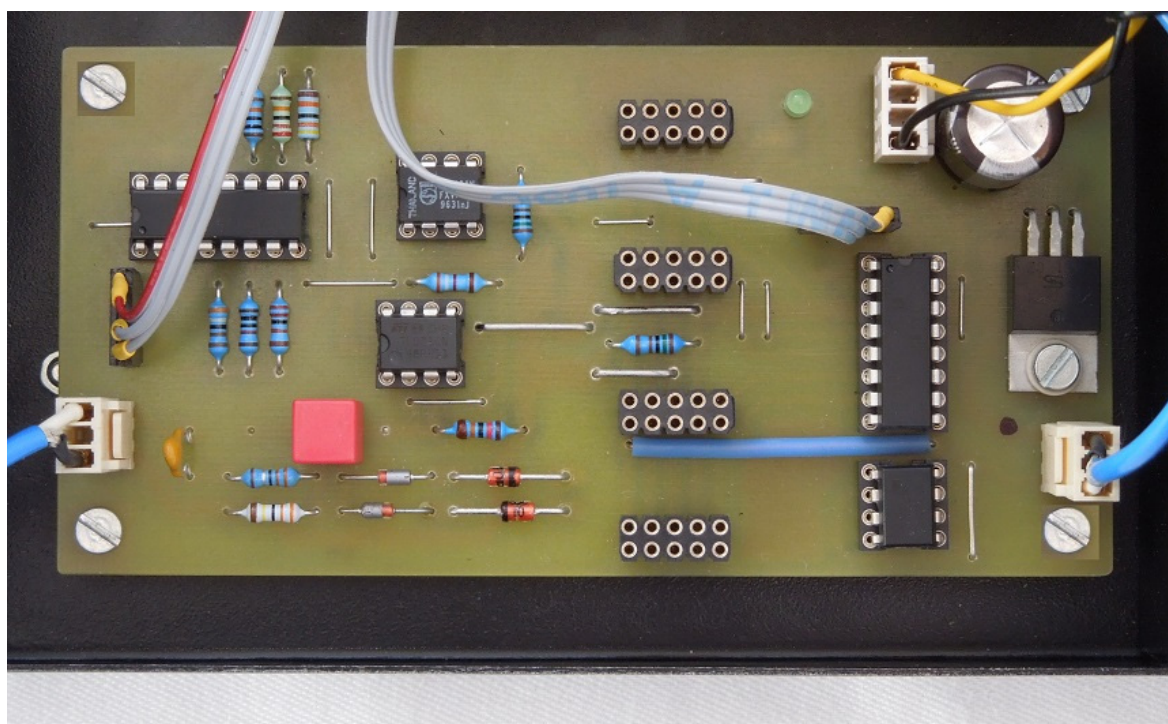


**Zadní pohled**



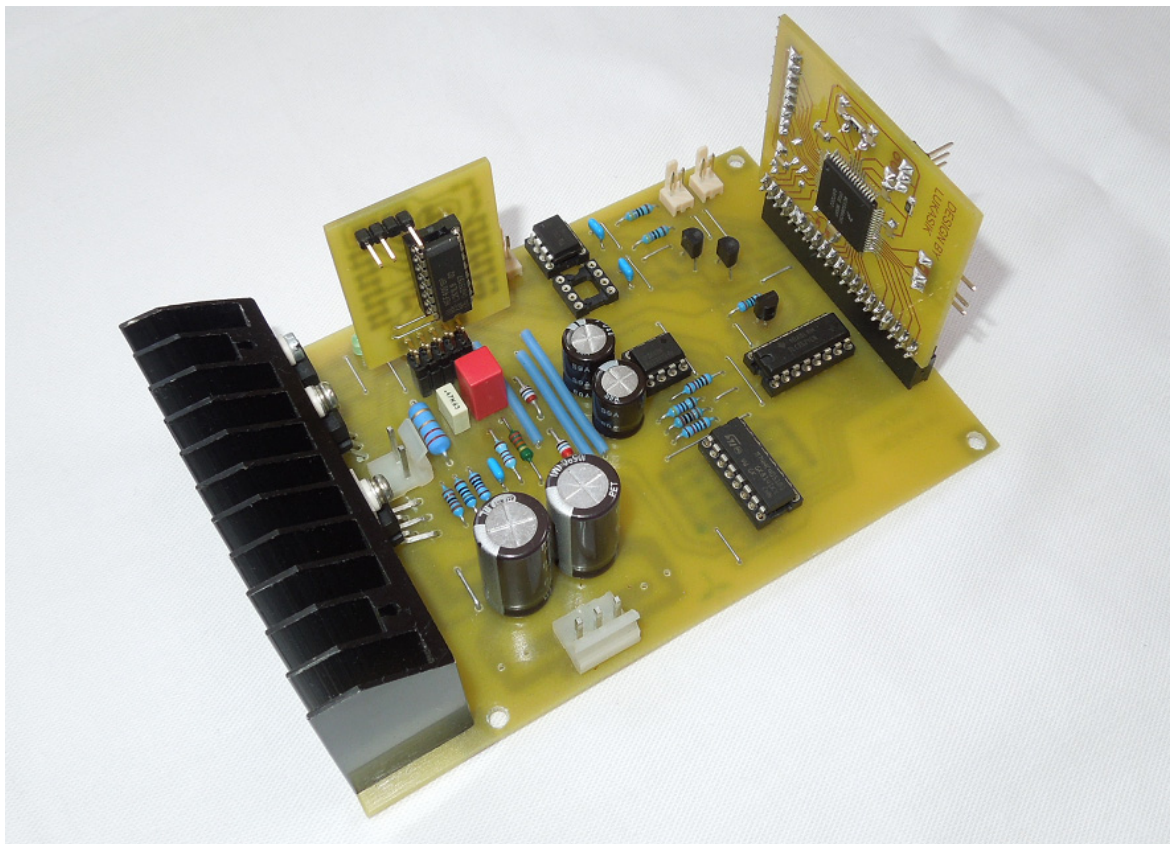


MCU - analyzátor



Vstupní část – analyzátor

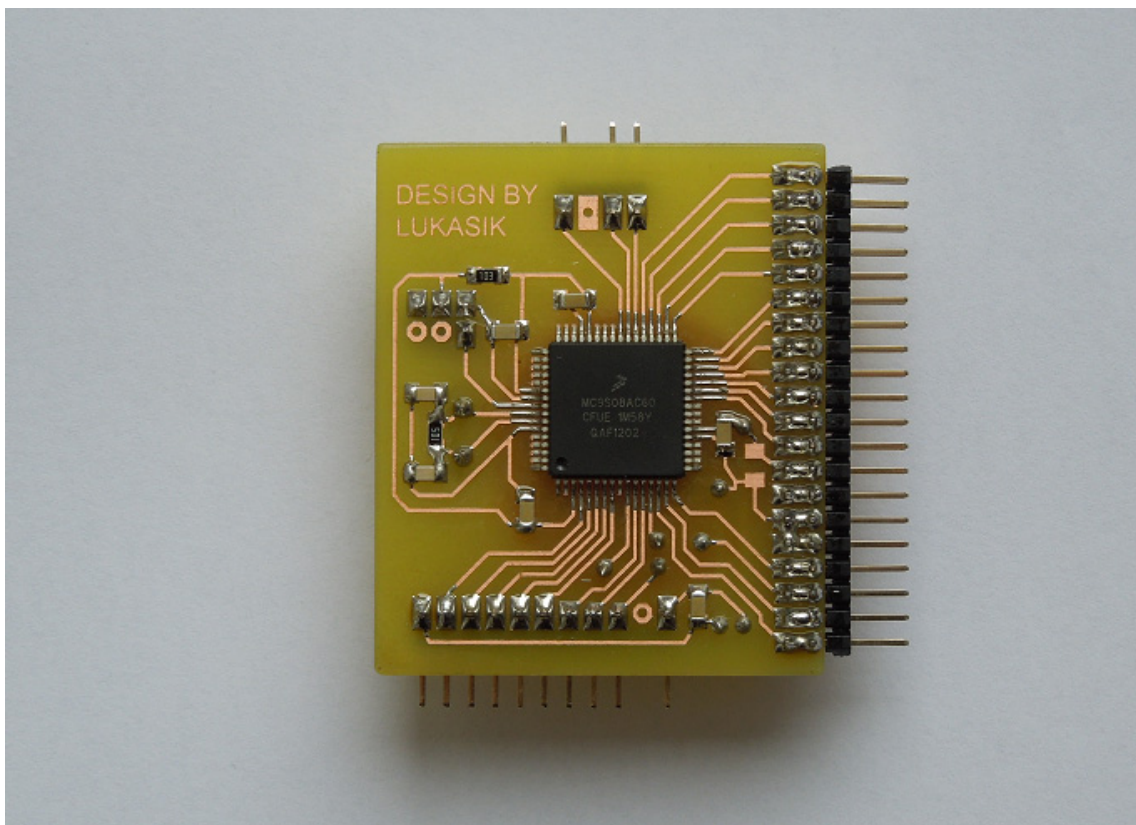




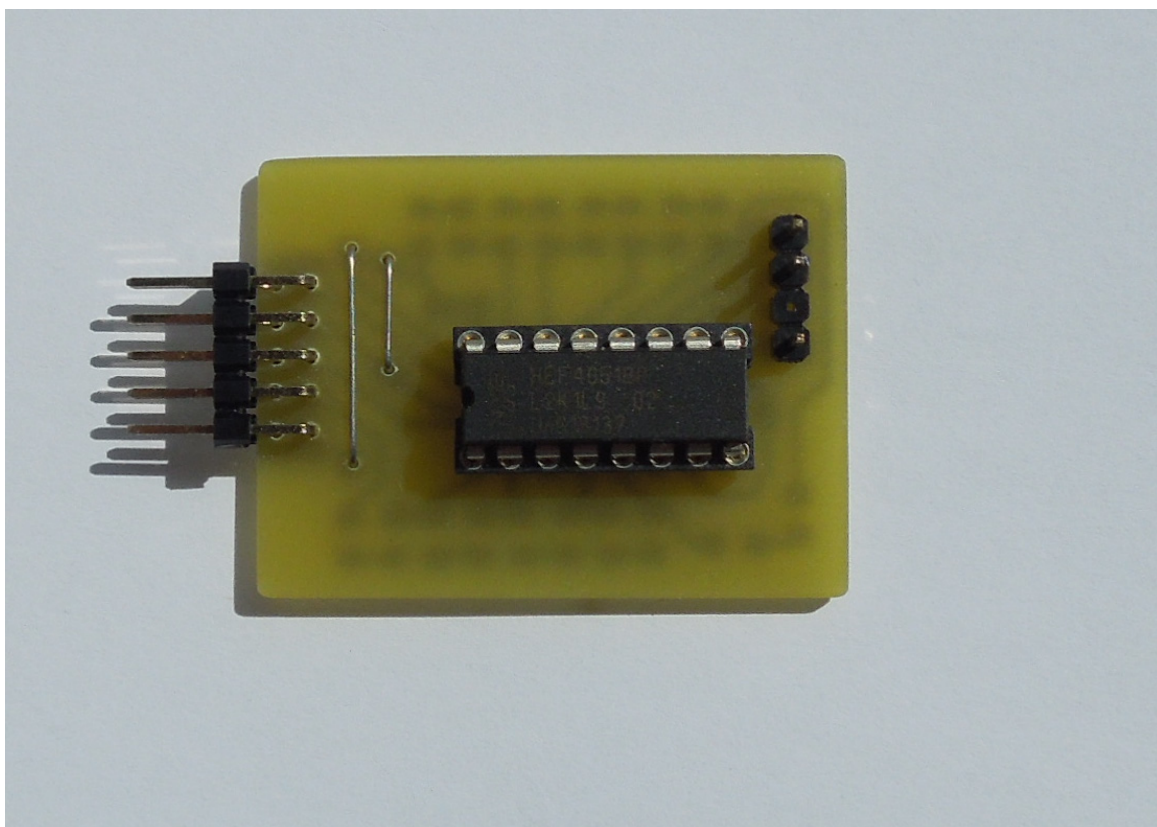
**Generátor tónů**



**Zdrojová část**



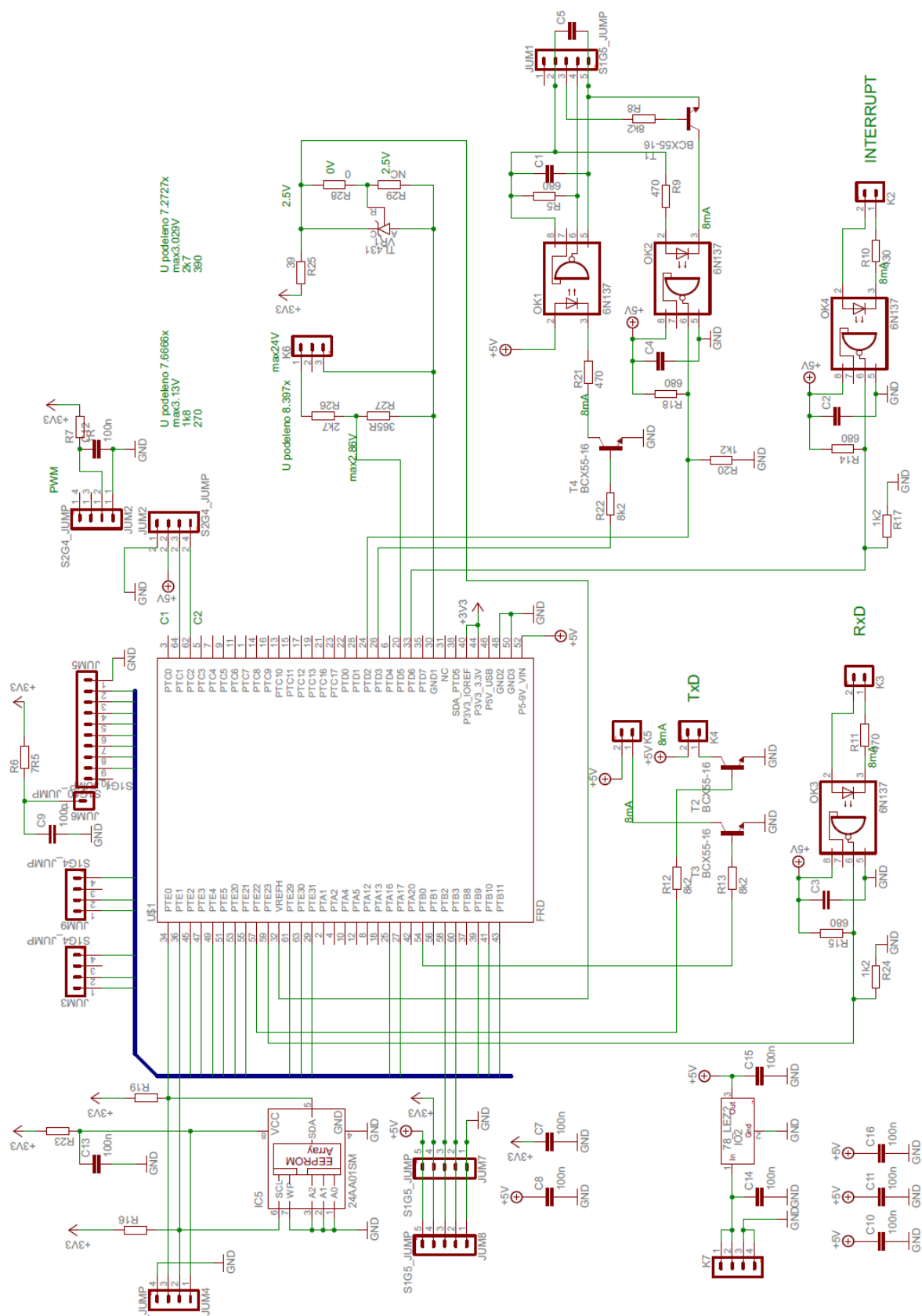
**MCU redukce - generátor tónů**



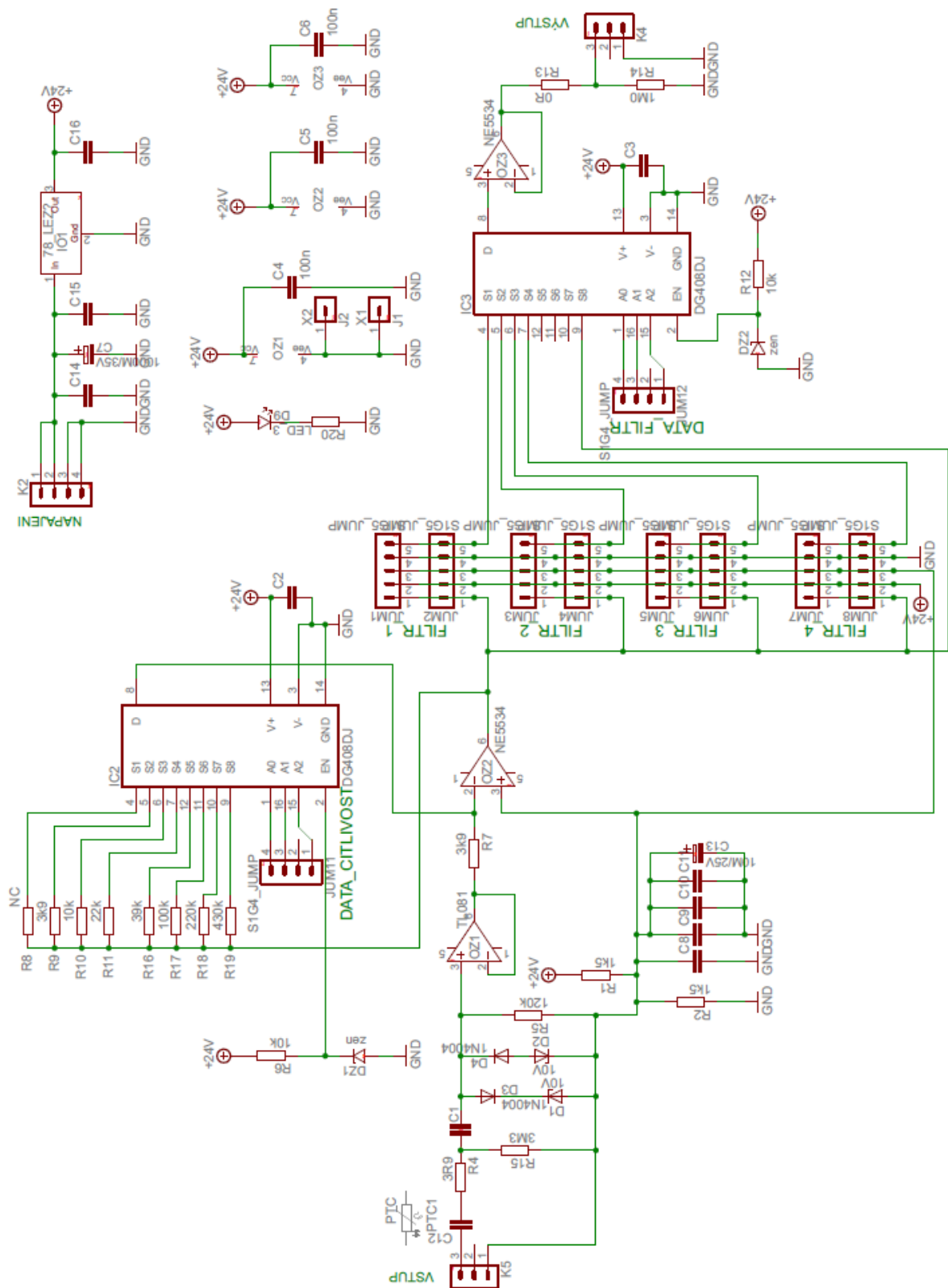
**Elektronické řízení výstupního napětí**



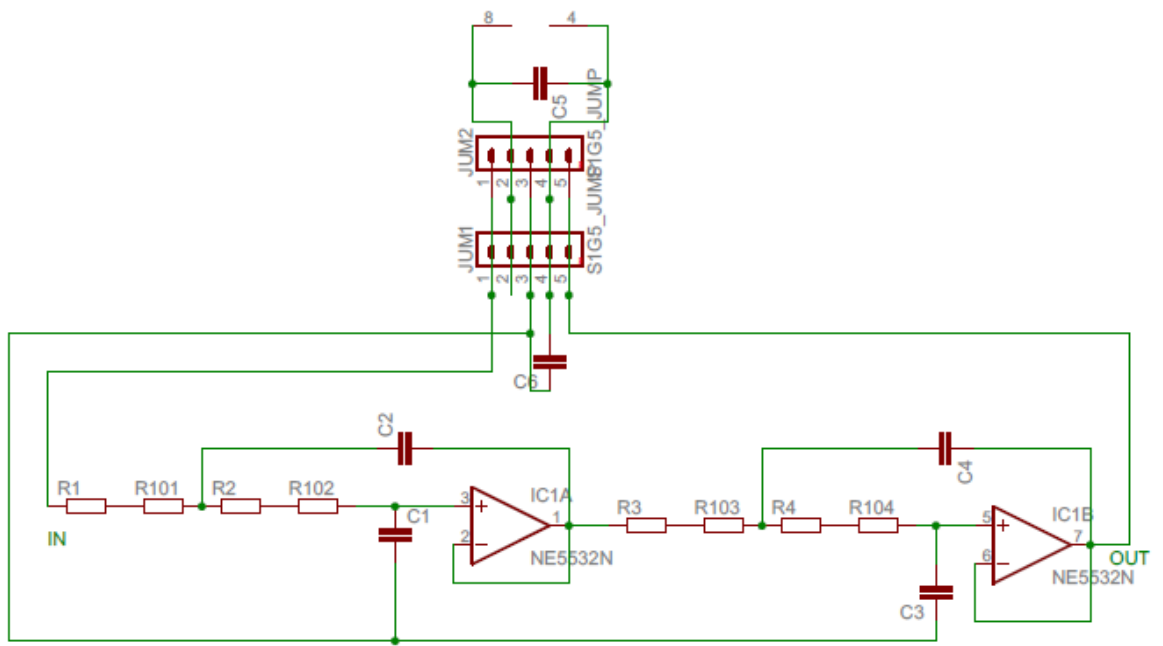
## PŘÍLOHA P II: SCHÉMATA OBVODOVÝCH ZAPOJENÍ



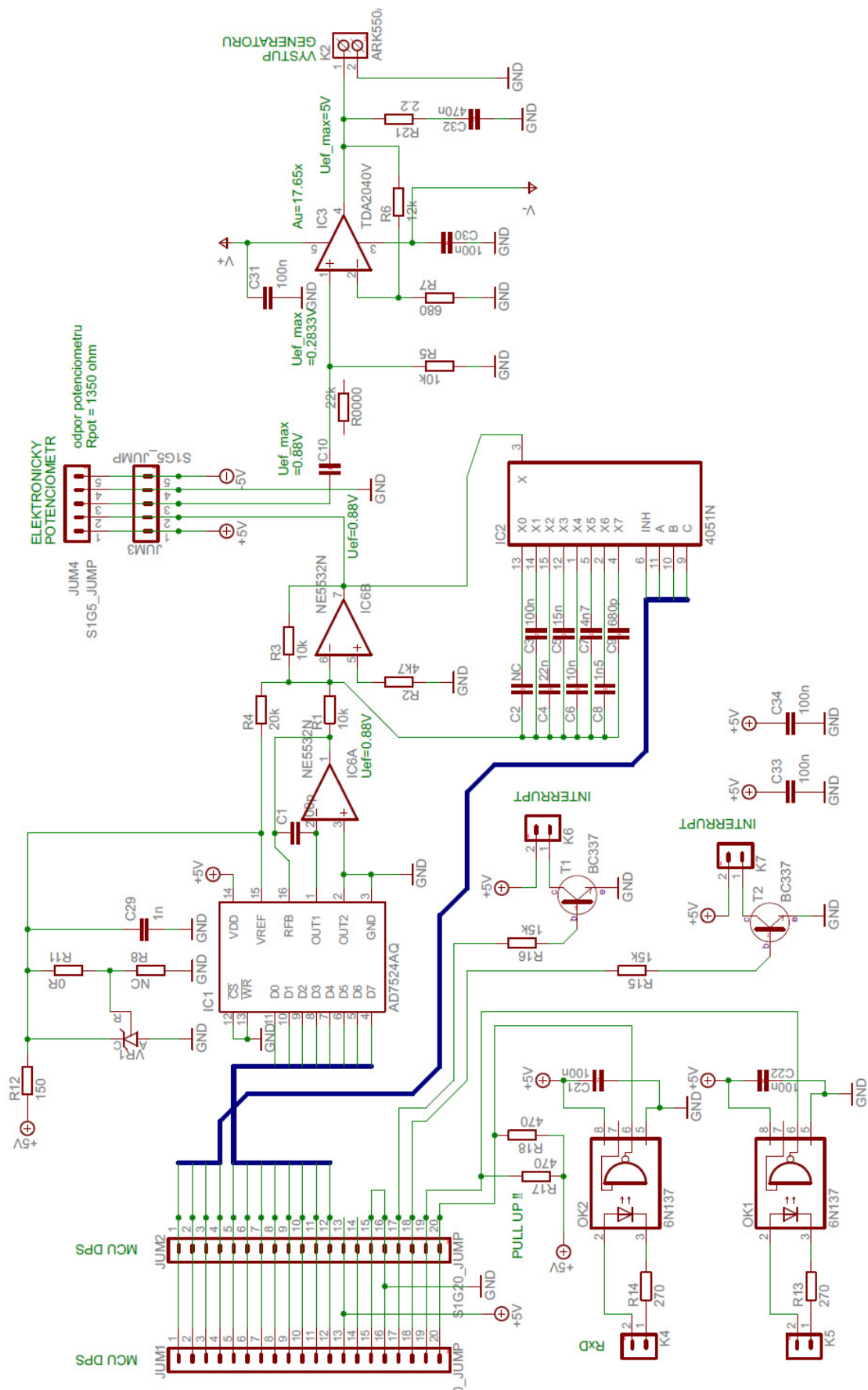
Modul pro MCU - analyzátor



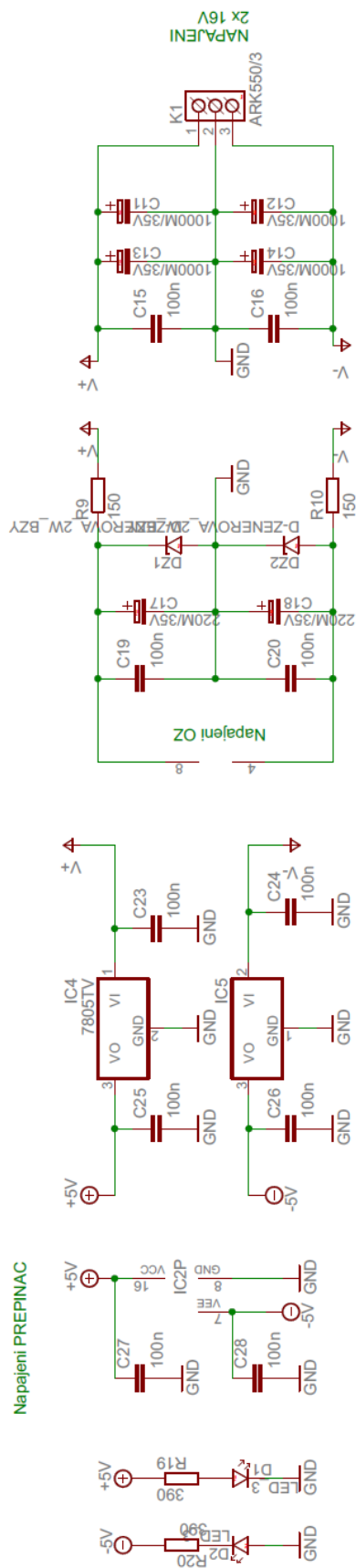
Vstupní část - analyzátor



**Anti-aliasing filtry**

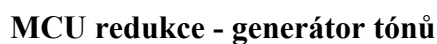


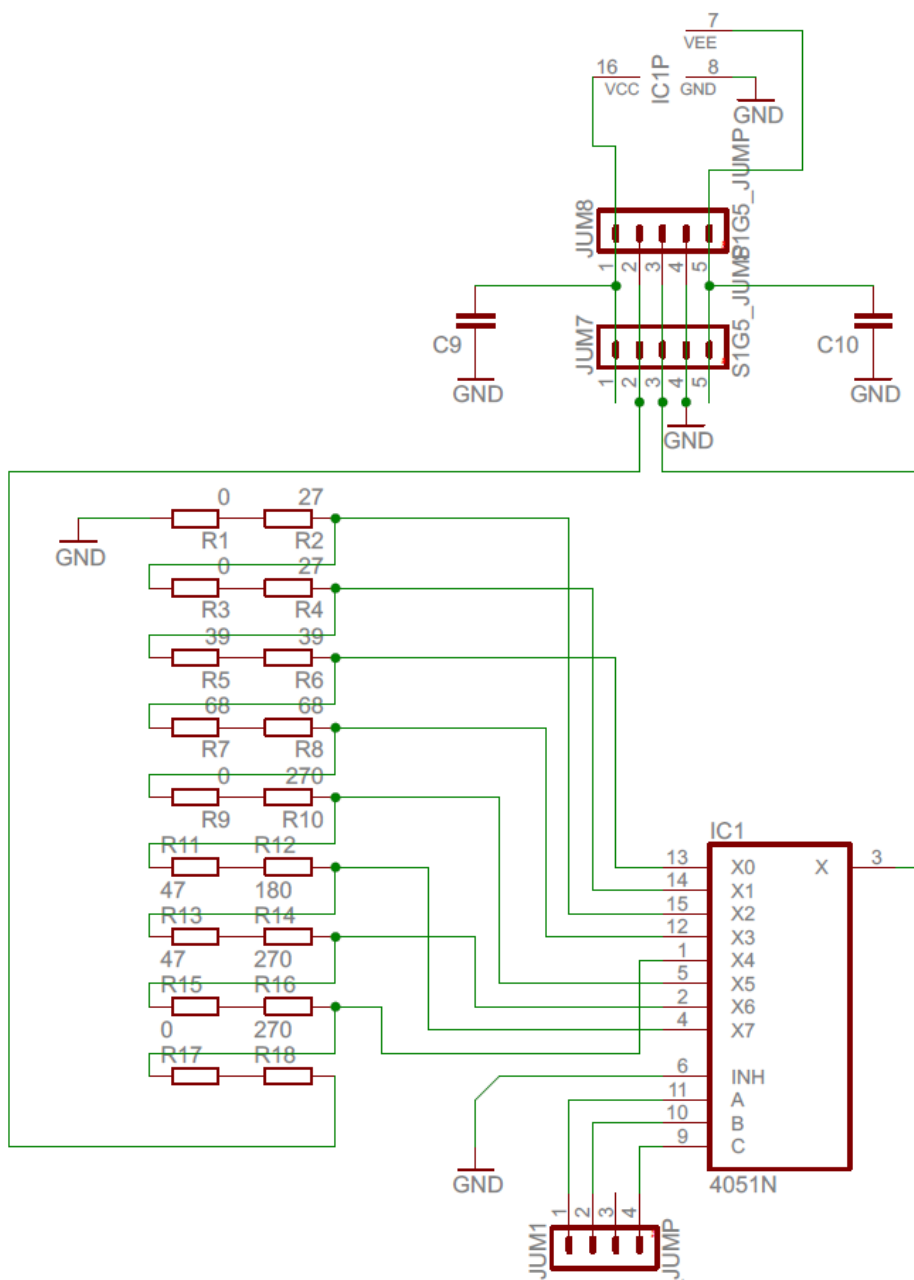
Generátor tónů 1/2 – bez napájení



Generátor tónů 2/2 (napájení)

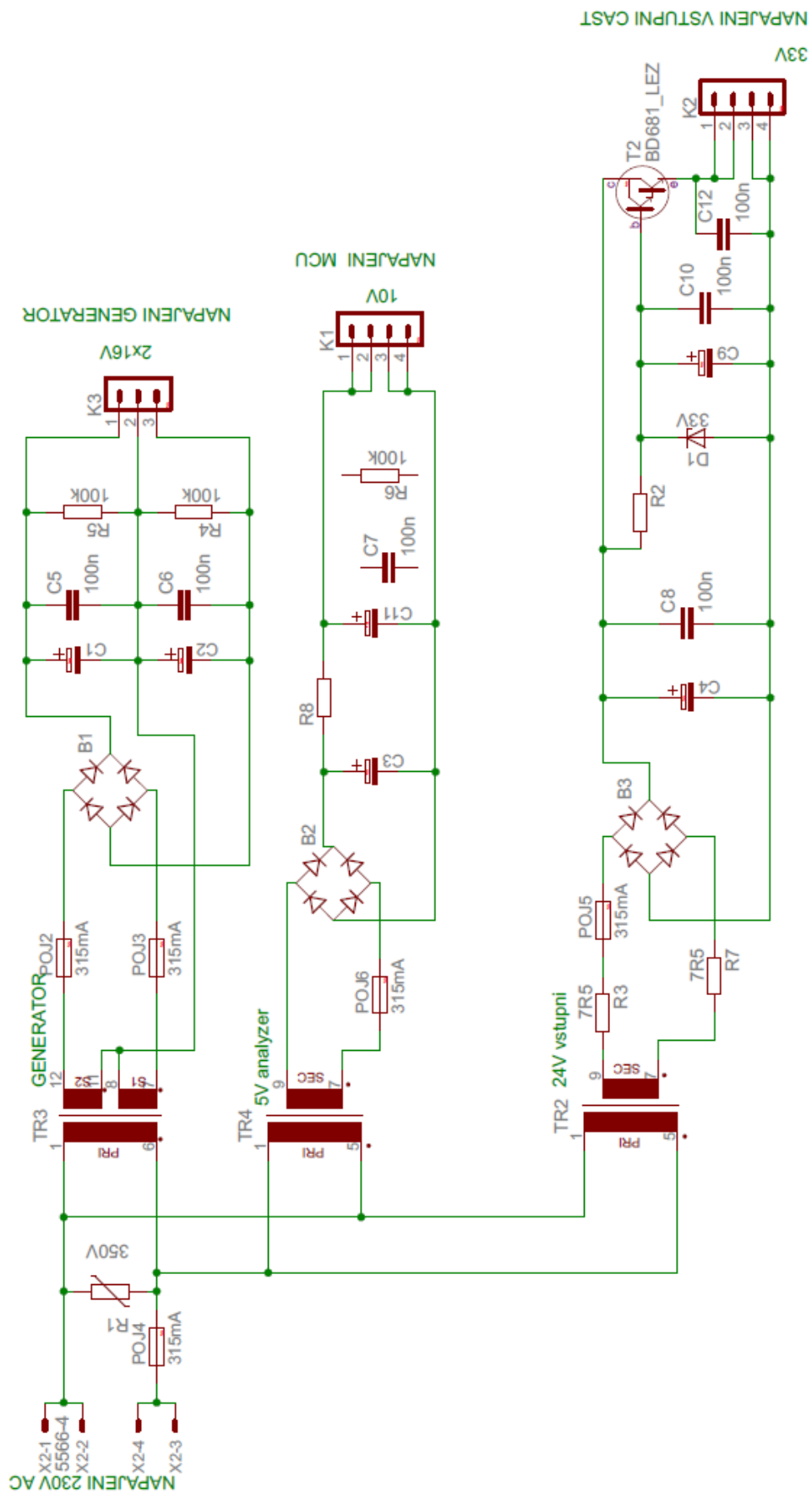




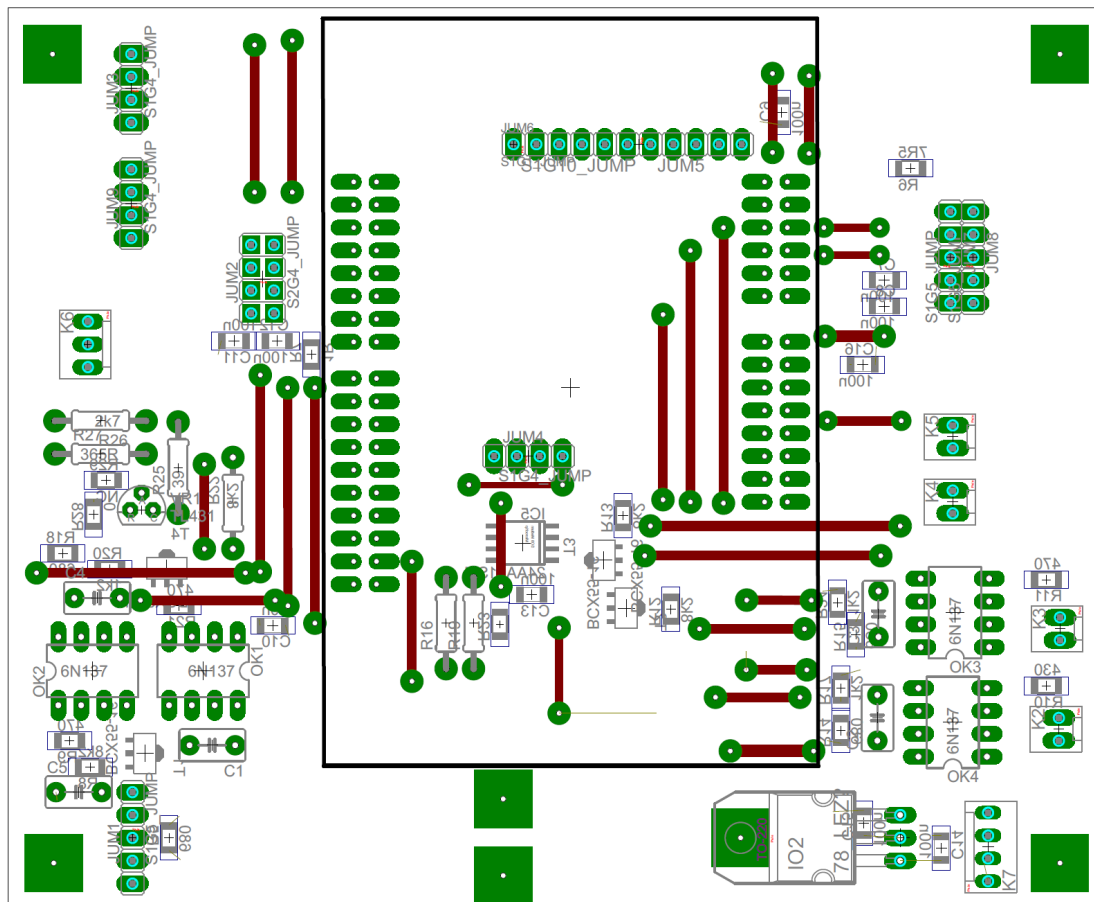


**Elektronické řízení výstupního napětí**

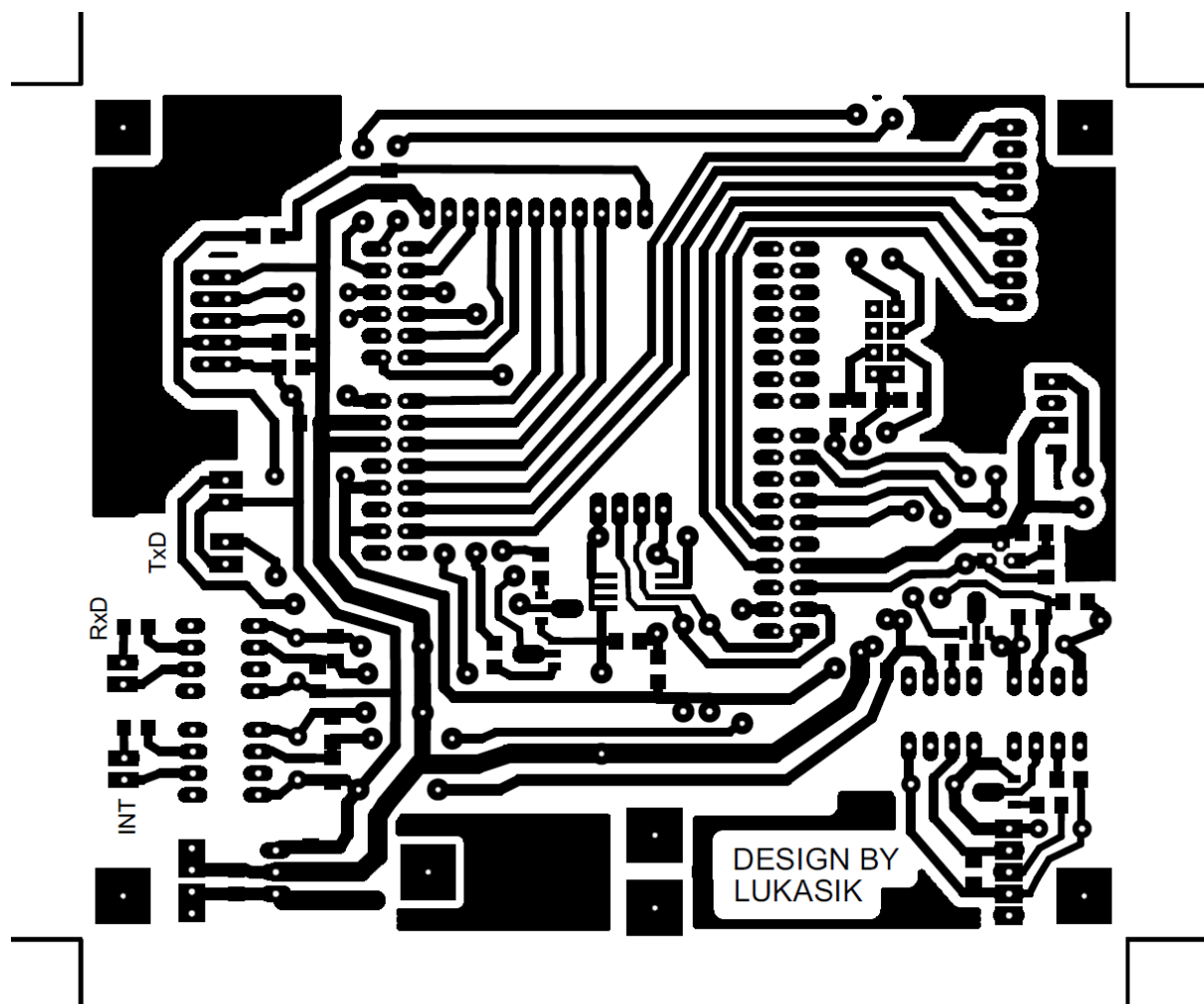
## Zdrojová část



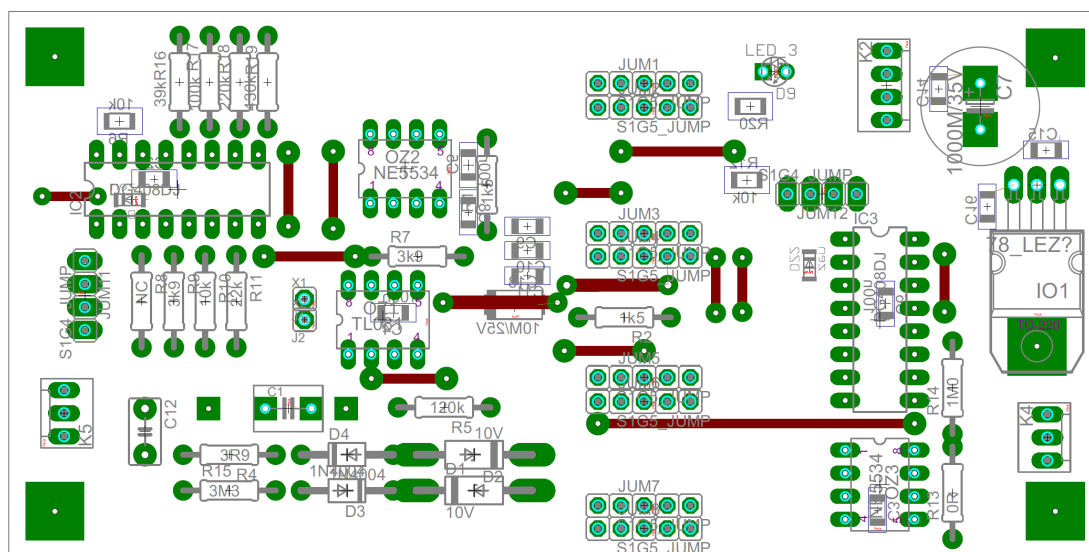
## PŘÍLOHA P III: OSAZOVACÍ PLÁNY + DPS



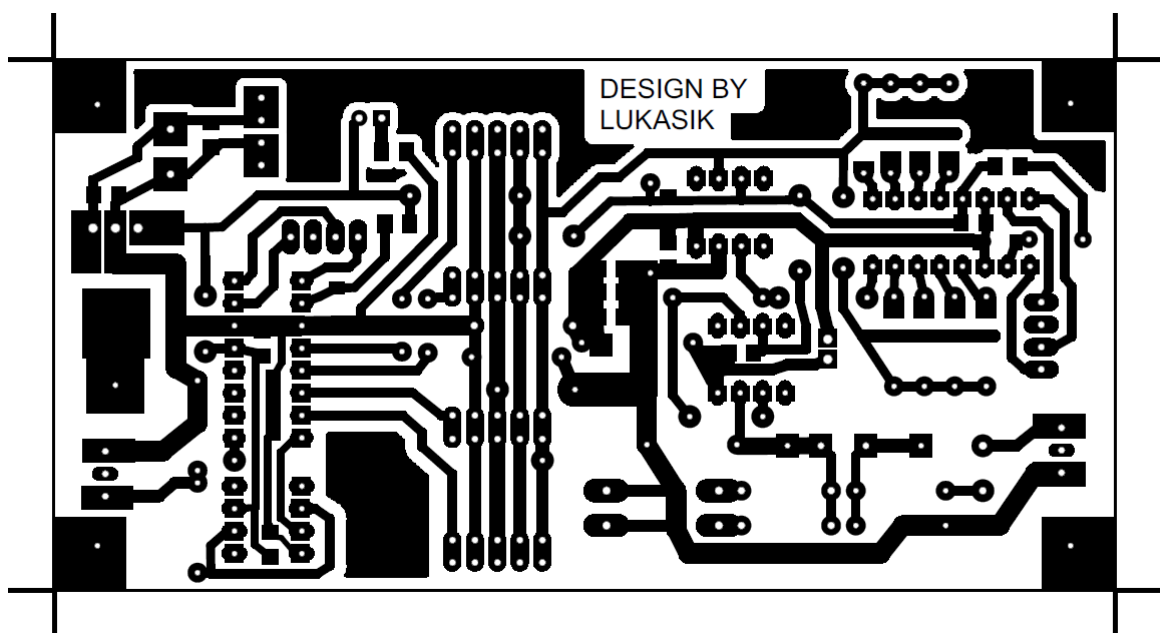
## Modul pro MCU – analyzátor – osazovací plán



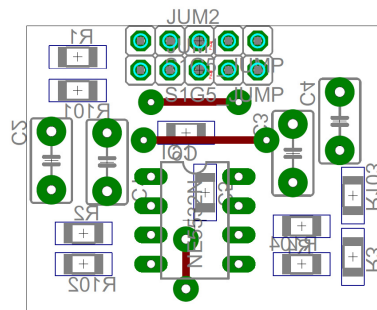
Modul pro MCU – analyzátor - DPS



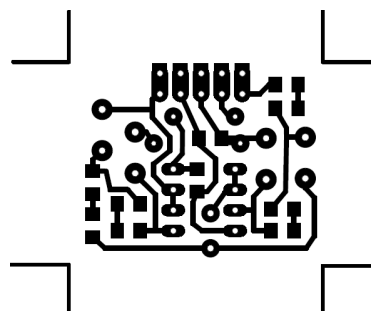
Vstupní část - analyzátor – osazovací plán



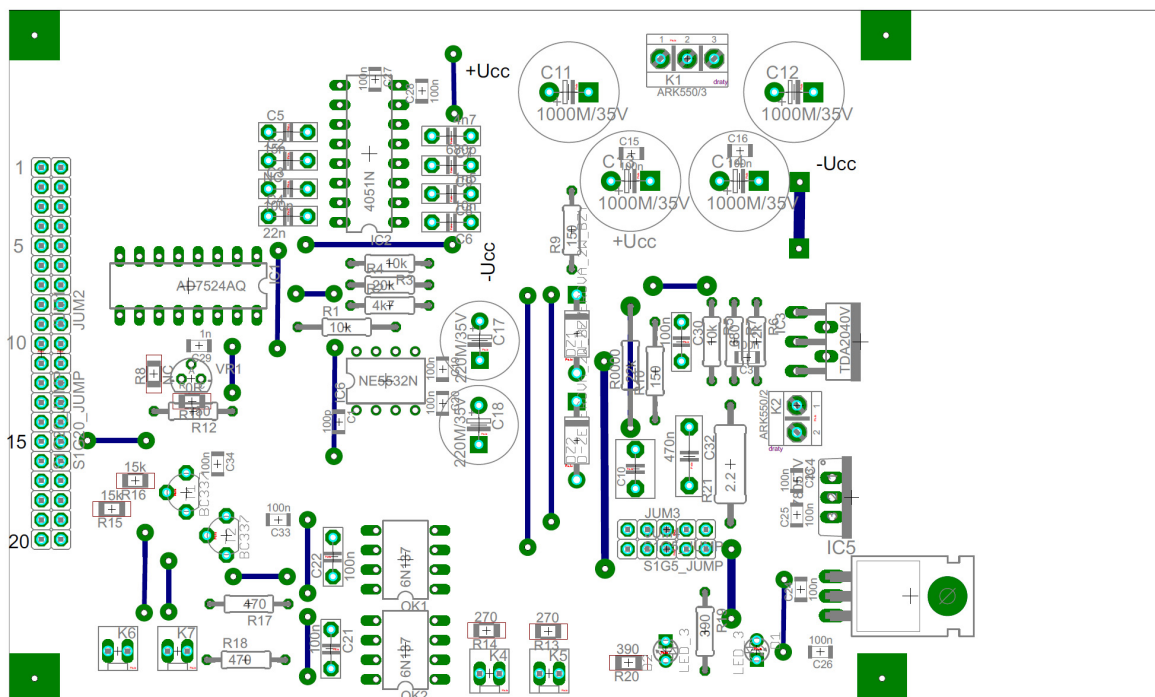
Vstupní část – analyzátor - DPS



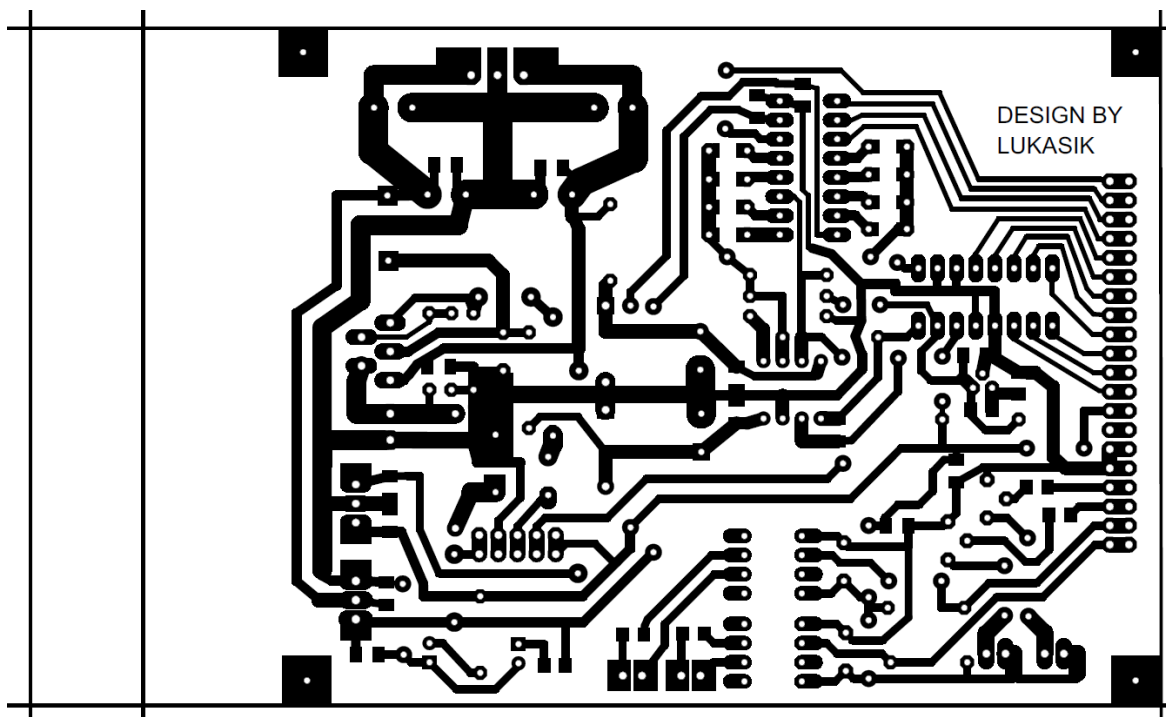
**Anti-aliasing filtry – osazovací plán**



**Anti-aliasing filtry - DPS**

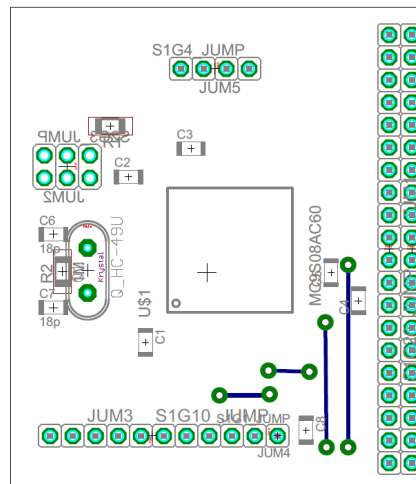


Generátor tónů – osazovací plán

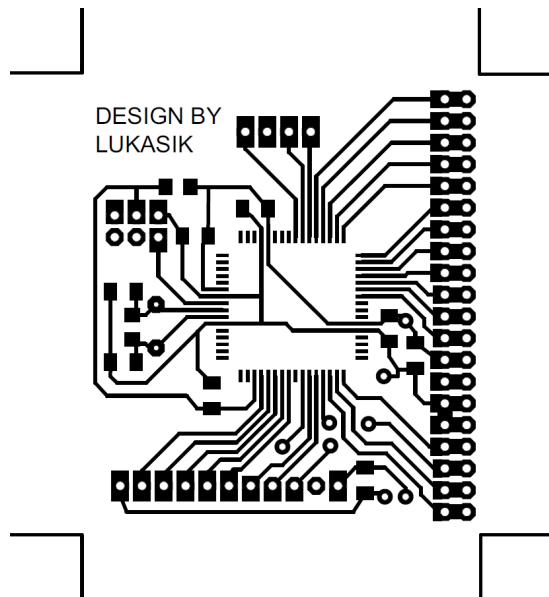


Generátor tónů -DPS

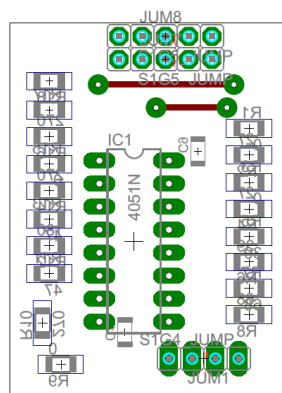




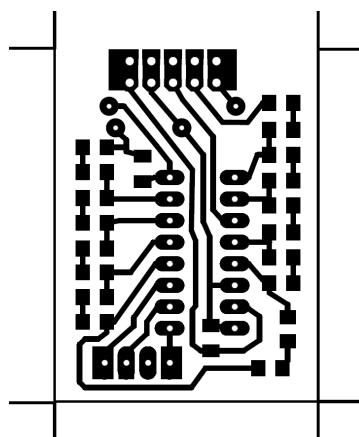
## MCU redukce - generátor tónů – osazovací plán



## MCU redukce - generátor tónů -DPS

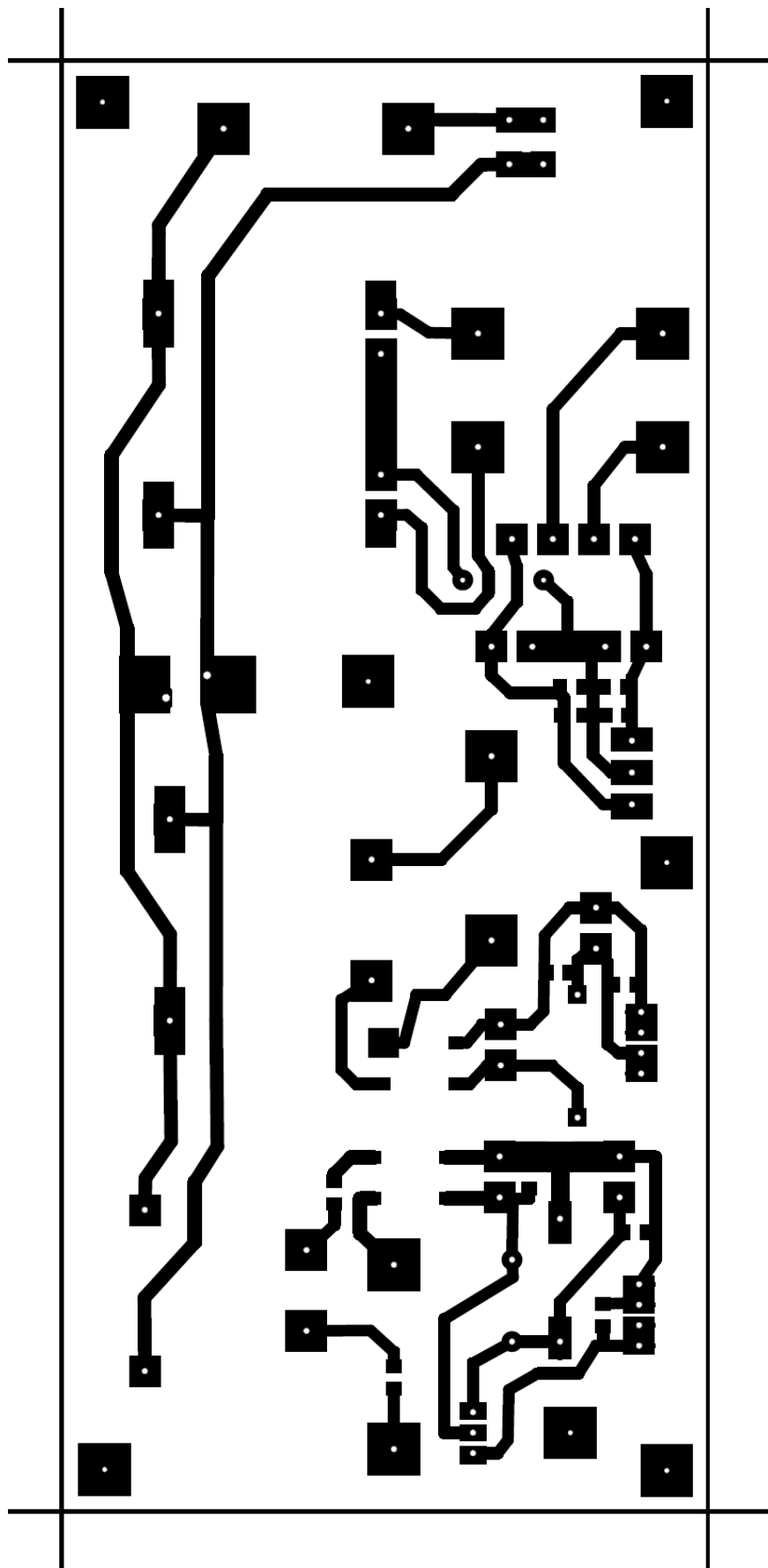


**Elektronické řízení výstupního napětí – osazovací plán**



**Elektronické řízení výstupního napětí -DPS**





Zdrojová část - DPS