

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY

A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

MĚŘIČ HARMONICKÉHO ZKRESLENÍ A DYNAMICKÉHO
ROZSAHU

METER OF TOTAL HARMONIC DISTORTION AND DYNAMIC RANGE

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Mikhail Mezin

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. David Kubánek, Ph.D.

BRNO 2021

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Audio inženýrství**
specializace Zvuková produkce a nahrávání
Ústav telekomunikací

Student: Mikhail Mezin

ID: 195607

Ročník: 3

Akademický rok: 2020/21

NÁZEV TÉMATU:

Měřič harmonického zkreslení a dynamického rozsahu

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s definicí a měřením harmonického zkreslení a dynamického rozsahu zařízení. Navrhněte metody a analogové obvody umožňující získání těchto parametrů pomocí běžných měřicích přístrojů, např. digitálního voltmetru. Funkci navržených obvodů ověřte počítačovou simulací.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] SELF, Douglas. Small signal audio design. Burlington, MA: Focal Press, c2010. ISBN 0240521773.

[2] HÁJEK, Karel a Jiří SEDLÁČEK. Kmitočtové filtry. Praha: BEN - technická literatura, 2002. ISBN 80-7300-0-3-7.

Termín zadání: 1.2.2021

Termín odevzdání: 31.5.2021

Vedoucí práce: Ing. David Kubánek, Ph.D.

doc. Ing. Jiří Schimmel, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Cílem práce je popsat návrh přístroje a metody pro získání hodnot harmonického zkreslení a dynamického rozsahu zařízení pomocí voltmetru, se zaměřením na jednoduchost konstrukce. Je udělán stručný přehled používaných metod a obvodů, na jehož základě je vyvinuta vlastní varianta měřiče.

Klíčová slova

Harmonické zkreslení, šum, dynamický rozsah, filtr typu pásmová zádrž, efektivní napětí.

Abstract

The purpose of the document is to show a design of measuring instrument and method for total harmonic distortion and dynamic range measurement, with a focus on construction simplicity. A brief overview of currently used methods and circuits was done, and on its basis, own device variant was designed.

Keywords

Harmonic distortion, noise, dynamic range, notch-filter, root-mean-square voltage

Bibliografická citace

MEZIN, Mikhail. *Měřič harmonického zkreslení a dynamického rozsahu*. Brno, 2021. Dostupné z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/135540>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací. Vedoucí práce David Kubánek.

Prohlášení autora o původnosti díla

| | |
|--|---------------------------------------|
| Jméno a příjmení studenta: | Mikhail Mezin |
| VUT ID studenta: | 195607 |
| Typ práce: | Bakalářská práce |
| Akademický rok: | 2020/21 |
| Téma závěrečné práce: dynamického rozsahu | Měřič harmonického zkreslení a |

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 31.5.2021

Mikhail Mezin.

Poděkování

Děkuji všem, kdo se podílel na vytvoření práce, především vedoucímu Davidu Kubánkovi, za pomoc a trpělivost, mým vedoucím ve firmě, kde pracuji, za podporu, pochopení a poskytování vybavení.

V Brně dne:

podpis autora

Obsah

| | |
|--|-----------|
| SEZNAM OBRÁZKŮ | 9 |
| SEZNAM TABULEK..... | 11 |
| ÚVOD | 12 |
| 1. TEORETICKÝ ROZBOR..... | 13 |
| 1.1 VZNIK ZKRESLENÍ | 13 |
| 1.2 ŠUM..... | 14 |
| 1.3 DYNAMICKÝ ROZSAH | 15 |
| 2. METODY MĚŘENÍ | 16 |
| 2.1 MĚŘENÍ THD+N | 16 |
| 2.1.1 Omezení metody a požadavky na obvody..... | 17 |
| 2.2 MĚŘENÍ DYNAMICKÉHO ROZSAHU | 18 |
| 2.3 METODY MĚŘENÍ SKUTEČNÉ EFEKTIVNÍ HODNOTY NAPĚTÍ | 19 |
| 2.3.1 Měření termočlánkem | 19 |
| 2.3.2 Realizace definičního vztahu analogovými obvody..... | 20 |
| 3. FILTRY TYPU PÁSMOVÁ ZÁDRŽ: POROVNÁNÍ PARAMETRŮ | 22 |
| 3.1 PASIVNÍ TWIN-T FILTR..... | 23 |
| 3.1.1 Počítačová simulace zapojení..... | 23 |
| 3.1.2 Měření na prototypu | 25 |
| 3.2 AKTIVNÍ TWIN-T FILTR | 27 |
| 3.2.1 Počítačová simulace zapojení..... | 28 |
| 3.2.1 Měření na prototypu | 29 |
| 3.3 BAINTERŮV FILTR | 31 |
| 3.3.1 Počítačová simulace zapojení..... | 32 |
| 3.3.1 Měření na prototypu | 34 |
| 3.4 POROVNÁNÍ CHARAKTERISTIK FILTRŮ..... | 35 |
| 4. VSTUPNÍ OBVOD MĚŘIČE | 37 |
| 4.1 KMITOČTOVÁ ANALÝZA..... | 38 |
| 5. BLOK FILTRU: AKTIVNÍ TWIN-T ZAPOJENÍ | 39 |
| 5.1 KMITOČTOVÁ ANALÝZA..... | 39 |
| 5.2 ČASOVÁ ANALÝZA | 40 |
| 5.2.1 Na charakteristickém kmitočtu..... | 41 |
| 5.2.2 Na kmitočtu $2 \cdot f_0$ | 41 |
| 5.2.1 Na kmitočtu $3 \cdot f_0$ | 42 |
| 5.3 SOUHRN CHARAKTERISTIK | 42 |
| 6. BLOK MĚŘENÍ EFEKTIVNÍHO NAPĚTÍ | 43 |
| 6.1 ZESILOVAČ VYŠŠÍCH HARMONICKÝCH A ŠUMU | 43 |
| 6.2 PŘEVODNÍK TRUERMS/DC AD736..... | 44 |
| 6.2.1 Naměřené průběhy: sinusový signál 100 Hz:..... | 45 |
| 6.2.2 Naměřené průběhy: obdélníkový signál 100 Hz: | 45 |

| | | |
|-----------|---|-----------|
| 6.2.3 | <i>Výsledky všech měření</i> | 46 |
| 6.3 | VÝLEDNÉ SCHÉMA ZAPOJENÍ BLOKU MĚŘENÍ EFEKTIVNÍHO NAPĚTÍ | 47 |
| 7. | TESTOVÁNÍ ZKONSTRUOVANÉHO PROTOTYPU | 48 |
| 7.1 | BUZENÍ HARMONICKÝM SIGNÁLEM NA KMITOČTU F_0 | 49 |
| 7.1.1 | <i>Měření u_{THD+N}</i> | 49 |
| 7.1.2 | <i>Měření $u_{výst,100\%}$</i> | 50 |
| 7.2 | BUZENÍ ZKRESLENÝM SIGNÁLEM NA KMITOČTU F_0 | 51 |
| 7.2.1 | <i>Měření u_{THD+N}</i> | 52 |
| 7.2.2 | <i>Měření $u_{výst,100\%}$</i> | 53 |
| 8. | ZÁVĚR | 54 |
| | LITERATURA | 55 |
| | SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK | 56 |

SEZNAM OBRÁZKŮ

| | | |
|------|--|----|
| 1.1 | Extrémní případ přechodového zkreslení | 13 |
| 2.1 | Blokové schéma měřiče | 17 |
| 2.2 | Šířka pásma útlumu | 18 |
| 2.3 | Princip měření efektivní hodnoty termočlánkem | 19 |
| 2.4 | Explicitní výpočet efektivní hodnoty [8]..... | 20 |
| 2.5 | Implicitní výpočet efektivní hodnoty [8]..... | 20 |
| 3.1 | Pasivní Twin-T zapojení | 23 |
| 3.2 | Schéma zapojení pasivního Twin-T filtru pro počítačovou simulaci | 24 |
| 3.3 | Kmitočtová charakteristika pasivního Twin-T filtru získána simulací v pásmu 20 Hz – 20 kHz. | 24 |
| 3.4 | Kmitočtová charakteristika pasivního Twin-T filtru získána simulací v pásmu 960 Hz – 1040 kHz. | 25 |
| 3.5 | Schéma zapojení prototypu: pasivní Twin-T zapojení..... | 26 |
| 3.6 | Změřena kmitočtová charakteristika pasivního Twin-T filtru v pásmu 20 Hz – 20 kHz. Export z FRA for PicoScope | 26 |
| 3.7 | Změřené časové průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) napětí pasivního Twin-T filtru z obr. 3.4 na kmitočtu $f_0 = 1031$ Hz..... | 27 |
| 3.8 | Aktivní Twin-T zapojení..... | 27 |
| 3.9 | Schéma zapojení aktivního Twin-T filtru pro počítačovou simulaci..... | 28 |
| 3.10 | Kmitočtová charakteristika aktivního Twin-T filtru získána simulací v pásmu 20 Hz – 20 kHz..... | 29 |
| 3.11 | Kmitočtová charakteristika aktivního Twin-T filtru získána simulací v pásmu 960 Hz – 1040 Hz. | 29 |
| 3.12 | Schéma prototypu: aktivní Twin-T filtr. | 30 |
| 3.13 | Změřena kmitočtová charakteristika aktivního Twin-T filtru v pásmu 20 Hz – 20 kHz. Export z FRA for PicoScope | 30 |
| 3.14 | Změřené časové průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) napětí aktivního Twin-T filtru z obr. 3.10 na kmitočtu $f_0 = 1031$ Hz..... | 31 |
| 3.15 | Bainterovo zapojení..... | 32 |
| 3.16 | Kmitočtová charakteristika Bainterova filtru získána simulací v pásmu 20 Hz – 20 kHz. | 33 |
| 3.17 | Kmitočtová charakteristika Bainterova filtru získána simulací v pásmu 1000 Hz – 1040 kHz..... | 33 |
| 3.18 | Schéma prototypu: Bainterův filtr | 34 |
| 3.19 | Změřena kmitočtová charakteristika Bainterova filtru v pásmu 20 Hz – 20 kHz. Export z FRA for PicoScope | 35 |
| 3.20 | Změřené časové průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) napětí Bainterova filtru z obr. 3.18 na kmitočtu $f_0 = 1000$ Hz..... | 35 |
| 4.1 | Schéma zapojení vstupního bloku. | 37 |
| 4.2 | Změřená kmitočtová charakteristika vstupního bloku v pásmu 20 Hz – 100 kHz. Atenuace: 1:1. Export z měřiče SW FRA for PicoScope | 38 |
| 5.1 | Schéma zapojení bloku filtru..... | 39 |
| 5.2 | Změřená kmitočtová charakteristika bloku filtru v zapojení z obr. 5.1 v pásmu 20 Hz až 20 kHz. Export z FRA for PicoScope | 40 |
| 5.3 | Změřené časové průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) napětí bloku filtru v zapojení z obr. 5.1 na kmitočtu $f_0 = 1031$ Hz..... | 41 |
| 5.4 | Změřené časové průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) napětí bloku filtru v zapojení z obr. 5.1 na kmitočtu $2f_0 = 2062$ Hz..... | 42 |
| 5.5 | Změřené časové průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) napětí bloku filtru v zapojení z obr. 5.1 na kmitočtu $3f_0 = 3093$ Hz..... | 42 |
| 6.1 | Zapojení zesilovače harmonických a šumu | 43 |

| | | |
|-----|--|----|
| 6.2 | Zapojení převodníku RMS/DC | 44 |
| 6.3 | Naměřené časové průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) napětí převodníku AD736 v zapojení podle obr. 6.2 na kmitočtu 100 Hz | 45 |
| 6.4 | Naměřené časové průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) napětí převodníku AD736 v zapojení z obr. 6.2 na kmitočtu 100 Hz | 46 |
| 6.5 | Zapojení bloku měření efektivního napětí | 47 |
| 7.1 | Schéma navrženého měřiče | 48 |
| 7.2 | Layout DPS prototypu | 48 |
| 7.3 | Foto prototypu | 49 |
| 7.4 | Časové průběhy na vstupu měřiče (hnědě), na výstupu filtru (zeleně), na vstupu převodníku efektivní hodnoty (červeně) a na výstupu měřiče (modře) | 50 |
| 7.5 | Časové průběhy na vstupu měřiče (hnědě), na výstupu filtru (zeleně), na vstupu převodníku efektivní hodnoty (červeně) a na výstupu měřiče (modře) | 51 |
| 7.6 | Zapojení pro generování zkreslení | 52 |
| 7.7 | Časové průběhy na vstupu měřiče (hnědě), na výstupu filtru (zeleně), na vstupu převodníku efektivní hodnoty (červeně) a na výstupu měřiče (modře) | 52 |
| 7.8 | Časové průběhy na vstupu měřiče (hnědě), na výstupu filtru (zeleně), na vstupu převodníku efektivní hodnoty (červeně) a na výstupu měřiče (modře) | 53 |

SEZNAM TABULEK

| | | |
|-----|--|----|
| 3.1 | Porovnání charakteristik filtrů..... | 35 |
| 5.1 | Souhrn charakteristik bloku filtru..... | 42 |
| 6.1 | Výsledky měření výstupního napětí převodníku AD736 pro sinusový signál | 46 |
| 6.2 | Výsledky měření výstupního napětí převodníku AD736 pro obdélníkový signál..... | 47 |

ÚVOD

Cílem dané práce je návrh přístroje pro měření harmonického zkreslení a dynamického rozsahu audio-zařízení – koncového zesilovače, předzesilovače apod. Tyto parametry jsou klíčové při posuzování kvality zařízení a věrnosti jím reprodukováného hudebního signálu.

Měřičem bude zkoumán výstupní signál testovaného zařízení. Výstupní hodnotou měřiče bude stejnosměrné napětí, přímo úměrné hodnotě harmonického zkreslení a šumu testovaného zařízení (THD+N). Dynamický rozsah bude vypočten na základě změřených hodnot: hladiny šumu zařízení a úrovně vstupního signálu, při které zkreslení výstupního signálu je značné.

V první kapitole je dán stručný teoretický úvod do problematiky harmonického zkreslení a dynamického rozsahu. Druhá kapitola pojednává o metodách a principu měření těchto parametrů. V kapitole třetí je uděláno porovnání charakteristik různých zapojení filtru typu pásmová zadrž – klíčového bloku měřiče THD. Na základě měření parametrů zkonstruovaných prototypů, byla zvolena vhodná varianta obvodu.

Kapitoly 4 až 6 se věnují jednotlivým blokům měřiče. V kapitole 7 jsou uvedené schémata a změřené parametry zkonstruovaného prototypu měřiče.

1. TEORETICKÝ ROZBOR

Při zpracování, nedokonalostí zařízení k původnímu signálu jsou přidány jeho vyšší harmonické složky a šum.

Hodnotu celkového harmonického zkreslení a šumu (THD+N) zařízení, jež zpracovává sinusový signál, lze určit vztahem:

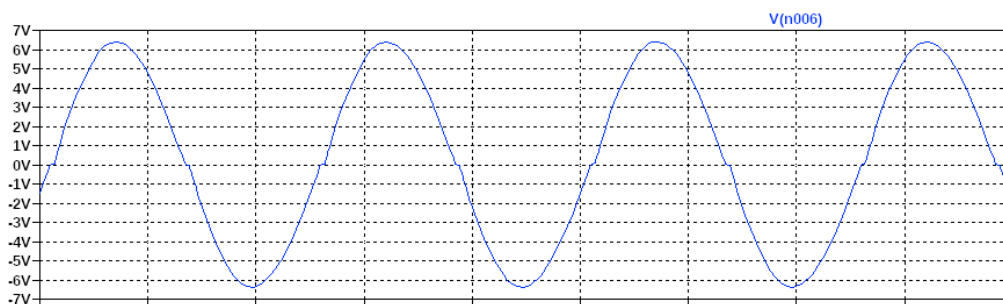
$$THD + N = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} u_n^2 + u_{noise}}}{u_1} \cdot 100 [\%], \quad (1.1)$$

kde u_1 představuje efektivní napětí první harmonické složky **výstupního signálu**, u_2 až u_{∞} jsou efektivní napětí jeho vyšších harmonických složek, u_{noise} je efektivní napětí šumu, přítomného v spektru.

1.1 Vznik zkreslení

Vyšší harmonické složky elektrického signálu vznikají jeho průchodem nelineárními elementy. Každý aktivní elektronický obvod vnáší zkreslení. Tranzistory a elektronky jsou ve své podstatě nelineární prvky. U bipolárního tranzistoru v aktivním režimu závislost proudu kolektorem i_C na řídicím proudu i_B nemá ideálně lineární tvar, proudové zesílení β a napětí u_{B-E} , jsou závislé na hodnotě i_C , na teplotě okolí, atd. U unipolárních tranzistorů a elektronek závislost proudu kanálem resp. anodou na řídicím napětí $U_{gate-source}$ resp. $U_{grid-cathode}$, má exponenciální tvar.

Zesilovače třídy AB a B vždycky vnášejí přechodové zkreslení, v okamžiku kdy signál mění znaménko s kladného na záporné a naopak, v důsledku dvojčinného zapojení koncových tranzistorů [2].



Obrázek 1.1 Extrémní případ přechodového zkreslení.

Zdrojem nelinearity mohou být nežádoucí interference signálů, parazitní vazby na DPS, indukované rušení z napájecích přívodů, obsahující harmonické složky zpracovávaného signálu apod. U zesilovačů třídy D zkreslení může být dodatečně

způsobeno například nepřesností převodu audio signálu na PWM signál (nepřesný komparátor), zpožděním při zpracování PWM signálu, relativně pomalým spínáním koncových tranzistorů.

Zkreslení prudce roste při přetížení vstupu zařízení (pokud například dynamický rozsah signálu překročí dynamický rozsah zařízení), při nesprávné konfiguraci zesilovacích obvodů, při poklesu napájecího napětí pod povolený rozsah apod.

Pasívní obvody, obsahující diody všech typů, taky mohou vnášet harmonické zkreslení. Například diodový okrajovač v malé míře ovlivňuje i signály pod prahovou úrovní. Obvody, obsahující pouze lineární elementy (R, C, L), nevnášejí harmonické zkreslení. Výjimkou mohou být obvody s nekvalitními uhlíkovými rezistory, u kterých závislost proudu na napětí vykazuje nelinearitu [1], anebo obvody obsahující cívky s ferritovým jádrem

Minimální dosažitelná úroveň harmonického zkreslení koncového audio-zesilovače je kolem 0,0005 % (-106 dB) [2], dnes zesilovače třídy AB mají většinou THD 0,01 % až 0,001 %.

1.2 Šum

Jak aktivní, tak i pasívní elektronické prvky vnášejí do signálu šum. Šumem nazýváme náhodný signál, vzniklý v důsledku fyzikálních jevů v materiálu, který nenes informace, jednak maskuje užitečný signál. Největší význam na audio-zařízeních mají Johnsonův, Flicker-šum a taky indukované šумы: rušení se síťovým kmitočtem 50 Hz, demodulovaný VF signál, apod.

Johnsonův šum vzniká důsledkem tepelného pohybu nabitých částic. Je to bílý šum, a vzniká nejvíce na rezistorech, přičemž čím větší je odpor, tím větší efektivní šumové napětí, které se vypočítá jako

$$u_{noise} = \sqrt{4kT \cdot R \cdot B_{noise}}, \quad (1.2)$$

kde k je Boltzmanova konstanta, T je absolutní teplota, R – odpor, B_{noise} – šířka kmitočtového pásma měřeného šumu. Například rezistor s odporem 47 k Ω ve vstupním obvodu zesilovače (standardní vstupní odpor gramofonového předzesilovače) bude produkovat při 25 stupních šumové efektivní napětí $U_{noise} \approx 4 \mu\text{V}$, při uvažování $B_{noise} = 20 \text{ kHz}$.

Flicker-šum vzniká na rezistorech v důsledku fluktuací jejich odporů [3]. Změny odporu rezistoru, kterým teče proud, podle Ohmova zákona, mají za následek vznik střídavého šumového napětí. Podle spektrální hustoty je to růžový šum.

Efektivní napětí těchto šumů na jejich zdrojích obvykle činí jednotky mikrovoltů. Šumový signál, vzniklý např. na vstupních obvodech zesilovače, bude zesílen spolu s užitečným signálem. S touto skutečností je vázán parametr **SNR** (**S**ignal to **N**oise **R**atio),

odstup signálu od šumu zařízení, který je definován jako rozdíl mezi nominální úrovní výstupního signálu a hladinou vlastního šumu zařízení.

$$SNR = 20 \cdot \log \frac{u_{výst,nom}}{u_{výst,noise}}. \quad (1.3)$$

SNR lze definovat i pro signál, jako rozdíl mezi jeho efektivním napětím a efektivním napětím přítomného v jeho spektru šumu.

1.3 Dynamický rozsah

S pojmem SNR je vázán dynamický rozsah zařízení D . V audio-technice, dynamický rozsah určuje rozdíl mezi nejnižším a nejhlasitějším zvukem, který zařízení je schopné věrně reprodukovat. Je to rozdíl v dB mezi maximální úrovní vstupního signálu $u_{vst,MAX}$, při které výstupní signál zařízení není značně zkreslen, a minimální úrovní vstupního signálu, $u_{vst,MIN}$ při které výstupní signál má určitý odstup Δ_{s-n} nad hladinou vlastního šumu zařízení, tudíž se považuje za čitelný

$$D = 20 \log \frac{u_{vst,MAX}}{u_{vst,MIN}} \quad (1.4)$$

Definice odstupů Δ_{s-n} a hodnoty zkreslení, při kterém výstupní signál se považuje za nevyhovující, není v literatuře jednoznačná. V této práci se bude předpokládat $\Delta_{s-n} = 20$ dB, prahová hodnota zkreslení = 10 %.

2. METODY MĚŘENÍ

Hodnota THD+N může být získána selektivní metodou, následujícím způsobem:

- Testované zařízení je buzeno sinusovým signálem
- Ze spektru výstupního signálu zařízení, pomocí filtru typu pásmová zádrž, se odstraňuje první harmonická složka. Efektivní napětí za filtrem tím pádem odpovídá součtu vyšších harmonických složek a šumu.

Měření dynamického rozsahu spočívá v měření tří hodnot:

- Vlastního šumu zařízení na jeho výstupu $u_{výst,noise}$ bez signálu na vstupu
- Úrovně vstupního signálu $u_{vst,min}$, při které výstupní signál má odstup od šumu = 20 dB.
- Úrovně vstupního signálu $u_{vst,MAX}$, při které výstupní signál má zkreslení 10 %.

Ve všech případech je nutné měřit skutečnou efektivní hodnotu napětí

2.1 Měření THD+N

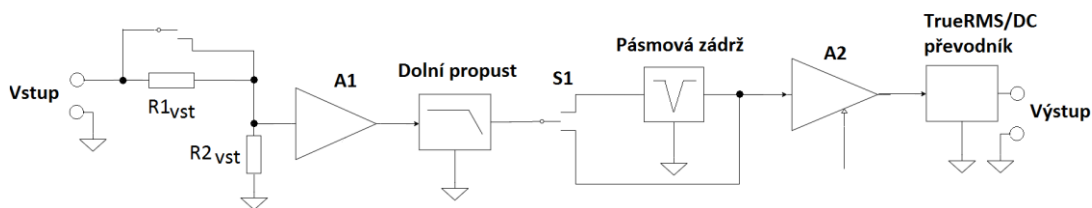
Princip měření je následující:

1. Testované zařízení je buzeno harmonickým signálem, který se považuje za ideální, s kmitočtem f_i .
2. Změří se efektivní napětí na výstupu zařízení $u_{výst,100\%}$
3. Signál je přiveden na vstup filtru typu **pásmová zádrž**, jehož charakteristický kmitočet f_0 se rovná kmitočtu budícího signálu f_i .
Filtr by měl mít přenos 1 v celém kmitočtovém rozsahu, kromě f_0 , kde přenos má být nulový, a úzkého okolí f_0 (jelikož filtr s nekonečným Q není realizovatelný).
4. Změří se efektivní napětí na výstupu filtru u_{THD+N} . Za filtrem s nulovým přenosem na f_i mohou se objevit pouze ty složky zkoumaného signálu, které nebyly přítomné v signále generátoru, tudíž u_{THD+N} odpovídá součtu vyšších harmonických původního signálu a vlastního šumu testovaného zařízení
5. Napětí první harmonické u_1 získáme implicitně. Jelikož obvykle jde o výstupní hodnotu RMS voltmetru,

$$u_1 = u_{výst,100\%} - u_{THD+N} \quad (2.1)$$

6. Přepočtem podle vztahu (1.1). získáme hodnotu THD+N.

Blokové schéma měřicího řetězce:



Obrázek 2.1 Blokové schéma měřiče

- 1) A1 je vstupní buffer, $R1_{vst}$ a $R2_{vst}$ tvoří napěťový dělič pro zvětšení rozsahu
- 2) Filtr typu dolní propust slouží pro omezení zkoumaného pásma na 20 kHz.
- 3) Přepínačem S1 se volí režim: **měření $u_{výst,100\%}$ / měření u_{THD+N} .**
- 4) Zesilovač/atenuátor A2 slouží pro přepínání rozsahu převodníku skutečné efektivní hodnoty.
- 5) TrueRMS/DC převodník slouží pro převod skutečné efektivní hodnoty na stejnosměrné napětí, které je výstupní hodnotou měřiče.

2.1.1 Omezení metody a požadavky na obvody

Minimální měřitelná hodnota THD+N je omezena útlumem filtru na charakteristickém kmitočtu, a taky vlastním zkreslením a šumem měřiče – filtru a pomocných obvodů. Nejnižší měřitelná hodnota zkreslení v procentech je:

$$THD+N_{min} = 10^{\frac{A_{f_0}}{20}} \cdot 100\% + THD+N_{měřiče} \quad (2.2)$$

Kde A_{f_0} představuje přenos filtru v dB na charakteristickém kmitočtu f_0 , $THD+N_{měřiče}$ je celkové zkreslení a šum měřicího řetězce v procentech. Například, jestli útlum filtru činí 60 dB ($A_{f_0} = -60$ dB), a filtr je pasivní a nevnáší šum, tak:

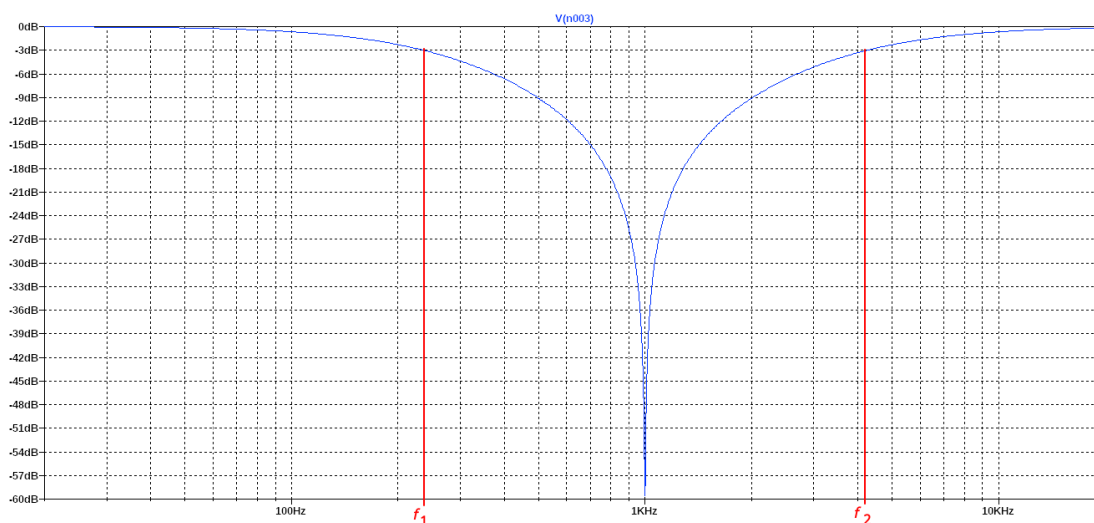
$$THD+N_{min} = 10^{\frac{-60}{20}} \cdot 100\% = 10^{-3} \cdot 100\% = 0,1\% \quad (2.3)$$

Přesnost měření je ovlivněna činitelem jakosti filtru Q , čili rychlostí přechodu mezi propustným a nepropustným pásmem.

Q lze v tomto případě určit jako poměr f_0 k šířce pásma útlumu:

$$Q = \frac{f_0}{B} = \frac{f_0}{f_2 - f_1} \quad (2.4)$$

kde B je šířka pásma, na jehož okrajích přenos filtru je -3 dB.



Obrázek 2.2 Šířka pásma útlumu

Filtrem s nízkým Q budou ovlivněny taktéž **vyšší harmonické kmitočtu f_0** , což zvětší nejistotu při měření. Definovat nepřesnost vzniklou touto skutečností je obtížné, protože obvykle není znám podíl harmonických složek v zkoumaném signálu. Proto je ideálně při návrhu vyhnout si filtrům, jejichž útlum na 2. harmonické přesahuje 3 dB.

Z principu metody plynou následující požadavky:

Na zesilovač A2:

- Co nejnižší vlastní zkreslení a šum
- Přesné nastavení zesílení/útlumu

Na filtr typu pásmová zádrž:

- Co největší útlum na f_0
- Co největší činitel jakosti Q .
- Co nejnižší vlastní zkreslení a šum.

Na převodník skutečné efektivní hodnoty:

- Přesnost převodu.

2.2 Měření dynamického rozsahu

Hodnotu dynamického rozsahu lze získat pomocí měřiče z obr. 2.1. Postup je následující:

1. Zdroj signálu, anebo odpor, ekvivalentní nominálnímu vnitřnímu odporu zdroje, musí být připojen na vstup.
2. V režimu „**měření $u_{\text{výst},100\%}$** “ měří se efektivní napětí na výstupu testovaného zařízení u_{noise} při nulovém vstupním napětí.

3. Na vstup zařízení se přivádí sinusový signál s malou amplitudou a zvětšuje se, až napětí na výstupu bude o 20 dB (10krát) větší než u_{noise} . Vstupní napětí, jež odpovídá tomuto výstupnímu, se rovná $u_{\text{vst,MIN}}$ ze vztahu (1.4).
4. Vstupní napětí se nastavuje na nominální hodnotu a měřič se přepíná do režimu **měření $u_{\text{THD+N}}$** . Doladuje se f_i tak, aby napětí $u_{\text{THD+N}}$ bylo minimální a měří se zkreslení signálu.
5. Vstupní napětí se zvětšuje, až napětí $u_{\text{THD+N}}$ začne prudce růst.
6. Vyhledává se hodnota $u_{\text{vst,MAX}}$, při které zkreslení se rovná přibližně 10 % (viz 1.3)

Maximální měřitelná hodnota D je dána dynamickým rozsahem samotného měřiče.

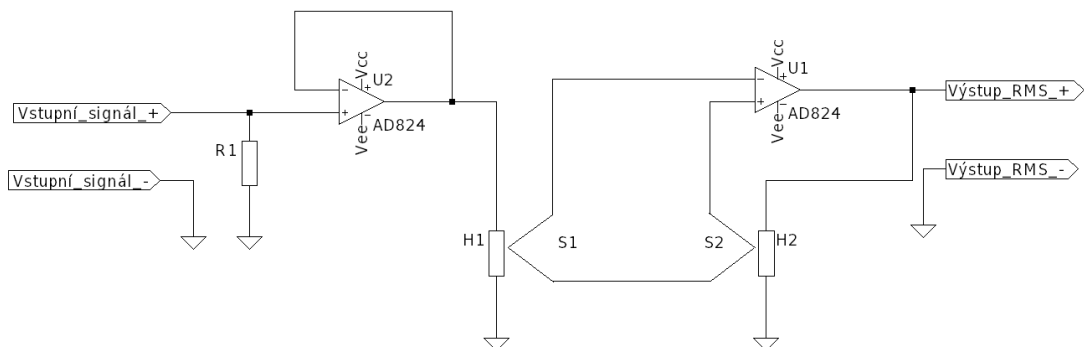
2.3 Metody měření skutečné efektivní hodnoty napětí

Efektivní hodnota střídavého napětí se rovná hodnotě takového stejnosměrného napětí, které by při přiložení na odporovou zátěž dávalo stejný výkon. Je několik možností, jak implementovat měření efektivního napětí.

2.3.1 Měření termočlánkem

Metoda vychází z teplotního účinku proudu. Termočlánek měří teplotu odporového drátu, na který je přiloženo napětí signálu. Obvykle se používá komparační zapojení se dvěma shodnými termočlánci.

Princip činnosti je následující: jakmile vstupní signál zahřeje odpor $H1$ a napětí na $S1$ se zvětší, OZ bude se snažit vyrovnat rozdíl, zvětšuje napětí na výstupu a tím pádem zahřívá odpor $H2$. Když napětí na $S2$ bude shodné s napětím na $S1$, na základě definice efektivní hodnoty (2.1) se $U_{\text{výst}}$ bude rovnat $U_{\text{vst,RMS}}$.



Obrázek 2.3 Princip měření efektivní hodnoty termočlánkem

Činitel výkyvu signálu nemá vliv na přesnost měření. Zapojení dovolí měřit efektivní napětí v širokém kmitočtovém rozsahu (s výjimkou velmi nízkých kmitočtů) Čas ustálení u takového obvodu je poměrně velký. Přesnost měření je ovlivněná shodou termočlánků a taktéž napětím offsetu OZ. Termočlánky musí být důkladně tepelně izolované od okolí. Z těchto důvodů je realizace měření poměrně komplikovaná.

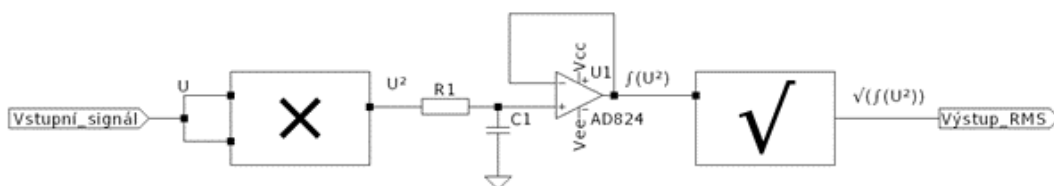
2.3.2 Realizace definičního vztahu analogovými obvody

Efektivní hodnotu napět'ového signálu lze definovat jako jeho kvadratický průměr:

$$U_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} u^2(t) dt}, \quad (2.5)$$

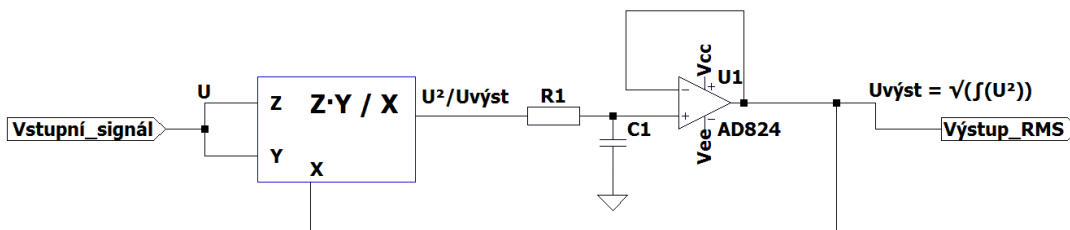
kde T je perioda napět'ového signálu u , t – čas.

Výpočet může být realizován pomocí analogových násobičů a integrátoru. Můžeme rozlišit dvě metody: explicitní a implicitní. **Explicitní metoda** má omezený dynamický rozsah, jelikož stupeň, následující za násobičkou, má za úkol zpracovat u^2 . [8]



Obrázek 2.4 Explicitní výpočet efektivní hodnoty [8]

Povolený dynamický rozsah vstupního signálu se pohybuje kolem 20 dB. Zapojení jednak má široký kmitočtový rozsah a nízký čas ustálení. **Implicitní metoda** využívá zpětnou vazbu. Vstupní signál je vydělen jeho střední hodnotou. Ve výsledku výstupní signál $U_{výst}$ je lineárně závislý na RMS napětí vstupního signálu [8]. Na tomto principu funguje většina integrovaných TrueRMS převodníků. Povolený dynamický rozsah vstupního signálu je větší než u explicitní metody, ale kmitočtové pásmo je užší.



Obrázek 2.5 Implicitní výpočet efektivní hodnoty [8]

Implicitní výpočet lze implementovat diskrétně anebo pomocí OZ. Existují integrované obvody převodníků, například AD536/AD736 [5] od firmy Analog Devices, realizující převod implicitní metodou.

3. FILTRY TYPU PÁSMOVÁ ZÁDRŽ: POROVNÁNÍ PARAMETRŮ

Nejdůležitějším blokem měřiče THD je filtr typu pásmová zádrž. Existuje několik, jak pasivních, tak aktivních zapojení, realizujících tento filtr. Pasivní zapojení mají nižší Q , ale nevnáší dodatečné zkreslení, mohou pracovat se signály s velkou amplitudou a zpravidla mají větší útlum na charakteristickém kmitočtu. V rámci práce byly prozkoumány následující zapojení:

- Pasivní Twin-T filtr
- Aktivní Twin-T filtr
- Bainterův flitr.

Ke každému zapojení byla provedena nejdřív počítačová simulace v SPICE programu LTSpice® od Analog Devices, a to za předpokladu že komponenty mají toleranci: rezistory $\pm 0,1\%$, kondenzátory $\pm 1\%$. V tomto režimu každý komponent může mít dvě hodnoty: minimální a maximální, a postupně jsou nasimulovaný jejich veškeré možné kombinace.

Následně byly zkonstruované prototypy a provedeno měření parametrů. V konstrukci byly použity univerzální laboratorní plošné spoje, rezistory s tolerancí $0,1\%$, kondenzátory s tolerancí 1% , operační zesilovače NE5532, TL072, LME42720, OP37GZ. Souhrn nasimulovaných a naměřených parametrů prozkoumaných zapojení je uveden v tabulce 3.1 Porovnání charakteristik filtrů. Soubory obsahující simulace a záznamy z osciloskopu jsou k dispozici v příloze.

Kmitočtová analýza byla provedena pomocí softwaru FRA for PicoScope v. 0.7.3b, s následujícím nastavením:

- V pásmu 20 – 990 Hz a 1100 – 20000 Hz: 100 kroků na dekádu
- V okolí f_0 (990 – 1100 Hz): 10000 kroků na dekádu

Amplituda generovaného signálu při kmitočtové analýze – $4 V_{pp}$.

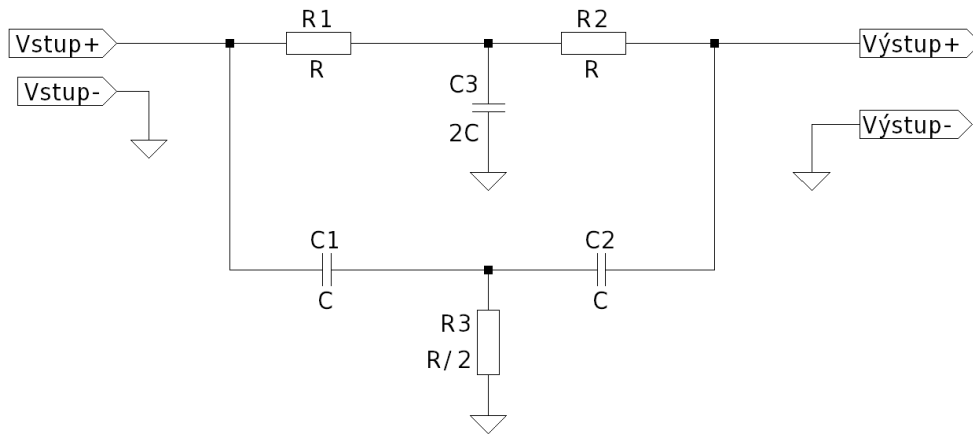
Použité přístroje:

- PC Osciloskop: PicoTechnology PicoScope 3406DMSO.
- Generátor A: Agilent 33220A
- Generátor B: Vnitřní generátor osciloskopu 3406DMSO.

Software:

- PicoScope 6, v.6.14.23.5207
- SPICE simulátor: LTSpice XVII
- FRA for PicoScope, v. 0.7.3b

3.1 Pasivní Twin-T filtr



Obrázek 3.1 Pasivní Twin-T zapojení

Je to z principu dva RC filtry, dolní propust a horní propust, zapojené paralelně a se navzájem ovlivňující. Obvod má teoreticky nekonečný útlum pro

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (3.1)$$

pokud platí:

$$R_1 = R_2 = R, \quad R_3 = \frac{R}{2}, \quad C_1 = C_2 = C, \quad C_3 = 2 \cdot C \quad (3.2)$$

Na kmitočtu f_0 signály ve dvou větvích jsou přesně v protifázi, mají shodnou amplitudu, tudíž jejich součet na výstupním uzlu je nulový. Nulový přenos na f_0 je ale možný pouze v případě ideálně přesných hodnot odporů všech rezistorů, a kapacit kondenzátorů, což v praxi skoro není dosažitelné. Činitel jakosti filtru $Q \approx 0,25$ [3]. To znamená šířku pásma útlumu = 4 kHz při $f_0 = 1$ kHz, tudíž kmitočty $2 \cdot f_0$ a $3 \cdot f_0$ budou filtrem ovlivněné.

3.1.1 Počítačová simulace zapojení

Byla provedena simulace zapojení v LTSpice®, s následujícími hodnotami komponentů:

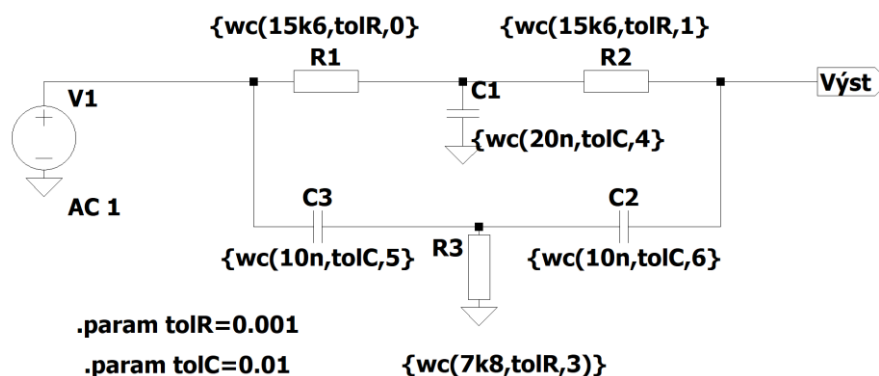
$$C_2 = C_3 = C = 10 \text{ nF} \pm 1 \%$$

$$C_1 = 2 \cdot C = 20 \text{ nF} \pm 1 \%$$

$$R_1 = R_2 = R = 15,6 \text{ k}\Omega \pm 0,1 \%$$

$$R_3 = R/2 = 7,8 \text{ k}\Omega \pm 0,1 \%$$

Schéma zapojení je:



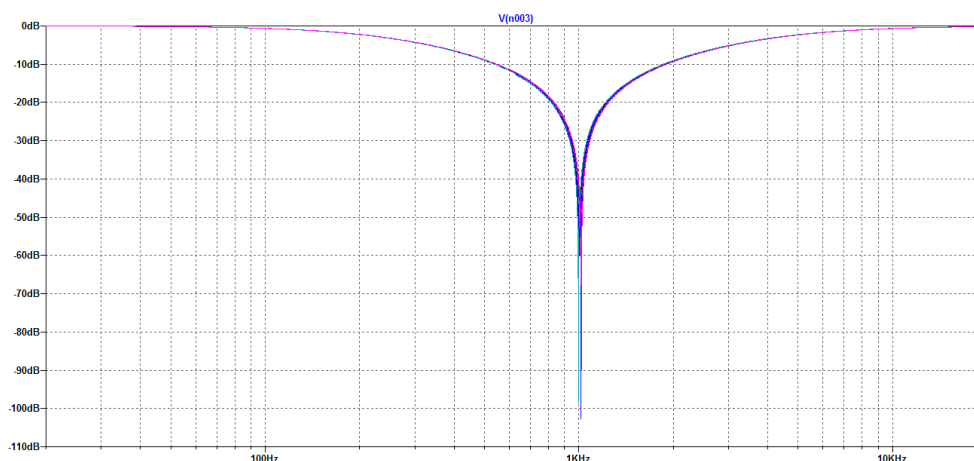
Obrázek 3.2 Schéma zapojení pasivního Twin-T filtru pro počítačovou simulaci.

Funkce `wc(nom, tol, index)` má tři parametry: nominální hodnotu, toleranci, a index komponentu. Funkce vrací buď hodnotu $nom+nom \cdot tol$ anebo $nom-nom \cdot tol$, podle indexu komponentu a čísla spouštění simulace, tak, aby byly nasimulovány vše možné kombinace. Každý komponent, jelikož má pouze dva stavy, může být reprezentován jako jeden bit v n -bitovém slově, a počet spouštění simulace je dán počtem indexovaných komponentů:

$$N_{\text{spouštění}} = 2^n + 1, \quad (3.3)$$

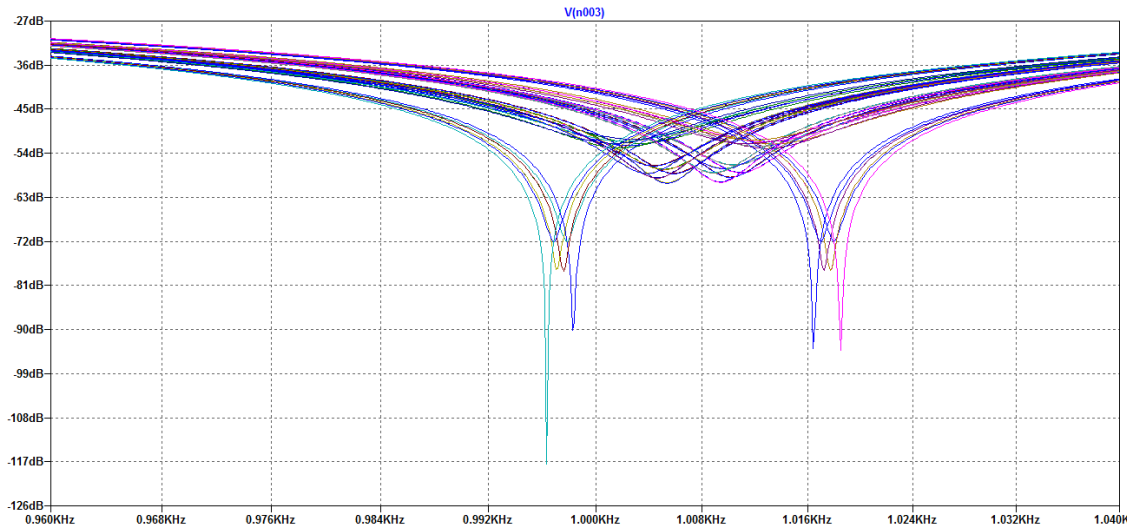
kde $N_{\text{spouštění}}$ je počet spouštění simulace, n je počet komponentů [9]. V tomto případě simulace byla spouštěna $2^6+1=65$ krát. AC analýza v celém audio-pásmu je nastavená na 5000 kroků na oktávu; v okolí f_0 – 50000 kroků na oktávu, jelikož filtr má maximální útlum ve velmi úzkém pásmu. Výsledky simulace jsou:

- 1) Kmitočtová charakteristika v pásmu 20 Hz až 20 kHz



Obrázek 3.3 Kmitočtová charakteristika pasivního Twin-T filtru získána simulací v pásmu 20 Hz – 20 kHz.

2) Kmitočtová charakteristika v okolí f_0



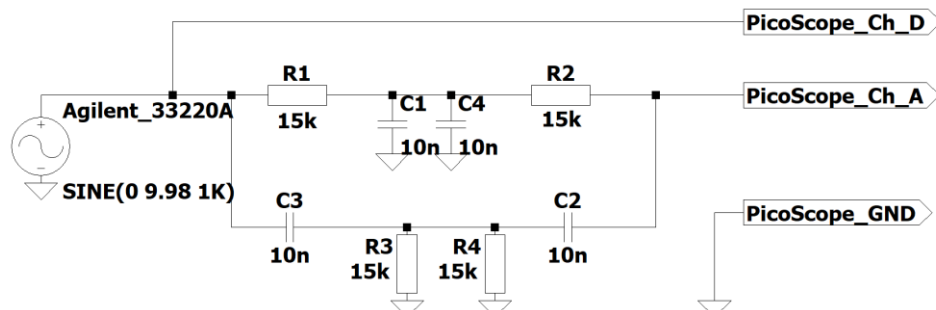
Obrázek 3.4 Kmitočtová charakteristika pasivního Twin-T filtru získána simulací v pásmu 960 Hz – 1040 kHz.

Z výsledků simulace plyne, že nejhorší hodnota útlumu na f_0 při zadané toleranci komponentů je 50 dB. Tedy minimální měřitelná hodnota zkreslení v případě použití tohoto filtru je $100 \cdot 10^{-50/20} = 0,31 \%$. Útlum na kmitočtu $2 \cdot f_0$ a $3 \cdot f_0$ činí 10 dB a 5 dB respektive.

3.1.2 Měření na prototypu

Byl zkonstruován prototyp filtru a provedeno měření parametrů. Byla změřena kmitočtová charakteristika pomocí softwaru FRA for PicoScope, následně byla provedená analýza v čase.

Schéma zapojení:

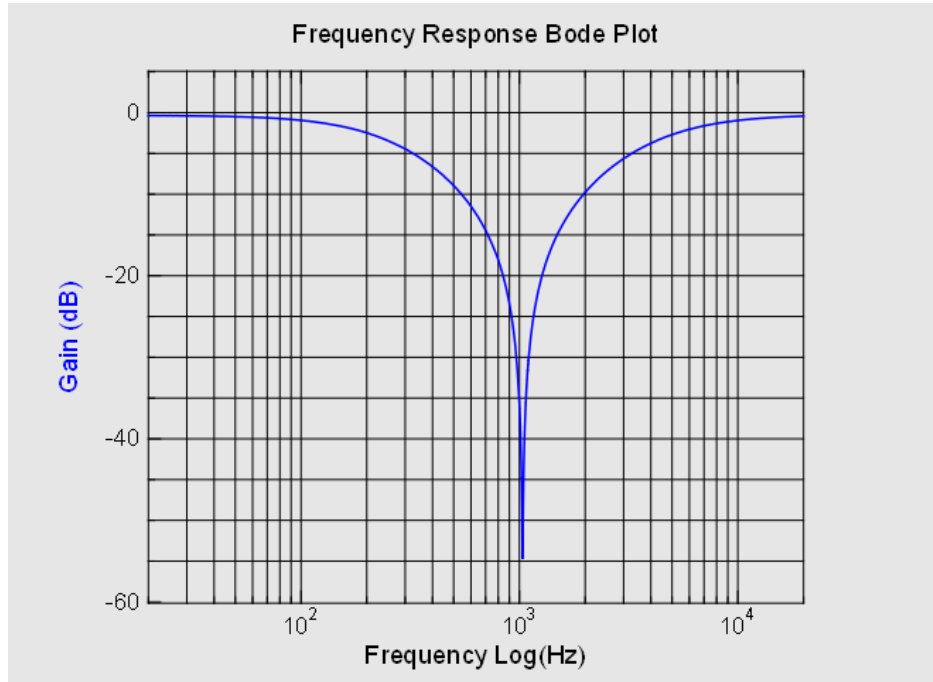


Obrázek 3.5 Schéma zapojení prototypu: pasivní Twin-T zapojení.

Kmitočtová analýza v pásmu 20 Hz – 20 kHz byla provedená s následujícím nastavením:

V pásmu 20 až 1000 Hz a 1100 Hz až 20 kHz: 100 kroků na dekádu,

V okolí f_0 : 10000 kroků na dekádu. Export grafu z měřicího SW:

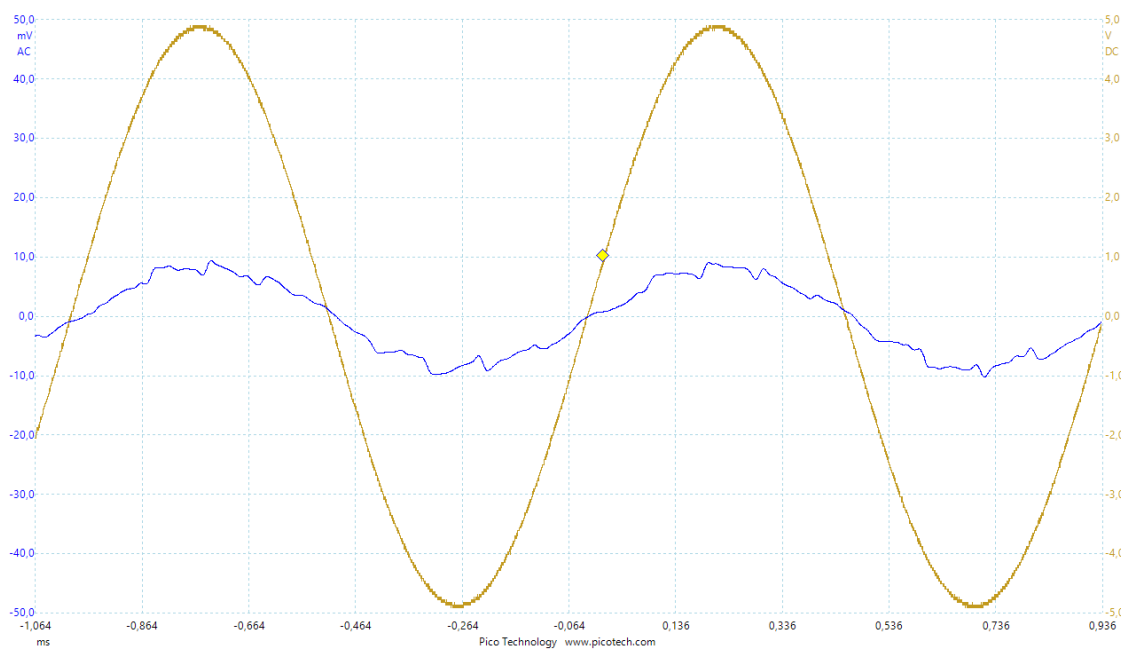


Obrázek 3.6 Změřena kmitočtová charakteristika pasivního Twin-T filtru v pásmu 20 Hz – 20 kHz. Export z FRA for PicoScope

Útlum na kmitočtu $f_0 = 55$ dB. Útlum na $2 \cdot f_0$ a $3 \cdot f_0$ činí 9,9 dB a 5,2 dB respektive.

Při časové analýze, byl ručně vyhledán kmitočet, při kterém výstupní napětí je minimální: $f_0 = 1031$ Hz. Odchylka od vypočítaného kmitočtu je dána nepřesností komponentů.

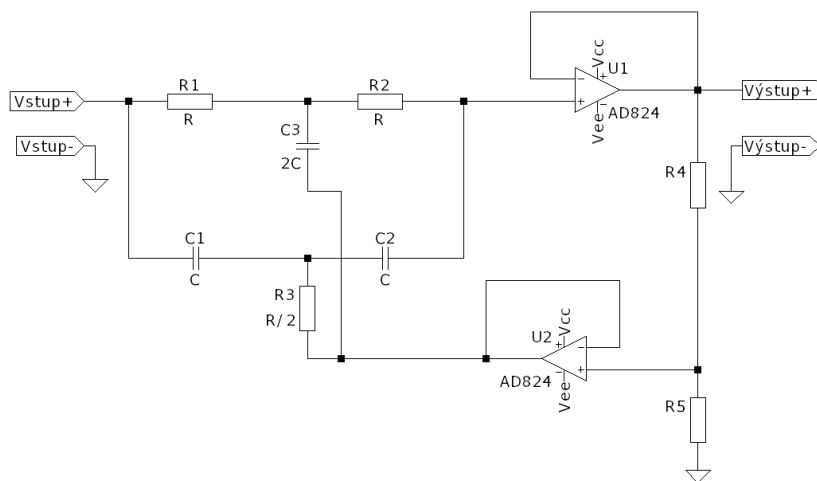
Průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) signálu na f_0 vypadají následovně:



Obrázek 3.7 Změřené časové průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) napětí pasivního Twin-T filtru z obr. 3.4 na kmitočtu $f_0 = 1031$ Hz.

3.2 Aktivní Twin-T filtr

Zapojením s OZ (nebo jiným aktivním obvodem) lze Q zvětšit [3].



Obrázek 3.8 Aktivní Twin-T zapojení

Kladná zpětná vazba zvětší impedanci $C3$ a $R3$ pro signály v propustném pásmu. Zesílení větvi s OZ má být menší než 1. $R4$ a $R5$ tvoří napěťový dělič, a jejich poměrem lze přeladovat Q (a hloubku zpětné vazby). Pokud $R5 = 0$, filtr má charakteristiku

pasivního. Stále platí požadavek na přesné hodnoty komponentů. Útlum na f_0 klesá se zvětšením Q [2]. Lze avšak zapojit dva stejné filtry do série, čím se útlum zvětší.

3.2.1 Počítačová simulace zapojení

Simulace byla provedena s obdobnými parametry, jako v kapitole 3.1.1. Hodnoty komponentů jsou:

$$C2 = C3 = C = 10 \text{ nF} \pm 1 \%$$

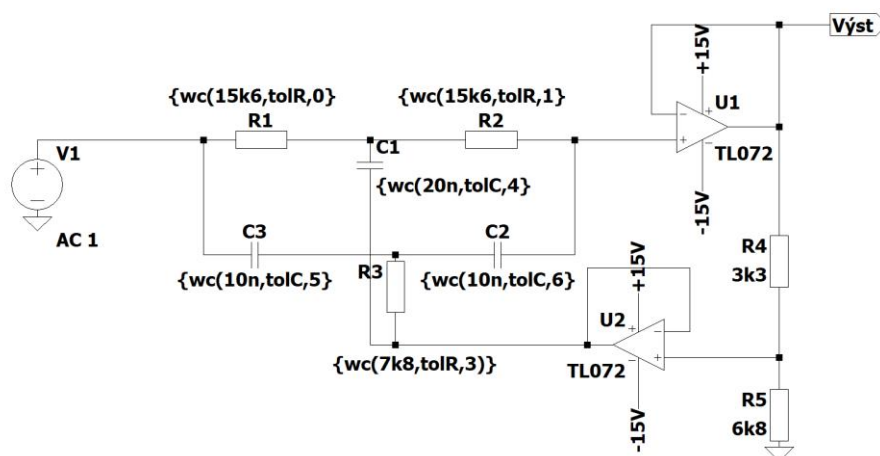
$$C1 = 2 \cdot C = 20 \text{ nF} \pm 1 \%$$

$$R1 = R2 = R = 15,6 \text{ k}\Omega \pm 0,1 \%$$

$$R3 = R/2 = 7,8 \text{ k}\Omega \pm 0,1 \%$$

$$R4 = 3,3 \text{ k}\Omega, R5 = 6,8 \text{ k}\Omega. \text{ Použita model OZ TL072 z webové stránky výrobce [].}$$

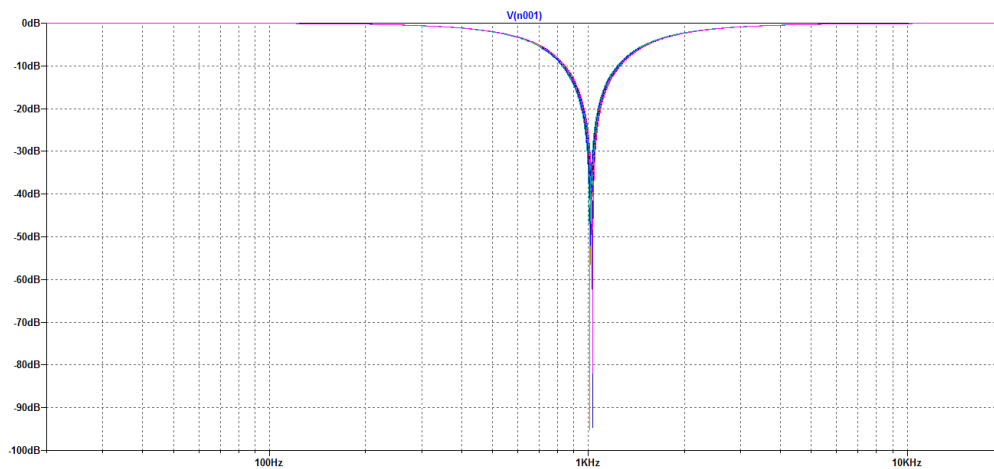
Schéma zapojení je následující:



Obrázek 3.9 Schéma zapojení aktivního Twin-T filtru pro počítačovou simulaci.

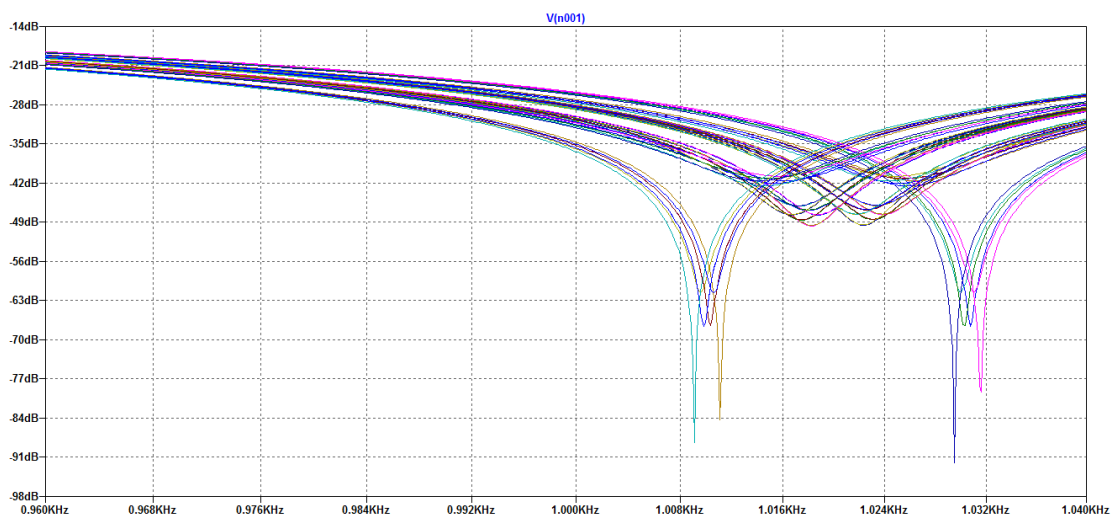
Výsledky simulace:

1) Kmitočtová charakteristika v pásmu 20 Hz – 20 kHz



Obrázek 3.10 Kmitočtová charakteristika aktivního Twin-T filtru získána simulací v pásmu 20 Hz – 20 kHz.

2) Kmitočtová charakteristika v okolí f_0

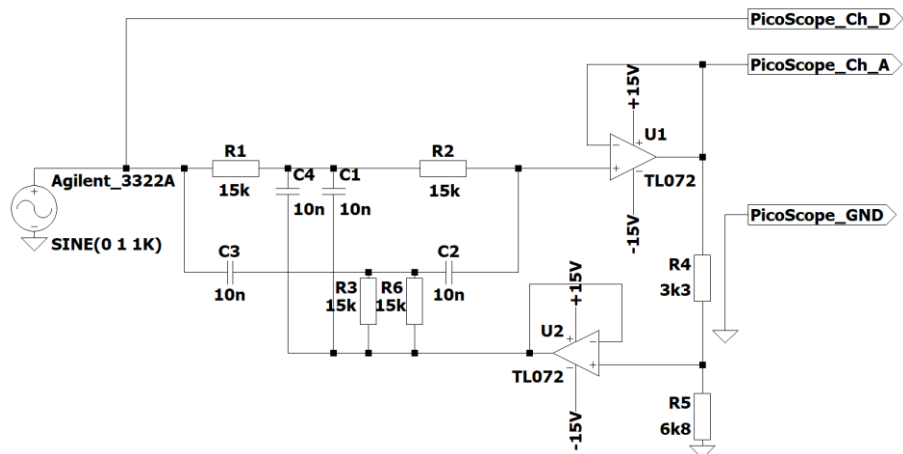


Obrázek 3.11 Kmitočtová charakteristika aktivního Twin-T filtru získána simulací v pásmu 960 Hz – 1040 Hz.

3.2.1 Měření na prototypu

K prototypu zapojení z kap. 3.1.2 byl přidán OZ TL072.

Schéma zapojení je:

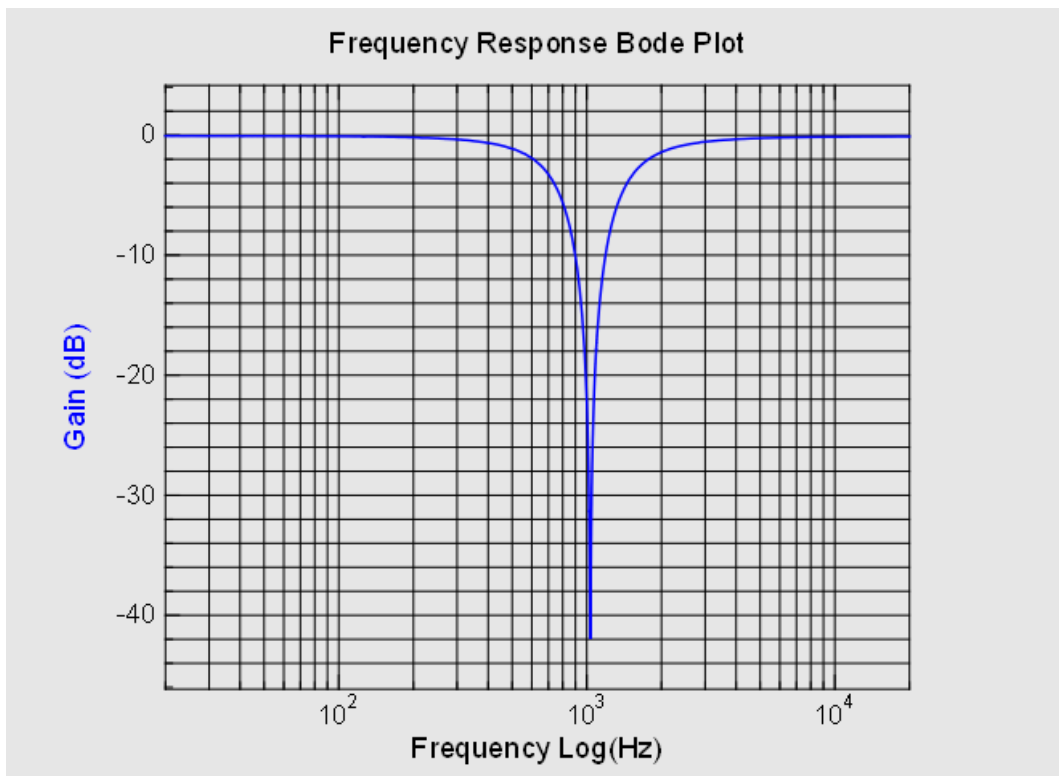


Obrázek 3.12 Schéma prototypu: aktivní Twin-T filtr.

Kmitočtová analýza v pásmu 20 Hz – 20 kHz byla provedená s následujícím nastavením:

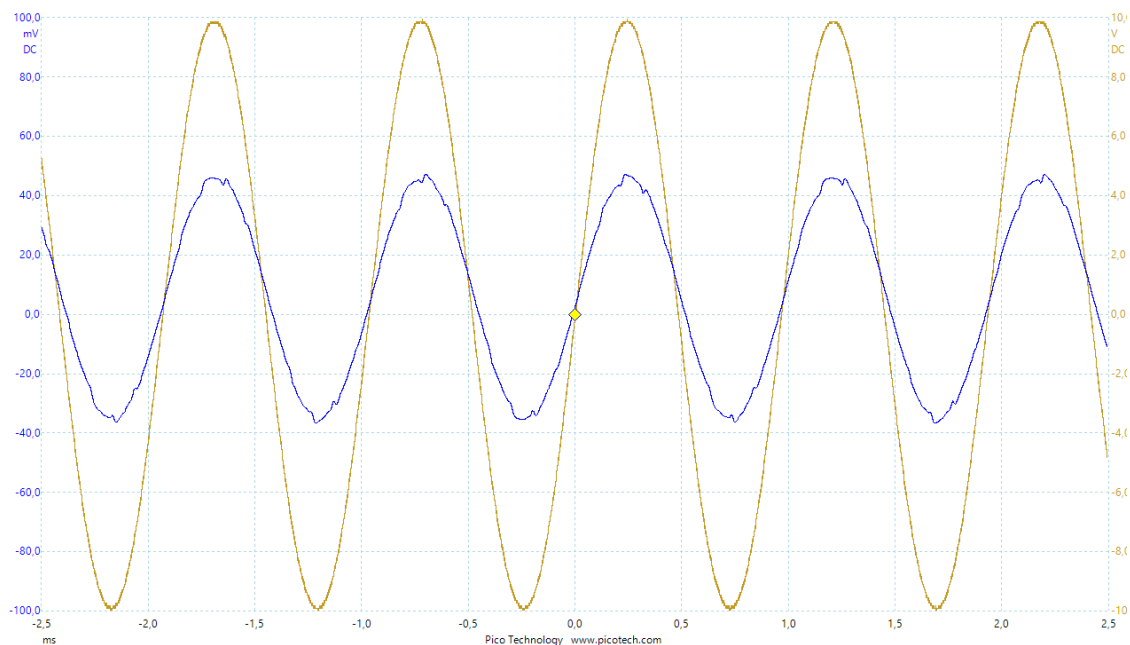
V pásmu 20 až 1000 Hz a 1100 Hz až 20 kHz: 100 kroků na dekádu,

V okolí f_0 : 10000 kroků na dekádu. Export grafu z měřicího SW:



Obrázek 3.13 Změřena kmitočtová charakteristika aktivního Twin-T filtru v pásmu 20 Hz – 20 kHz. Export z FRA for PicoScope

Útlum na kmitočtu $f_0 = 42$ dB. Útlum na $2 \cdot f_0$ a $3 \cdot f_0$ činí 1,3 dB a 0,3 dB respektive. Obdobně jako v případě pasivního filtru z 3.1.2, při časové analýze byl vyhledán kmitočet, při kterém výstupní napětí je minimální. Průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) signálu na f_0 vypadají následovně:

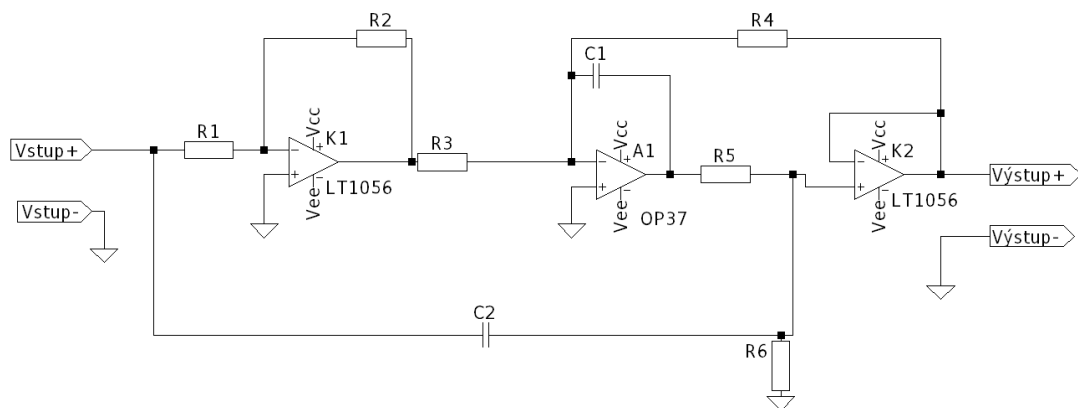


Obrázek 3.14 Změřené časové průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) napětí aktivního Twin-T filtru z obr. 3.10 na kmitočtu $f_0 = 1031$ Hz.

Pro přeladování charakteristického kmitočtu je nutné měnit současně hodnoty tři rezistorů (nebo kondenzátorů), a to při zachování přesného poměru mezi nimi. Je ale možné zapojit několik trojic přesných rezistorů a kondenzátorů s možností přepínání mezi nimi. Do série s rezistory lze zapojit víceotáčkové potenciometry. Paralelně s kondenzátory – zapojit kapacitní trimry. Rezistory musí mít co nejmenší teplotní drift. Parazitní kapacita desky plošného spoje může mít vliv na charakteristiku, zejména při nižších hodnotách C . Jelikož hodnota R určuje vstupní odpor Twin-T sítě, musí být dostatečně velká, anebo před filtrem se použije buffer (OZ).

3.3 Bainterův filtr

Zapojení, jehož klíčovou vlastností je nezávislost velikosti útlumu na hodnotách R a C – přenos na f_0 je dán zesílením OZ v otevřené smyčce na tomto kmitočtu. Je možnost nezávislého přeladování f_0 a Q [4]. Lze zapojit několik sekcí v sérii. U tohoto zapojení se předpokládá nejmenší citlivost k nepřesnosti hodnot komponentů.



Obrázek 3.15 Bainterovo zapojení

K1 je invertor, K2 je buffer, A1 je zodpovědný za generování nuly přenosové charakteristiky, a jeho zesílení v otevřené smyčce na charakteristickém kmitočtu je klíčové. Hodnotou R_6 se může doladovat Q . R_3 , R_4 , R_5 , C_1 , C_2 udávají kmitočet nuly. Lze vyjádřit f_0 takto:

$$f_0 = \frac{\sqrt{\frac{K1}{R_3 R_5 C_1 C_2}}}{2\pi} \quad (3.4)$$

Podle [4], při výpočtu hodnot R_3 , R_4 a R_5 , se nejdřív volí kmitočet f_0 , požadovaný činitel jakosti Q , pak hodnoty C_1 a C_2 , dále se vypočítává R_3 , R_4 a R_5 podle vztahů [4]:

$$R_3 = R_4 = \frac{1}{2 \cdot \omega_0 \cdot Q \cdot C_1} \quad (3.5)$$

$$R_5 = \frac{2 \cdot Q}{\omega_0 \cdot C_2} \quad (3.6)$$

3.3.1 Počítačová simulace zapojení

Simulace byla provedena s obdobnými parametry, jako v kapitole 3.1.1. Zapojení je podle obr 3.15. Hodnoty komponentů jsou:

$$C1 = C2 = 5 \text{ nF} \pm 1 \%$$

$$C1 = 2 \cdot C = 20 \text{ nF} \pm 1 \%$$

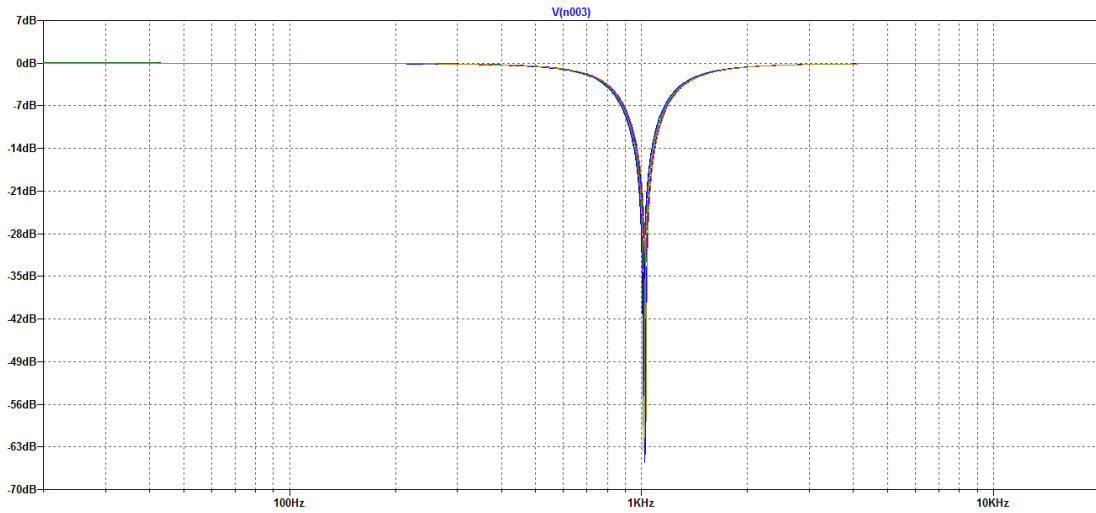
$$R1 = R2 = R3 = R4 = 10 \text{ k}\Omega \pm 0,1 \%$$

$$R5 = 100 \text{ k}\Omega$$

$$R6 = 68 \text{ k}\Omega. \text{ Použita model OZ OP37 z vnitřní knihovny LTSpice.}$$

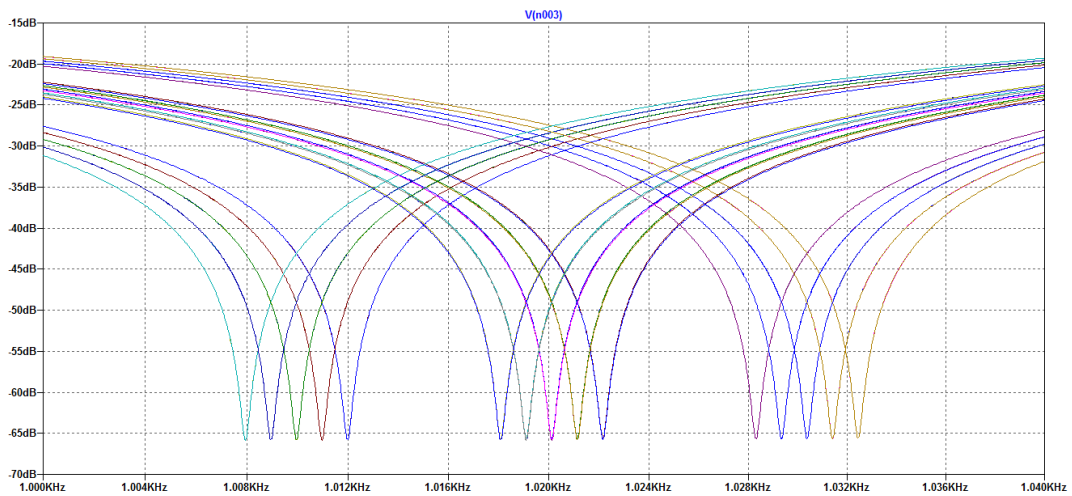
Výsledky simulace:

1) Kmitočtová charakteristika v pásmu 20 Hz – 20 kHz:



Obrázek 3.16 Kmitočtová charakteristika Bainterova filtru získána simulací v pásmu 20 Hz – 20 kHz.

2) Kmitočtová charakteristika v okolí f_0



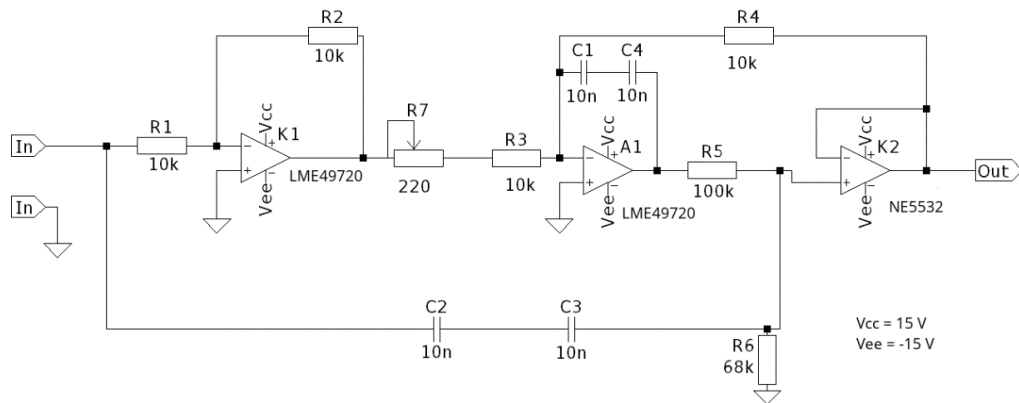
Obrázek 3.17 Kmitočtová charakteristika Bainterova filtru získána simulací v pásmu 1000 Hz – 1040 kHz.

Podle simulace, Bainterovo zapojení má nejlepší parametry.

3.3.1 Měření na prototypu

Byl zkonstruován prototyp filtru a provedeno měření kmitočtové charakteristiky.

Schéma zapojení:

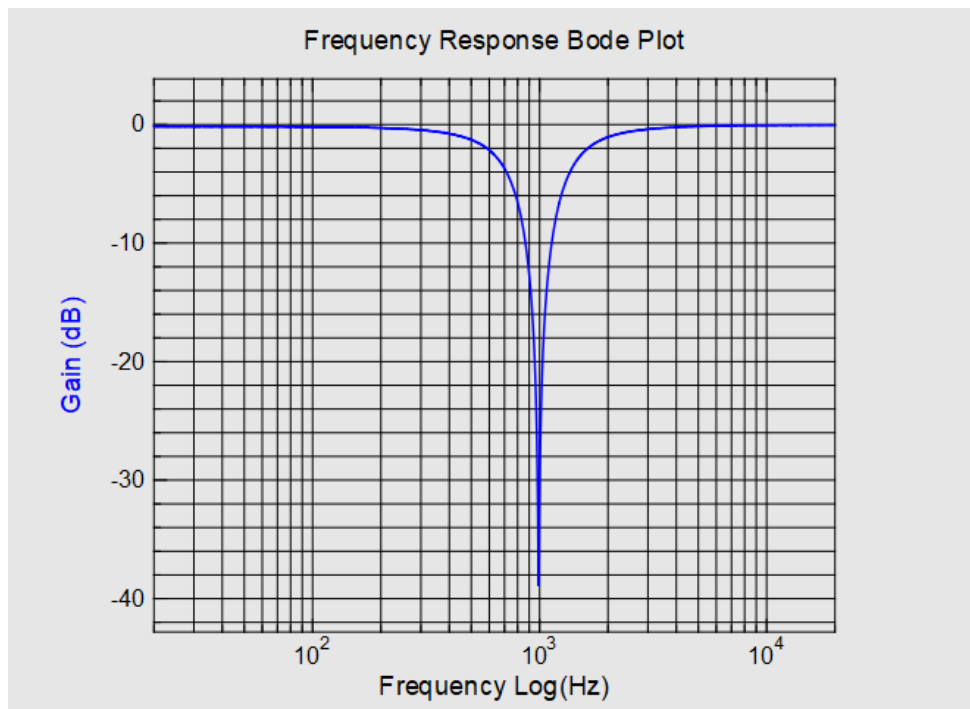


Obrázek 3.18 Schéma prototypu: Bainterův filtr

R7 je víceotáčkový trimer, kterým se doladuje charakteristický kmitočet. Kmitočtová analýza v pásmu 20 Hz – 20 kHz byla provedená s následujícím nastavením:

V pásmu 20 až 1000 Hz a 1100 Hz až 20 kHz: 100 kroků na dekádu,

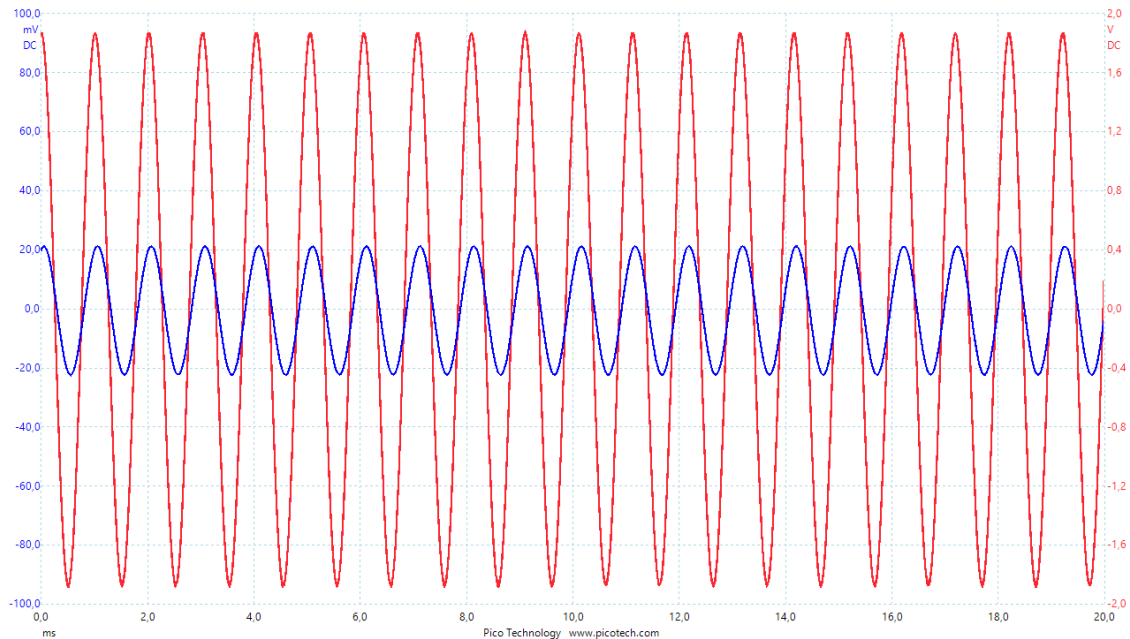
V okolí f_0 : 10000 kroků na dekádu. Export grafu z měřicího SW:



Obrázek 3.19 Změřena kmitočtová charakteristika Bainterova filtru v pásmu 20 Hz – 20 kHz. Export z FRA for PicoScope

Útlum na kmitočtu $f_0 = 39$ dB. Útlum na $2 \cdot f_0$ a $3 \cdot f_0$ činí 0,5 dB a 0,1 dB respektive.

Při časové analýze, byl nastaven kmitočet generátoru f_i na 1 kHz, pak trimrem R7 je nastaven f_0 filtru tak, aby výstupní napětí bylo minimální. Průběhy vstupního (červeně) a výstupního (modře) signálu na f_0 vypadají následovně:



Obrázek 3.20 Změřené časové průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) napětí Bainterova filtru z obr. 3.18 na kmitočtu $f_0 = 1000$ Hz.

Změna OZ A1 z LME49720 na NE5532, TL072, OP37GZ nevedla na značné změny parametrů.

3.4 Porovnání charakteristik filtrů

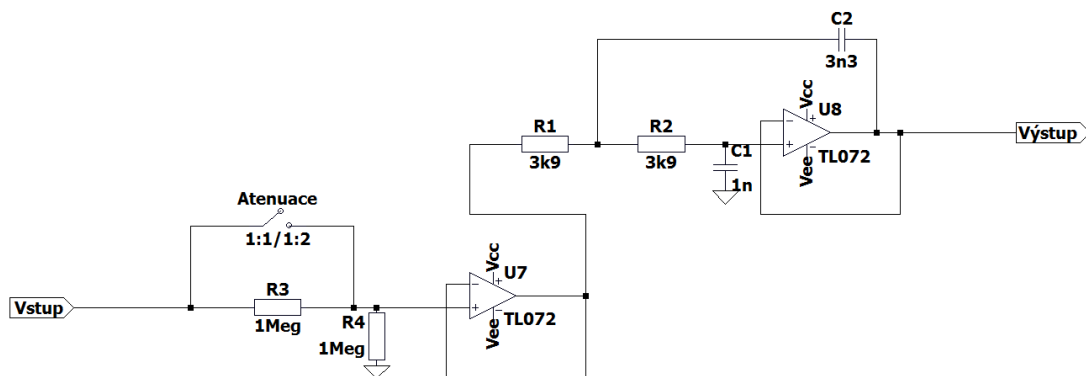
Tabulka 3.1 Porovnání charakteristik filtrů

| Zapojení: | Pasivní Twin-T | | Aktivní Twin-T | | Bainter | |
|--------------------|----------------|----------|----------------|----------|----------|---------------|
| | LTSpice | Prototyp | LTSpice | Prototyp | LTSpice | Prototyp |
| K_u, f_0 | < -50 dB. | -56 dB | < -42 dB. | -42 dB | < -65 dB | -39 dB |
| $K_u, 2 \cdot f_0$ | -10 dB. | -10 dB | -2,2 dB. | -1,3 dB | -0,6 dB | -0,6 dB |
| $K_u, 3 \cdot f_0$ | -5 dB. | - 5 dB | -0,8 dB. | -0,3 dB | 0 dB | -0,1 dB |
| Q | 0,253 | 0,25 | 0,83 | 0,83 | 1,75 | 1,75 |

Pasivní filtr má nezanedbatelný útlum na kmitočtech $2 \cdot f_0$ a $3 \cdot f_0$, proto byl vyloučen. Bainterovo zapojení má největší činitel jakosti, při poměrně malém útlumu na f_0 . Aktivní Twin-T zapojení je kompromisem mezi dobrým činitelem jakosti a dostatečným útlumem na f_0 , je poměrně jednoduché v implementaci: 8 pasivních komponentů a jeden dvojitý OZ stačí pro jednu sekci. Proto bylo rozhodnuto použít aktivní Twin-T filtr, případně sériovou kombinaci dvou filtrů za sebou.

4. VSTUPNÍ OBVOD MĚŘIČE

Bylo rozhodnuto implementovat na vstupu buffer na základě OZ TL072, s unipolárním JFET vstupem, v neinvertujícím zapojení. Před bufferem je zaveden odepínatelný napěťový dělič 1:2 pro případné zvětšení rozsahu. Vstupní impedance je závislá na zvoleném rozsahu, a činí buď 1 nebo 2 M Ω , ale jelikož je poměrně velká, rozdíl by neměl ovlivňovat zdroj signálu. Vstupní proudy TL072 jsou zanedbatelné [6], a na odporu R4 nevznikne značný úbytek napětí. Za bufferem následuje aktivní filtr typu dolní propust, s topologií Sallen-Key a aproximací podle Čebyševa se zvlněním <1 dB. Mezní kmitočet $f_c = 20$ kHz.



Obrázek 4.1 Schéma zapojení vstupního bloku.

Při návrhu filtru DP byly použity tabulky a metoda z [9]. Princip je následující: při zesílení v propustném pásmu $K = 1$, lze uvažovat:

$$R_1 = m \cdot R, R_2 = R, C_1 = C, C_2 = n \cdot C \quad (4.1)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC \cdot FSF \cdot \sqrt{mn}}, \quad (4.2)$$

kde FSF je činitel pro přepočítání časové konstanty, dany aproximací filtru [10],

$$Q = \frac{\sqrt{mn}}{m + 1}. \quad (4.3)$$

Nejdřív se volí m a n podle požadovaného Q , následně se volí C_1 , f_c a vypočítává se R_2 . Poté C_2 a R_1 . Q dáno v tomto případě typem aproximace.

Z tabulek v [9], $Q = 0,956$, $FSF = 1,05$; $f_c = 20$ kHz.

$$m = 1, \quad n = \left(Q \cdot \frac{m+1}{m} \right)^2 = \left(0,9566 \cdot \frac{1+1}{1} \right)^2 = 3,655. \quad (4.4)$$

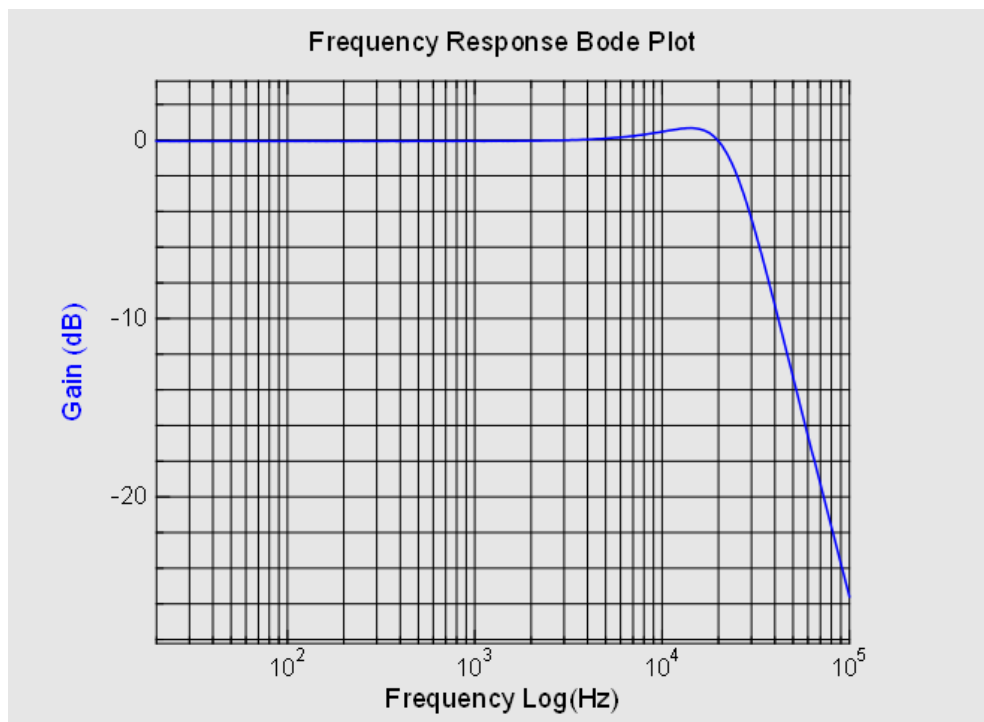
$$C1 = 1nF; R2 = \frac{1}{2\pi \cdot 20 \text{ kHz} \cdot 1 \text{ nF} \cdot 1,05} = 3963,8 \Omega \quad (4.5)$$

$$C2 = n \cdot C1 = 3,56 \text{ nF} \quad (4.6)$$

Byly zvoleny nejbližší hodnoty R a C z řady E12.

4.1 Kmitočtová analýza

Byl zkonstruován prototyp vstupního bloku podle zapojení z obr. 4.1. a změřena jeho kmitočtová charakteristika v pásmu 20 Hz – 100 kHz. Nastavení: 100 kroků na dekádu



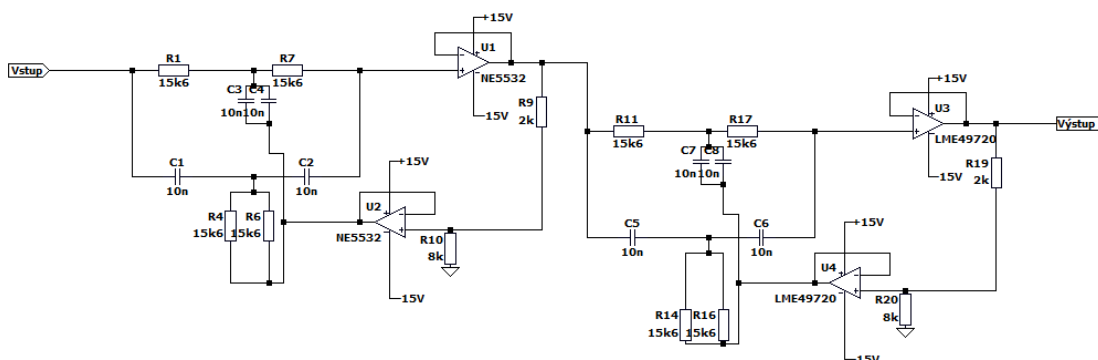
Obrázek 4.2 Změřená kmitočtová charakteristika vstupního bloku v pásmu 20 Hz – 100 kHz. Atenuace: 1:1. Export z měřicího SW FRA for PicoScope

5. BLOK FILTRU: AKTIVNÍ TWIN-T ZAPOJENÍ

Bylo rozhodnuto zapojit dva shodné aktivní Twin-T filtry v sérii. Výhodou sériové kombinace této filtru je dvakrát větší útlum na f_0 . Nedostatkem je obtížné přeladování charakteristického kmitočtu: je nutné měnit současně hodnoty 6 komponentů při zachování poměru mezi nimi. V této verzi měřič THD bude fungovat jen na jednom kmitočtu v okolí 1 kHz; generátor testovacího signálu musí být jemně přeladovatelný, aby bylo možné nastavit f_t přesně na hodnotu f_0 . Však minimální měřitelné zkreslení bude kolem 0,01 %. Při návrhu nejdřív byla zvolena hodnota C z běžně dostupné řady E12 = 10 nF. Poté, při uvažování $f_0 \approx 1$ kHz a

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}, R = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi \cdot 1000 \text{ Hz} \cdot 10 \text{ nF}} = 15915 \Omega \quad (5.1)$$

Autor měl k dispozici rezistory 15,6 k Ω s tolerancí 0,1 % a teplotním driftem 50 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ a zásobu foliových kondenzátorů 10 nF \pm 5 %, s kterých měřením bylo vybráno 8 kusů z rozptylem 1 % (\pm 100 pF). Operační zesilovač v první sekci je NE5532, v druhé – LME49720, jelikož druhá sekce zpracovává signály s menší úrovní a musí vnášet co nejmíň šumu. Schéma zapojení bloku filtru:



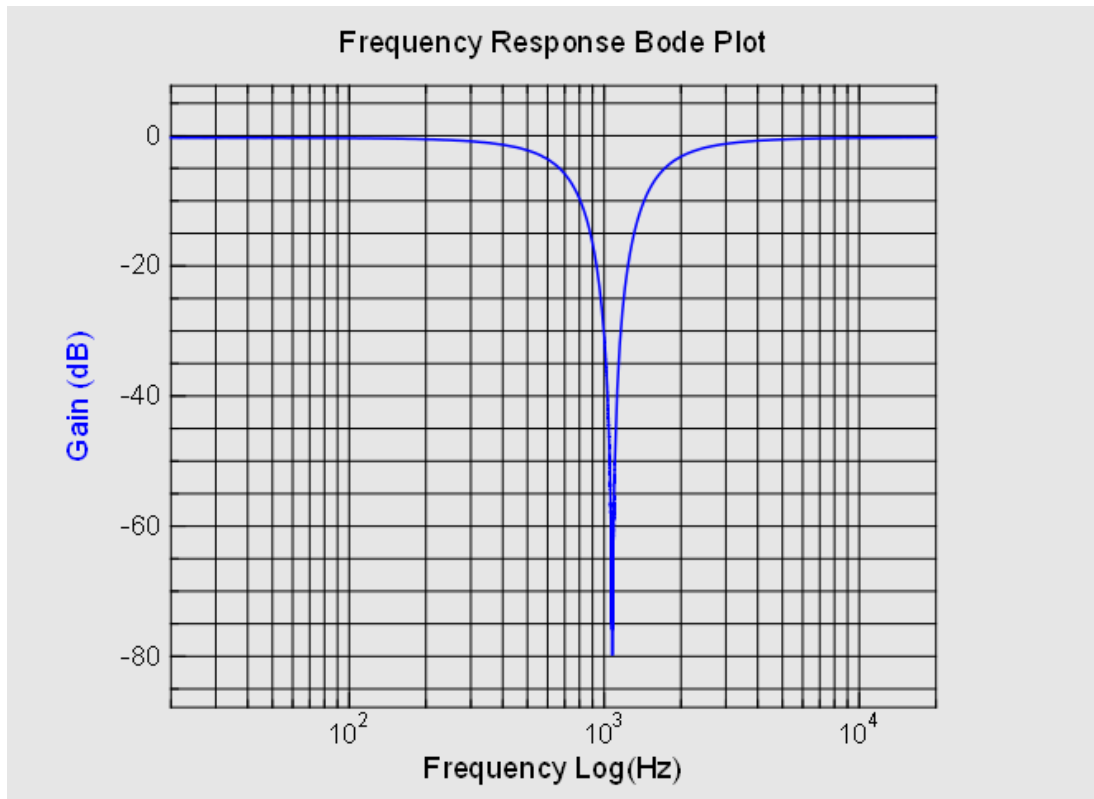
Obrázek 5.1 Schéma zapojení bloku filtru.

Byl zkonstruován prototyp bloku filtru a provedeno měření. R9, R10 a R19, R20 jsou v prototypu nahrazeny dvojitém potenciometrem, kterými se nastavoval Q tak, aby druhá harmonická složka $2 \cdot f_0$ nebyla potlačena více než o 3 dB.

5.1 Kmitočtová analýza

Byla změřena kmitočtová odezva v pásmu 20 Hz až 20 kHz, s nastavením:

- V pásmu 20 až 1000 Hz a 1100 Hz až 20 kHz: 100 kroků na dekádu,
 - V okolí f_0 : 10000 kroků na dekádu.
- Export grafu z měřicího SW FRA for PicoScope vypadá následovně:



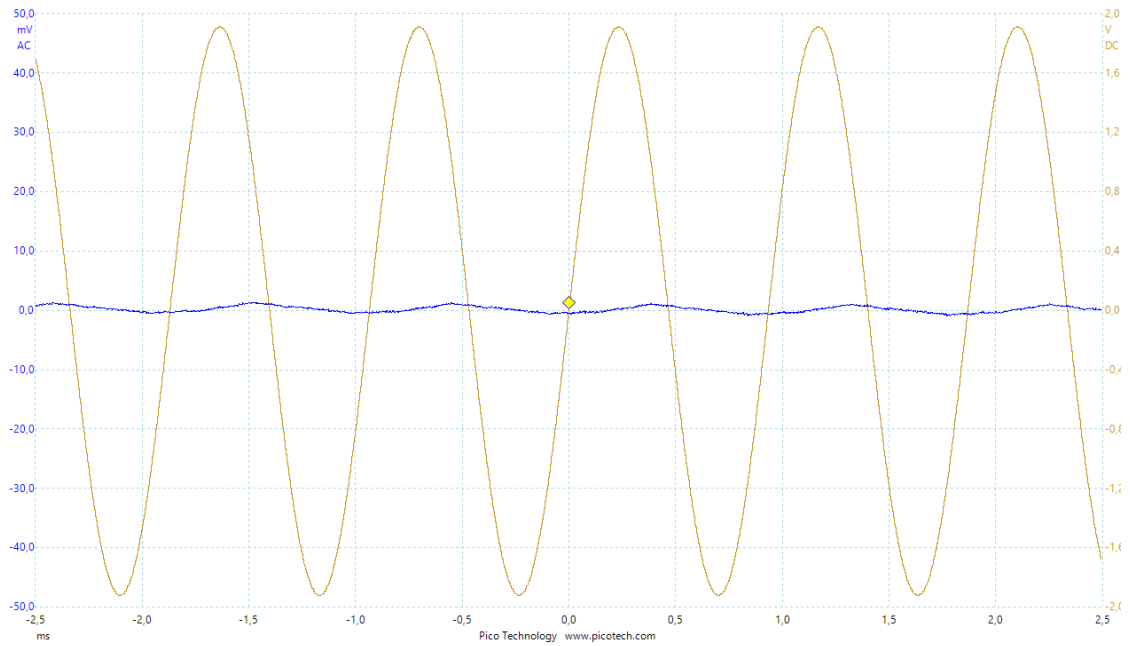
Obrázek 5.2 Změřená kmitočtová charakteristika bloku filtru v zapojení z obr. 5.1 v pásmu 20 Hz až 20 kHz. Export z FRA for PicoScope

Přenos na charakteristickém kmitočtu je 79 dB, na kmitočtu $2.f_0$ a $3.f_0$ je 3 dB a 1,2 dB respektive. Následně byla provedena analýza v čase.

5.2 Časová analýza

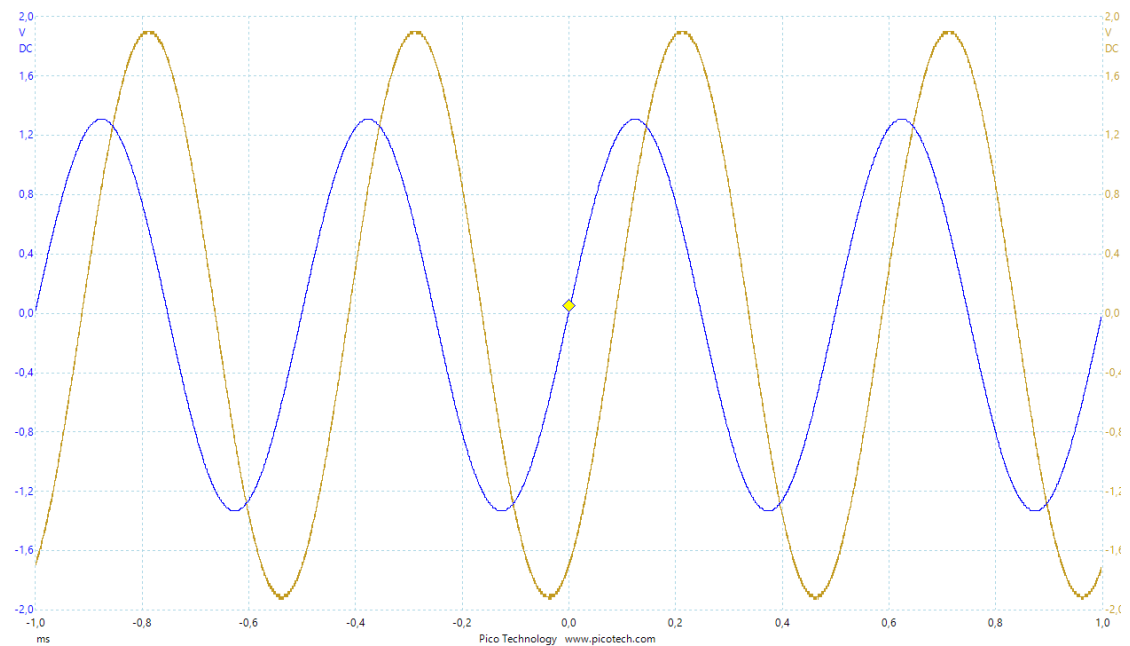
Při časové analýze byl vyhledán kmitočet, při kterém výstupní napětí je minimální. Průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) signálu vypadají následovně:

5.2.1 Na charakteristickém kmitočtu



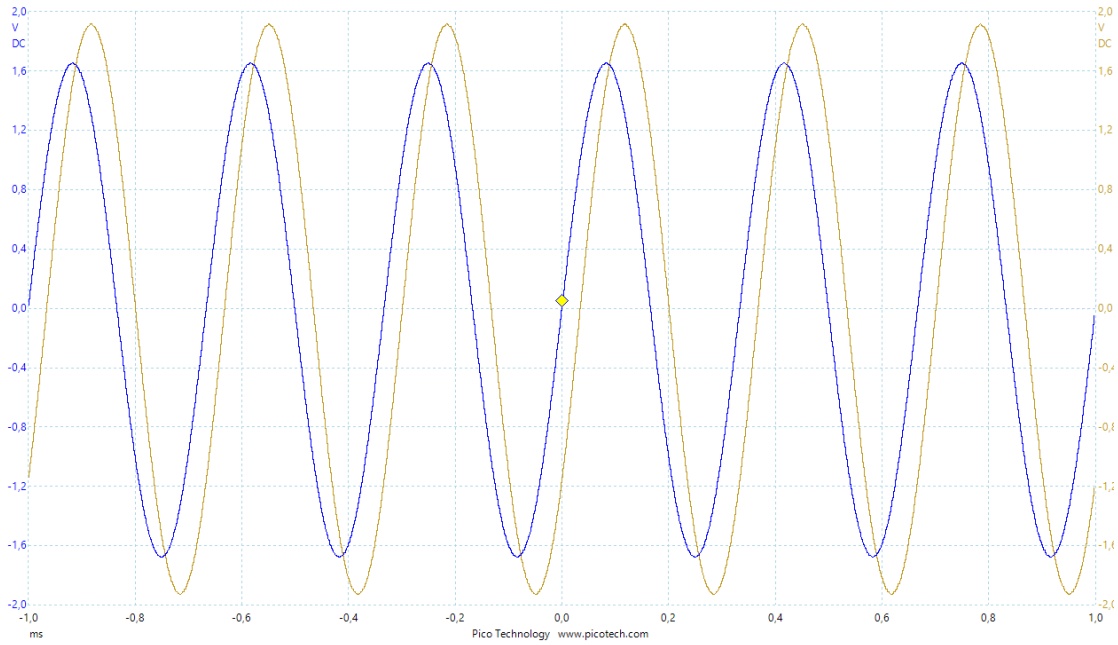
Obrázek 5.3 Změřené časové průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) napětí bloku filtru v zapojení z obr. 5.1 na kmitočtu $f_0 = 1031$ Hz.

5.2.2 Na kmitočtu $2 \cdot f_0$



Obrázek 5.4 Změřené časové průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) napětí bloku filtru v zapojení z obr. 5.1 na kmitočtu $2f_0 = 2062$ Hz.

5.2.1 Na kmitočtu $3 \cdot f_0$



Obrázek 5.5 Změřené časové průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) napětí bloku filtru v zapojení z obr. 5.1 na kmitočtu $3f_0 = 3093$ Hz.

5.3 Souhrn charakteristik

Tabulka 5.1 Souhrn charakteristik bloku filtru

| K_u, f_0 , dB | $K_u, 2 \cdot f_0$, dB | $K_u, 3 \cdot f_0$, dB | Q |
|-----------------|-------------------------|-------------------------|-----|
| -79 | -3 | -1,2 | 1,4 |

6. BLOK MĚŘENÍ EFEKTIVNÍHO NAPĚTÍ

Tento blok se skládá z 2 částí: vstupního zesilovače/atenuátoru a převodníku TrueRMS/DC. Doporučená maximální hodnota vstupního napětí TrueRMS převodníku AD736 je 200 mV, i když může pracovat s napětím do 1 V_{RMS}, ale v tomto případě roste chyba převodu. Napětí v rozsahu $\pm V_{cc}$ nejsou pro převodník nebezpečna. Úkolem vstupního zesilovače je přivést měřené napětí k rozsahu 0 – 200 mV.

6.1 Zesilovač vyšších harmonických a šumu

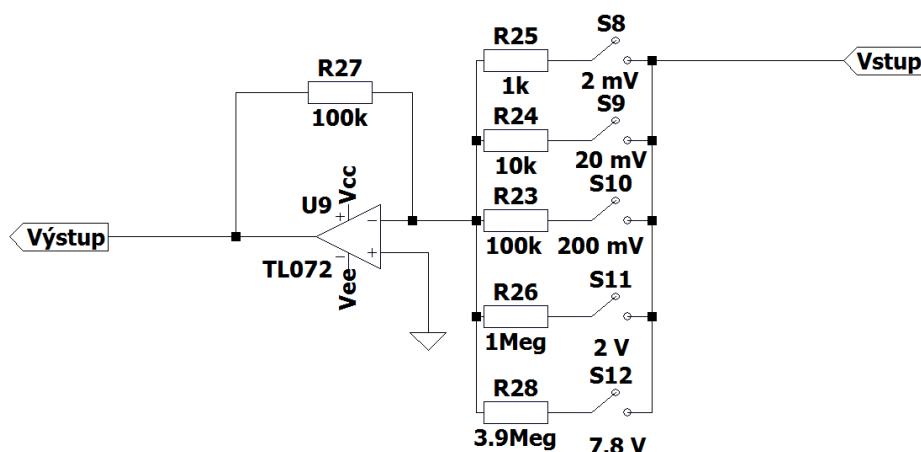
Tento zesilovač/atenuátor musí mít přesně nastavitelný přenos, jelikož on přímo ovlivňuje změřenou hodnotu napětí, jinými slovy, tento zesilovač slouží pro přepínání měřicího rozsahu převodníku RMS/DC.

Maximální povolené napětí na vstupu filtru PZ je $\approx 22 V_{pp}$ čili $\approx 7,8 V_{RMS}$, a toto je taky maximální napětí, které se může objevit na vstupu bloku. Minimální napětí, při uvažování úrovně testovaného signálu 1 V_{RMS} (linková úroveň), útlumu filtru na $f_0 = 80$ dB a zkreslení pod měřitelnou úroveň je 100 μV . S ohledem na tyto skutečnosti, bylo rozhodnuto implementovat následující rozsahy:

- 2 mV – zesílení **1:100**
- 20 mV – zesílení **1:10**
- 200 mV – bez zesílení
- 2 V – útlum **10:1**
- 7,8 V – útlum **39:1**

Uvedené hodnoty zesílení musí být uvažovány při přepočtu výstupního napětí měřiče na skutečnou hodnotu napětí u_{THD+N} nebo $u_{výst,100\%}$ - viz. kap. 7.1.1

Schéma zapojení zesilovače:

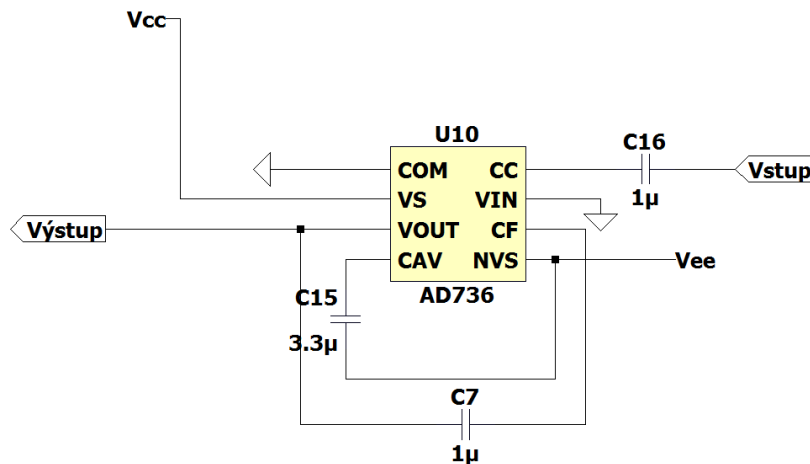


Obrázek 6.1 Zapojení zesilovače harmonických a šumu

Tolerance rezistorů je 0,1 %.

6.2 Převodník TrueRMS/DC AD736

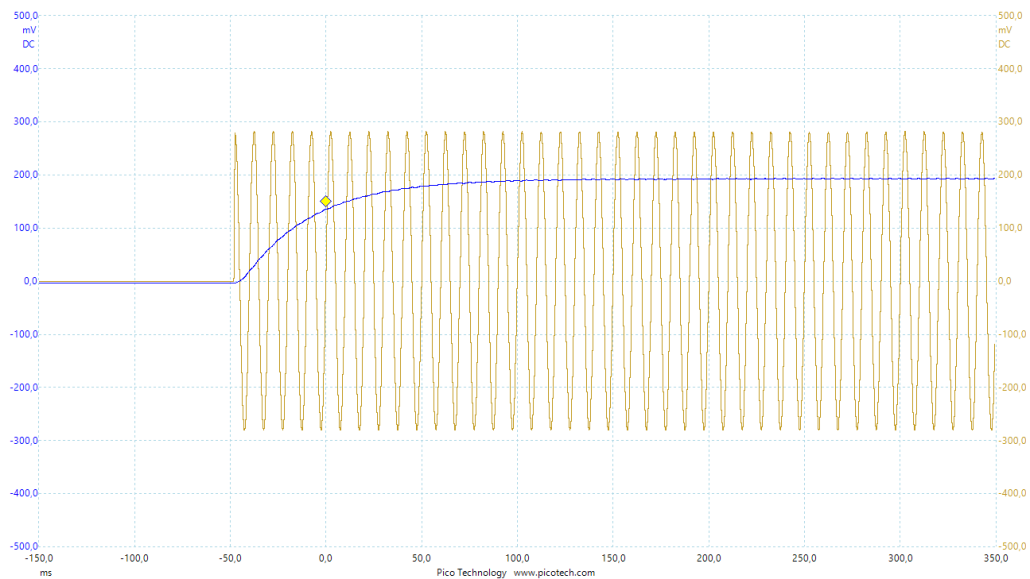
Integrovaný převodník AD736 je použit v zapojení podle katalogového listu [8]. Stejnosečná složka je odstraněna kondenzátorem. CC je nízkoimpedanční ($R_{vst} = 8 \text{ k}\Omega$) vstup.



Obrázek 6.2 Zapojení převodníku RMS/DC

Hodnoty C7 a C15 jsou zvoleny podle tabulky v [8] pro případ „General RMS computation, $f > 200 \text{ Hz}$, $0 - 200 \text{ mV}_{\text{RMS}}$, crest factor < 5 “. Byl zkonstruován prototyp zapojení a provedeno měření. Vstup byl buzen sinusovým a obdélníkovým signálem s napětím $200 \text{ mV}_{\text{RMS}}$ z generátoru Agilent 33220A, bylo změřeno výstupní napětí a čas ustálení převodníku pomocí osciloskopu. Měření bylo opakováno pro kmitočty budícího signálu 500 Hz, 1 kHz, 10 kHz a 20 kHz. Výsledky jsou uvedeny v tabulce

6.2.1 Naměřené průběhy: sinusový signál 100 Hz:

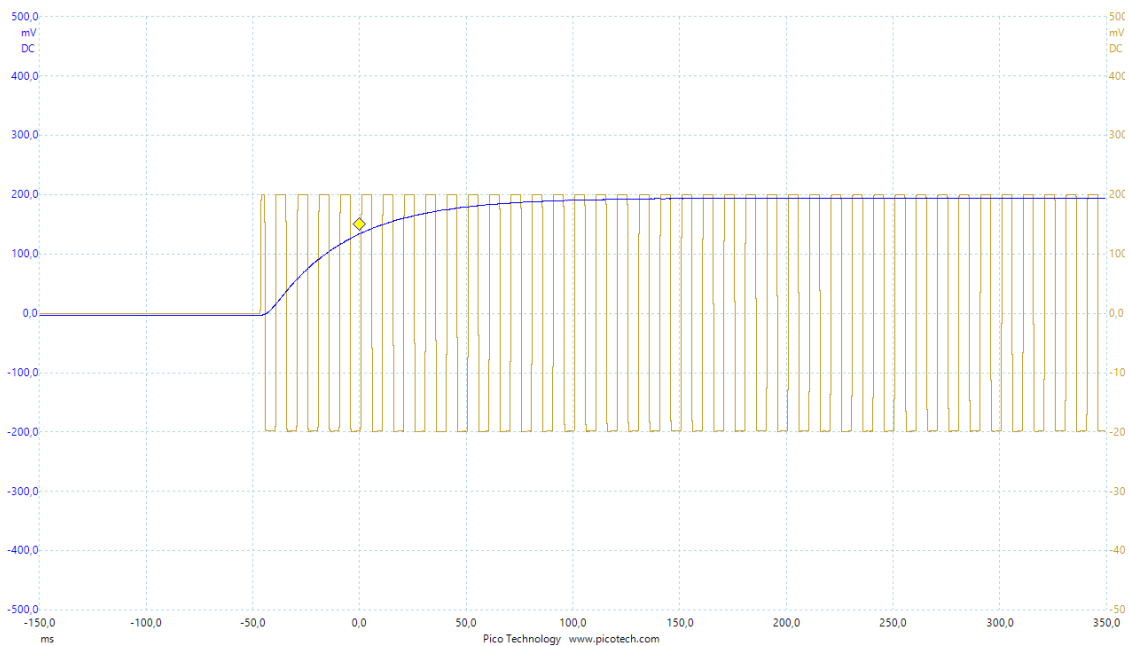


Obrázek 6.3 Naměřené časové průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) napětí převodníku AD736 v zapojení podle obr. 6.2 na kmitočtu 100 Hz.

Čas ustálení na 100% hodnoty: 180 ms.

Napětí na výstupu: 197 mV

6.2.2 Naměřené průběhy: obdélníkový signál 100 Hz:



Obrázek 6.4 Naměřené časové průběhy vstupního (hnědě) a výstupního (modře) napětí převodníku AD736 v zapojení z obr. 6.2 na kmitočtu 100 Hz.

Čas ustálení na 100% hodnoty: 180 ms.

Napětí na výstupu: 199 mV

6.2.3 Výsledky všech měření

Tabulka 6.1 Výsledky měření výstupního napětí převodníku AD736 pro sinusový signál

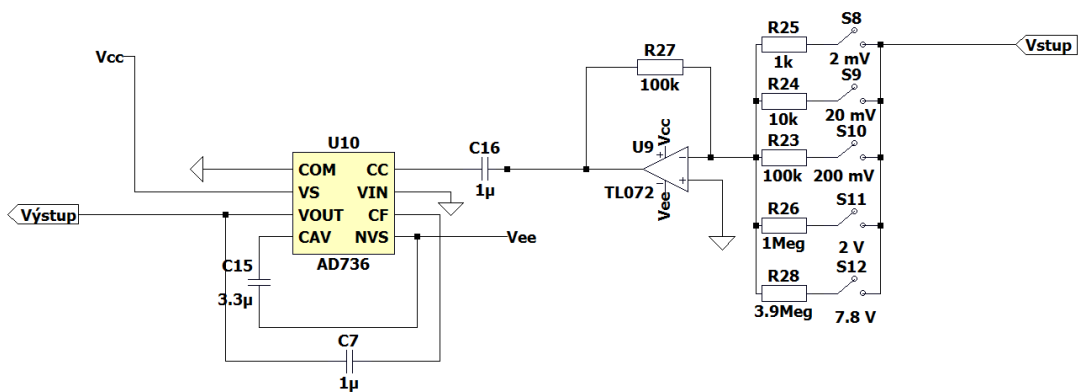
| Kmitočet, Hz | 100 | 500 | 1k | 10k | 20k |
|----------------|--------|-----|-----|-----|-----|
| $U_{vst,RMS}$ | 180 ms | | | | |
| $U_{výst,RMS}$ | 197 | 199 | 200 | 201 | 199 |
| Čas ustálení | 180 ms | | | | |

Tabulka 6.2 Výsledky měření výstupního napětí převodníku AD736 pro obdélníkový signál

| | | | | | |
|--------------------|--------|-----|-----|-----|-----|
| Kmitočet, Hz | 100 | 500 | 1k | 10k | 20k |
| $U_{vst,RMS}$, mV | 200 | | | | |
| $U_{výst,RMS}$ | 199 | 199 | 199 | 198 | 198 |
| Čas ustálení | 180 ms | | | | |

Maximální naměřená odchylka při převodu efektivní hodnoty napětí sinusového a obdélníkového signálu na stejnosměrné napětí je 1,5 %, při napětí vstupního signálu 200 mV_{RMS} a v kmitočtovém rozsahu 100 Hz až 20 kHz.

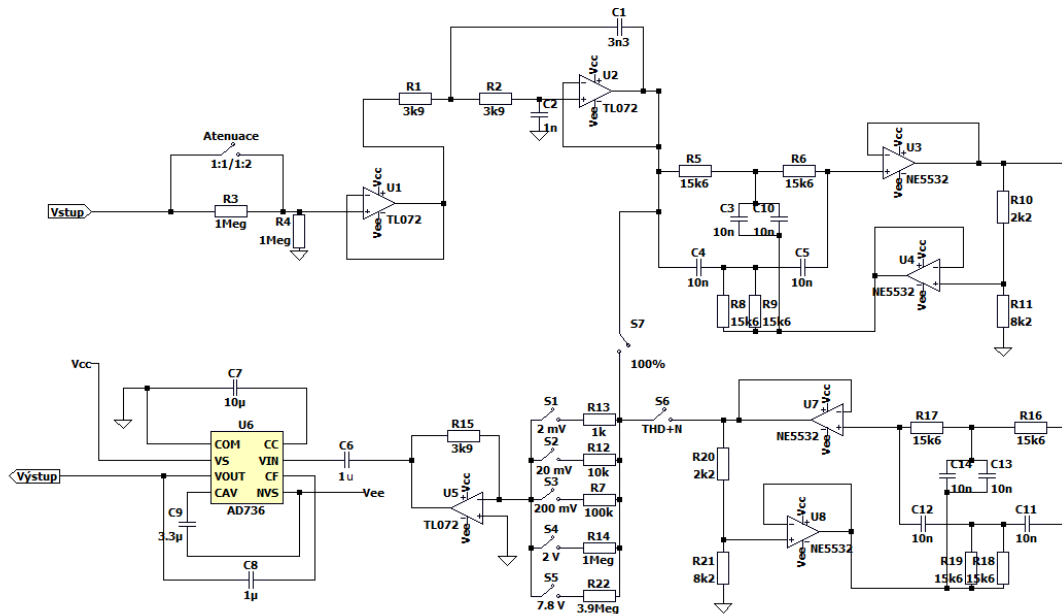
6.3 Výsledné schéma zapojení bloku měření efektivního napětí



Obrázek 6.5 Zapojení bloku měření efektivního napětí

7. TESTOVÁNÍ ZKONSTRUOVANÉHO PROTOTYPU

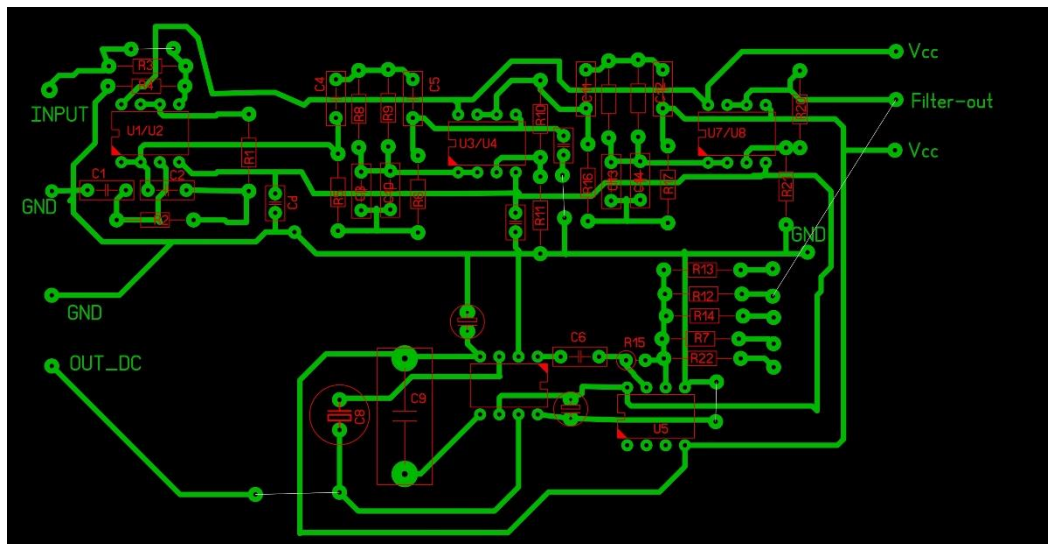
Po vyzkoušení jednotlivých bloků, byl zkonstruován prototyp měřiče. Při konstrukci byl použit univerzální laboratorní plošný spoj. Výsledné schéma měřiče je následující:



Obrázek 7.1 Schéma navrženého měřiče

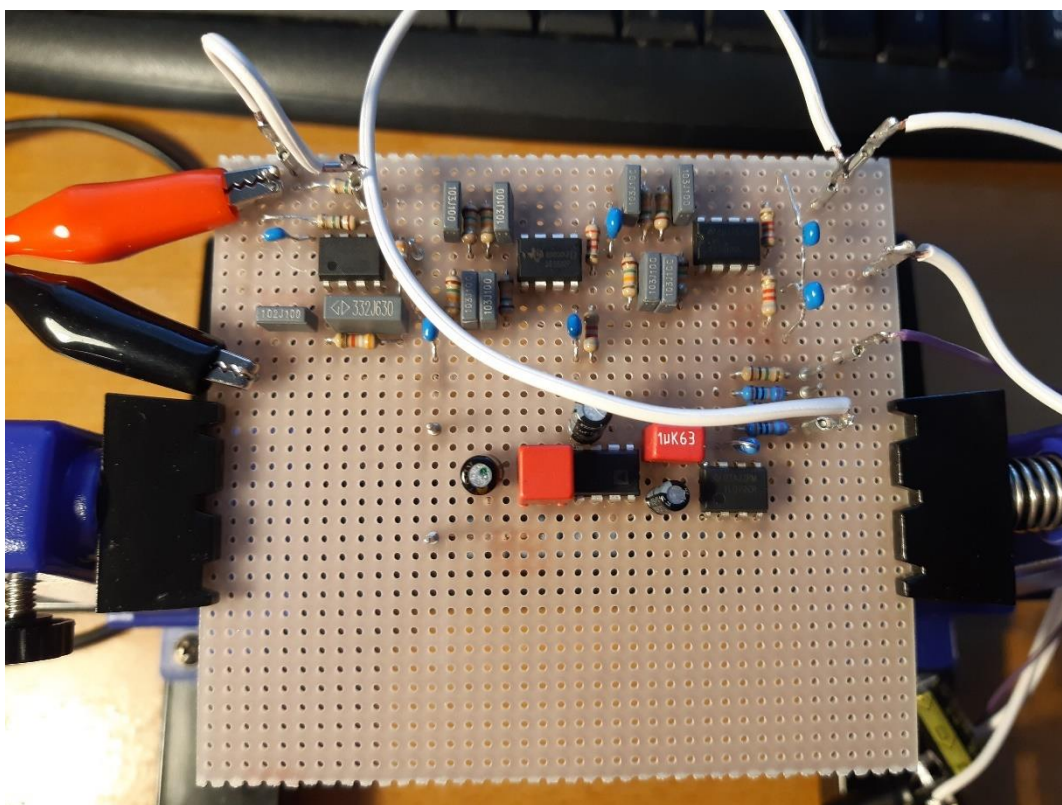
Napájení měřiče: $V_{cc} = 15\text{ V}$, $V_{ee} = -15\text{ V}$

Rozložení součástek je následující:



Obrázek 7.2 Layout DPS prototypu

Soubor ve formátu Sprint Layout je v příloze.



Obrázek 7.3 Foto prototypu

Při měření byly použity následující přístroje:

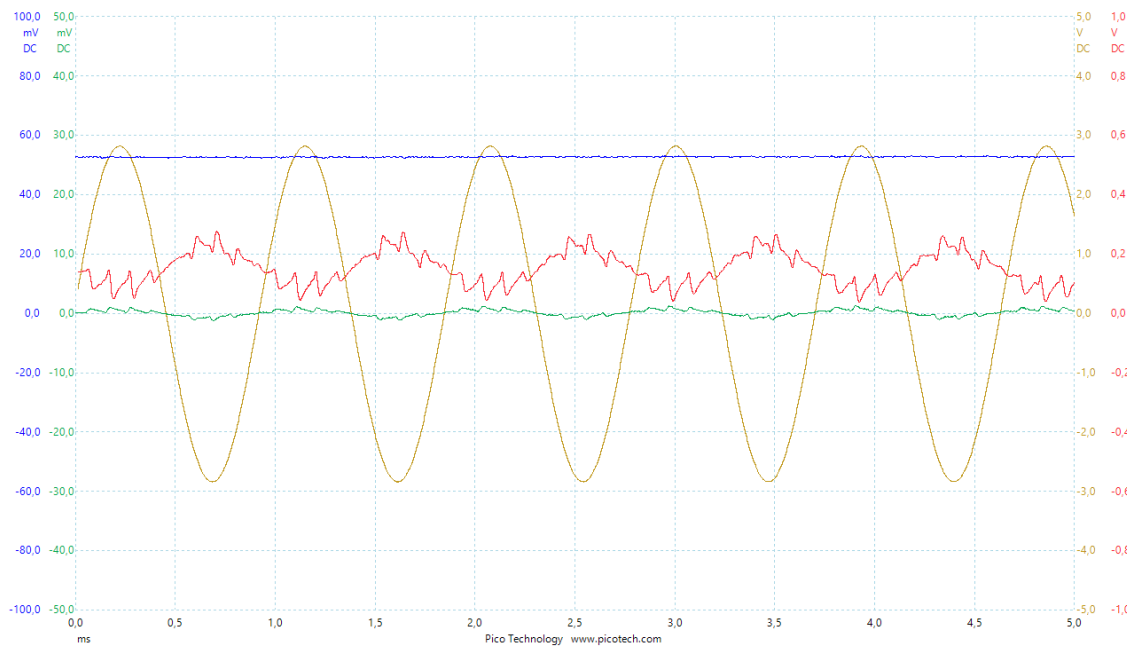
- Generátor: Agilent 33220A
- Osciloskop: PicoTechnology PicoScope 3406DMSO
- Zdroj napájení: 2x Twintex TP-1305

7.1 Buzení harmonickým signálem na kmitočtu f_0

7.1.1 Měření $u_{\text{THD+N}}$

Na vstup měřiče je přiveden sinusový signál z generátoru s napětím $2 V_{\text{RMS}}$, kmitočet je nastaven tak, aby stejnosměrné napětí na výstupu filtru bylo minimální. Přepínač S6 sepnut, S7 rozepnut – režim měření THD+N. Atenuace na vstupu vypnuta. Zesilovač harmonických a šumu nastaven na zesílení **1:100**, rozsah **2 mV**.

Časové průběhy signálu: na vstupu měřiče (hnědě), na výstupu filtru (zeleně), na vstupu převodníku efektivní hodnoty (červeně) a na výstupu měřiče (modře) vypadají následovně:



Obrázek 7.4 Časové průběhy na vstupu měřiče (hnědě), na výstupu filtru (zeleně), na vstupu převodníku efektivní hodnoty (červeně) a na výstupu měřiče (modře)

V signále na výstupu filtru jsou vidět vyšší harmonické složky a šum generátoru (a samotného měřiče).

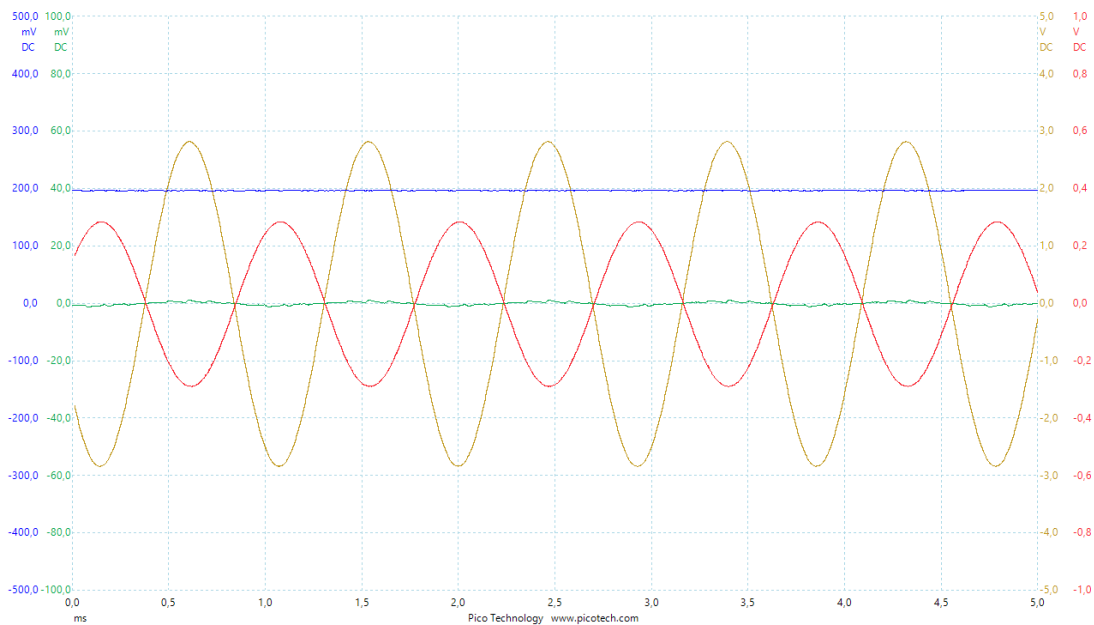
Změřeno výstupní napětí $U_{výst,DC} = 52 \text{ mV}$. Odpovídá to hodnotě

$$u_{THD+N} = \frac{U_{výst,DC}}{K_{U,harm}} = \frac{0,052}{100} = 520 \text{ } \mu V \quad (7.1)$$

$K_{U,harm}$ je nastavené zesílení vyšších harmonických a šumu.

7.1.2 Měření $u_{výst,100\%}$

Přepínač S7 sepnut – režim měření 100 %. Atenuace vypnuta. Zesilovač harmonických složek a šumu nastaveny na **útlum 10:1, rozsah 2 V**. Časové průběhy signálu: na vstupu měřiče (hnědě), na výstupu filtru (zeleně), na vstupu převodníku efektivní hodnoty (červeně) a na výstupu měřiče (modře) vypadají následovně:



Obrázek 7.5 Časové průběhy na vstupu měřiče (hnědě), na výstupu filtru (zeleně), na vstupu převodníku efektivní hodnoty (červeně) a na výstupu měřiče (modře)

Změřeno napětí na výstupu = 200 mV, odpovídá to hodnotě

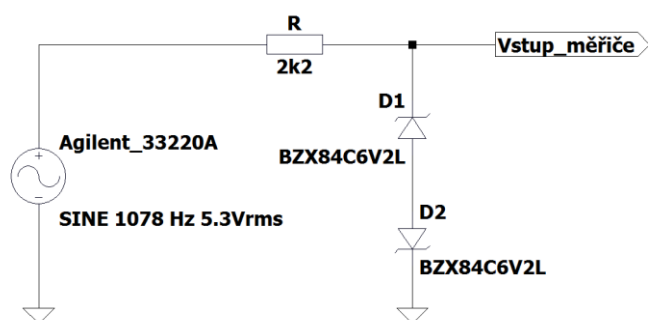
$$u_{výst,100\%} = \frac{U_{výst,DC}}{K_{U,harm}} = \frac{0,2}{0,1} = 2 \text{ V} \quad (7.2)$$

Hodnotu zkreslení lze získat přepočtem podle vztahů (1.1) a (2.1)

$$\begin{aligned} THD + N &= \frac{u_{THD+N}}{u_{výst,100\%} - u_{THD+N}} \cdot 100 \\ &= \frac{520 \cdot 10^{-6}}{2 - 520 \cdot 10^{-6}} \cdot 100 = 0,026 \% \end{aligned} \quad (7.3)$$

7.2 Buzení zkresleným signálem na kmitočtu f_0

Zkreslení harmonického signálu (ořezávání) bylo vygenerováno pomocí zenerovy diody s $U_Z = 6,2 \text{ V}$. Zapojení je následující:

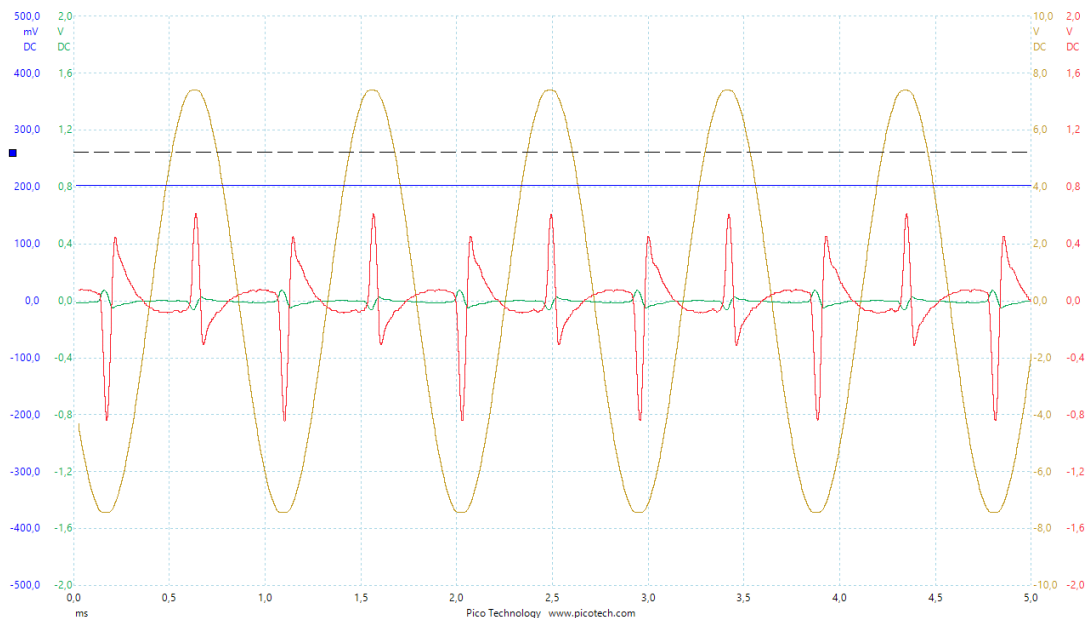


Obrázek 7.6 Zapojení pro generování zkreslení

7.2.1 Měření $u_{\text{THD+N}}$

Přepínač S6 sepnut, S7 rozepnut – režim měření THD+N. Atenuace na vstupu vypnuta. Zesilovač harmonických a šumu nastaven na **zesílení 1:10, rozsah 20 mV**.

Časové průběhy signálu: na vstupu měřiče (hnědě), na výstupu filtru (zeleně), na vstupu převodníku efektivní hodnoty (červeně) a na výstupu měřiče (modře) vypadají následovně:



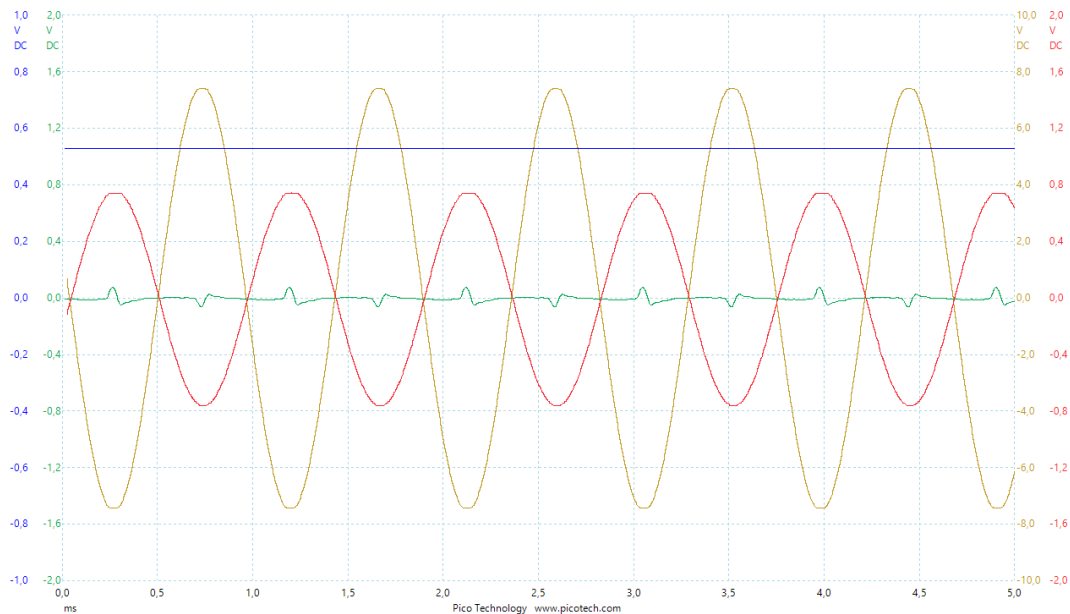
Obrázek 7.7 Časové průběhy na vstupu měřiče (hnědě), na výstupu filtru (zeleně), na vstupu převodníku efektivní hodnoty (červeně) a na výstupu měřiče (modře)

Vstupní signál je ořezán, a je vidět vzniklé tím harmonické složky.
Změřené výstupní napětí $U_{výst,DC} = 200 \text{ mV}$. Odpovídá to hodnotě

$$u_{THD+N} = \frac{U_{výst,DC}}{K_{U,harm}} = \frac{0,2}{10} = 20 \text{ mV} \quad (7.4)$$

7.2.2 Měření $u_{výst,100\%}$

Přepínač S7 sepnut – režim měření 100 %. Atenuace vypnuta. Zesilovač harmonických a šumu nastaveny na **útlum 10:1, rozsah 2 V**. Časové průběhy signálu: na vstupu měřiče (hnědě), na výstupu filtru (zeleně), na vstupu převodníku efektivní hodnoty (červeně) a na výstupu měřiče vypadají následovně:



Obrázek 7.8 Časové průběhy na vstupu měřiče (hnědě), na výstupu filtru (zeleně), na vstupu převodníku efektivní hodnoty (červeně) a na výstupu měřiče (modře)

Změřené výstupní napětí $U_{výst,DC} = 532 \text{ mV}$. Odpovídá to hodnotě

$$u_{výst,100\%} = \frac{U_{výst,DC}}{K_{U,harm}} = \frac{0,53}{0,1} = 5,3 \text{ V}, \quad (7.5)$$

výsledná hodnota zkreslení je:

$$\begin{aligned} THD + N &= \frac{u_{THD+N}}{u_{výst,100\%} - u_{THD+N}} \cdot 100 \\ &= \frac{20 \cdot 10^{-3}}{5,3 - 20 \cdot 10^{-3}} \cdot 100 = 0,378 \% \end{aligned} \quad (7.6)$$

8. ZÁVĚR

Byl navržen a zkonstruován analogový přístroj, umožňující měření harmonického zkreslení a dynamického rozsahu audio-zařízení, funkcionality ověřena, původní cíl byl dosažen. Navržený měřič má dostačující parametry pro testování hi-fi audio techniky; minimální měřitelné zkreslení činí zhruba 0,03 %, vlastní šum měřiče je 160 μV se zapnutou vstupní atenuací (maximální napětí na vstupu: 14 V_{RMS}), a méně než 10 μV s vypnutým atenuátorem (maximální napětí na vstupu 7,8 V_{RMS}). Měřitelný dynamický rozsah tím pádem je kolem 80 dB.

V rámci práce byly vyzkoušeny různé varianty obvodů, zejména filtrů typu pásmová zadrž, jež je klíčovým komponentem měřiče zkreslení, a nalezeno vhodné řešení. Je stále prostor pro zlepšení charakteristik měřiče, jako je přesnost, možnost přeladování kmitočtu, automatizace měření apod. Při zapnutí vstupní vstupního atenuátoru roste vlastní šum zařízení, jelikož odpor 1 $M\Omega$ produkuje poměrně velké šumové napětí (Johnsonův šum). V této verzi měřič je poměrně jednoduchý v implementaci, obsahuje běžně dostupné komponenty.

LITERATURA

- [1] SELF, Douglas. *Small signal audio design*. Burlington, MA: Focal Press, 2010. ISBN: 978-0-240-52177-0.
- [2] СЕЛФ, Дуглас. *Проектирование усилителей мощности звуковой частоты*. 3-е издание. Москва: ДМК Пресс, 2009. ISBN 978-5-94074-362-0.
- [3] HOROWITZ, Paul, HILL, Winfield. *The Art Of Electronics*, 3-rd edition. New York: Cambridge university press, 2015. ISBN 978-0-521-80926-9.
- [4] BAINTER, James: *Active filter has stable notch, and response can be regulated*. Electronics, October 2, 1975. Dostupné z: <http://bainter.org/howto/Active-Notch-Filter-%28Bainter%29.pdf>
- [5] Katalogový list AD736. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD736.pdf>
- [6] Katalogový list TL072 Dostupné z: <https://www.ti.com/lit/ds/slos080p/slos080p.pdf>
- [7] Katalogový list OP37, rev. B, 2002. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/OP37.pdf>
- [8] KITCHIN, Charles, COUNTS, Lew: *RMS to DC conversion application guide*, 2-nd edition, USA: Analog devices, 1986. Dostupné z: <https://www.analog.com/media/en/training-seminars/design-handbooks/RMS-to-DC-AppGuide/Cover-SectionI.pdf>
- [9] KARKI, Jim: *Active Low-Pass Filter Design*. Texas Instruments SLOA049B, September 2002. Dostupné z <https://www.ti.com/lit/an/sloa049b/sloa049b.pdf>
- [10] ALONSO, Gabino, SPENCER, Joseph: *LTspice: Worst-Case Circuit Analysis with Minimal Simulations Runs*. Technical Articles: analog.com. Dostupné z: <https://www.analog.com/en/technical-articles/ltpice-worst-case-circuit-analysis-with-minimal-simulations-runs.html>

SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

Zkratky:

| | |
|-------|---|
| FEKT | Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií |
| VUT | Vysoké učení technické v Brně |
| PWM | Pulse-width modulation |
| SNR | Signal to noise ratio |
| THD+N | Total Harmonic Distortion+Noise |
| OZ | Operační zesilovač |
| RMS | Root Mean Square |
| JFET | Junction-gate field-effect transistor |

Symboly:

| | | |
|------------------|---|--------|
| D | <i>dynamický rozsah</i> | (dB) |
| f_i | <i>kmitočet testovacího signálu</i> | (Hz) |
| f_0 | <i>charakteristický kmitočet filtru typu pásmová zádrž</i> | (Hz) |
| Q | <i>Činitel jakosti filtru</i> | (-) |
| $u_{výst,100\%}$ | <i>Výstupní napětí testovaného zařízení</i> | (V) |
| u_{THD+N} | <i>Napětí vyšších harmonických složek a šumu, přítomného v signálu testovaného zařízení</i> | (V) |
| B | <i>Šířka kmitočtového pásma</i> | (Hz) |
| U_{ef} | <i>Efektivní napětí</i> | (V) |
| $U_{vst,RMS}$ | <i>Efektivní napětí na vstupu převodníku TrueRMS</i> | (V) |
| $U_{výst,RMS}$ | <i>Napětí na výstupu převodníku TrueRMS</i> | (V) |
| k_{u,f_0} | <i>napěťový přenos na kmitočtu f_0</i> | (dB) |
| $K_{U,harm}$ | <i>Zesílení vyšších harmonických a šumu</i> | (krát) |
| V_{cc} | <i>Kladné napájecí napětí</i> | (V) |
| V_{ee} | <i>Záporné napájecí napětí</i> | (V) |
| U_z | <i>napětí průrazu zenerovy diody</i> | (V) |
| u_{noise} | <i>efektivní napětí šumu</i> | (V) |
| $u_{vst,min}$ | <i>napětí signálu na vstupu, při kterém výstupní signál ma</i> | |
| | <i>odstup od šumu 20 dB</i> | (V) |
| $u_{vst,max}$ | <i>napětí signálu na vstupu, při kterém zkreslení výstupního signálu dosahuje 10 %.</i> | |