



TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky, informatiky
a mezioborových studií



IMPEDANČNÍ ANALYZÁTOR PRO LABORATOŘ AKTIVNÍHO TLUMENÍ VIBRACÍ

Diplomová práce

Studijní program: N2612 – Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: 3906T001 – Mechatronika

Autor práce: **Jakub Nečásek**

Vedoucí práce: Ing. Pavel Márton, Ph.D.





TECHNICAL UNIVERSITY OF LIBEREC
Faculty of Mechatronics, Informatics
and Interdisciplinary Studies ■

IMPEDANCE ANALYZER FOR LABORATORY OF ACTIVE VIBRATION DAMPING

Diploma thesis

Study programme: N2612 – Electrical Engineering and Informatics
Study branch: 3906T001 – Mechatronics
Author: **Jakub Nečásek**
Supervisor: Ing. Pavel Márton, Ph.D.







Prohlášení

Byl jsem seznámen s tím, že na mou diplomovou práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb., o právu autorském, zejména § 60 – školní dílo.

Beru na vědomí, že Technická univerzita v Liberci (TUL) nezasahuje do mých autorských práv užitím mé diplomové práce pro vnitřní potřebu TUL.

Užiji-li diplomovou práci nebo poskytnu-li licenci k jejímu využití, jsem si vědom povinnosti informovat o této skutečnosti TUL; v tomto případě má TUL právo ode mne požadovat úhradu nákladů, které vynaložila na vytvoření díla, až do jejich skutečné výše.

Diplomovou práci jsem vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím diplomové práce a konzultantem.

Datum:

Podpis:



Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem a konstrukcí rychlého a přesného nízkofrekvenčního impedančního analyzátoru. Úvod pojednává o možných přístupech k měření impedance a ke konstrukci přístroje, zejména na jejich vhodnost pro měření na daném rozsahu frekvencí. Podrobně je zde popsána realizovaná metoda založená na auto-balančním můstku a frekvenčně omezeném šumu. Dále je detailně rozvedena samotná stavba analyzátoru a podrobný popis jednotlivých částí spolu se zjednodušeným blokovým schématem. Následuje vysvětlení funkce firmware mikrokontroleru a popis programu pro zobrazení průběhů impedance na PC. Výsledky měření jsou prezentovány pro několik modelových obvodů a verifikovány srovnáním s daty z impedančních analyzátorů HP 4195A a Agilent 4294A. Závěrem jsou diskutovány výsledky práce, možné rozšíření analyzátoru o další funkce a nasazení i v jiných oborech.

Klíčová slova:

impedanční analyzátor, aktivní tlumení vibrací, ARM Cortex-M4F



Abstract

This diploma thesis deals with design and construction of a fast and accurate low-frequency impedance analyzer. Different approaches to measure the impedance characteristics are reviewed, with particular focus on usability for the targeted frequency range. The chosen method, based on the auto-balancing bridge and the frequency limited noise type driving signal, is described in detail. In the next section a full description of construction of the impedance analyzer, along with the details on individual components and a block diagram is given. Explanation of the firmware of the microcontroller together with its flowchart follows. Furthermore, a PC auxiliary program for visualization of measured data is described. Finally is the performance of the constructed device tested on several chosen circuits, and compared and verified with measurements on commercial impedance analyzers HP 4195A and Agilent 4294A. Results and possible directions of further development are discussed at the end of this thesis.

Keywords:

impedance analyzer, active vibration damping, ARM Cortex-M4F



Obsah

Prohlášení.....	4
Abstrakt.....	5
Abstract.....	6
Seznam obrázků.....	9
Seznam grafů	10
1 Úvod.....	11
2 Metody měření impedance.....	13
2.1 Oporový bočník.....	13
2.2 Auto-balanční můstek	14
3 Budicí signály	17
3.1 Metoda frekvenčního sweepu	17
3.2 Metoda frekvenčně omezeného šumu	18
3.3 Další metody buzení.....	19
4 Návrhy možných řešení	20
4.1 PC s měřicí kartou.....	20
4.2 Analyzátor s obvodem AD5933.....	21
4.3 Kompletní specifická konstrukce.....	23
5 Realizace analyzátoru	25
5.1 Procesor a paměti	25
5.2 Komunikační rozhraní.....	33
5.3 Analogově-digitální převodníky	35
5.4 Digitálně-analogový převodník.....	37
5.5 Měřicí část analyzátoru	39
5.6 Napájecí zdroje	46
5.7 Spojení prvků	50
6 Vývoj a popis programů	53
6.1 Firmware mikrokontroleru.....	53
6.2 SW zobrazení dat v PC	57
7 Výsledky měření	59
7.1 Základní impedanční struktury	59
7.2 Piezo-aktuátor s připojenou hmotou	67
7.3 Diskuze zdrojů a potlačení šumu v průběžích.....	70
8 Možnosti dalšího rozšíření.....	73
9 Závěr	74



Seznam literatury	75
Seznam příloh na CD	77
Příloha A	78
Příloha B	79
Příloha C	80
Příloha D	81
Příloha E	82
Příloha F	83
Příloha G	84
Příloha H	85
Příloha I	86
Příloha J	87
Příloha K	88
Příloha L	89
Příloha M	90
Příloha N	91
Příloha O	92
Příloha P	93



Seznam obrázků

Obr. 2.1: Měření impedance pomocí odporového bočníku.....	13
Obr. 2.2: Měření impedance pomocí auto-balančního můstku	15
Obr. 2.3: Pokročilý auto-balanční můstek, převzato z Agilent (©2009-2013)	16
Obr. 4.1: Blokové schéma AD5933, převzato z AD5933 (2013).....	21
Obr. 5.1: Deska plošných spojů s mikrokontrolerem – vrchní strana	29
Obr. 5.2: Deska plošných spojů s mikrokontrolerem – spodní strana.....	30
Obr. 5.3: Deska stínění mezi digitální a analogovou částí	31
Obr. 5.4: Přídavný modul s tlačítky	32
Obr. 5.5: Převodník UART na USB – vrchní strana.....	34
Obr. 5.6: Převodník UART na USB – spodní strana	35
Obr. 5.7: Blokové schéma vybraného AD převodníku, převzato z AD7176-2 (2013)	36
Obr. 5.8: Zjednodušené schéma principu funkce DA převodníku, převzato z AD5791 (2013)..	38
Obr. 5.9: Zjednodušené schéma přepínání rozsahů pomocí bočniců.....	42
Obr. 5.10: Měřicí deska plošných spojů analogové části – vrchní strana	44
Obr. 5.11: Měřicí deska plošných spojů analogové části – spodní strana.....	45
Obr. 5.12: Deska plošných spojů napájecí části pro měřicí desku – vrchní strana	47
Obr. 5.13: Deska plošných spojů napájecí části pro měřicí desku – spodní strana.....	48
Obr. 5.14: Pohled do nitra napájecího zdroje.....	49
Obr. 5.15: Kompletní impedanční analyzátor	50
Obr. 5.16: Blokové schéma analyzátoru	51
Obr. 5.17: Kalibrační rezistory.....	52
Obr. 6.1: Vývojový diagram firmware analyzátoru	56
Obr. 7.1: Přípravek pro porovnávací měření.....	59



Seznam grafů

Graf 7.1: Absolutní hodnota impedance rezistoru na frekvenci.....	60
Graf 7.2: Fáze rezistoru na frekvenci.....	60
Graf 7.3: Absolutní hodnota impedance kondenzátoru na frekvenci.....	61
Graf 7.4: Fáze kondenzátoru na frekvenci.....	62
Graf 7.5: Absolutní hodnota impedance sériového RC článku na frekvenci.....	63
Graf 7.6: Fáze sériového RC článku na frekvenci.....	63
Graf 7.7: Absolutní hodnota impedance paralelního LC článku na frekvenci.....	64
Graf 7.8: Fáze paralelního LC článku na frekvenci.....	65
Graf 7.9: Absolutní hodnota impedance sério-paralelního RLC článku na frekvenci.....	66
Graf 7.10: Fáze sério-paralelního RLC článku na frekvenci.....	66
Graf 7.11: Impedanční charakteristika aktuátoru s hmotou – rezonance hmoty.....	67
Graf 7.12: Impedanční charakteristika aktuátoru s hmotou – rezonance na vyšší frekvenci.....	68
Graf 7.13: Absolutní hodnota impedance zkratovaných měřicích vodičů na frekvenci.....	69
Graf 7.14: Fáze zkratovaných měřicích vodičů na frekvenci.....	69
Graf 7.15: Relativní odchylka absolutní hodnoty impedance a chybějící frekvence šumu.....	71
Graf 7.16: Relativní odchylka fáze a chybějící frekvence šumu.....	71



1 Úvod

V důsledku technického pokroku roste počet zdrojů vibrací v našem okolí a jsme zahlceni všudypřítomným hlukem. To s sebou v důsledku přináší zhoršení kvality života, jakož i přímá zdravotní rizika. Proto je výzkum a realizace tlumení vibrací/hluku aktuálně rychle se rozvíjejícím oborem. Ať už z hlediska zlepšení životního prostředí tedy odstranění hluku a otřesů na pracovišti, v domácnosti a dopravních prostředcích, zvýšení přesnosti a životnosti strojů, ale také např. pro kvalitnější stabilizaci optických soustav ve výzkumných aplikacích.

V praxi se zatím uplatňují spíše pasivní metody tlumení, např. silentbloky nebo vhodná aplikace pohltivých materiálů. Pro tlumení vibrací (s malými výchylkami) a hluku na nižších frekvencích lze však s výhodou využít kompaktní piezo-elektrické aktuátory. Piezoelektrický element se vibracemi deformuje a na jeho svorkách se objevuje elektrické napětí. Připojením rezistoru je možné energii elektrického pole dissipovat a vibrace tím částečně tlumit. Ukazuje se, že mnohem lepších výsledků je možné dosáhnout při zapojení aktivního bočníku, tzv. záporné impedance – NC, naladěné na průběh záporně vzaté impedanční charakteristiky připojeného aktuátoru. Tato má tvar velmi podobný charakteristice kondenzátoru a odtud tedy název NC.

Nedávné studium ukázalo, že tlumení pomocí NC lze úspěšně aplikovat pro potlačení jedné frekvence – až o 40dB při naladění NC na konkrétní frekvenci (Sluka, 2007). Tlumení v širší oblasti spektra však zdaleka nefunguje tak dobře. Navíc pro adaptivní tlumení je nutné obvod NC doplnit snímači sil či zrychlení. Díky jejich použití ve zpětné vazbě je poté regulační obvod relativně jednoduchý, ale snímače znamenají zvýšení ceny, vyžadují další propojení a upevnění, je to možný další zdroj poruch a také mohou nepříznivě ovlivnit vlastnosti tlumeného nebo tlumícího prvku.

Teoretická analýza ukazuje, že širokopásmového tlumení může být dosaženo velmi přesným naladěním impedance tlumícího obvodu na impedanci piezoelektrického aktuátoru v širokém rozsahu frekvencí (Sluka, 2007). Impedance však může mít složitou frekvenční závislost. Realizací syntetické impedance se zabývá paralelní DP (Budasz, 2014). Vzhledem k požadované přesnosti naladění tlumícího obvodu, blízkosti pracovního bodu mezi stability a také velké citlivosti parametrů piezokrystalu na vnější



podmínky není možné takovéto měření dat pro syntézu impedance provést jednorázově pouze při zástavbě aktuátoru, ale musí se provádět pravidelně.

Tato práce se zabývá konstrukcí autonomního měřicího obvodu, schopného dodávat aktuální přesná data obvodu syntetické impedance, popř. pro jiné způsoby ladění tlumících obvodů. Úkolem konstruovaného impedančního analyzátoru je tedy pravidelné měření impedanční charakteristiky aktuátoru a předávat naměřené údaje řídicí struktuře. U tlumení pomocí piezočlenů jsou časové konstanty tepelných změn sice relativně dlouhé, avšak i malá změna parametrů aktuátoru má za následek nekvalitní tlumení. Z toho vyplývá, že výpočet impedance a doladění záporné kapacity nesmí zabrat příliš času z důvodu možných změn parametrů piezokeramiky za dobu měření. Zároveň je také nutné brát v potaz to, že pro měření se aktuátor odpojuje od řídicího obvodu a tedy přestává zcela tlumit. Samotné měření by tudíž nemělo příliš zasahovat do funkce tlumiče. Proti těmto požadavkům jdou vysoké nároky na přesnost měření a rozlišení ve frekvenční oblasti, které už z fyzikálního principu vyžaduje značné množství naměřených dat.



2 Metody měření impedance

Impedance je jedním ze základních parametrů všech pasivních součástek v elektronice. Je vyjádřena komplexním číslem: $Z = R + jX$ jehož reálná složka udává stejnosměrný elektrický odpor a imaginární složka reaktanci.

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X^2} \quad [\Omega] \quad (2.1)$$

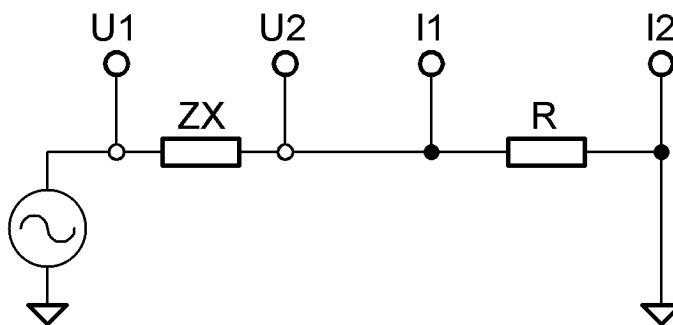
$$\varphi = \arctan\left(\frac{X}{R}\right) \quad [rad] \quad (2.2)$$

Ze vztahů 2.1 a 2.2 je jasně patrné, že absolutní hodnota se rovná elektrickému odporu měřené součástky a argument fázovému posuvu proudu a napětí na dané frekvenci. Impedancí součástky pro nulovou frekvenci je tedy stejnosměrný elektrický odpor.

Následuje popis jednotlivých způsobů měření impedance a jejich vhodnost pro konstruované zařízení. Různých zapojení pro měření této veličiny je velmi mnoho a jejich přehled je v běžně dostupné literatuře o elektrotechnických měřeních. Mnoho z nich se však zaměřuje jen na určitý charakter (například pro měření kondenzátorů) nebo velikost impedancí. Proto jsou zde uvedeny jen ty způsoby, které dovolují požadovaný rozsah absolutní hodnoty impedance, nejsou závislé na charakteru jejího průběhu a bylo by možné je realizovat pro automatické měření.

2.1 Oporový bočník

Jedná se o nejjednodušší metodu pro měření impedance. Jak ukazuje obr. 2.1, ze zdroje napětí (popřípadě proudu) se přivádí signál nejdříve do měřené impedance ZX a poté do odporového bočníku R pro zjištění velikosti průchozího proudu.



Obr. 2.1: Měření impedance pomocí odporového bočníku



Napětí se měří na svorkách U1 a U2 co nejbližše měřené impedanci. Díky proudu procházejícímu neznámou součástkou a následně i rezistorem R, vzniká na bočniku napětí měřené druhým kanálem na svorkách I1 a I2. Výsledná impedance se vypočítává z jejich fázorového podílu, jak uvádí vztah 2.3.

$$\hat{Z} = \frac{\hat{U}}{\hat{I}} \quad [\Omega] \quad (2.3)$$

Uspořádání obvodu s bočníkem pro měření proudu připojeným na zem je výhodné zejména z hlediska nízkých hodnot souhlasného napětí při měření na ZX. Platí to však jen pro měřicí struktury galvanicky spojené se zemí obvodu – tedy pro použití diferenciálního zesilovače nebo přímo analogově-digitálního (AD) převodníku s diferenciálním vstupem, napájeného ze stejného zdroje. Možná alternativa je místo bodu U2 zvolit jako druhý pól pro měření přímo zem. Takto se mohou obě měření provádět proti zemi v tzv. single-ended zapojení pomocí přístrojových zesilovačů nebo AD převodníků s tímto typem vstupu. Pro napětí na měřené impedanci se dílčí napětí odečítají. Nevýhodou takového uspořádání je zanášení chyb do měření. Nelze zde využít výhody čtyřvodičového zapojení měřené součástky a projevuje se tak impedance přívodního vodiče a přechodová impedance jeho svorky.

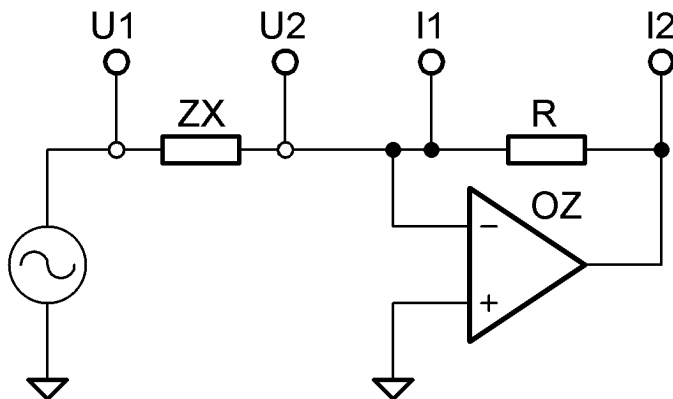
Obecnou nevýhodou tohoto obvodu je obtížné měření velmi malých napětí na bočniku. Tato napětí se při nemožnosti přepínat rozsahy (viz dále) velmi snadno dostávají na úroveň šumu. Dále by takové zapojení vyžadovalo zesilovače s velkými zesíleními, které nejsou příliš vhodnou volbou pro přesné měření. V tomto uspořádání je také nemožné měřit uzemněné neznámé impedance bez galvanického oddělení měřicí části nebo celého zařízení. Z těchto důvodů nebylo použito měření impedance s využitím odporového bočníku i přes jeho značnou výhodu v jednoduchosti a nízkém počtu součástek.

2.2 Auto-balanční můstek

Toto zapojení je známé také jako převodník admitance na napětí s operačním zesilovačem (Haasz, 1998). Použit však bude název z titulku této podkapitoly, protože lépe vystihuje princip funkce obvodu a auto-balanční můstek nemusí využívat jen samotného operačního zesilovače.



Schéma obvodu je na obrázku 2.2. Měření napětí probíhá opět pomocí svorek U1 a U2. Proud se stejně jako u předchozího obvodu vypočítává z úbytku napětí naměřeného na svorkách I1 a I2.



Obr. 2.2: Měření impedance pomocí auto-balančního můstku

Hlavním rozdílem tohoto zapojení je vložený operační zesilovač. Díky němu je druhá svorka měřené impedance U2 držena na „virtuální zemi“. Celé napětí zdroje tak spočívá na měřené impedanci, čímž se využívá maximálního možného rozlišení případného digitálně-analogového (DA) převodníku. Napětí na rezistoru R – tedy bočníku pro měření proudu, je z Ohmova zákona přímo úměrné součinu proudu protékajícím měřenou impedancí a známé hodnoty odporu bočníku. V případě shodných hodnot impedance na konkrétní frekvenci má bočník úbytek napětí rovnající se úbytku na měřené součástce. Z toho plynou nesporné výhody uvedeného zapojení. První tkví v měření relativně velkých napětí, díky čemuž je signál dále od hladiny šumu. S tímto souvisí unifikace dalších článků měřicího řetězce, z důvodu možnosti použití stejných předzesilovačů/atenuátorů nebo AD převodníků, jaké používá měřicí kanál připojený na svorky U1 a U2. Nahrazuje se tak předzesilovač s vysokými hodnotami zesílení.

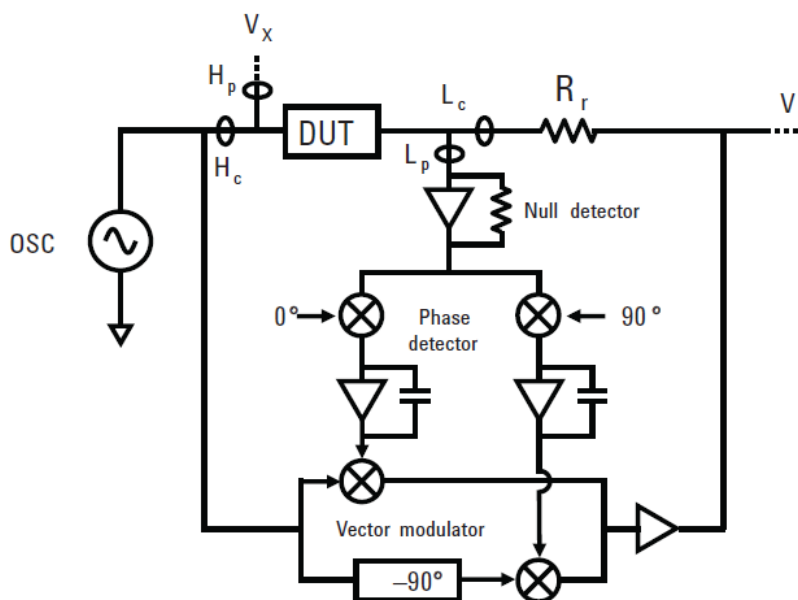
I když by teoreticky bylo možné měřit napětí na neznámé součástce proti zemi, mohla by se však tímto zanášet chyba měření způsobená mírnými záškrtami operačního zesilovače tvořícího virtuální zem. Též by se měřicí obvod zbavil své značné výhody v použití čtyřvodičového zapojení měřicích kabelů, která byla zmíněna u předchozího schématu.

Mezi nevýhody měření pomocí auto-balančního můstku v první řadě patří závislost na kvalitách operačního zesilovače. Shora omezuje frekvenční rozsah šířka



pásma daného operačního zesilovače a jeho rychlost přeběhu, aby stíhal kopírovat změny proudu. Velice důležitým parametrem je též vstupní proud, který zanáší chybu do měření odváděním části proudu procházejícího měřenou impedancí mimo bočník. Tento problém by se dal řešit například napěťovým sledovačem tvořeným operačním zesilovačem s velmi nízkou hodnotou vstupního proudu (avšak též nízkým výkonem), zapojeným do vstupu hlavního operačního zesilovače. Dalším důležitým parametrem je výkon operačního zesilovače, potřebný k dostatečnému buzení na nižších frekvencích. Dimenzování výkonu je také nutné zohlednit z pohledu požadovaného rozsahu měřicího napětí, kdy i při malých proudech a napětích měřenou impedancí, vzniká disipováním rozdílu napájecího a budicího napětí na operačním zesilovači nemalá výkonová ztráta. Stejně jako u předchozího zapojení není možné touto metodou měřit impedance spojené se zemí přístroje, bez jeho galvanického oddělení.

Jak bylo již uvedeno, nemusí auto-balanční můstek využívat jen samotného operačního zesilovače. Hlavním důvodem je posunutí frekvenčního rozsahu nad přibližně 100 kHz. Z tohoto důvodu se jako nulovací obvod používá zapojení uvedené blokově na obrázku 2.3, sestávající z detektoru průchodu nulou, dvou fázových detektorů (pro 0° a 90°) a vektorového modulátoru (Agilent, ©2009-2013).



Obr. 2.3: Pokročilý auto-balanční můstek, převzato z Agilent (©2009-2013)

I přes výše uvedené nevýhody, vzniklé z větší části nároky na operační zesilovač, bylo shledáno základní zapojení auto-balančního můstku jako vyhovující.



3 Budicí signály

Práce se bude nadále zabývat jen měřením závislosti impedance jednobranu v určitém rozsahu frekvencí s konstantním frekvenčním krokem. Tímto jsou vynechány RLC metry, u kterých jsou měřené frekvence pevně dány a je jich jen několik.

3.1 Metoda frekvenčního sweepu

V praxi se využívá několika základních způsobů měření impedanční charakteristiky. První je buzení harmonickým signálem o jedné frekvenci, která se postupně zvyšuje o daný krok. Počet period každé frekvence se určuje z kompromisu přesnosti a omezení na délku trvání měření pro konkrétní aplikaci. Avšak již z principu se jedná o metodu zaměřenou na přesnost měření.

Tato metoda má několik výhod. Jednou z nich je jednoduchost zpracování dat, kde dostáváme okamžitě absolutní hodnotu impedance a fázi pro danou frekvenci. Dále je výhodou možnost použití „lock-in“ zesilovače, který z měřeného signálu zesílí jen námi zvolenou frekvenci a ostatní potlačí – jednoduše se tak zbavujeme rušení. Je zde také jednoduché přepínání vstupních rozsahů a tím i maximální využití napěťového rozsahu AD převodníků.

Za nevýhody této metody můžeme považovat ne zcela jednoduché měření. Měří se zde maximum amplitudy napětí a proudu – zde by mohl nastat problém s jeho nalezením u ne zcela vyhlazených signálů. Dále se měří fázový posun mezi napětím a proudem (napětím na bočníku) například při průchodu nulou. Se zvyšující se frekvencí se snižuje přesnost měření fáze vzhledem k často používané konstantní frekvenci časovače. Tyto nevýhody se však dají speciálními postupy odstranit, například použitím diskrétní Fourierovy transformace (DFT) na každé měřené frekvenci.

Co však z principu této metody odstranit nelze, je značná doba měření při měření od nízkých frekvencí a její další růst se zkracujícím se frekvenčním krokem. Například pro zadaný rozsah frekvencí 50 Hz až 5 kHz s krokem 1 Hz a deseti periodami na každé frekvenci by měření trvalo přibližně 46 sekund, což je vzhledem k výše definovaným požadavkům na přístroj nepřijatelné.



3.2 Metoda frekvenčně omezeného šumu

Druhým způsobem měření průběhu impedance je buzení šumem. Ve většině případů je tento omezen jen na měřený rozsah frekvencí. Při měření se tak všechny frekvence měří naráz a jeho délka závisí na požadovaném výsledném kroku frekvence. Z tohoto je patrné, že metoda spektrálně oříznutého šumu je zaměřena primárně na rychlost měření. Dalo by se tedy říci, že je opakem předchozí zmíněné metody – o čemž svědčí i opačné dobré a špatné vlastnosti.

Jak bylo již uvedeno, hlavní výhodou této metody je rychlost měření. Ta totiž není závislá na rozsahu frekvencí nebo nejnižší frekvenci, ale jen na požadovaném frekvenčním kroku ve výsledné impedanční charakteristice. Například pro frekvenční krok 1 Hz je nutné měřit pouze jednu sekundu a to na téměř jakémkoli rozsahu frekvencí (kromě těch blížících se frekvenci 1 Hz, z důvodu malého počtu period). Další výhodou tohoto přístupu k měření impedance je relativně jednoduché získání dat. Provádí se jen synchronní měření amplitudy napětí a proudu. Zde je nutné dodržet pouze dostatečné vzorkování signálu. Požadavky na rychlost AD převodníků jsou tedy stejné, případně i nižší než u předchozí metody.

Hlavní nevýhodou je nemožnost v průběhu měření měnit vstupní rozsahy. To se může projevit u součástek s velkou změnou absolutní hodnoty impedance v měřeném frekvenčním rozsahu. Příklad takové součástky je kondenzátor – pro vysoké frekvence má velmi nízkou absolutní hodnotu impedance, ale pro nízké frekvence se tato blíží nekonečnu. Velice jednoduše naráží na omezení rozsahu u proudu pro vyšší frekvenční složky budícího šumu, ale pro nízkofrekvenční se naopak dostává se signálem do oblasti, kde již je průběh nerozeznatelný od rušení. Takovéto chování by se dalo eliminovat dvojitým měřením, kde první odhadne přibližný průběh impedanční charakteristiky měřené součástky a pro druhé připraví speciální měřicí šum, který je na určitých frekvencích zesílen resp. utlumen. Tento způsob však klade nemalé nároky na vlastní „inteligenci“ měřicího přístroje, jeho výpočetní možnosti a nejednoznačnou fyzikální realizovatelnost takto vytvořených šumů. Také značně přesahuje možnosti této diplomové práce.

Mezi další možné problémy této metody patří velká výpočetní náročnost při zpracování výsledků měření, která se zvyšujícími se požadavky na rozlišení ve



frekvenční oblasti dále roste. Děje se tak z důvodu výpočtu rychlé Fourierovy transformace (fast Fourier transform – FFT) o velkém počtu bodů pro napětí i pro proud. Následného výpočtu absolutní hodnoty a fáze z komplexních čísel u obou veličin a jejich dalšího dělení, resp. odčítání. Z výčtu operací je patrné, že kromě výpočetní náročnosti rostou i nepřesnosti způsobené zaokrouhlovacími chybami a také nároky na velikost operační paměti. Též se zde může objevit závislost na kvalitě budicího šumu.

Výše uvedené nevýhody jsou však rázu povětšinou digitálního a nenarážejí na pevně dané zákony fyziky jako u předchozí metody. Vzhledem k pokroku výpočetní techniky a elektroniky v posledních letech, jsou tak tyto problémy reálněji řešitelné. Proto byla metoda buzení frekvenčně omezeným šumem vybrána k realizaci v konstruovaném impedančním analyzátoru.

3.3 Další metody buzení

Spojením prvních dvou možností – tedy frekvenčního sweepu a frekvenčně omezeného šumu je tzv. „chirp“. Jedná se o harmonický signál, lineárně (popřípadě exponenciálně) zvyšující svou frekvenci. Měření poté probíhá stejným způsobem jako u šumové metody a i vyhodnocení je velice podobné. Spojuje tedy jednoduchost generování budicího signálu s nenáročností na měření a také částečně zkracuje čas měření oproti první metodě. Zároveň však vyžaduje nemalý výpočetní výkon a ani přesnost nedosahuje frekvenčního sweepu. Z důvodu priority požadavku na rychlost měření není metoda buzení pomocí „chirp“ signálu pro tento přístroj příliš vhodná.

Méně častým přístupem je buzení pomocí impulzu – ideálně blížícímu se Diracovu impulzu. Tato metoda se používá převážně na vysokých frekvencích řádu jednotek MHz a výše. Její nespornou výhodou je opravdu velice krátké měření, což se pozitivně projevuje hlavně při měření piezomateriálů v určitém prostředí (typicky kapaliny). Důvodem je, že délka měření je kratší než čas pro návrat odražených zvukových/tlakových vln, které by mohly vyvolat změny v průběhu měřené impedance. (Lewis aj., 2008). Vzhledem k zaměření této metody na zcela jiný frekvenční rozsah než výše požadovaný, s ní nebylo vůbec uvažováno a je zde jen pro doplnění výčtu dalších možností buzení.



4 Návrhy možných řešení

4.1 PC s měřicí kartou

První možností je využít hotové měřicí karty k PC nebo notebooku. Jedná se například o řešení od společnosti National Instruments, které by spolupracovalo se software od stejné firmy s názvem LabVIEW. Takto by bylo možné naprogramovat virtuální měřicí přístroj s přívětivým uživatelským rozhraním. Vhodně navržená analogová část by se přidala na vstup karty.

Výhodou je hotový návrh části převodníků a universálních vstupů/výstupů pro ovládání přepínání rozsahů. Připojením k PC nebo notebooku je získán velmi vysoký výpočetní výkon a obrovská kapacita úložného prostoru. V případě využití tvorby samostatných programů v LabVIEW, není toto řešení závislé na jednom konkrétním počítači. Toto je však možné jen v případě použití externí měřicí karty – typicky po USB.

V praxi vyzkoušených řešení je velké množství, vzhledem k jednoduché mechanické stránce. Jedním z nich je simulace a porovnání měřicích metod a zpracování dat v impedančním analyzátoru s pomocí již zmíněné měřicí karty od National Instruments (NI) a ovládacího software LabVIEW (Giurgiutiu, 2004). Zde však jako zdroj měřicího signálu byl použit externí generátor funkcí ovládaný pomocí GPIB. Využití měřicí karty a software od NI je velice oblíbené jak ukazuje i použití této platformy pro vývoj virtuálního přístroje – impedančního analyzátoru (Yao aj., 2007). Zde je jako fyzického připojení využit modul NI ELVIS Benchtop Workstation.

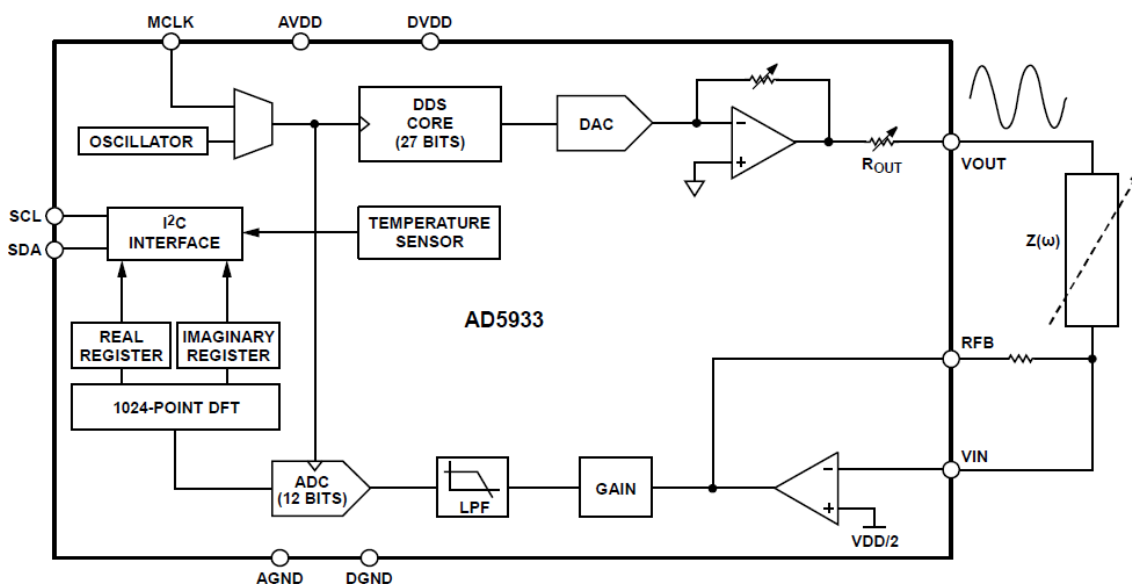
Nevýhod je však vzhledem k požadovaným parametrům více. V prvé řadě jde o nesamostatný provoz vždy závislý na připojení k nějakému druhu počítače s příslušným ovládacím software. Není tedy možné využít přístroje například jen pro odeslání naměřené charakteristiky do obvodu pro tlumení, nebo i jen její uložení na paměťové zařízení v případě dlouhodobějšího měření. Vzhledem k omezenému výběru parametrů karet pro rozhraní USB a tím nutnosti použití interních typů v klasických velkých skříních PC, také vyvstává problém s nepřenositelností celého zařízení k měřené součástce. Dále, vzhledem k vybranému schématu zapojení zkoumané součástky, není možné měření provádět na uzemněných impedancích. To by bylo možné jen za pomoci



bateriově napájeného notebooku, kde jsou omezení na výkon a výdrž. Nebo pomocí speciálně upraveného rozhraní USB, které by bylo galvanicky odděleno a samotná karta poté externě napájena. Také i v případě postradatelnosti měření uzemněných impedancí, je karta napájena z napájecího zdroje počítače, který může přenášet značné rušení do analogové části. S napájením z počítače dále souvisí značně omezené možnosti napájení dalších obvodů. Jedná se hlavně o budicí operační zesilovače a předzesilovače pro úpravu signálu, které vyžadují symetrické napájení. V neposlední řadě je tu také nemožnost výměny jednotlivých součástek osazených na kartě. Jde se hlavně o AD nebo DA převodníky, u kterých by mohlo být vhodné vyměnit je za typy více odpovídající danému měření, při zachování ostatních součástek karty. Jediné řešení je tak výměna celé karty, se kterou souvisí i další významná nevýhoda – vysoká cena karty a obslužného software, pramenící z jejich v této aplikaci nevyužitelné multifunkčnosti. Z těchto důvodů nebylo toto řešení uvažováno pro výslednou podobu přístroje.

4.2 Analyzátor s obvodem AD5933

Druhý možný návrh řešení je využití hotového impedančního analyzátoru v podobě integrovaného obvodu AD5933 od společnosti Analog Devices. Blokové schéma ukazuje obrázku 4.1.



Obr. 4.1: Blokové schéma AD5933, převzato z AD5933 (2013)



Jedná se o spojení přímé digitální syntézy (Direct Digital Synthesis – DDS) s řídicím slovem o délce 27b, DA převodníku, obvodu auto-balančního můstku pro měření impedance, 12b AD převodníku, FFT výpočetní jednotky a komunikačního rozhraní I²C (AD5933, 2013).

Parametry samotného integrovaného analyzátoru zahrnují rozsah odporů od 1 k Ω do 10 M Ω a rozsah frekvencí od 0,1 Hz do 100 kHz s frekvenčním rozlišením 0,1 Hz. Pomocí dodatečných externích obvodů lze rozsah měřených odporů doplnit o interval od 100 Ω do 1 k Ω . Obsahuje dále programovatelné zesílení pro měření, integrovaný teplotní senzor a oscilátor. Naměřenou reálnou a imaginární složku impedance poté předává pomocí rozhraní I²C.

Do zapojení by bylo nutné jen přidat mikroprocesor, zabezpečující komunikaci s analyzátozem, počítačem a obvodem pro tlumení. Také by bylo vhodné zařízení doplnit o externí paměť – samostatnou FLASH nebo přímo slotem pro paměťovou kartu. Vzhledem k velkému rozsahu impedancí je nutné osadit obvody přepínání rozsahů.

Hotových návrhů s tímto integrovaným obvodem existuje hned několik. Jedná se například o jeho použití při měření vlastností anti-korozivních nátěrů (Hoja, 2009 a 2010). V tomto případě jde o analyzátor s velkým rozsahem měřitelných absolutních hodnot impedancí – od 10 Ω do 10 G Ω a rozsahem frekvencí od 0,01 Hz do 100 kHz. Komunikačním mikroprocesorem je zde AT32UC3B1256 firmy Atmel. Další využití nalezl v přístroji pro elektromagnetickou tomografii (Liu aj., 2009). Zde je osazen spolu s řídicím obvodem LPC2148 od společnosti NXP s architekturou ARM.

Výhodami využití integrovaného analyzátoru jsou především snížené nároky na firmware z důvodu hotové výpočetní části a snadná integrace do samostatných malých systémů přímo určených pro nasazení v terénu. Z výše uvedených aplikací je patrné, že jen malou úpravou externích obvodů by naprosto splňoval jak rozsah měřených odporů, tak i frekvenční rozsah včetně více než dostačujícího rozlišení.

Určitou nevýhodou je poměrně malé rozlišení AD převodníku, primárně určeného na vysoké vzorkovací frekvence. Což však, vzhledem k přítomnosti přepínání rozsahů a programovatelného zesílení předzesilovače, není až tak zásadní. Největší nevýhodou, která způsobila jeho neosazení v konstruovaném přístroji, je pevná metoda



buzení pomocí frekvenčního sweepu. Z tohoto důvodu by bylo měření značně pomalé, jak již bylo uvedeno v předchozí kapitole.

4.3 Kompletní specifická konstrukce

Zde se dostáváme k řešení, které je z pohledu realizace nejnáročnější, avšak jeho výhody výrazně převažují nad negativy. Jedná se o zcela specifický vlastní návrh všech dílčích bloků přístroje, díky čemuž může být každá jednotlivá součástka vybrána samostatně s ohledem na co nejlepší parametry pro dané zařízení. Z toho také vyplývá, že zde nejsou žádné nadbytečné součástky, které by zvyšovaly cenu přístroje nebo zhoršovaly jeho vlastnosti. Vzhledem ke speciálnímu výběru součástek přesně pro toto zařízení by se mohlo zdát, že bude celé použitelné jen k jednomu účelu, ale není tomu tak. Díky vlastnímu návrhu celého zapojení a univerzálnosti komunikačních rozhraní, je možné, aby ve výsledku jednoúčelový měřicí přístroj byl jen změnou některého bloku (a samozřejmě ovládacího firmware) přeformován na zařízení s jiným zaměřením. Ba co více, jen jednoduchým přepnutím komunikačních sběrnic a podprogramu, měnit bloky za chodu a dosáhnout tak multifunkčního přístroje.

Důležitá je také možnost dalšího vývoje, rozšíření o nové periferie, nebo lepšího firmware. Z toho vyplývá, že pokud se konstruuje zařízení na zcela nové a vlastní platformě, tak by bylo mělo být postaveno na moderních součástkách dostupných na trhu, aby jeho konkurenceschopnost byla co nejdelší.

Stejně jako u předchozího řešení s integrovaným impedančním analyzátozem, je i zde mnoho hotových řešení, včetně různých stupňů složitosti. Jde například o měření impedanční charakteristiky krystalových rezonátorů (quartz crystal resonator – QCR) s vypařující se kapalinou (Schaefer aj., 2004). Vzhledem k měření na vysokých frekvencích se skládá z rychlých analogově digitálních převodníků a hlavně programovatelného hradlového pole (field programmable gate array – FPGA) pro výpočty. Dalším návrhem s FPGA je měření piezokeramiky, založené na speciálním obvodu bez nutnosti měření proudu s PID regulátorem (Hamed aj., 2012). Piezokeramické rezonátory, aktuátory a snímače nejsou jediným oborem pro nasazení rychlých analyzátorů založených na programovatelných hradlových polích. Například jde o měření průběhu impedance tekutin při jejich průtoku potrubím. Kde pro



komunikaci se systémy pracujícími s naměřenými údaji byl osazen navíc ještě procesor s architekturou x86 (běžná architektura počítačů) na kterém běží operační systém Linux (Doerner aj., 2007).

Jak již bylo řečeno, mezi hlavní nevýhody patří náročnost návrhu a samotné realizace, navíc s ne zcela jistým výsledkem. Od ostatních možností se také výrazněji prodlužuje čas strávený laděním zařízení a hlavně jeho firmware. Ušetřené náklady se tedy promítnou do delšího vývoje celého zařízení.

I přes zde uvedené nevýhody bylo takovéto řešení impedančního analyzátoru vybráno pro konečnou realizaci. Popis konkrétních bloků přístroje navazuje v další kapitole.



5 Realizace analyzátoru

Nyní přecházíme k popisu realizovaného zařízení. Než se však dostaneme k popisu jednotlivých komponent, tak by bylo vhodné nastínit požadovanou funkci přístroje, včetně několika parametrů, které byly dohodnuty na začátku návrhu impedančního analyzátoru. Po připojení měřené součástky a přijetí nastavení měření, analyzátor přehrává budící šum do součástky a zároveň na ní měří napětí a proud. Vzhledem k požadovanému frekvenčnímu rozlišení 1 Hz má měření délku 1 sekunda. Vzorkovací frekvence byla pro dostatečné vykreslení signálu zvolena na 65,536 kHz, tedy přibližně třináctkrát krát vyšší než nejvyšší měřená frekvence, která činí 5 kHz. Tato zvláštní hodnota vzorkovací frekvence byla také zvolena s ohledem na rychlejší počítání algoritmů FFT se sadami hodnot o délce 2^N . Již na začátku bylo stanoveno, že výpočty z důvodu přesnosti musí probíhat v rámci datového typu s plovoucí desetinou čárkou (floating point). Pro účely analyzátoru ve zcela postačující podobě 32 bitů dlouhé proměnné typu `float`. Po dokončení měření jsou vypočtena spektra obou signálů a z nich vyjádřeny amplitudy (absolutní hodnoty) a fáze (argumenty) napětí a proudu na každé frekvenci. V dalším kroku se amplitudy dělí a fáze odčítají, čímž se získává výsledný průběh impedanční charakteristiky – tedy závislosti absolutní hodnoty impedance v ohmech a fáze ve stupních na frekvenci v hertzech. Tyto dva průběhy se nakonec posílají do připojeného zařízení, kterým může být počítač, obvod aktivního tlumení vibrací nebo jakékoli jiné zařízení s vhodným komunikačním rozhraním.

Schéma poslední verze celého zařízení je pro přehlednost vytištěno pomocí velkoformátového tisku a přiloženo na deskách práce. Uloženo je také na přiloženém CD. Schémata a poté i desky plošných spojů byly kresleny v programu EAGLE 6.3.0. Výroba probíhala na základě předloženého návrhu firmou PragoBoard z oboustranně poměděného sklolaminátu (materiál FR4), včetně nepájivé masky a vrchního potisku. Osazení všech součástek bylo provedeno ručně v domácích podmínkách.

5.1 Procesor a paměti

Ze stručného popisu požadované funkce a parametrů je jasné, že mikrokontroler by měl umět pracovat s daty v proměnné typu `float`. V dnešní době, kdy už i programování mikrokontrolerů postoupilo ze zdrojového kódu nebo assembleru na



jazyk C či C++, není omezení výběru architektury z pohledu datových typů tak velké. Avšak konstruovaný přístroj je zaměřen na rychlost, a tedy emulování výpočtů v plovoucí desetinné čárce jen pomocí instrukcí a hrubého výkonu procesoru nepřichází v úvahu. Dále, vzhledem k množství naměřených dat a místu pro výsledky dalších operací, vznikají značné nároky na velikost operační paměti. A to do té míry, že několikanásobně přesahují velikost nabízených integrovaných operačních pamětí v mikrokontrolerech. Jedinou možností je tedy externí rozšíření operační paměti. Díky těmto specifickým nárokům odpadá velká většina běžně používaných mikrokontrolerů.

První možností je osazení FPGA obvodu, jako u příkladů hotových analyzátorů v předchozí kapitole. Výhodou je velká rychlost výpočtů a díky zaměření jen na daný problém i vysoký výkon. Na druhou stranu se tyto obvody programují ne zcela jednoduše a vzhledem k absenci zkušeností s jejich vývojovým prostředím a hlavně jazykem VHDL, by se doba potřebná pro realizaci celého zařízení ještě více prodloužila. S přihlédnutím k ceně a zcela zbytečnému předimenzování jich nebylo použito.

Řešením je využití některého z čipů obsahující nová jádra architektury ARM s názvem Cortex-M4F. Tyto sestávají kromě základního výpočetního jádra ještě z koprocessoru pro výpočet v plovoucí desetinné čárce (floating point unit – FPU). Důležitou vlastností je i integrovaný řadič přídavných pamětí včetně možného připojení externí operační paměti. Dále nabízí velké množství periférií běžných pro mikrokontrolery (integrované AD a DA převodníky, PWM...), včetně pestrého výběru komunikačních rozhraní.

Vybrán byl mikrokontroler od společnosti STMicroelectronics s názvem STM32F405ZGT6. Pouzdro je LQFP144, tedy čtvercové pouzdro se 144 vývody v podobě nožiček, čímž je mnohem jednodušší jeho osazení na desku plošných spojů, než je tomu u obvodů v pouzdrech QFN (čtvercové bez nožiček a jen s ploškami) nebo BGA (pouzdro s kuličkami ze spodní strany). Samotných univerzálních vývodů má čip 114, ale na většině z nich jsou multiplexovány další funkce. Toto pouzdro bylo zvoleno s ohledem na potřebné připojení externí paměti a s tím spojeného velkého množství zabraných vývodů. Řadič externí paměti má datovou sběrnici o šířce 16 bitů a adresní s šířkou 26 bitů. Z komunikačních rozhraní je dobré zmínit SPI, UART, I²C, CAN a USB, čímž je zaručena konektivita s velkým počtem zařízení. Maximální taktovací



frekvence je 168 MHz a napájen je napětím 3,3 V. Pro program a konstanty je v něm vyhrazen 1 MB paměti a operační paměť má velikost 192 kB. K nahrání programu do vnitřní paměti a následného ladění, je možné využít standardního rozhraní JTAG, nebo speciálního rozhraní určeného jen pro čipy společnosti ST – serial wire debug, tedy SWD. To má výhodu v mnohem menším počtu potřebných vodičů a tedy nezabírá tolik vývodů z mikrokontroleru.

Operační paměť mikrokontroleru byla zvětšena pomocí externí SRAM. Statická operační paměť byla vybrána z důvodu jednodušší komunikace díky absenci obnovovacích procesů, kterými disponují dynamické paměti. Nevýhodou je poměrně malá kapacita vzhledem k výrazně vyšší ceně. Konkrétně se jedná o integrovaný obvod od společnosti Cypress s názvem CY7C1061AV33-10ZXI. Jde o statickou paměť s velikostí 2 MB, složenou z 1048576 buněk o šířce 16 bitů. Tato koncepce tedy dovoluje využití plné šířky datové sběrnice poskytované řadičem externích pamětí v mikrokontroleru. Navíc díky vstupům „byte low enable“ (BLE) a „byte high enable“ (BHE) je možné přistupovat i k samotným bytům. Aby operace s daty uloženými v externí paměti příliš nezdržovaly výpočty je tato paměť zvolena z řady s 10ns odezvou a tedy maximální frekvencí 100 MHz. Napájena je stejně jako mikrokontroler napětím 3,3 V.

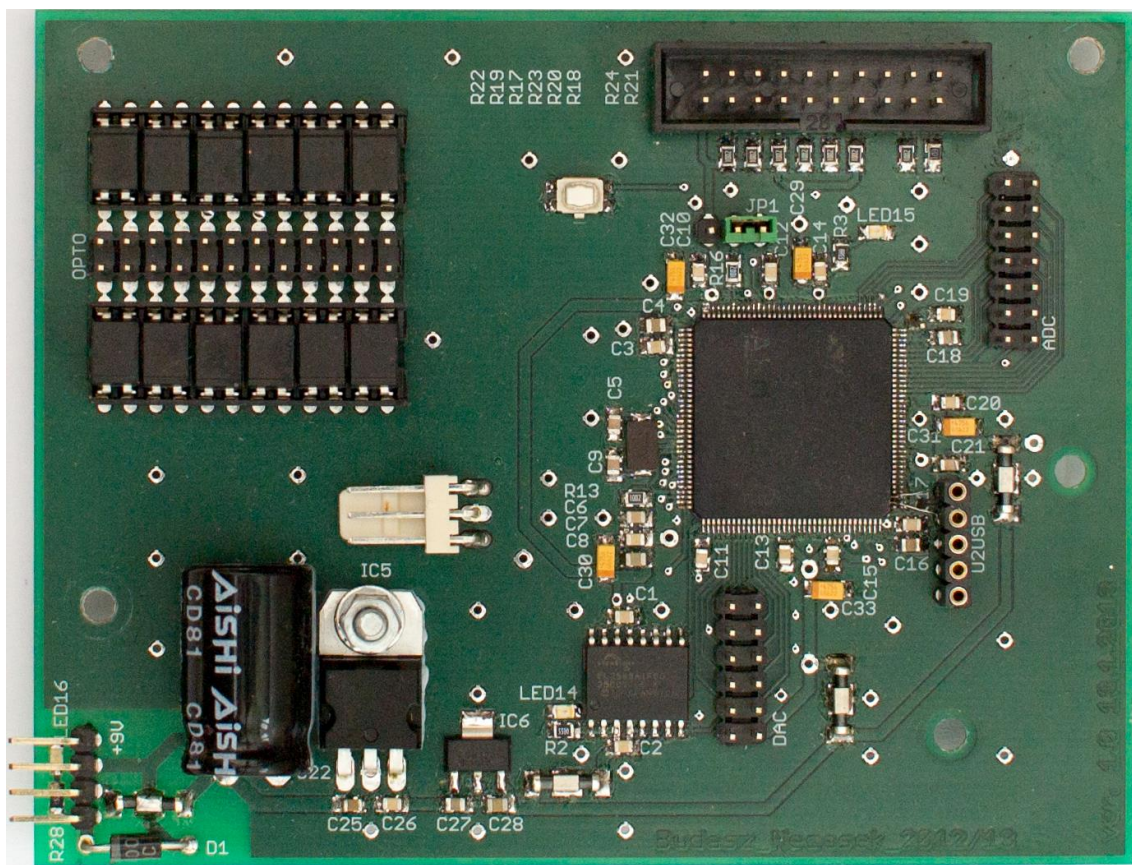
Pro urychlení a hlavně kvalitu celého měření se měřicí šum negeneruje za běhu, ale jen přehrává. Je tak možné budicí šum vygenerovat kvalitně v prostředí MATLAB. Tímto však dále rostou nároky na paměťový prostor a bylo tedy nutné osadit přídatnou nonvolatilní paměť. Relativně levným rozšířením by se mohla zdát paměťová karta do fotoaparátů a dalších zařízení typu SD, popřípadě její zmenšené varianty Mini a Micro. Avšak osazení výměnné paměťové karty by evokovalo možnost jejího vyjmutí a připojení do počítače. Aby toto bylo možné, tak by karta musela obsahovat souborový systém, který by naopak znesnadňoval práci s daty z pohledu mikrokontroleru. Z těchto důvodů byly jako přídatná paměť použity dva integrované obvody od společnosti Spansion s označením S25FL256SAGMFI001. Jak již název napovídá jeden tento čip s pamětí typu Flash má kapacitu 256 Mb – tedy 32 MB. Paměťový prostor je organizován do 32 sektorů o velikosti 4 kB, následovaných 510 sektory o velikosti 64 kB. Zápis je možný od jednoho bytu až do velikosti stránky (256 B). Čtení je také možné od jednoho bytu a maximální počet je neomezený – po překročení nejvyšší



adresy je čtena paměť znovu od začátku bez přerušení. Na trhu je dostupná i menší (16 MB) a větší (64 MB) varianta, které mají navzájem záměnné zapojení vývodů a kompatibilní řídicí instrukce. Kromě klasického připojení pomocí SPI, mají ještě nastavitelné posílání dvou a čtyř bitů paralelně za jeden hodinový cyklus včetně možnosti využít tzv. double data rate (DDR), díky čemuž jsou data posílána při náběžné i sestupné hraně hodinového signálu. Taktovací frekvence u čtení při použití SPI protokolu dosahuje až 133 MHz. Buňky mají díky poměrně velkému výrobnímu procesu (65 nm) životnost přes 100 000 přepsání. Retence dat činí přibližně 20 let.

Pro potřeby ovládání externích obvodů byl mikrokontroler doplněn o sadu dvanácti optočlenů, zajišťujících galvanické oddělení ovládaných součástek. Díky tomuto nemusí být ovládané součástky spínány na zem a také se do nich nešíří vysokofrekvenční šum vznikající kolem mikrokontroleru. Při výběru bylo zohledněno jejich přímé připojení k mikrokontroleru – tedy nízký odběr z důvodu proudového omezení při sepnutí více výstupů. Zároveň je nutné, aby výstup byl co nejsilnější a dokázal spínat méně výkonné součástky i bez pomocného tranzistoru. Těchto dvou parametrů mohlo být dosaženo jednoduše díky použití optočlenů s vysokým proudovým přenosovým činitelem (current transfer ratio – CTR), z důvodu jejich funkce jen v nespojitém módu. Důležitým parametrem také bylo pouzdro, které by mělo dovolovat snadnou výměnu v případě poruchy. Pro tento úkol tedy byly vybrány optočleny firmy Vishay s označením SFH618A-4. Jde o základní typ optočlenu s infračervenou diodou na vstupu a bipolárním fototranzistorem na výstupu. Tento konkrétní typ má také vysoký proudový přenosový činitel s rozsahem 180 – 320 %. Vstupní proud je v praxi maximálně 5 mA, čímž jsou splněny nároky na nízký odběr. Izolační napětí dosahuje 5,3 kV. Optočlen se dodává v pouzdru DIP4, které pasuje do patič pro integrované obvody.

Za účelem zajištění modularity je mikrokontroler, externí operační paměť, přídatná nonvolatilní paměť, optočleny a napájení na samostatné desce plošných spojů. Je to také z důvodu snadnějšího ladění a vytváření úprav v návrhu a možnosti tuto desku s digitálními obvody odstínit od analogové části. Povrchová úprava odhalených měděných plošek je zde pomocí žárového cínu. Konkrétně jde o metodu „hot air solder leveling“ (HASL), kdy se deska plošných spojů namáčí v lázni bezolovnaté pájky a při vyjímání ofukuje horkým vzduchem od jejích zbytků.



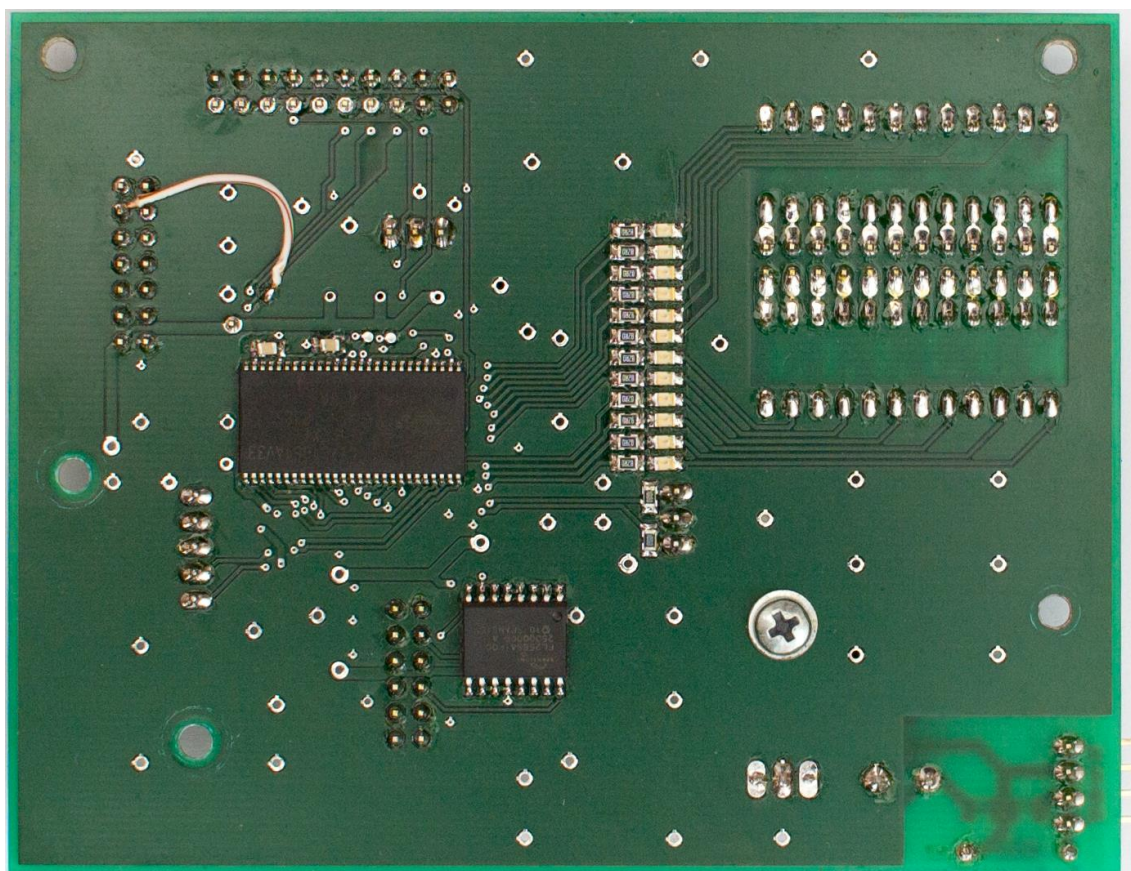
Obr. 5.1: Deska plošných spojů s mikrokontrolerem – vrchní strana

Obrázek 5.1 ukazuje vrchní stranu desky plošných spojů digitální části analyzátoru. Z této strany je z integrovaných obvodů vidět mikrokontroler, který představuje největší součástku na desce, dále jedna z přídatných nonvolatilních pamětí a také oba lineární třísvorkové stabilizátory napájecí části. První stabilizátor v pouzdře TO220 udržuje napětí 5 V a druhý v pouzdře SOT223-3 má výstupní napětí 3,3 V. Takovéto postupné snižování napětí rozloží ztrátový výkon na více součástek a dovolí tím menší oteplení jejich okolí. Výhodou je i lepší vyhlazení výsledného napětí. Deska je napájena napětím 9 až 35 V a hned u konektoru chráněna proti přepólování diodou. Vedle diody je vidět jednoduchý EMI filtr, z výroby nastavený na zlomovou frekvenci přibližně 1 MHz. Těmito filtry je osazen i rozvod napájení na desce. Pro pokrytí proudových špiček je zde osazen kondenzátor 2,2 mF. Levý horní roh zaujímá 12 optočlenů osazených v patici pro snadnou výměnu a jejich 24pinový konektor. Na konektor je vyveden jak kolektor, tak i emitor a lze je tedy použít jako neuzemněné spínače. Mezi optočleny a napájením se nachází 3pinový konektor pro připojení jakéhokoli zařízení s rozhraním UART, jako je například řídicí obvod pro tlumení.



V horní části přibližně uprostřed, je umístěno tlačítko pro manuální reset mikrokontroleru. Vpravo nahoře je osazen 20pinový konektor v plastovém rámečku s klíčem, který slouží k připojení programátoru mikrokontroleru. Je kompatibilní jak s nejpoužívanějším zapojením rozhraní JTAG tak i SWD od společnosti ST. Pod ním zcela vpravo a na výšku je 14pinový konektor pro připojení AD převodníků. Obsahuje tři vodiče rozhraní SPI a zbylé linky jsou vyplněny univerzálními vstupy/výstupy mikrokontroleru. U konektoru AD převodníků je pět zdírek pro připojení převodníku UART na USB. Pod mikrokontrolerem se nachází 12pinový konektor pro připojení DA převodníku. Má podobné složení jako ten pro připojení AD převodníků – tři linky zabírají signály rozhraní SPI a zbylé jsou opět univerzální vstupy/výstupy. Vzhledem k nižší prioritě a určité spolupráci sdílí DA převodník signály SPI s přidavnými nonvolatilními paměťmi.

Na obrázku 5.2 je ukázána spodní strana desky digitální části analyzátoru. Zde je největším čipem externí operační paměť. Pod ním je druhá přidavná nonvolatilní paměť. Dále tu jsou již jen indikační LED, které informují o sepnutí příslušných optočlenů.

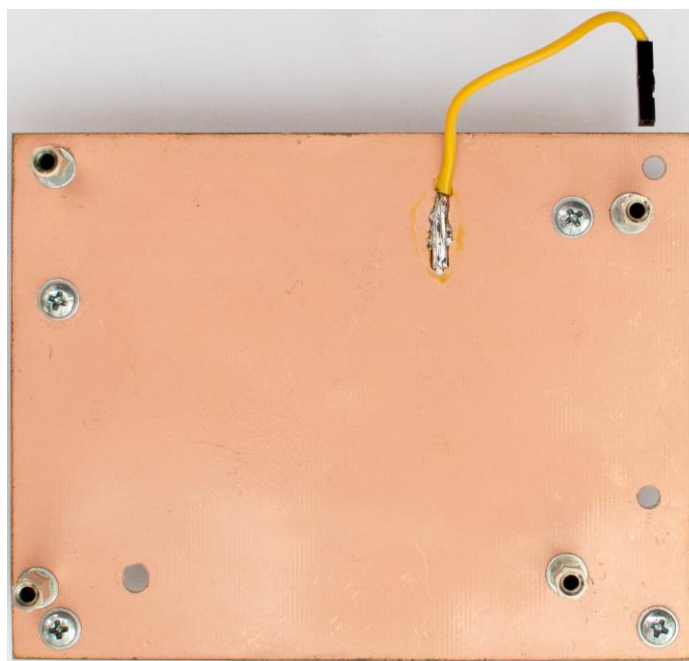


Obr. 5.2: Deska plošných spojů s mikrokontrolerem – spodní strana



Jedná se o první verzi desky, která trpí mnoha neduhy. Na první pohled je patrné, že indikační LED optočlenů jsou neprakticky zespodu. Jejich přesun na horní stranu si však vyžádal otočení pořadí části optočlenů, se kterým je nutné při psaní firmware počítat. Dále bylo nutné rozšířit počet zdírek pro připojení převodníku z UART na USB na šest, aby obsahoval mimo země i napájení. Změn doznal také programovací konektor, od kterého byly odebrány pomocné rezistory a již se nepočítá s připojením ladicího rozhraní JTAG, ale jen SWD. Důvodem je jeho vyšší rychlost a také menší obsazení vývodů mikrokontroleru. Díky tomuto bylo možné do konektoru pro AD převodníky zapojit místo univerzálního vstupu/výstupu (bez použitelné speciální funkce) vývod, který v alternativním nastavení umožňuje hardwarové řízení toku dat pro případ zapojení AD převodníků s rozhraním SPI Master. Poslední výraznější změnu tvoří přesunutí LED, indikující přítomnost napájecího napětí, vedle konektoru tak, aby bylo možné použití stejného typu plastového těla se zámkem jaké má připojení externích zařízení po UART. Další změny jsou jen drobné optimalizace cest a opravy popisů. Zatím poslední verze je V1.3.

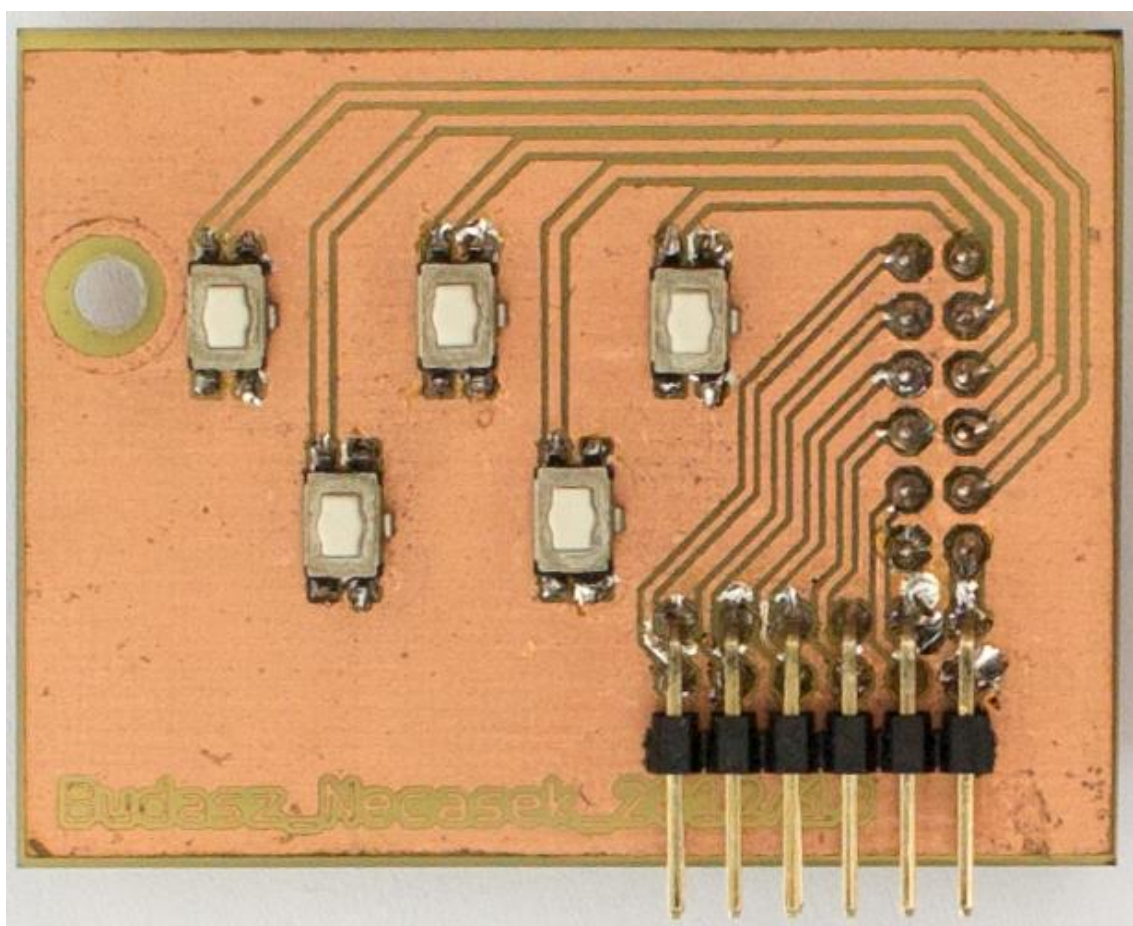
Stínění mezi digitální a analogovou částí analyzátoru tvoří jednostranně poměděná deska z materiálu FR4 bez fotocitlivé vrstvy. Byla opatřena ochranným nátěrem z pájivého laku a vývodem pro připojení k zemi přístroje. Tato část také tvoří mechanické spojení digitální a analogové části. Její fotografie je na obrázku 5.3.



Obr. 5.3: Deska stínění mezi digitální a analogovou částí



Hotový analyzátor má být ovládán pomocí připojených zařízení, ať už počítače či obvodu pro aktivní tlumení vibrací. Popřípadě je tu možnost pracovat autonomně a ukládat výsledky do paměti. Z důvodu ladění a usnadnění některých úkonů při realizaci analyzátoru, byl tento doplněn o pět uživatelsky přiřaditelných tlačítek. Zapojují se na pět volných linek v konektoru pro DA převodník a jedná se tedy o rozšiřující modul. Jejich zahrnutí do dalších verzí návrhu digitální desky by odporovalo snaze o částečnou univerzálnost. Fotografie přídatného modulu s tlačítky je na obrázku 5.4. Zdířky pro připojení modulu k desce mikrokontroleru jsou zespodu, konektor připojení DA převodníku je vidět v dolní části desky. Tlačítka stisknutím uzemňují pull-up rezistory integrované v mikrokontroleru.



Obr. 5.4: Přídavný modul s tlačítky

Tento modul nebyl vyroben firmou PragoBoard, ale v domácích podmínkách z jednostranně poměděné desky FR4 s fotocitlivou vrstvou. Pro vyvolání byl použit 2% hydroxid sodný (NaOH) a leptání probíhalo v lázni z chloridu železitého (FeCl_3).



5.2 Komunikační rozhraní

Pro potřeby komunikace s okolním světem je analyzátor vybaven dvěma komunikačními rozhraními. Prvním je připojení řídicího obvodu pro aktivní tlumení vibrací (nebo jiného kompatibilního zařízení) přes rozhraní UART a jeho konektor o třech pinech na desce s mikrokontrolerem. Zde je pravděpodobná komunikace prostřednictvím podobných nebo podobně zaměřených čipů přímo pomocí rozhraní UART a tím nelimitována případnými převodníky. Z tohoto důvodu byla zvolena maximální přenosová rychlost, která činí 5,25 Mb/s, což je výhodné vzhledem k velkému množství posílaných dat.

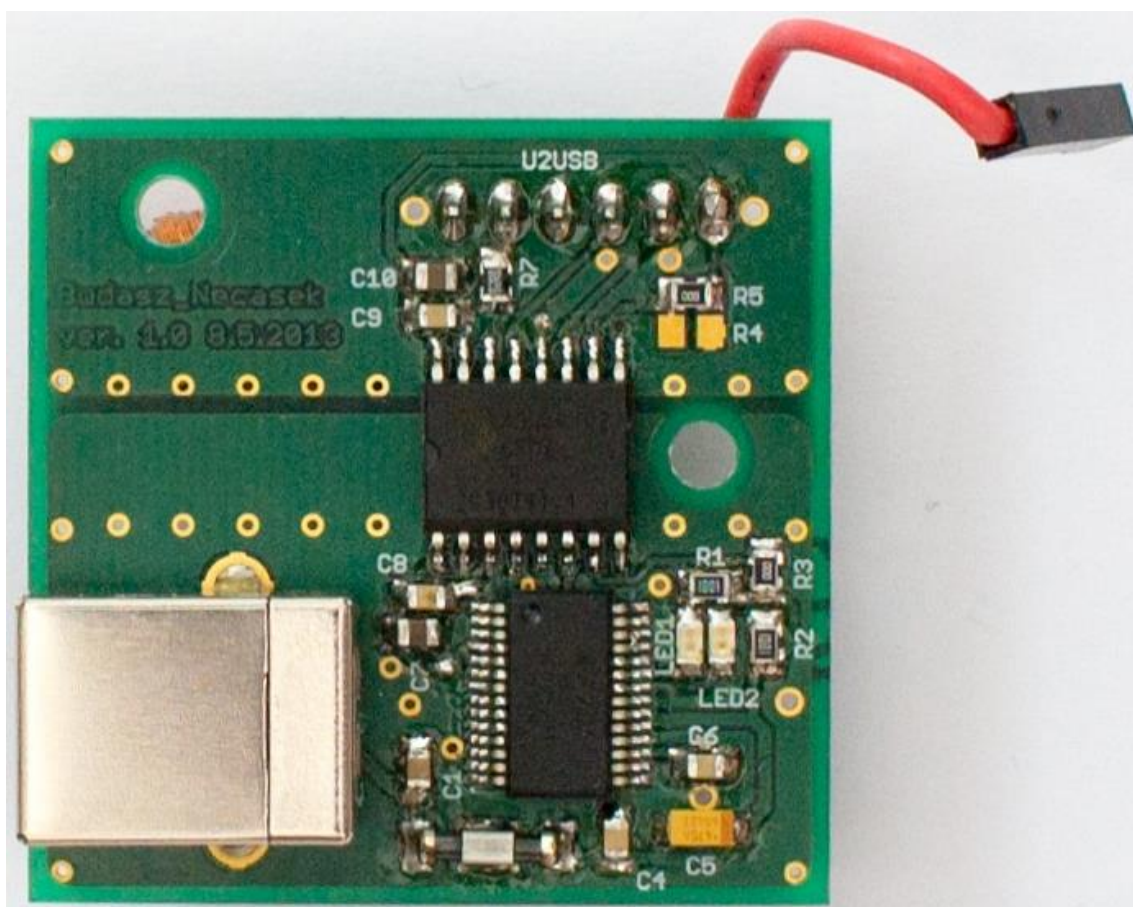
Druhým rozhraním je připojení počítače pomocí USB. Z pohledu mikrokontroleru se jedná opět o komunikaci protokolem UART, avšak zde již s plně hardwarovým řízením toku dat. Na něj je připojen převodník UART na USB, který vytváří virtuální sériový port. Bylo by možné využít v mikrokontroleru integrované periferie zajišťující komunikaci po USB, ale obsluha tohoto rozhraní ve firmware je zbytečně náročná a také značně zvětšuje velikost překompilovaného programu. Naráží tak na omezení u studentské verze programovacího prostředí. Také na straně počítače je obsluha USB rozhraní zbytečně složitá, z důvodu nutnosti vytvoření ovladačů. Kdežto komunikaci po sériovém portu mají téměř všechna vývojová prostředí a i další programy integrovány, jako jednoduché posílání balíčků dat.

Převodník je realizován za pomoci integrovaného převodníku UART na USB od společnosti FTDI a jedná se o typ FT232R v pouzdře SSOP-28. Jeho zapojení je z větší části katalogové. Napájen je přímo z USB portu přes EMI filtr a vyhlazovací kondenzátory. Pro indikaci aktivního přenosu dat a jejich směru jsou na plošném spoji osazeny dvě LED. Zelená pro přenos z analyzátoru do počítače a červená pro opačný směr. Převodník má maximální rychlost přenosu 3 Mb/s, ale nastavena byla rychlost jen 921,6 kb/s, z důvodu omezení počítačem. Aby mohl být počítač připojen k analyzátoru po celou dobu měření, je zapotřebí toto komunikační rozhraní galvanicky oddělit. Nedaly by se totiž měřit uzemněné impedance. Za tímto účelem je převodník doplněn o galvanické oddělení na elektromagnetickém principu od společnosti Analog Devices. Tento oddělovač má 4 linky rozdělené po dvou každým směrem, maximální přenosovou rychlost 90 Mb/s a dlouhodobé pracovní izolační napětí 600 V. Vyrábí se ve dvou variantách, jednou je obvod s potřebou externího napájení každé strany zvlášť

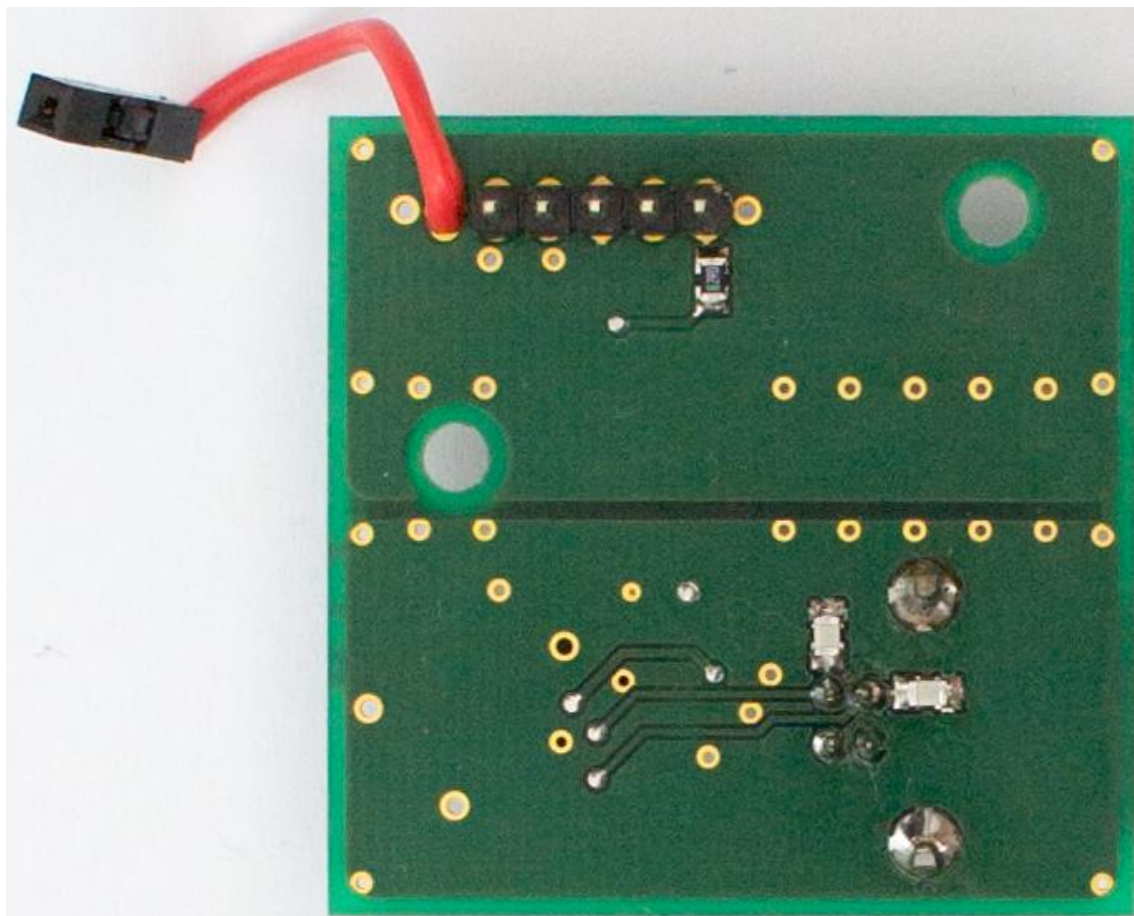


s typovým označením ADuM4402. Druhou variantou je oddělovač ADuM5402, který sekundární stranu napájí z primární pomocí integrovaného a galvanicky odděleného spínaného zdroje. Poskytuje také toto napájení do určité míry i ostatním obvodům sekundární strany. I když by se mohl zdát druhý typ jako výhodnější díky absenci externího napájení, není pro konstruovaný přístroj příliš vhodný. Důvodem je rušení způsobené integrovaným spínaným zdrojem, které nepůsobí jen po dobu přenosu dat, ale i během měření. Zvolen byl tedy první typ, jehož primární strana se napájí napětím 5 V z USB a akceptuje tak napěťové hladiny převodníku na primární straně. Sekundární strana je napájena z desky mikrokontroleru napětím 3,3 V.

Osazený převodník se nachází na obrázku 5.5 a 5.6, který je na druhé straně. Jak je po bližším zkoumání tohoto obrázku patrné, je deska plošných spojů připravena i na osazení druhého typu oddělovače, obsahujícího vlastní zdroj. Děje se tak přemístěním propojovacího rezistoru o nulovém odporu z R5 na neosazené místo R4 a odstraněním propojovacího rezistoru R3. Pro snížení rušení od elektromagnetického přenosu byl na desce vytvořen plošný kondenzátor z izolovaných zemí, vedoucí pod oddělovačem.



Obr. 5.5: Převodník UART na USB – vrchní strana



Obr. 5.6: Převodník UART na USB – spodní strana

5.3 Analogově-digitální převodníky

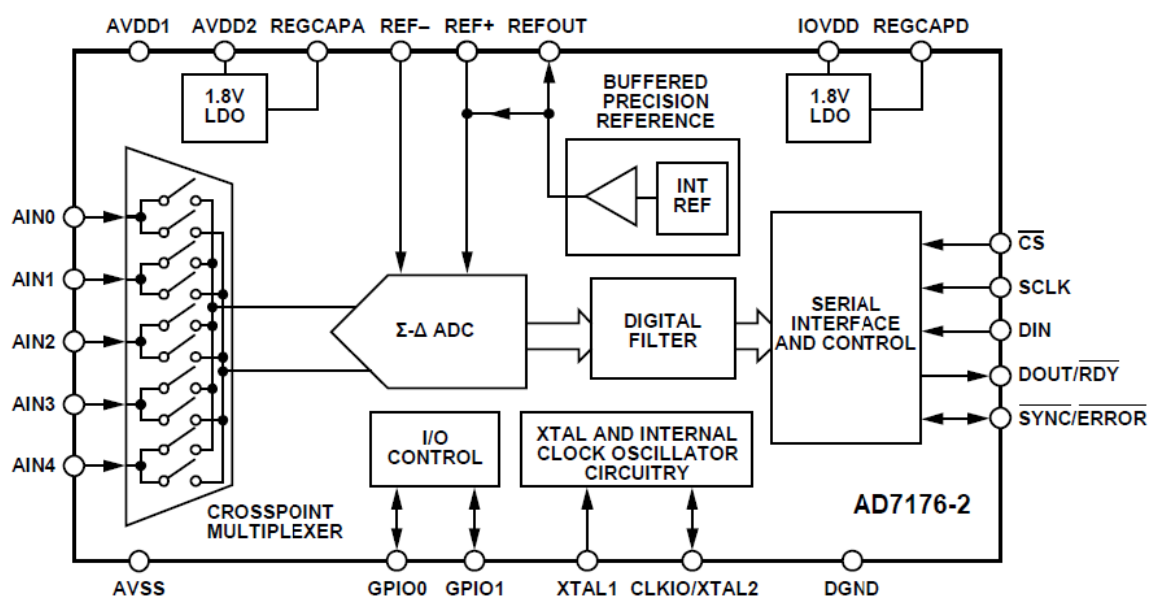
Nyní se dostáváme k volbě AD převodníků. Na počátku prací bylo stanoveno použití 24bitových převodníků $\Sigma\Delta$. Vzhledem k již uvedenému buzení šumem není vhodné jedním AD převodníkem, jen pomocí přepínání, snímat oba měřené kanály. Dále již z principu funkce převodníků, založené na digitálním filtrování (decimování) vstupní posloupnosti bitů a tím jejich poměrně dlouhému ustálení to ani není možné. Řešením je tak osazení dvou identických převodníků a jejich synchronizace pro vzorkování ve stejném okamžiku. Díky nárokům na výstupní datový tok (output data rate – ODR), tedy jakýsi ekvivalent vzorkovací frekvence u AD převodníků jiných typů, činící 65,536 kHz, je výběr vhodných převodníků značně omezen.

Zvoleny byly převodníky od společnosti Analog Devices, typového označení AD7176-2 a osazené v pouzdře TSSOP24. Jedná se o relativně nové výrobky – uvedeny koncem roku 2012. Z tohoto důvodu je na nich znát moderní návrh periférií, kdy se veškeré nastavení provádí prostřednictvím digitálního rozhraní v registrech převodníku.



Jejich maximální výstupní datový tok je 250 kS/s, avšak při této rychlosti mají efektivní rozlišení pouze 17 bitů – zbylé jsou jen šum. Skutečná vzorkovací frekvence (modulátoru) je 8 MHz. Dochází tak ke značnému převzorkování, což je hlavní výhodou těchto převodníků – výkon šumu se rozloží do mnohem většího frekvenčního pásma a tím se sníží šum ve výsledném využitelném pásmu od nuly do ODR/2.

Díky modernímu návrhu a použití vyspělých výrobních procesů dosahují také velice dobré přesnosti, což potvrzují parametry jako je například integrální nelinearita (integral nonlinearity – INL) $\pm 2,5$ ppm z plného rozsahu (full-scale range – FSR). K dispozici je celkem pět vstupů, které jsou připojeny na vstupní duální multiplexor (převodník samotný má diferenciální vstup) spolu s kladnou i zápornou referencí. Mohou tedy být použity v libovolné kombinaci – například jako dva páry diferenciálních vstupů plus jeden proti jedné z referencí, čtyři vstupy vůči jednomu společnému atd. Převodník je však jen jeden a takovéto přepínání kanálů se hodí jen u signálů, kde příliš nezávisí na čase jejich snímání vzhledem k ostatním. Na obrázku 5.7 je zjednodušené blokové schéma vybraného AD převodníku (AD7176-2, 2013).



Obr. 5.7: Blokové schéma vybraného AD převodníku, převzato z AD7176-2 (2013)

Vzhledem k možnosti přepínání více vstupních kanálů multiplexorem, jsou na výběr dva základní decimální filtry. Prvním je filtr optimalizovaný na snímání jen jednoho kanálu s lepším potlačením šumu, ale delším ustálením – Sinc3. Druhým je pak kombinace filtrů Sinc5 a Sinc1, které jsou zaměřeny na měření více kanálů a s tím



spojeného častějšího přepínání a tedy rychlejšího ustálení. Jako referenční napětí je možné použít napájecí napětí, integrovanou přesnou referenci 2,5 V nebo vstup externí reference. Napájeny jsou napětím 5 V pro analogovou a digitální část a volitelným napětím 2 V až 5,5 V pro digitální rozhraní. Takto oddělené napájení výstupních budičů je výhodné z důvodu jeho přizpůsobení nadřazenému mikrokontroleru bez nutnosti použití externích převodníků napěťových hladin. Z komunikačních rozhraní podporují jen SPI, což je však pro většinu aplikací zcela postačující. Možnosti nastavení pomocí registrů jsou na poměry přídavných AD převodníku nevídané. Jen množství registrů pro nastavení všech funkcí převodníku dosahuje počtu registrů u jednodušších mikrokontrolerů. Navíc dva univerzální vstupy/výstupy a možnost přímého připojení krystalového rezonátoru napovídají, že určitá forma integrovaného mikrokontroleru převodníky opravdu řídí.

Výsledné nastavení AD převodníku zahrnuje výstupní datový tok 62,5 kS/s, který je nejbližší požadovanému, frekvenční krok je tedy přibližně 0,95 Hz. Dále vzhledem k měření každého kanálu vlastním převodníkem, je zvolen filtr Sinc3. Pro vyšší přesnost byla nastavena externí napěťová reference.

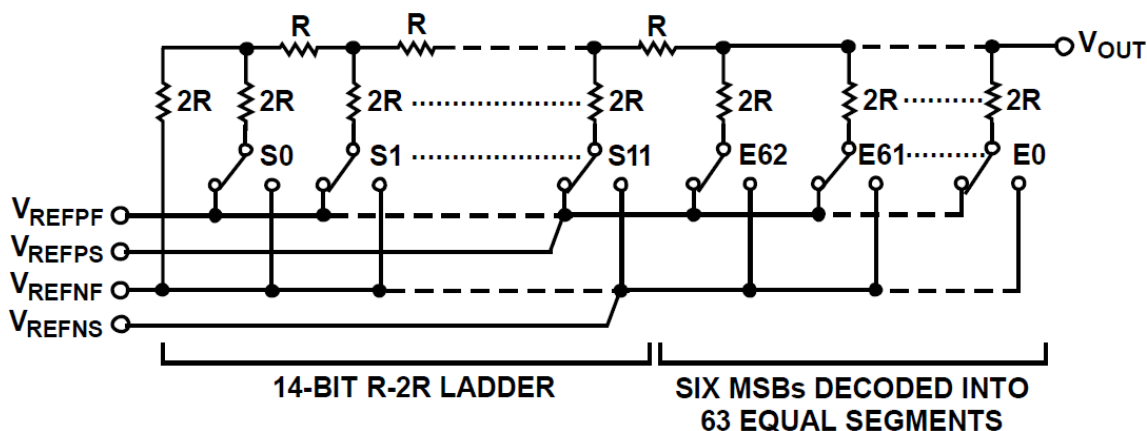
5.4 Digitálně-analogový převodník

Další důležitou součástí je DA převodník. Požadavky na jeho parametry jsou podobné jako u AD převodníků. Výstupní frekvence minimálně 65,536 kHz a vysoké rozlišení pro maximálně věrnou rekonstrukci budičeho signálu. Pro nejlepší využití vysokého rozlišení byl určen výstupní rozsah DA převodníku na ± 10 V, čímž se i zajistí dostatečné napětí pro buzení struktur s vysokou absolutní hodnotou impedance. Stejně jako u mikrokontroleru a AD převodníků bylo důležitým parametrem pouzdro z důvodu jednoduchého osazení a menších nároků na výrobu desky plošných spojů.

Vybrán byl DA převodník s napěťovým výstupem od společnosti Analog Devices. Má označení AD5791 a dodává se v pouzdře TSSOP20, tedy podobné jako mají i AD převodníky. Důvodem k výběru bylo hlavně jeho vysoké rozlišení o 20 bitech, výstupní rozsah až 33 V a velmi malá doba ustálení po přepnutí dosahující 1 us. Jak uvádí sám výrobce, jedná se o jeden z prvních skutečně 20bitových převodníků. Toho je dosaženo kombinací 63 segmentů přepínajících rezistory



o velikosti $2R$ mezi referencemi, spojených s 14bitovou strukturou R-2R (AD5791, 2013). Zjednodušené schéma celé přepínací struktury je na obrázku 5.8.



Obr. 5.8: Zjednodušené schéma principu funkce DA převodníku, převzato z AD5791 (2013)

Tento převodník nemá integrovány buffery na vstupech referenčního napětí a je tedy nutné připojit externí. Výstupy těchto přídavných operačních zesilovačů se připojují na vstupy v obrázku 5.8 označené jako V_{REFPF} a V_{REFNF} , kde „F“ na konci znamená „Force“ ve smyslu napájení. Zápornou zpětnou vazbu tvoří výstupy označené V_{REFPS} a V_{REFNS} – zde „Sense“ tedy snímání. Jako referenci je možné zvolit napětí až ± 14 V. Podobně jako AD převodníky má rozdělené napájení na digitální a analogovou část a výstupní budiče. Analogové napájení může dosahovat až $\pm 16,5$ V, digitální včetně výstupních budičů do 5,5 V.

Mimo již popsaných parametrů je dobré dále zmínit například integrální i diferenciální nelinearitu maximálně ± 1 nejnižší bit (least significant bit – LSB) pro výstupní rozsah ± 10 V a výslednou chybu při plném rozsahu ± 7 LSB. Podobně jako AD převodníky podporuje jen jediné komunikační rozhraní, kterým je SPI.

Výhodou tohoto převodníku je integrovaný rezistor, který je možné zapojit do zpětné vazby externího výstupního operačního zesilovače a tím odstranit offset mezi jeho vstupními proudy. Jedná se o rezistor s hodnotou $3,4 \text{ k}\Omega$, která je shodná s výstupním odporem DA převodníku. Vzhledem k jeho umístění na jednom čipu s přepínací strukturou převodníku, mají stejnou teplotu.



5.5 Měřicí část analyzátoru

I když mají převodníky signálu každý svou podkapitolu, tak jsou umístěny na desce plošných spojů měřicí části analyzátoru. Samotný DA převodník nemá sílu k buzení měřené součástky a nebylo by vhodné jím budit ani výkonový zesilovač. Na jeho výstup je osazen operační zesilovač ADA4898-1 od firmy Analog Devices. Tento obvod je přímo určený pro použití s DA převodníky. Má nízký šum a velkou rychlost přeběhu. Díky vyvedení základny čipu na spodní část součástky, je umožněno její efektivnější chlazení pomocí plochy z mědi na desce plošných spojů. Má tedy předpoklady pro mírné výkonové zatížení, čehož bylo využito pro napájení za ním zapojeného anti-aliasingového filtru. Napájen je symetrickým napětím ± 15 V.

Jak již bylo uvedeno v teoretickém rozboru, využívá konstruovaný přístroj topologii měření impedance založenou na auto-balančním můstku. Tím vyvstává potřeba výkonového zesilovače budícího šumu a také vhodného operačního zesilovače pro vytváření virtuální země. Oba tyto úkoly je možné splnit stejným typem operačního zesilovače. Tento by měl mít napěťové vstupy, aby příliš nezatěžoval výstupní zesilovač DA převodníku a zároveň aby nezanášel chybu měření způsobenou odvodem proudu před bočníkem. Proti volbě napěťových vstupů jde požadavek na rychlost přeběhu, která je důležitá pro věrné kopírování vstupního signálu, zvláště nespojitého šumového. Zároveň je vhodné, aby obsahoval proudové omezení z důvodu ochrany obvodů a měřené součástky.

Pro tyto dvě aplikace byl vybrán operační zesilovač společnosti Texas Instruments OPA547 ze série Burr-Brown. Pro konstruovaný impedanční analyzátor v pouzdře DDPAK7. Napájecí napětí může být v rozsahu od ± 4 V do ± 30 V a maximální stálý výstupní proud dosahuje 500 mA. Rychlost přeběhu je 6 V/ μ s. Oproti klasickým operačním zesilovačům obsahuje navíc vstup pro odpojení výkonového členu. Také má nastavitelné proudové omezení, avšak oproti podobným obvodům se obejde bez výkonového rezistoru v cestě signálu. Omezení je díky tomu možné nastavit, v rozmezí od 0 mA do 750 mA, napevno pomocí rezistoru nebo programovatelně s využitím DA převodníku. V analyzátoru je však omezení pevné a nastavené na 100 mA. Využívá se však vstup pro přepnutí do snížené spotřeby, který je pro obě osazené součástky společný a spínaný pomocí jednoho z optočlenů. Napájen je také ze stejného symetrického napětí ± 15 V.



Dalším důležitým prvkem měřicí části jsou operační zesilovače, zapojené jako napěťové sledovače, pro měření napětí na součástce a bočníku. Zde je kladen největší důraz na co nejnižší vstupní proudy. Dále také na nízký šum a malý vstupní napěťový offset. Vybrán byl duální operační zesilovač společnosti Analog Devices s označením AD8676 v pouzdru SOIC8. Vyznačuje se velmi nízkým vstupním proudem s hodnotou ± 2 nA a napěťovým offsetem typicky $12 \mu\text{V}$. tento integrovaný obvod je osazen nejen pro měření napětí a proudu součástky, ale i jako buffer vstupů napěťové reference u DA převodníku. I tyto tři duální operační zesilovače jsou napájeny napětím ± 15 V.

Další cestou signálu jak z kanálu měření napětí na součástce, tak z měření napětí na bočníku, je diferenciální zesilovač. Vzhledem k pouhé virtualitě země, na kterou je připojena součástka, není možné osazení klasického přístrojového zesilovače se vstupem proti zemi a volitelným zesílením. Použití diferenciálního zesilovače má také zásadní výhodu v dvojnásobném efektivním rozsahu hodnot oproti přenosu signálu proti zemi. Například při rozsahu napětí 0 až 5 V je v zapojení proti zemi možné s pomocí offsetu přenést bipolární signál jen $\pm 2,5$ V. Při použití diferenciálního přenosu je to však ± 5 V díky vzájemnému pohybu napětí obou vodičů. Tímto je i odolnější proti souhlasnému napětí – případnému rušení. Nevýhodou diferenciálního zesilovače je poměrně nízká vstupní impedance a s tím spojená nutnost již zmíněných napěťových sledovačů.

Pro analyzátor byl vybrán diferenciální zesilovač, i s integrovanými rezistory zpětných vazeb, AD8475 také od společnosti Analog Devices. Vybráno bylo pouzdro MSOP10 pro snadnější osazení na desku plošných spojů. Díky integraci zpětnovazebních rezistorů přímo na čip, jsou navzájem teplotně svázány a obvod tak vykazuje nižší nesymetrii v zesílení jednotlivých vstupů. Zesílení je možné přepnutím vývodů integrovaného obvodu měnit mezi $0,4\times$ a $0,8\times$. Tyto hodnoty jsou, v kooperaci s napájecím napětím 5 V, použity pro upravení velkých vstupních signálů na rozsah vhodný pro přímý výstup do vstupů AD převodníků. I přes uvedené napájecí napětí je možné, díky integrovaným ochranným diodám, na vstup diferenciálního zesilovače (bez ohledu na nastavené zesílení) připojit napětí až ± 15 V. Což činí další z nesporných výhod tohoto integrovaného obvodu. Kromě páru vstupů signálu, je zde ještě vstup referenčního napětí pro nastavení výstupního napěťového offsetu, potřebného k připojení na vstupy AD převodníku. Tohoto nemusí být využito a poté je offset



nastaven na polovinu napájecího napětí. V zájmu zachování přesnosti, bylo na tento vstup přivedeno napětí 2,5 V z přesné externí reference.

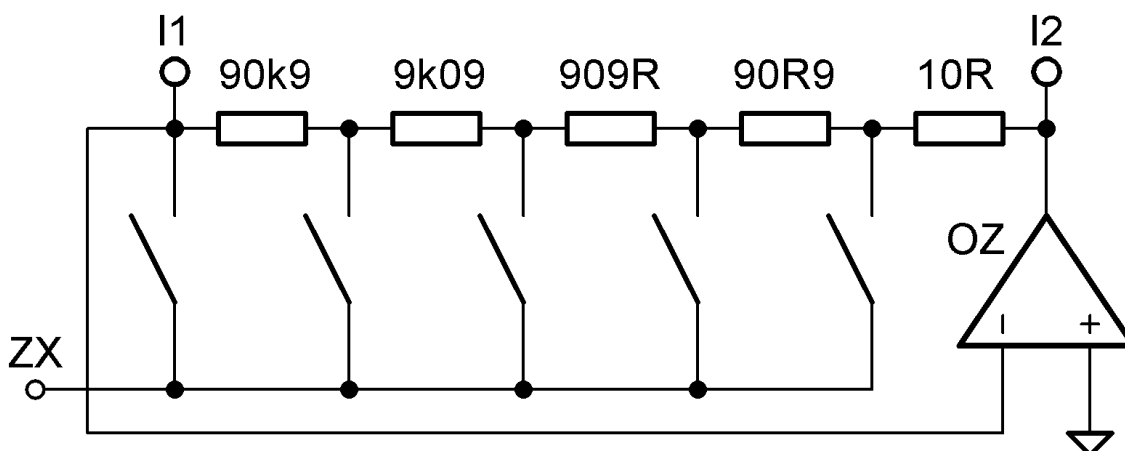
Změna zesílení se provádí sériovým připojením dalšího integrovaného rezistoru ke vstupnímu. Lze ho tak přepínat například i zkratováním příslušných dvou vstupů. Před diferenciální zesilovač bylo tedy osazeno relé, které v případě potřeby tento rezistor zkratuje a nastaví tak nižší zeslabení $0,8\times$. Jazyčkové duální relé pro tento účel bylo zvoleno od společnosti Meder s označením DIP12-2A72-21D. Jak už název napovídá je v pouzdře kompatibilním s integrovanými obvody v dual in-line package. Napájení je 12V a cívka má odpor $500\ \Omega$. Tento konkrétní typ má ještě navíc integrovanu diodu antiparalelně s napájecími vývody pro ochranu připojených obvodů před přepětím při vypnutí cívky. Vzhledem k nižšímu odporu cívky a s tím spojeného napájecího proudu bylo zvoleno spínání pomocí tranzistoru. Osazen byl unipolární tranzistor jako dolní spínač. Ovládaný je z univerzálního výstupu příslušného AD převodníku. Napájeny jsou napětím 15 V, pro omezení na potřebných 12 V a i za účelem indikace, jsou před relátkou předřazeny rezistory a LED. Kromě přepínání zesílení diferenciálních zesilovačů, jsou tato relátka osazena také jako odpojovače výstupních svorek a ovládána společně druhým univerzálním výstupem AD převodníku, snímajícího napětí na součástce.

Přepínání zesílení jednotlivých diferenciálních zesilovačů je jednou z možností změny parametrů měření. Primárně se však rozsahy přepínají pomocí změny odporu bočnicku. Pro tento účel je na desce plošných spojů měřicí části, osazeno pět přesných rezistorů. Přepínají se pomocí pěti jazyčkových relé typu 9091-12-01 od firmy COTO Technology. Jejich pracovní napětí je 12 V, odpor cívky $1\ \text{k}\Omega$ a také mají integrovanou ochranu diodu. Výhodou je pouzdro single in-line package – SIP, čímž zabírají jen malou plochu na desce plošných spojů. Napájeny jsou také z napětí 15 V, ale zde se pro omezení napětí používá jen LED, která zároveň indikuje jejich sepnutí. Důvodem je přímé spínání relé, pomocí výstupů optočlenů a tím vloženému úbytku na bipolárním tranzistoru v optočlenu. Což je možné díky vysokému odporu cívky.

Bočník tak lze přepínat v hodnotách přibližně $10\ \Omega$, $100\ \Omega$, $1\ \text{k}\Omega$, $10\ \text{k}\Omega$ a $100\ \text{k}\Omega$. Přibližné je to z důvodu speciální struktury přepínání rozsahů, která využívá sériové kombinace rezistorů, za účelem vyřazení proměnného odporu kontaktů



přepínacích relé. Zjednodušené schéma zapojení přepínání bočníků, včetně konkrétních hodnot osazených rezistorů, je na obrázku 5.9 (viz též obr. 2.2).



Obr. 5.9: Zjednodušené schéma přepínání rozsahů pomocí bočníků

Jak je patrné, napětí se měří na aktuálně připnutém bočníku buď přímo, nebo přes nezapojené bočníky. Vzhledem ke vstupnímu proudu napěťových sledovačů maximálně 2 nA, je úbytek napětí na těchto rezistorech zanedbatelný. Navíc se počítá s kalibrací přístroje před měřením.

Bočníky jsou tvořeny přesnými 0,1% rezistory, s teplotní změnou odporu jen 15 ppm/K a pouzdrem 1206 (3216 v metrickém systému). Dovolенý ztrátový výkon jednoho rezistoru činí 0,25 W. Tato hodnota by nemusela v některých případech dostačovat a výraznější oteplení rezistorů procházejícím proudem také není vzhledem k požadované přesnosti příliš vhodné. Proto je každý z bočníků tvořen čtyřmi rezistory zapojenými po dvou sériově a tyto dvojice paralelně. Výsledná hodnota odporu zůstává, ale výkon se dělí čtyřmi. Dva bočníky s nejvyššími hodnotami však byly osazeny jen jedním rezistorem a propojkou z důvodu zmenšení parazitních vlastností rezistorů projevujících se při vyšších hodnotách odporu. Bylo to možné díky nízkým ztrátovým výkonům při zařazení těchto bočníků.

Třetí možností změny parametrů měření je napěťový dělič mezi výstupním zesilovačem DA převodníku a výkonovým zesilovačem. I zde je použito jazýčkových relé v pouzdře SIP, ale jen v počtu tří kusů. Je tak možné výstupní rozsah DA převodníku přivést na vstup výkonového zesilovače se třemi dělicími poměry.



Buď beze změny – dělení jedničkou, nebo dělení deseti popřípadě stem. Výstupní rozsahy budičeho signálu jsou tedy $\pm 10\text{ V}$, $\pm 1\text{ V}$ a $\pm 0,1\text{ V}$. Je tak možné měřit i nízké impedance bez nebezpečí jejich přebuzení. Dělič samotný je řešen podobně jako přepínání bočníků, pomocí sériové kombinace tří rezistorů. Konkrétní hodnoty rezistorů jsou $1\text{ k}\Omega$, $9,09\text{ k}\Omega$ a $90,9\text{ k}\Omega$. Také se jedná o přesné a teplotně stálé rezistory, zde však vzhledem k hodnotám a tím téměř nulovým nárokům na výkon, již v menším pouzdře a po jednom kusu.

Jak již bylo naznačeno, DA převodník vyžaduje externí referenční signál. Výstupním rozsahem je dána hodnota kladné ($+10\text{ V}$) i záporné (-10 V) reference. Osazeny jsou dva obvody společnosti LINEAR Technology LT1236ACS8-10. Jedná se o 10 V přesnou referenci s přesností $0,05\%$, teplotní stálostí 5 ppm/K a pouzdem SOIC8. Velkou výhodou tohoto typu přesné reference je její možné zapojení jak pro kladnou tak i zápornou referenci. V případě kladné reference se zapojuje jako klasický lineární třisvorkový stabilizátor, ale pro zápornou podobně jako zenerova dioda včetně předřadného rezistoru. Napájeny jsou stejně jako ostatní analogové součástky ze symetrického napájení $\pm 15\text{ V}$.

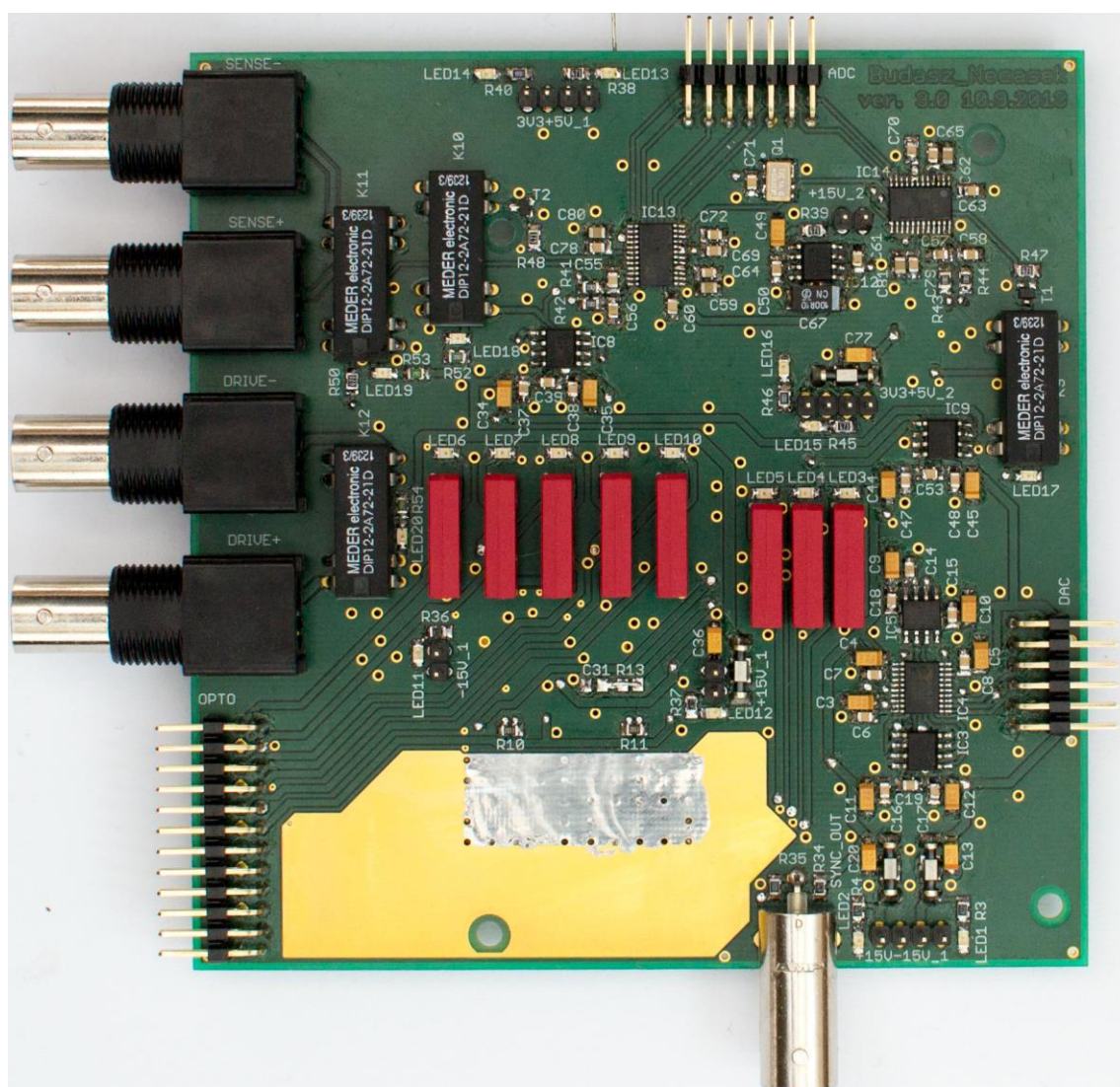
Přesné referenční napětí vyžadují i AD převodníky a diferenciální zesilovač. Vzhledem k jejich úzké spolupráci a tím nutné synchronizaci, byla osazena jedna společná napěťová reference. Vybrán byl integrovaný obvod firmy Analog Devices ADR445 v pouzdře SOIC8. Výstupní napětí je 5 V , přesnost $\pm 2\text{ mV}$ a teplotní stálost 3 ppm/K . Sdílení jedné reference dvěma AD převodníky, je možné díky výstupnímu proudu dosahujícímu -5 mA až $+10\text{ mA}$. Diferenciální zesilovače referenci nezatěžují z důvodu přesného děliče napětí pro dosažení $2,5\text{ V}$ a jejich vysoké impedanci na vstupu referenčního napětí. AD převodníky jsou připojeny přímo. Napájení je zajištěno z $+15\text{ V}$ napájecí větve, avšak přes filtr typu dolní propust s velmi nízkou položenou zlomovou frekvencí, pro zajištění co nejstabilnějšího napětí. Toho mohlo být dosaženo díky značné rezervě v odstupe napájecího napětí od referenčního.

Druhým obvodem společným pro oba AD převodníky je krystalový oscilátor. Jak již bylo uvedeno, je nutné oba převodníky synchronizovat a není tak vhodné používat integrované zdroje hodinového taktu. Oscilátor má vestavěný krystalový rezonátor a tvarovací obvody, tedy jeho výstupem je již obdélníkový signál o dané frekvenci. Použit byl výrobek společnosti TXC z řady 7C. Výstupní frekvence je



16 MHz, napájecí napětí 3,3 V a teplotní stabilita 50 ppm/K. Použitý typ má dvojnásobné možné výstupní zatížení (oproti standardní řadě) stanovené na 30 pF. Důvodem je dostatečné dimenzování pro připojení obou převodníků.

Tímto byly vyčerpány všechny důležité obvody měřicí desky plošných spojů impedančního analyzátoru. Oproti desce digitální části se liší povrchovou úpravou odhalených ploch mědi. Zde je použito chemické zlato díky jeho nižší oxidaci, což je výhodné pro odhalenou plochu mědi tvořící chladič výkonových zesilovačů, jak je patrné z fotografie hotové desky při pohledu shora na obrázku 5.10.



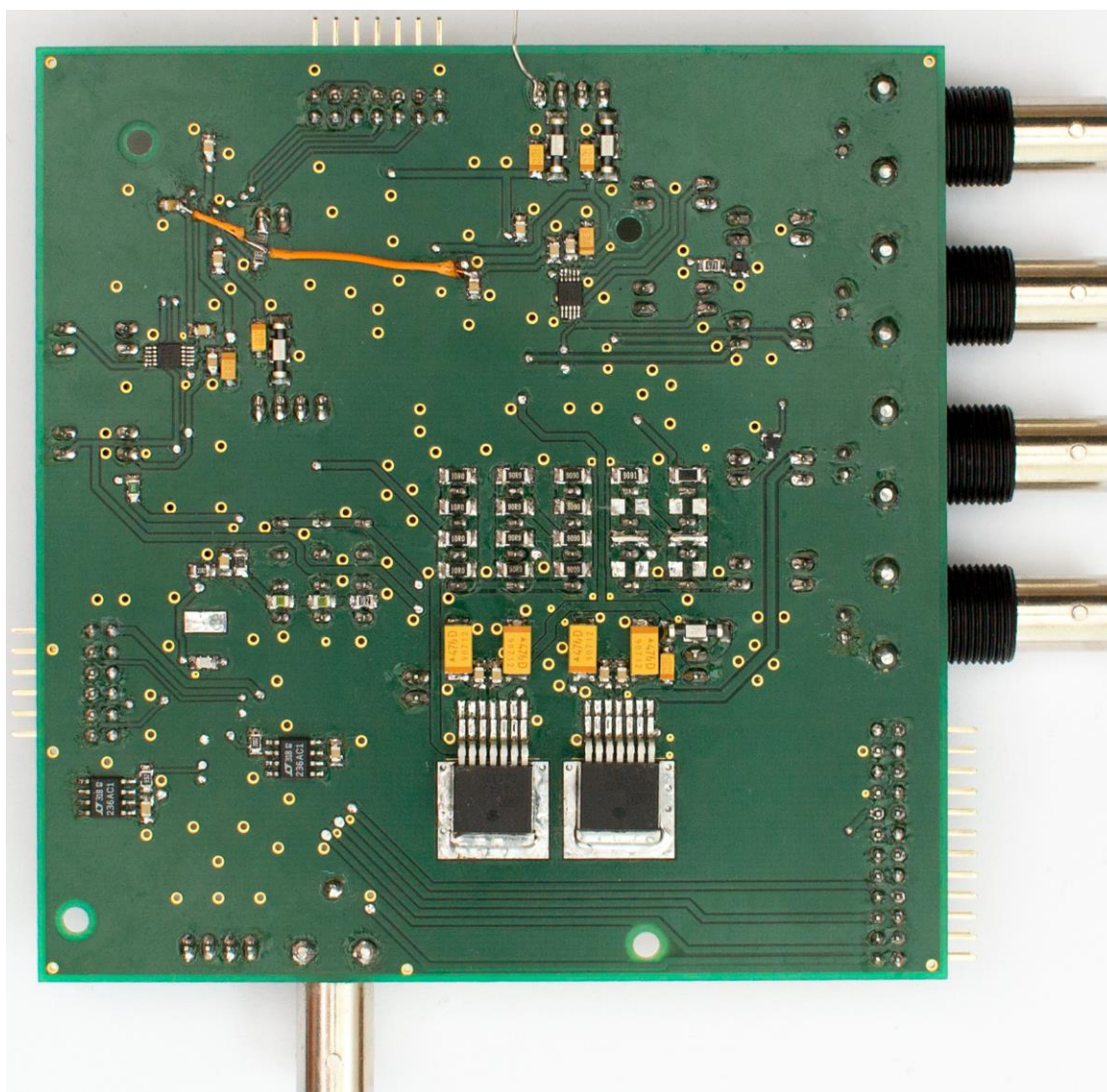
Obr. 5.10: Měřicí deska plošných spojů analogové části – vrchní strana

Podrobný popis vrchní strany desky je vzhledem ke značnému množství součástek hůře proveditelný a je tedy vynechán. Avšak díky popiskám jednotlivých



součástek (hlavně konektorů), je velice dobře patrné umístění základních bloků, jako jsou například AD a DA převodníky. Za zmínku stojí koaxiální konektory připojení měřicích kabelů vlevo a synchronizační výstup dole. Tento je ovládán z mikrokontroleru pomocí optočlenů. Jako budič je použit otevřený kolektor tranzistoru v optočlenu s připojeným pull-up rezistorem na +15 V. Schémata a desky plošných spojů jsou v příloze na CD.

Fotografie spodní části desky je na obrázku 5.11. Jsou zde nepřehlédnutelné oba výkonové zesilovače. Nad nimi ve skupinkách po čtyřech se nacházejí bočníky pro měření proudu. Vlevo od výkonových zesilovačů, jsou umístěny přesné napěťové reference ± 10 V pro DA převodník. Malé integrované obvody v horní části desky, jsou diferenciální zesilovače obou měřených kanálů.



Obr. 5.11: Měřicí deska plošných spojů analogové části – spodní strana



Fotografie na obrázcích 5.10 a 5.11, ukazují předposlední verzi měřicí desky s označením V3.0. První verze (V1.0) této desky byla vyvíjena s ohledem na souběžnou práci zabývající se syntetickou impedancí (Budasz, 2014). Jednalo se jen o spojení AD převodníků impedančního analyzátoru a syntetické impedance a společného DA převodníku, bez jakékoli analogové části úpravy signálu. Avšak použité převodníky pro analyzátor se projevily jako zcela nevhodné a bylo nutné je vyměnit. Vznikla tak druhá verze (V2.0), která již obsahovala jen součástky pro impedanční analyzátor, včetně kompletních obvodů pro měření. Zde však byla nalezena závažná chyba v návrhu výkonového buzení, sestávajícího z proudového zdroje. Výsledkem značného zásahu do systému buzení je vyfotografovaná verze (V3.0). Aktuálně poslední verze má označení V3.1 a oproti jí předešlé obsahuje hlavně změnu v systému referencí diferenciálních zesilovačů a DA převodníků. Tato úprava je vidět i na obrázku 5.11, ve formě oranžového propojovacího drátu. Další úpravy jsou již jen drobné úpravy cest. Všechny zmíněné verze si zachovávají kompatibilitu s napájecí deskou, čímž byl návrh mírně ztížen. Seznam všech verzí, včetně všech obsažených úprav, je přiložen u schémat a desek plošných spojů na CD.

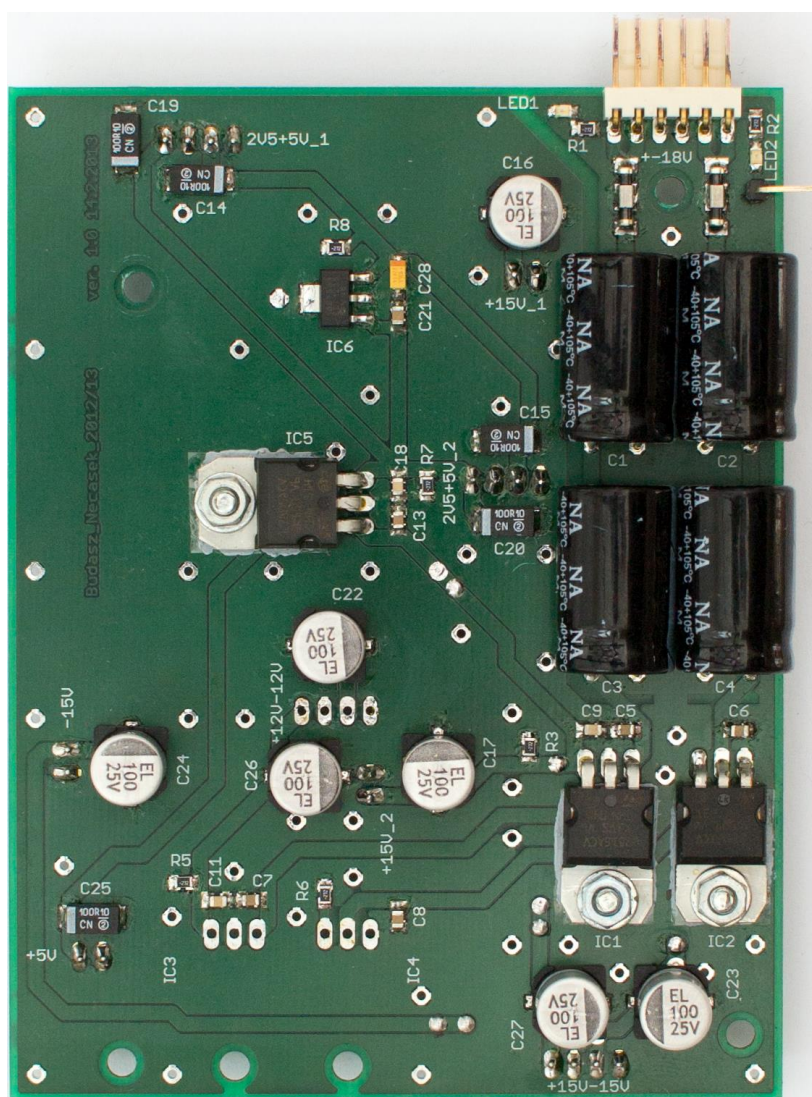
5.6 Napájecí zdroje

Z textu předchozí podkapitoly a po delším pohledu na desku plošných spojů měřicí části je zřejmé, že zapojení neobsahuje napájecí zdroj a ani jiné podobné stabilizační obvody. Všechny tyto součástky jsou na samostatné napájecí desce. Je to z důvodu jednoduššího návrhu a hlavně lepší optimalizace cest analogových a digitálních signálů na měřicí desce. Dále také kratších a lépe dimenzovaných cest napájení na napájecí desce. Protože napájecí napětí, se na měřicí desku připojuje jen v místech, kde je ho zapotřebí.

Napájecí deska sestává z jednoduchého zapojení několika přesných napěťových stabilizátorů (řada ACV), doplněných o dostatečně dimenzované vyrovnávací a filtrační kondenzátory. Vstupní stejnosměrné symetrické napětí ± 18 až ± 35 V prochází EMI filtrem a následně je vyrovnáváno pomocí dvojic kondenzátorů o kapacitě 2,2 mF mezi kladným i záporným napětím proti zemi. Poté dochází ke stabilizaci na symetrické napětí ± 15 V, ze kterého se napájí značná část analogových obvodů měřicí desky.



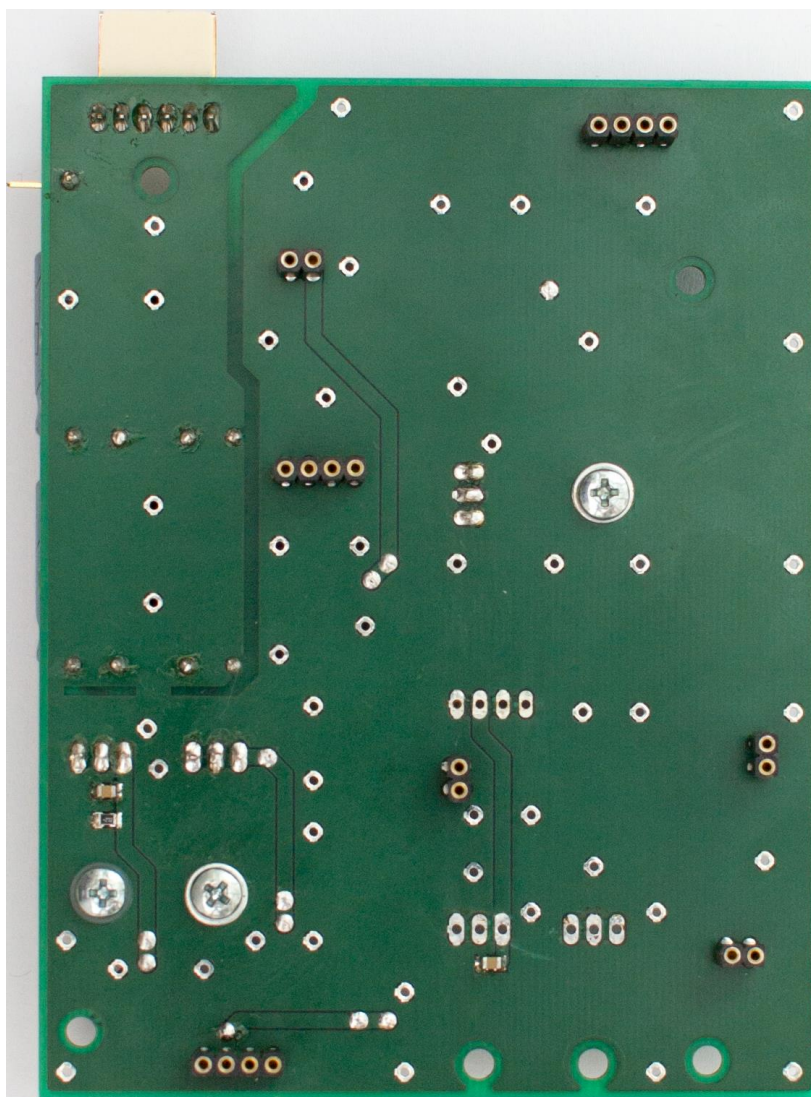
Z tohoto napětí jsou také napájeny i další stabilizátory. V první řadě to je stabilizace napájecího napětí ± 12 V, kterého využívala již zmíněná první verze měřicí desky. Napětí $+15$ V se také používá pro napájení 5V stabilizátoru, tento nakonec poskytuje napětí i 3,3V stabilizátoru. Jak již bylo uvedeno u napájecí kaskády mikrokontroleru, postupné snižování napětí rozděluje ztrátový výkon a také dovoluje osazení stabilizátorů s nižším maximálním vstupním napětím. Těsně před výstupem napájení z desky jsou umístěny vyrovnávací kondenzátory s hodnotou $100\ \mu\text{F}$ pro každý konektor zvlášť. Spojení všech zemí je provedeno pomocí metody rozlité mědi, která je připojena až za vstupní vyrovnávací baterii kondenzátorů, jak je patrné z fotografie vrchní strany napájecí desky na obrázku 5.12. Prázdná místa v dolní části desky obsahovala stabilizátory pro zmíněných ± 12 V, které byly po ověření funkčnosti z desky odpájeny, z důvodu jejího zbytečného zahřívání.



Obr. 5.12: Deska plošných spojů napájecí části pro měřicí desku – vrchní strana



Konektory pro připojení měřicí desky, jsou na spodní straně desky, jak je vidět na obrázku 5.13. Vybrány byly precizní zdířky s malým přechodovým odporem. Vzhledem k pozici této desky těsně na měřicí a tím spojenému nedostatku místa, byla většina součástek osazena z vrchní strany. Dále za účelem snížení rušení je na spodní straně minimum cest a je tak vyplněna jen rozlitou zemí, sloužící také jako stínění.



Obr. 5.13: Deska plošných spojů napájecí části pro měřicí desku – spodní strana

Na obrázcích 5.12 a 5.13 je první verze napájecí desky. Od aktuálně poslední verze s označením V1.1 se liší jen v několika detailech. Vyměněn byl 2,5V stabilizátor pro napájení původních AD převodníků za 3,3V, což však není na obrázcích patrné vzhledem k jejich shodnému pouzdru. Dalšími změnami jsou jen drobné opravy cest.



Pro napájení celého impedančního analyzátoru byl vytvořen síťový zdroj. Za účelem snížení rušení byl zkonstruován jako lineární s použitím transformátorů. Analyzátořem je požadováno napájecí napětí ± 18 až ± 35 V pro napájecí desku analogové části a napětí 9 až 35 V pro digitální desku s mikrokontrolerem. Byly tedy zvoleny dva transformátory. První je toroidního typu s dvěma výstupy 17 V a proudem 1 A. Druhý je klasické E-I konstrukce s jedním výstupem 7,5 V a proudem 0,8 A.

Síťové napětí prochází přes společnou pojistku v síťovém konektoru a síťový vypínač s doutnavkou na desku plošných spojů. Zde se rozděljuje do jednotlivých transformátorů přes samostatné pojistky. Výstup je usměrněn můstkovým zapojením z rychlých křemíkových diod BY500, čímž se zmenšuje rušení způsobené jejich přepínáním. Pro ještě lepší potlačení rušení od spínání diod je paralelně s každou umístěn keramický kondenzátor. Z těchto důvodů nebylo možné osadit integrované můstkové usměrňovače. Vyhlazení dvoucestně usměrněného napětí probíhá za pomoci LC filtru, sestávajícího z toroidní cívky s feritovým jádrem před baterií kondenzátorů. Ta se skládá z elektrolytických a tantalového kondenzátoru s nízkým ekvivalentním sériovým odporem (equivalent series resistance – ESR). Dále následují již jen lineární stabilizátory s ochranou diodou proti přepětí na výstupu, které by mohlo nastat zkratem vstupu stabilizátoru s pomocí značné kapacity na zdroj připojené. Výstupy jsou pro lepší kvalitu stabilizace předzatížené rezistory. Vnitřek napájecího zdroje je na obrázku 5.14. Deska plošných spojů zdroje byla vyrobena v domácích podmínkách stejnou metodou, jako modul s tlačítky u mikrokontroleru.

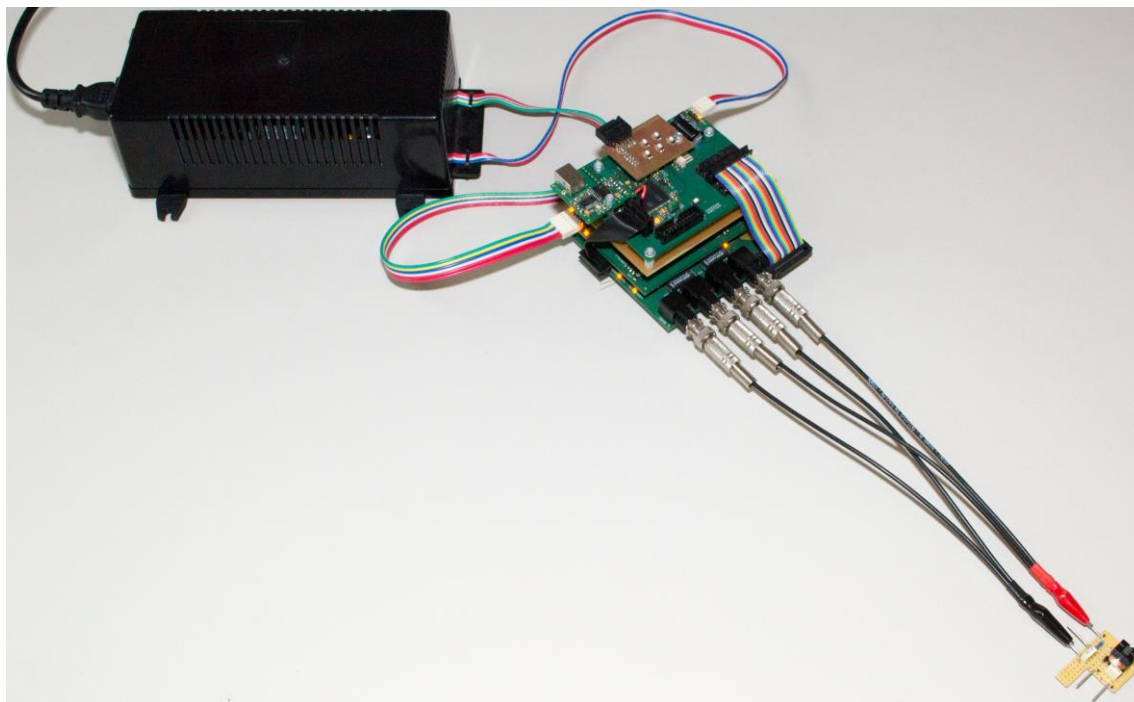


Obr. 5.14: Pohled do nitra napájecího zdroje



5.7 Spojení prvků

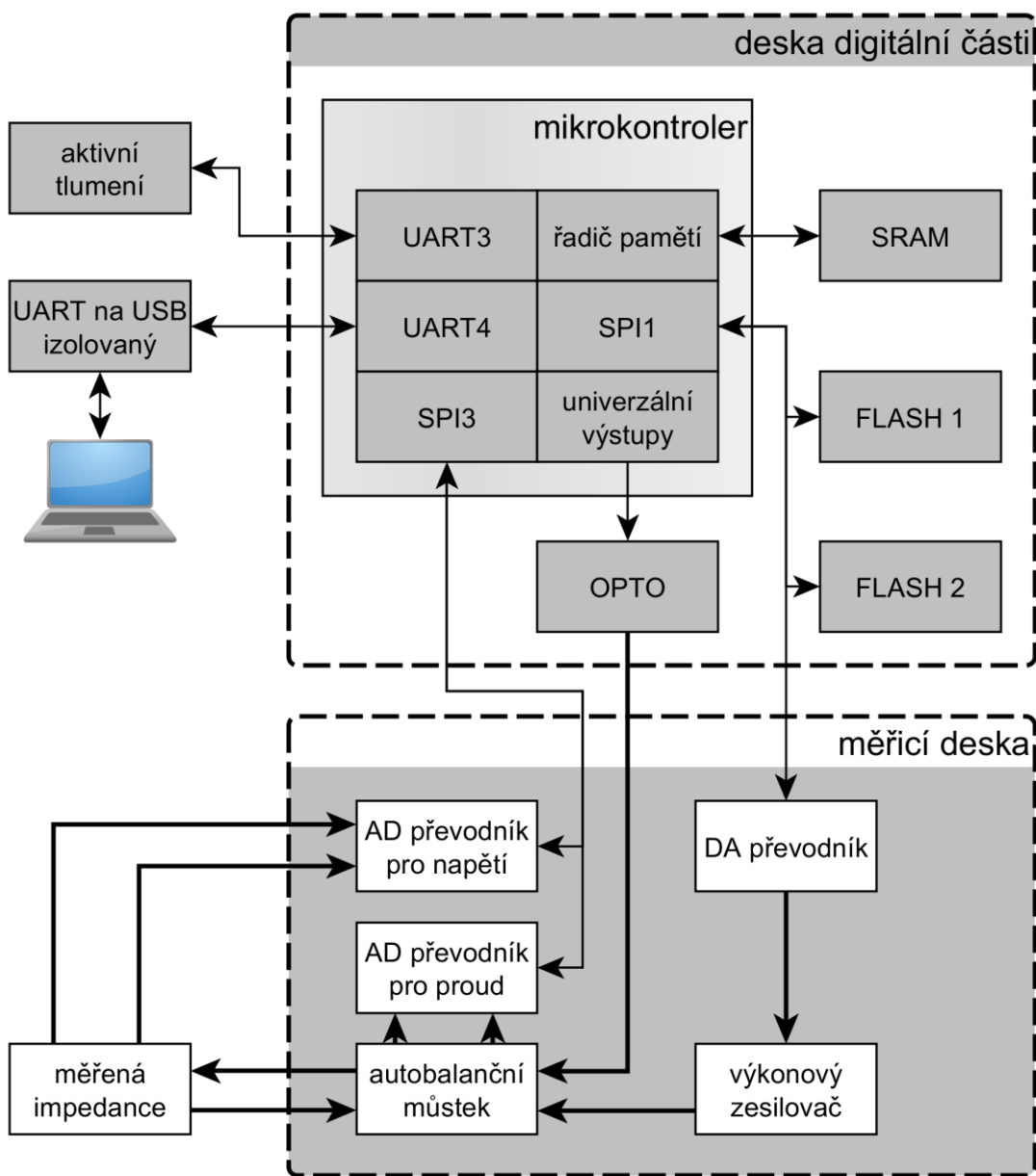
V předchozích podkapitolách byly podrobně popsány všechny prvky konstruovaného impedančního analyzátoru. Jejich spojení probíhalo, v případě měřicí a napájecí desky analogové části, pomocí konektorů přímo osazených na desce. Pro spojení tohoto celku s digitální deskou byly použity ploché vícežilové kabely (tzv. „kšandy“) se samořeznými konektory (insulation displacement connector – IDC). Přenos digitálních signálů probíhá pomocí černého kabelu s železným jednožilovým jádrem. Připojení optočlenů, které přenáší spínací proudy relátek, je tvořeno barevným kabelem s vícežilovým měděným jádrem. První sada měřicích vodičů je vyrobena z koaxiálního kabelu s impedancí $50\ \Omega$ a průměrem 5 mm. Každý z vodičů má na jednom konci BNC (Bayonet Neill-Concelman) konektor a na druhém neizolovanou krokosvorku. Vzhledem k neohebnosti a za účelem většího komfortu při připojování měřicích vodičů byla vytvořena druhá sada, u které byl použit koaxiální kabel shodné impedance, ale s průměrem 2,8 mm. Budicí a měřicí vodiče jsou spojeny v izolovaných krokosvorkách, stínění u krokosvorek spojeno není. U obou sad měřicích vodičů jsou použity univerzální rozebíratelné BNC konektory a koaxiální kabel je uvnitř důkladně připájen. Kompletní přístroj včetně síťového napájecího zdroje, měřicích vodičů a měřené impedance, je na obrázku 5.15.



Obr. 5.15: Kompletní impedanční analyzátor



Zjednodušené blokové schéma spojení základních stavebních prvků impedančního analyzátoru je obrázku 5.16. Tenkou čarou jsou nakresleny digitální spoje, tlustou poté cesty analogového signálu. Pro přehlednost zde není zobrazeno napájení jednotlivých desek ani napájecí zdroj.

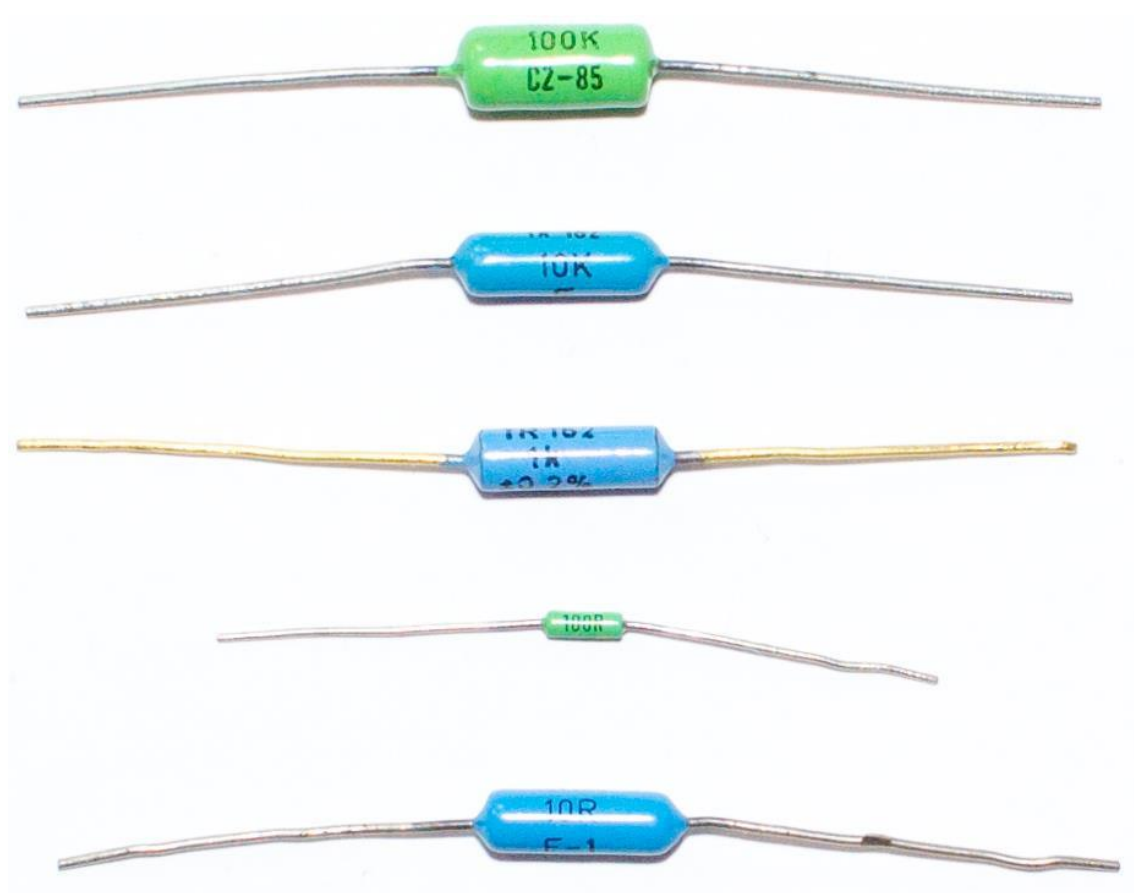


Obr. 5.16: Blokové schéma analyzátoru

Před každým měřením je nutné analyzátor kalibrovat. Pro tento účel byly vybrány přesné a teplotně stálé rezistory řady TR16x, vyrobené v podniku TESLA Jablonné nad Orlicí. Do impedančního analyzátoru jsou zapsány jejich hodnoty,



změřené na digitálním multimetru HP/Agilent 34401A čtyřvodičovou metodou. Fotografie kalibračních rezistorů je na obrázku 5.17.



Obr. 5.17: Kalibrační rezistory



6 Vývoj a popis programů

6.1 Firmware mikrokontroleru

Pro tvorbu a následné ladění firmware, byl použit program Atollic TrueSTUDIO ve verzi Lite a sestaveních postupně 3.2, 3.3 a 4.2. Verze Lite je volně stažitelná po bezplatné registraci na stránkách výrobce. Omezena je velikostí překompilovaného programu na 32 kB a možností programovat jen v jazyce C nikoli C++. Pro připojení k mikrokontroleru byl použit programátor od společnosti STMicroelectronics s označením ST-LINK/V2. K počítači se připojuje pomocí USB a s mikrokontrolerem komunikuje již zmíněným SWD.

Firmware byl tvořen s ohledem na co nejvyšší rychlost zpracování dat. Bylo tedy použito minimum vnořování z jedné funkce do druhé. Také manuální dělení hlavních cyklů `for` čtyřmi (podobné příkazu `#pragma unroll(4)`), přispívá k lepšímu využití struktury architektury. Při psaní byly použity některé příklady využití knihoven pro obsluhu periférií a matematické operace. Avšak, vzhledem ke značnému vnořování funkcí a univerzálnosti v těchto příkladech, byly z větší části upraveny a zjednodušeny pro konkrétní použití. Trochu netypickým oproti mnoha jiným programům pro mikrokontrolery, se může zdát nevyužití systému přerušení pro volání funkcí, které tyto události obsluhují.

Program začíná inicializací vnitřních periférií (univerzální vstupy/výstupy, SPI, řadič pamětí...), po kterých následují jednotlivá připojená zařízení. Tato se nejprve resetují a až následně se do jejich registrů nahrává potřebné nastavení. Reset DA převodníku probíhá jednoduše pomocí k tomu určeného pinu, ale AD převodníky vyžadují softwarový reset pomocí SPI. Ten je následovaný synchronizací obou převodníků jejich synchronizačním vstupem. Dále se při inicializaci vymaže celá externí SRAM a nakonec se zapisují základní hodnoty do kalibračních tabulek.

V hlavním programu (smyčka `main`) mikrokontroler čeká buď na stisknutí některého z pěti tlačítek, nebo na přijetí příkazu z rozhraní UART. Vzhledem k složitému ovládání konečné podoby programu a jeho mnoha funkcí jen za pomoci pětice tlačítek, jsou tato nyní přiřazena základnímu ověření běhu programu a pro běžné ovládání impedančního analyzátoru jich už není zapotřebí.



Analyzátor vykonává jednu ze tří základních funkcí, které se nastavují pomocí příkazů z nadřazeného systému. Jedná se o kalibraci offsetu (nuly), kalibraci zesílení (plného rozsahu) a samotné měření. Každá z těchto funkcí vyžaduje jiný počet doplňujících parametrů, a jak již bylo uvedeno, analyzátor neobsahuje automatické přepínání rozsahů. Obsluha tedy musí tyto parametry volit sama. Kalibrace offsetu nevyžaduje žádné další parametry. Pro kalibraci zesílení je nutné uvést: měřicí rozsah, kalibrační rezistor, rozsah napětí buzení a zesílení diferenciálních zesilovačů. V případě měření jde o: vybraný budicí šum, měřicí rozsah, rozsah napětí buzení, zesílení diferenciálních zesilovačů a délku filtru pokud se požaduje vyhlazení výsledků měření.

Po přijetí příkazu k měření a všech potřebných parametrů, analyzátor načte kalibrační konstanty a adresu začátku požadovaného šumu. Dále si načítá do operační paměti tzv. twiddle faktory potřebné pro výpočet FFT. Tyto jsou uloženy v přídavné nonvolatilní paměti. Následuje sepnutí všech potřebných relé a výstupů. Poté už začíná DA převodník přehrávat první vzorky uloženého šumu, také z přídavné paměti.

Měřicí šum byl vygenerován následujícím postupem v programu MATLAB a nahrán pomocí mikrokontroleru do zmíněné paměti. Za pomoci generátoru náhodných čísel, byl vytvořen vektor vzorků o délce $8 \times N$, kde N je nejvyšší požadovaná frekvence šumu, v našem případě 8 192. Na tento vektor byl aplikován výpočet FFT o délce $8 \times N$ bodů. Oříznutím vzniklého spektra pouze na prvních N bodů a následným výpočtem IFFT o délce $8 \times N$ bodů, vznikl výsledný budicí šum se vzorkovací frekvencí osmkrát vyšší než nejvyšší obsažená frekvence. Posledními úpravami bylo jeho zesílení na rozsah DA převodníku, tedy do rozsahu čísel 0 až $(2^{20}-1)$ a převedení na datový typ `uint32_t` pro odeslání.

První přibližně půl sekundy je součástka předbuzena za účelem ustálení filtrů v AD převodnících. Poté již následuje samotné měření o délce jedné sekundy. Tímto se zapíše do externí SRAM dvakrát 65 536 vzorků v proměnné typu `float`. K datům bylo přistupováno pomocí fyzických adres, a tedy s možností definování více polí, o různých typech proměnných, na jednom souboru dat. Vzhledem k výpočtu FFT tzv. in-place, se naměřené hodnoty prokládají nulovými jakožto nulovou imaginární složkou. Po skončení měření se odepínají relé a výkonovým operačním zesilovačům výstupní obvody.

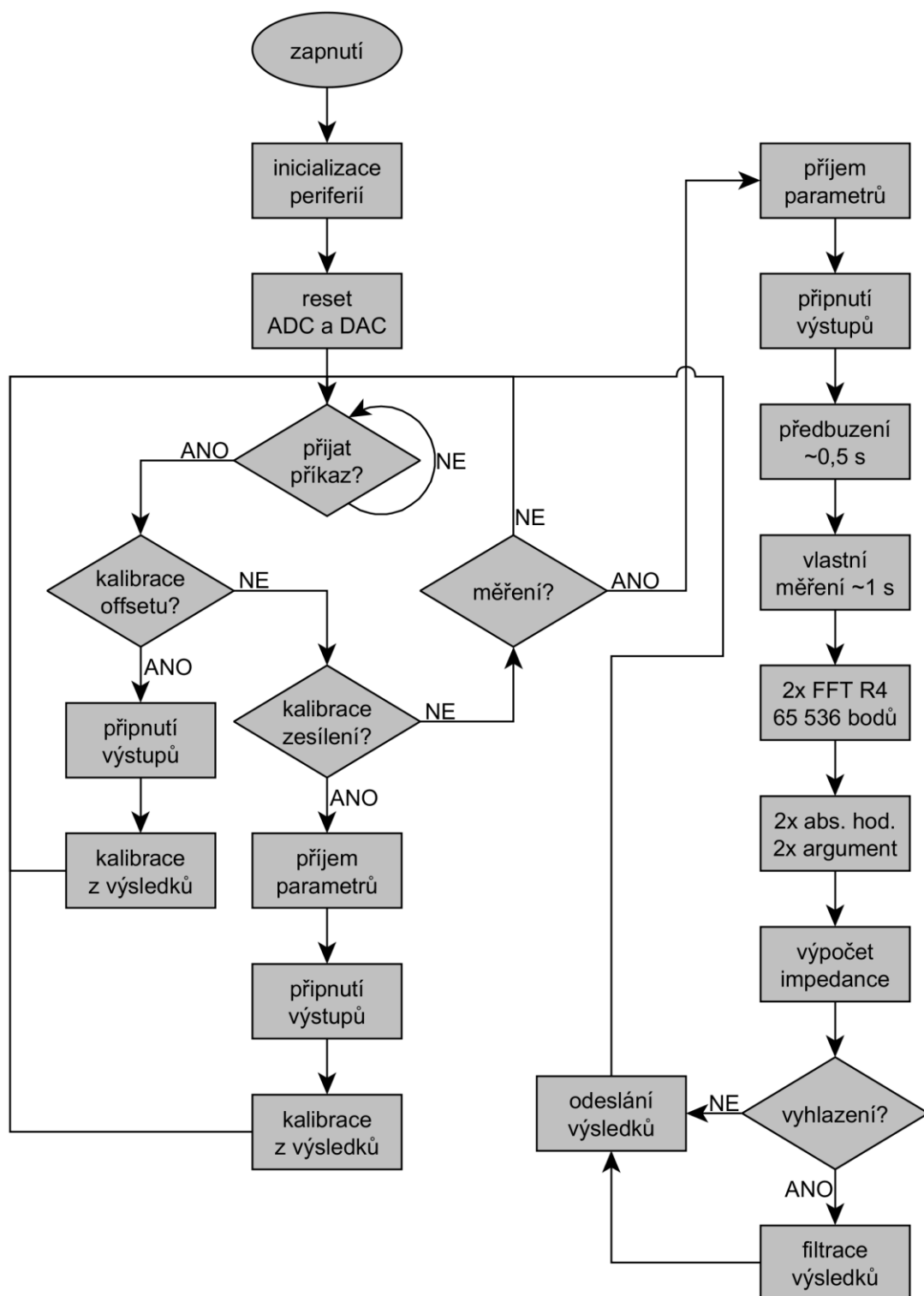


Na uložená data průběhu napětí a proudu v čase, se aplikuje FFT o délce 65 536 bodů. V programu je implementován algoritmus Cooley-Tukey Radix4, který předpokládá $N = 4^v$ vstupních vzorků (Hayes, 1999). Část programu s algoritmem byla převzata z knihovny pro matematické transformace, následně oproštěna od všech přebytečných částí (volby parametrů výpočtu, volitelná délka) a upravena pro potřeby firmware analyzátoru. Výstupem samotného algoritmu Radix4 jsou data přeházená v tzv. bit-reversed pořadí. Také je nutné jejich oříznutí jen na požadovaný frekvenční rozsah. Z praktických důvodů na nejbližší vyšší mocninu dvou – tedy na 8 192 bodů. Tyto dvě operace se provádějí zároveň, kdy bit-reverse algoritmus zpracovává omezený počet adres a tím vybírá jen požadované frekvence.

Dále se z obou jednostranných a oříznutých spekter vypočítávají absolutní hodnoty a fáze. Pro absolutní hodnotu byla použita funkce `hypotf(re, im)`, která výpočet přepony provádí optimalizovanou metodou, s ohledem na omezený rozsah čísel vyjádřitelných proměnnou typu `float`. Nedochází tak ke sčítání velkých a navíc ještě umocněných čísel. Fázi vypočítává pomocí funkce `atan2f(im, re)`, což je rozšířením funkce arkus tangens na všechny čtyři kvadranty. Obě funkce jsou obsaženy ve speciální předkompilované knihovně matematických operací určených přímo pro jádra Cortex-M4F s FPU. Výsledné absolutní hodnoty napětí a proudu se pro každou frekvenci dělí a fáze odečítají, čímž vznikne finální průběh absolutní hodnoty impedance a její fáze na frekvenci. Po tomto kroku se hotové charakteristiky odesílají do nadřazeného zařízení.

V případě požadavku na vyhlazení průběhů, se na data před odesláním používá filtr s okénkem ve tvaru $\cos^2$ v intervalu $\left(-\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2}\right)$, který je počítán centrovaně pro zamezení posunu vyfiltrovaných dat. Délka filtru je nastavitelná od 0 (vypnut) až do 255, avšak je možné použít jen lichých čísel, vzhledem k nutné symetričnosti okénka podle prostředního vzorku. Aby byl splněn parametr na minimální frekvenci 50 Hz, tak není možné použít filtr delší než 105. Je tomu tak z důvodu jednoduché a implementace filtru, nulující vzorky na začátku charakteristiky do poloviny a na konci od poloviny okénka. Avšak filtr délky 105 více než dostačuje a je spíše nutné volit kratší, v případě průběhů s jemnými detaily, například úzkopásmovými rezonancemi.

Překompilovaný firmware má velikost 28 396 B. Zjednodušený vývojový diagram programu je na obrázku 6.1.



Obr. 6.1: Vývojový diagram firmware analyzátoru



6.2 SW zobrazení dat v PC

Pro ovládání funkcí impedančního analyzátoru a následné zobrazení jeho výstupních dat, byl napsán jednoduchý program v prostředí MATLAB. Jeho kompletní kód následuje.

```
close all;
clear all;
clc;

Mmode = uint8(hex2dec('A5')); %00 offset_cal; 0F gain_cal; A5 measure
Mnoise = uint8(1); %0 Resamp (do not use); 1 Spectral
Mrange = uint8(3); %10^Mrange (1-5)
Mref = uint8(3); %10^Mref (1-5)
Mopa = uint8(0); %10^-Mopa (0-2)
Mamp = uint8(hex2dec('44')); %44 = 0.4*U + 0.4*I; 88 = 0.8*U + 0.8*I
Mfilter = uint8(0); %ODD NUMBERS ONLY! or 0 to disable
% (min 50 Hz => max 105)

inst2arm = [uint8(hex2dec('BB')), uint8(hex2dec('AA')), ...
uint8(hex2dec('FF')), Mmode, Mnoise, Mrange, Mref, Mopa, Mamp, Mfilter];

try

    s = serial('COM8');
    s.BaudRate = 921600;
    s.DataBits = 8;
    s.FlowControl = 'hardware';
    s.Parity = 'none';
    s.StopBits = 1;
    s.ByteOrder = 'bigEndian';
    s.RequestToSend = 'on';
    s.Timeout = 20;
    s.OutputBufferSize = 10;
    s.InputBufferSize = 32768;
    fopen(s);
    k = s.InputBufferSize/4;

    fwrite(s, inst2arm, 'uint8');

    if(Mmode == hex2dec('A5'))
        IMP = single(zeros(8192, 2));
        for i = 1:1:(length(IMP)/k)
            tmp = fread(s, k, 'float32');
            IMP((i*k-k+1):(i*k), 1) = tmp;
        end
        for i = 1:1:(length(IMP)/k)
            tmp = fread(s, k, 'float32');
            IMP((i*k-k+1):(i*k), 2) = tmp;
        end

        resT = 0:(62500/65536):(62500/65536)*8191;

        figure
        subplot(1, 2, 1)
        stem(resT, IMP(:, 1), 'LineStyle', 'none', 'Marker', '.');
        xlabel('Frekvence [Hz]', 'FontSize', 16);
        ylabel('Impedance [\Omega]', 'FontSize', 16);
```



```

        subplot(1,2,2)
        stem(resT,IMP(:,2),'LineStyle','none','Marker','.');
        xlabel('Frekvence [Hz]','FontSize',16);
        ylabel('Fáze [°]','FontSize',16);

    end

    fclose(s);
    delete(s)
    clear s

catch err

    fclose(s);
    delete(s)
    clear s
    rethrow(err);

end

```

Vzhledem k zablokování aktuálně používaného COM portu při chybě komunikace, bylo nutné program doplnit o dvojici instrukcí `try - catch`. Díky nimž, se v případě neúspěšného ukončení komunikace, používaný COM port odblokuje.

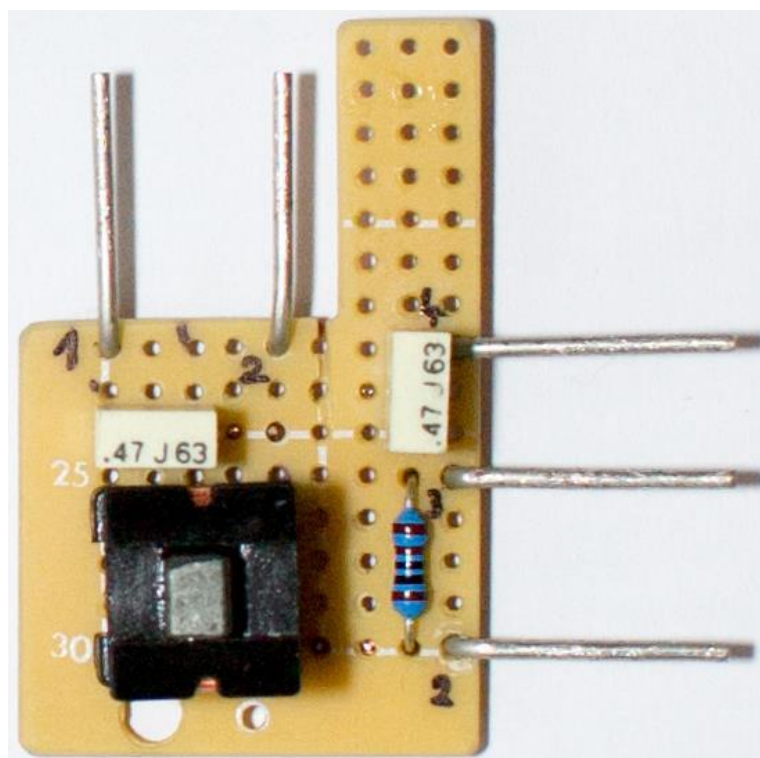


7 Výsledky měření

Pro porovnání s komerčně vyráběnými impedančními analyzátory bylo vybráno několik impedančních struktur. Nejprve šlo o základní struktury tvořené součástkami R, L, C a jejich kombinacemi, poté měření probíhalo na piezo-aktuátoru s připojenou hmotou. Jako srovnávací analyzátor byl vybrán HP 4195A umístěný v laboratoři aktivního tlumení vibrací. Vzhledem k jeho stáří, byla první sada měření prováděna i na moderním impedančním analyzátoru Agilent 4294A. Umístěn je v piezoelektrické laboratoři prof. Erharta a měření prováděl pan Sebastian, oběma tedy tímto děkuji.

7.1 Základní impedanční struktury

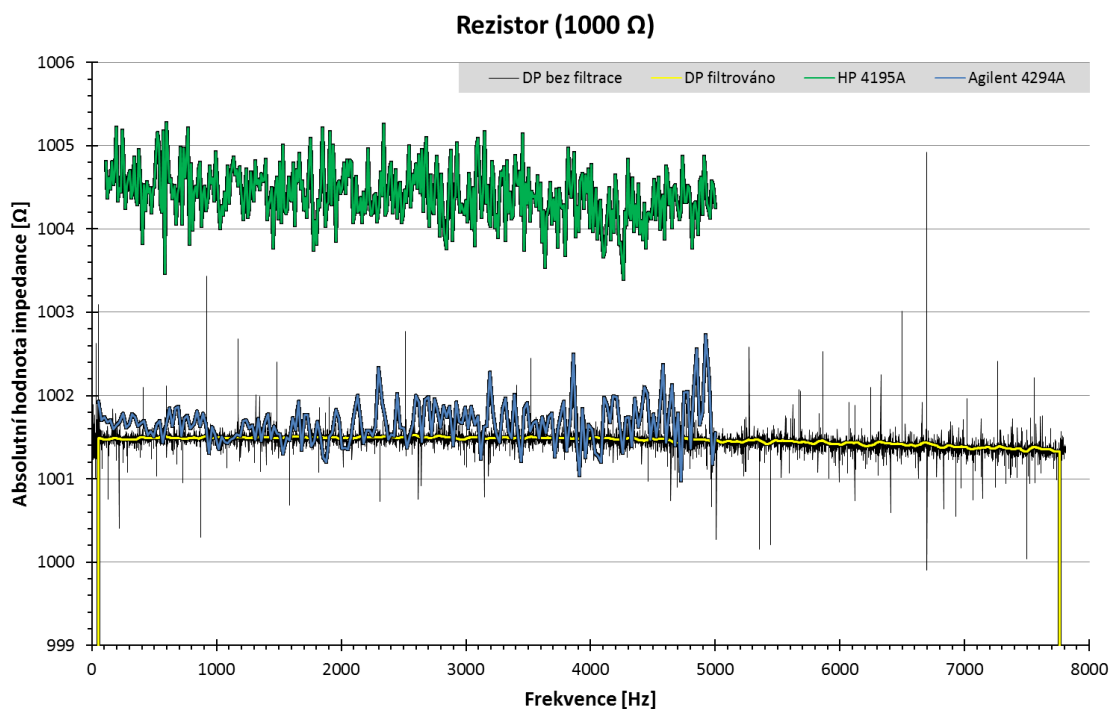
Tyto struktury byly vytvořeny pomocí pasivních součástek napájených na testovací destičku. Měření probíhalo na rezistoru, kondenzátoru, sériovém RC článku, paralelním LC článku a sério-paralelním RLC článku. Rezistor byl zvolen 1% s teplotní stabilitou 50 ppm, kondenzátor je za účelem teplotní stálosti vybrán svitkový. U tlumivky jde o obyčejný typ z úsporné zářivky s feritovým jádrem. Udávané hodnoty součástek jsou 1 k Ω , 470 nF a 6,8 mH. Na obrázku 7.1 je hotový přípravek.



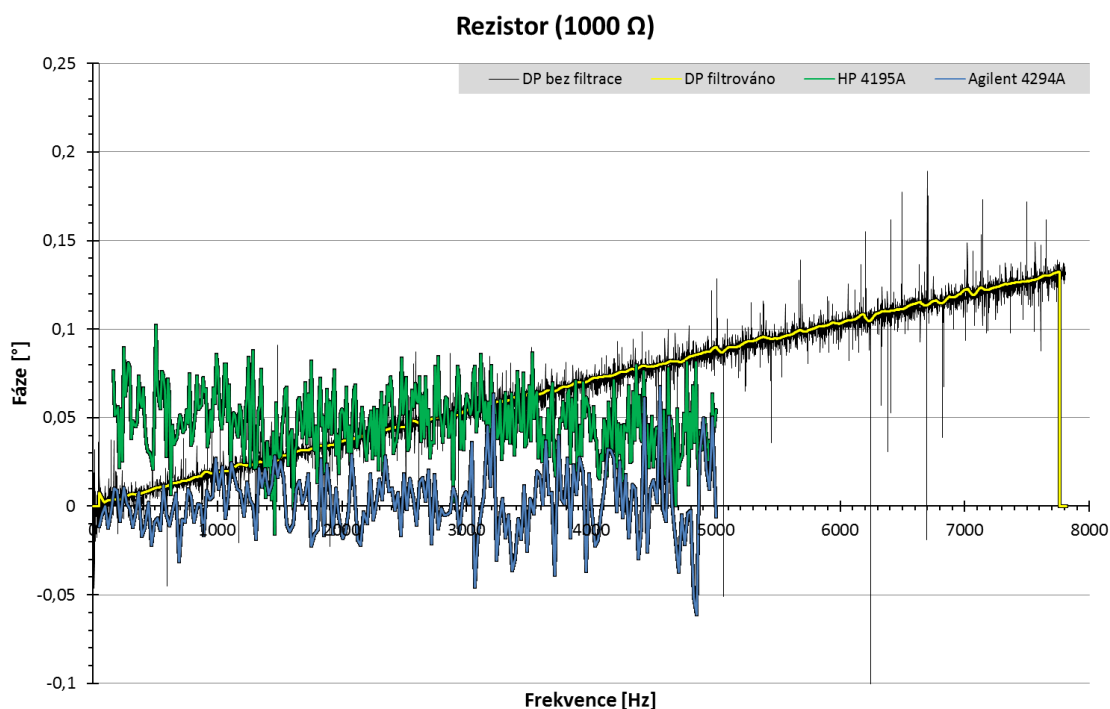
Obr. 7.1: Přípravek pro porovnávací měření



Charakteristiky rezistoru ukazují grafy 7.1 a 7.2. Velké a otočené grafy se nacházejí v přílohách A (str. 78) a B (str. 79).



Graf 7.1: Absolutní hodnota impedance rezistoru na frekvenci



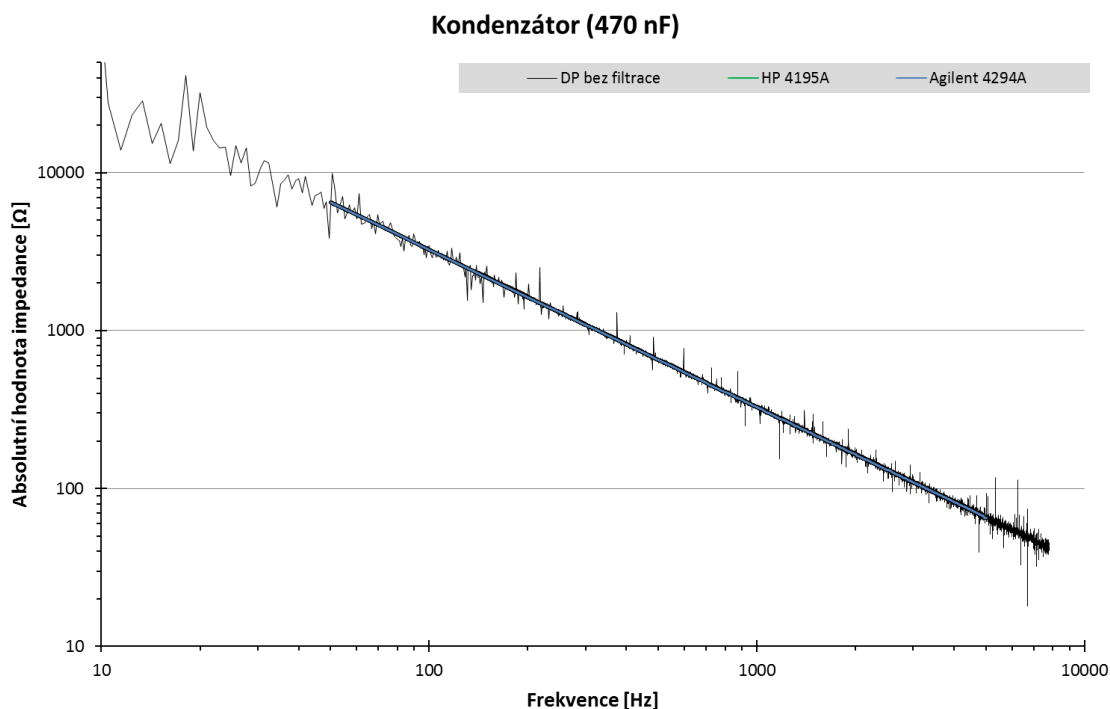
Graf 7.2: Fáze rezistoru na frekvenci



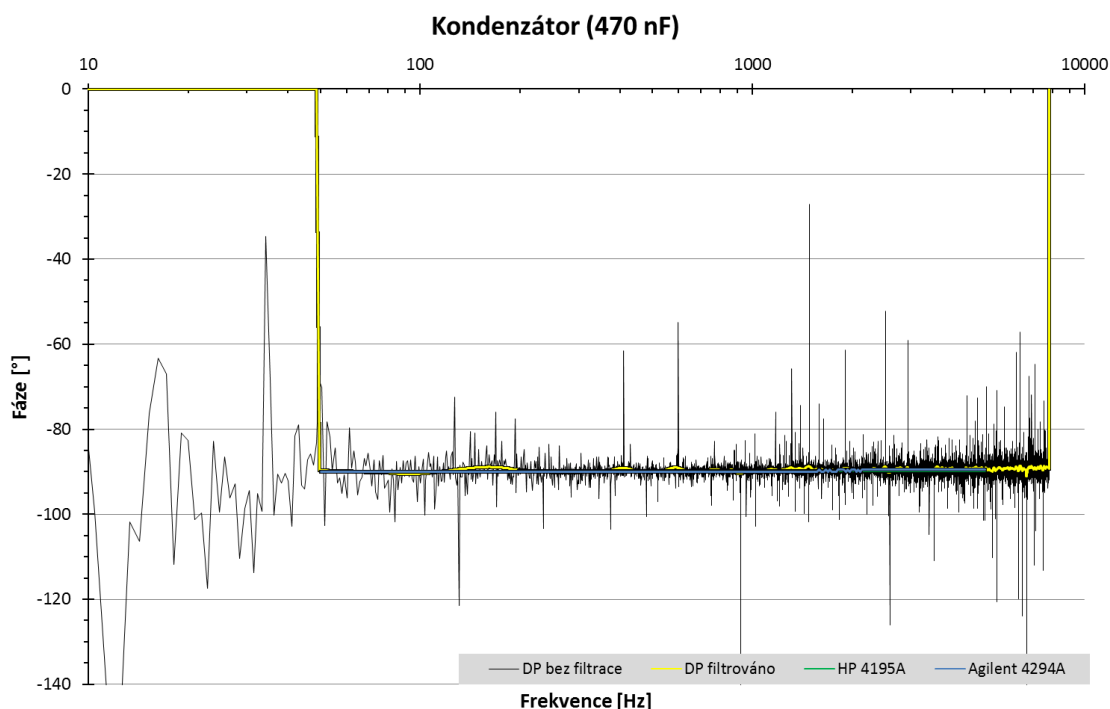
Jak je z grafu 7.1 patrné, průběhy zkonstruovaného impedančního analyzátoru (označen jako diplomová práce – DP) se pro samotný rezistor shodují s moderním analyzátozem Agilent 4294A. Starší přístroj z laboratoře aktivního tlumení vibrací byl kalibrován pomocí 50Ω rezistoru a má tedy již viditelnou chybu měření na tomto rozsahu. Průměrná hodnota analyzátoru Agilent je $1001,6\Omega$, pokud to budeme brát jako přesnou hodnotu, tak limity pro dodržení přesnosti 1 ‰ jsou $1002,6\Omega$ a $1000,6\Omega$. Výsledek zkonstruovaného analyzátoru do tohoto rozsahu jednoznačně spadá. Analyzátor Agilent má ve stejné měřicí oblasti také přesnost 1 ‰. Pro filtrovaný průběh byl použit filtr délky 105. Tento filtr je použit u všech grafů, kde je vyhlazený průběh zobrazen.

U průběhu fáze v grafu 7.2, je dobře zřetelná absence dynamické kalibrace, která však, také jako automatické přepínání rozsahů, přesahuje možnosti této diplomové práce. Nebyla tak dodržena podmínka na přesnost fáze. I zde se mírně liší průběh obou komerčních analyzátorů.

Grafy 7.3 na této a 7.4 na další stránce, ukazují výsledky měření samostatného kondenzátoru. Pro lepší porovnání výsledků jsou osy vykresleny v logaritmických měřících. Zvětšené grafy jsou v přílohách C (str. 80) a D (str. 81).



Graf 7.3: Absolutní hodnota impedance kondenzátoru na frekvenci



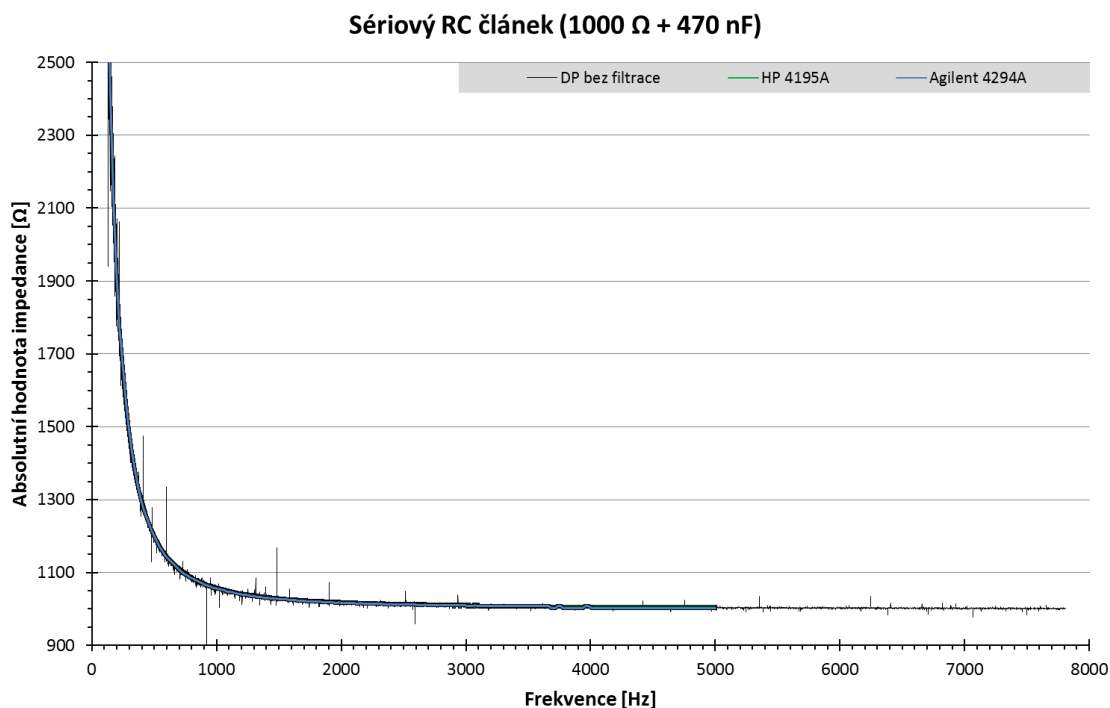
Graf 7.4: Fáze kondenzátoru na frekvenci

V průběhu absolutní hodnoty impedance v grafu 7.3, nebyl vykreslen vyhlazený průběh vzhledem k malému zašumění nevyhlazeného. Oba komerční analyzátoři se zcela překrývají a překrývají i zkonstruovaný analyzátor. Je také vidět, že s vyhlazením by zkonstruovaný analyzátor mohl měřit od přibližně 20 Hz. Pro měření byl před kondenzátor vložen rezistor omezující proud na vyšších frekvencích. Jako tento omezovací odpor, byl použit ke kondenzátoru připojený porovnávací rezistor. Měření napětí však probíhalo jen na samotném kondenzátoru, což je jedna z výhod čtyřvodičového zapojení. Na přesné hodnotě odporu předřadného rezistoru tedy nezáleží. V příštích verzích měřicí desky by mohlo být nastavitelné proudové omezení již integrováno.

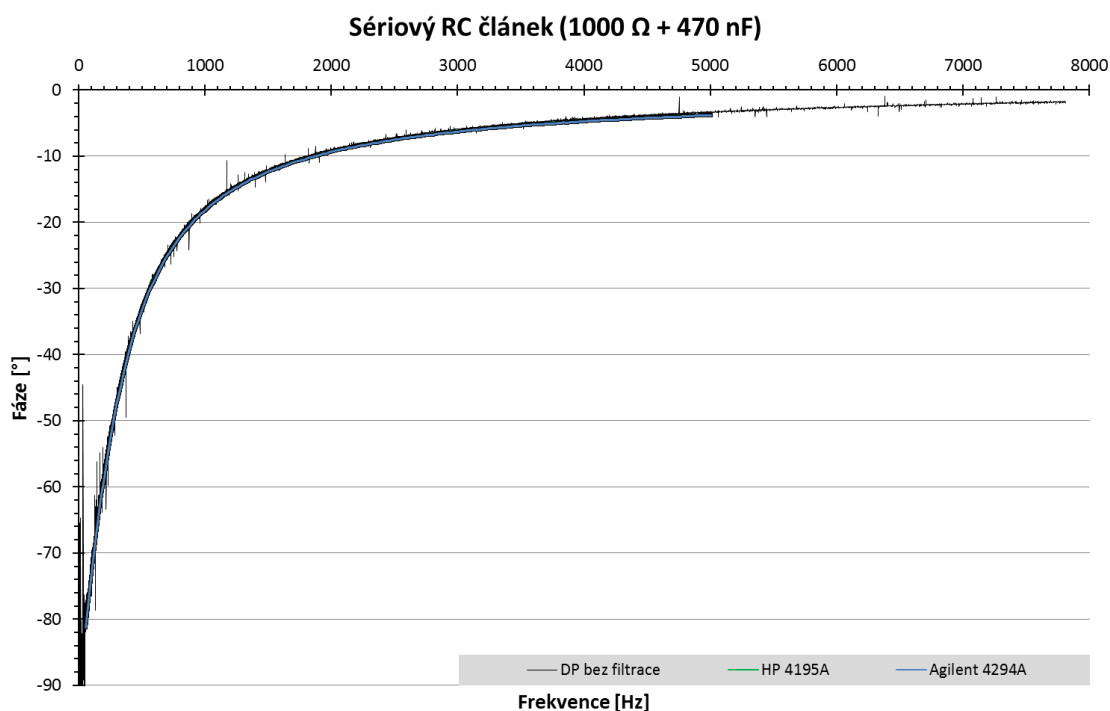
Vzhledem k nerealizovatelnosti vykreslení záporných hodnot fáze do měřítka s pseudo-logaritmickou stupnicí v programu Excel, je osa Y u grafu fáze lineární. Což vzhledem k její konstantní hodnotě nemá žádný dopad na přehlednost. Z důvodu tohoto problému se zobrazením v programu Excel, budou další charakteristiky vykresleny pouze s využitím lineárních měřitek u obou os. U tohoto průběhu již shoda není tak dobrá jako u absolutní hodnoty impedance. Avšak vyhlazením se průběh stává relativně použitelným.



Z těchto dvou předešlých pasivních součástek, byl sestaven sériový RC člunek. Průběh jeho impedance v závislosti na frekvenci je v grafech 7.5 a 7.6. V přílohách E (str. 82) a F (str. 83) jsou opět grafy otočené a zvětšené.



Graf 7.5: Absolutní hodnota impedance sériového RC člunku na frekvenci



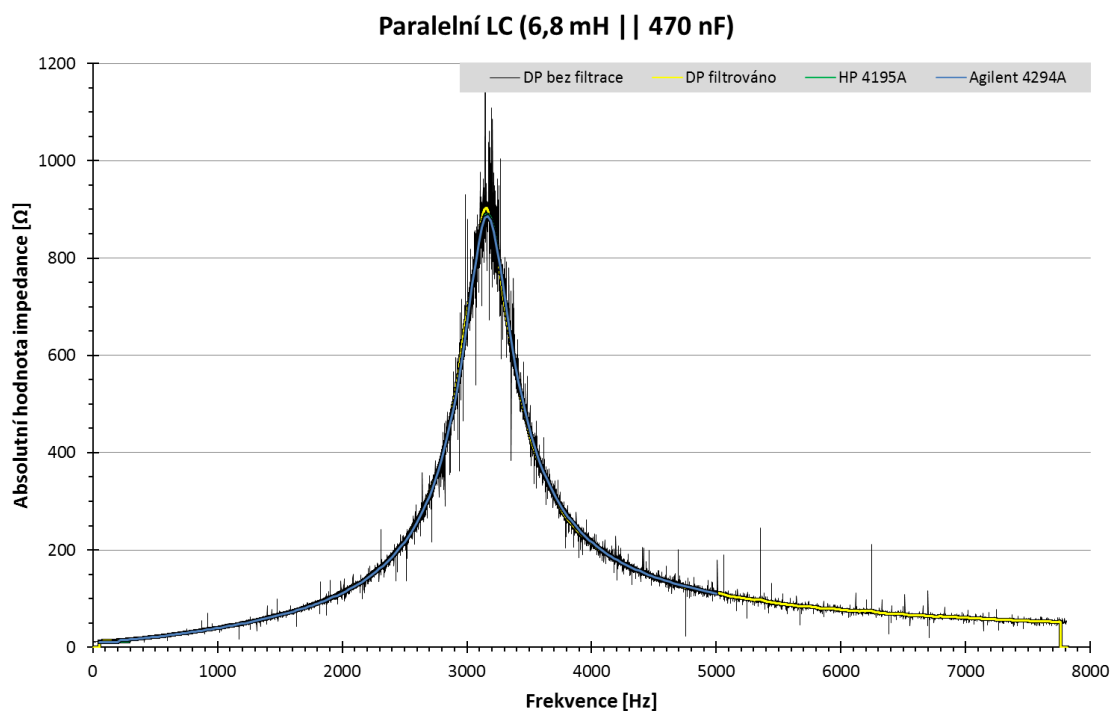
Graf 7.6: Fáze sériového RC člunku na frekvenci



Stejně jako v případě samotného kondenzátoru, i u průběhu absolutní hodnoty impedance, pro sériový RC článek v grafu 7.5, se všechny průběhy překrývají. Až na offset je průběh podobný, jako u samostatného kondenzátoru, kdyby byl také vykreslen v lineárních stupnicích. Je to z velké části dáno zcela shodným buzením, jen vodiče pro měření napětí, jsou v případě sériového RC článku, umístěny společně s budicími přes obě součástky.

Fáze v grafu 7.6 je o poznání méně zašuměná než předchozí průběh, avšak trpí mírným odklonem od referenčních dat, který se postupně zvětšuje s frekvencí. To je pravděpodobně způsobeno již zmíněnou absencí dynamické kalibrace.

Pro zkoumání měření rezonancí, tedy průběhů poměrně rychle se měnících, byl vybrán paralelní LC obvod. Jeho rezonance byla výběrem součástek nastavena na přibližně 2,82 kHz, tedy doprostřed požadovaného frekvenčního rozsahu. Vzhledem k podobnému problému s proudovým přebuzením na vyšších frekvencích, byl i zde použit při měření předřadný rezistor (již osazený na přípravku). Závislost absolutní hodnoty impedance na frekvenci je v grafu 7.7 a jeho zvětšená varianta tvoří přílohu G (str. 84).

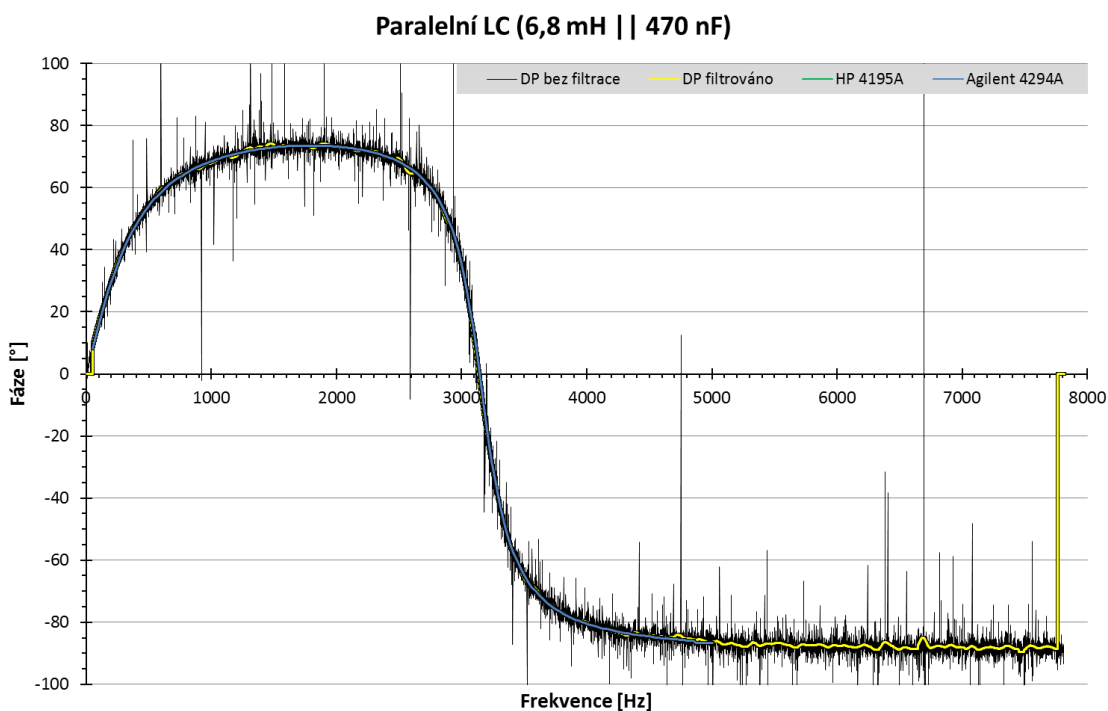


Graf 7.7: Absolutní hodnota impedance paralelního LC článku na frekvenci



Z průběhu absolutní hodnoty impedance paralelního LC článku v grafu 7.7, lze snadno vyčíst, že použité součástky mají skutečnou rezonanci posunutou o přibližně 300 Hz výše. Je to pravděpodobně způsobeno velkými tolerancemi hodnot u kondenzátorů a tlumivek. V rezonanci je patrné značné zašumění, které může být způsobeno přebuzením vzhledem k toku energií (oblast vysokých impedancí). Vyhlazený průběh je však téměř shodný s referenčním. Jediná větší odlišnost je v rezonanci, kdy referenční přístroje naměřily nižší maximální hodnotu impedance.

V grafu 7.8 a příloze H (str. 85), je ukázán průběh fáze paralelního LC článku. I přes značné zašumění, je vyhlazená charakteristika téměř zcela shodná s průběhy komerčních analyzátorů. Možné důvody zašumění všech průběhů, budou diskutovány dále. Také zde není patrné, žádné posunutí fáze z důvodu absence dynamické kalibrace.

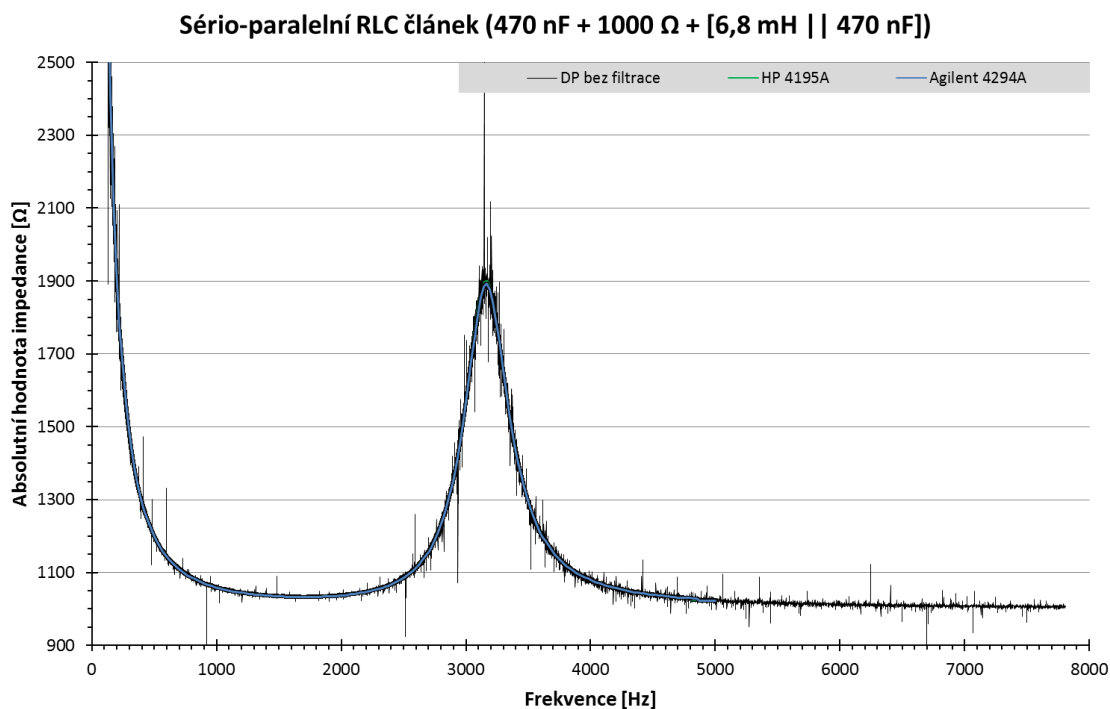


Graf 7.8: Fáze paralelního LC článku na frekvenci

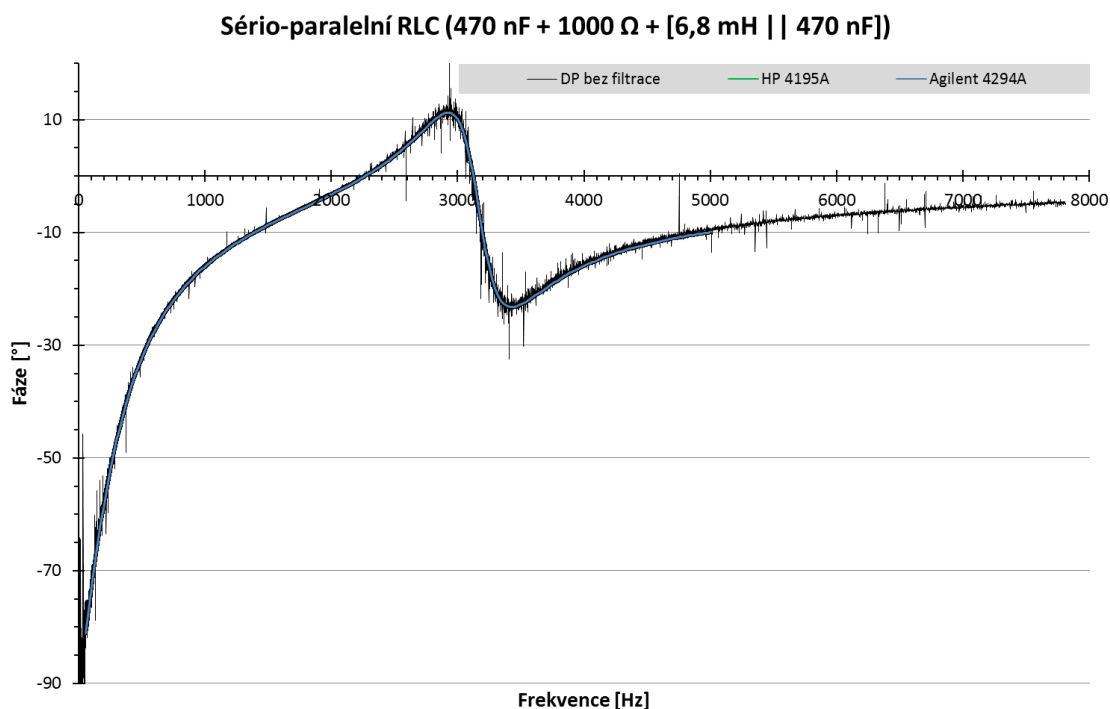
Poslední základní impedanční strukturou je sério-paralelní RLC obvod, složený ze všech předchozích součástek. Obsahuje tedy jak rezonanci LC obvodu, tak vysoký odpor sériového kondenzátoru pro nízké frekvence. Pro odpojení rezistoru by bylo nutné na přípravku pájet, což by mohlo změnit hodnoty dílčích součástek. Průběhy absolutní hodnoty impedance a fáze na frekvenci jsou obsaženy v podobě velkých a



otočených grafů pro snadnou čitelnost v přílohách I (str. 86) a J (str. 87). A také zde v grafech 7.9 a 7.10.



Graf 7.9: Absolutní hodnota impedance série-paralelního RLC člunku na frekvenci



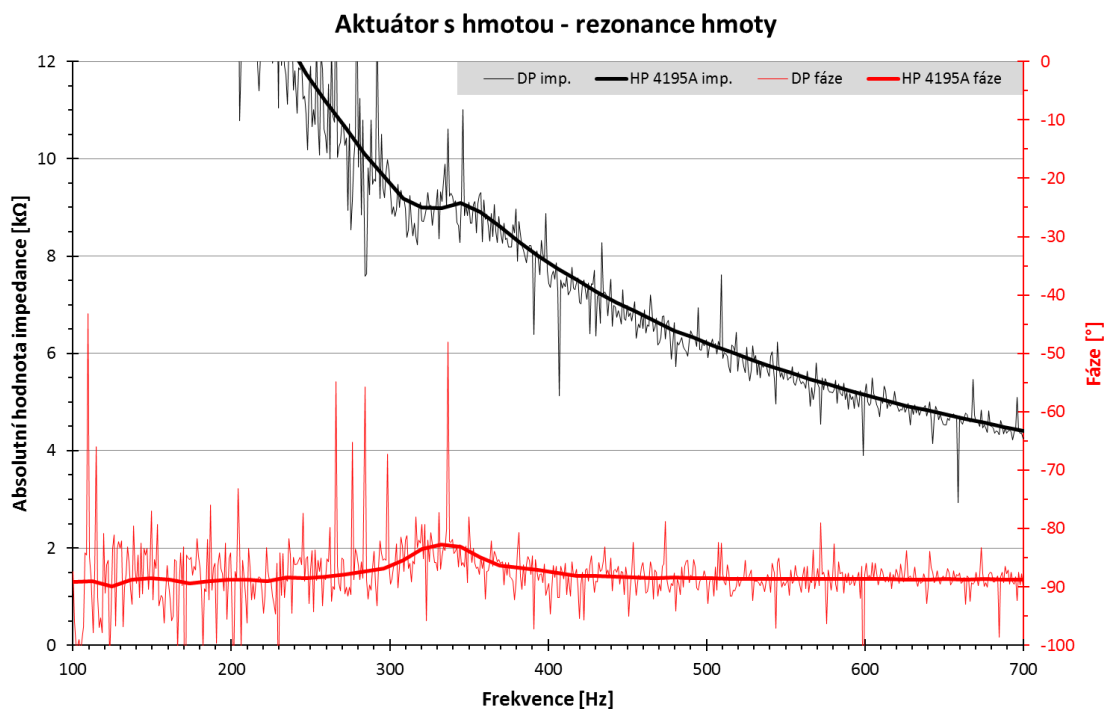
Graf 7.10: Fáze série-paralelního RLC člunku na frekvenci



Stejně jako v předchozím případě, je i na grafu 7.9 patrné zašumění v rezonanci paralelní LC části struktury. Avšak v menší míře, což je pravděpodobně způsobeno zařazeným sériovým kondenzátorem, který může vyrovnávat energetické toky. Kromě této změny se podle očekávání shoduje se složenými předchozími průběhy. Absence dynamické kalibrace je vidět na průběhu fáze na frekvenci v grafu 7.10. Jedná se o stejné posunutí jako v případě fáze RC článku.

7.2 Piezo-aktuátor s připojenou hmotou

Hlavním cílem měření zkonstruovaného impedančního analyzátoru jsou piezoelektrické členy jako aktuátory a snímače pro aktivní tlumení vibrací. Proto byla jako jedna z porovnávaných struktur vybrána hmota na aktuátoru typu „stack“. Zde je důležité nalezení jak průběhu impedance na frekvenci aktuátoru, tak přesné umístění a velikost rezonance. Měření probíhalo v laboratoři aktivního tlumení vibrací, na zde umístěném aktuátoru s připojenou hmotou a snímači síly a zrychlení. Hmota je zvolena tak, aby měl systém rezonanční frekvenci přibližně 300 Hz. Průběh absolutní hodnoty impedance a fáze na frekvenci je v grafu 7.11 a také v příloze K (str. 88). Je zaměřen hlavně na oblast rezonance, z důvodu jinak shodného průběhu s kondenzátory.

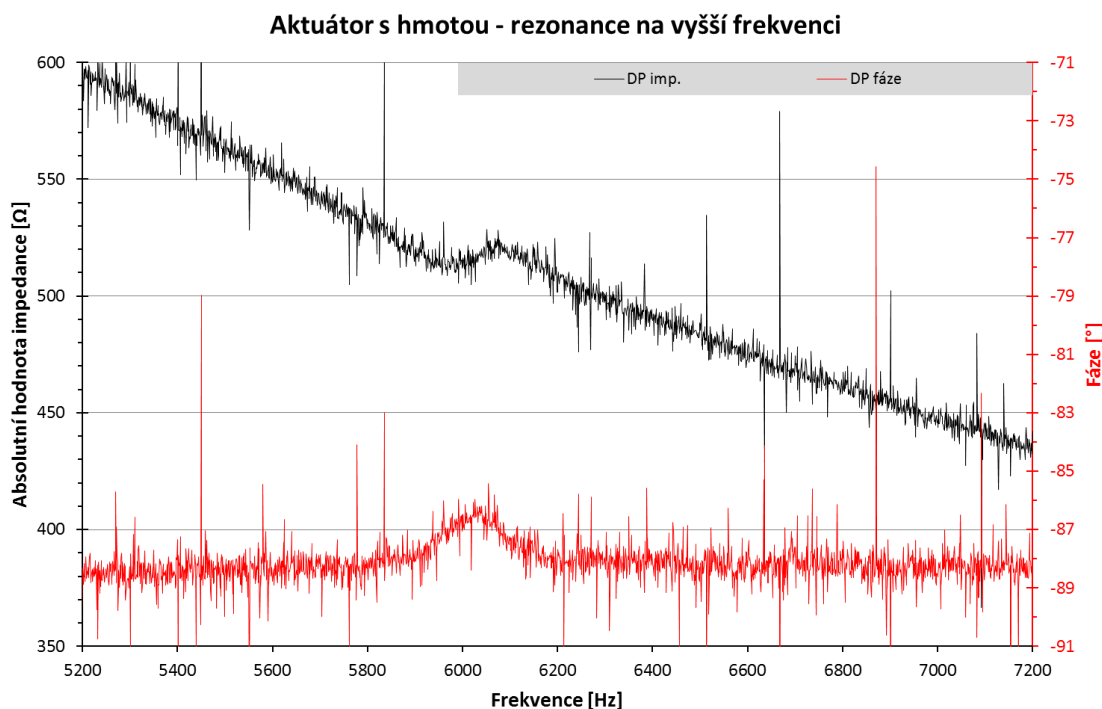


Graf 7.11: Impedanční charakteristika aktuátoru s hmotou – rezonance hmoty



Tato rezonance je relativně úzkopásmová, jak je z grafu 7.11 dobře patrné. Vzhledem k jejímu umístění do nízkých frekvencí, kde zkonstruovaný přístroj i přes připojený omezovací rezistor trpí větším šumem a také díky jeho malé síle buzení na tento aktuátor, je průběh samotné rezonance poměrně málo viditelný. Pro vyhlazení bylo možné použít maximálně filtr o délce 7, který však průběh tohoto typu příliš nevyhladí, jen ořízne vysoké špičky. Z tohoto důvodu a také za účelem lepší čitelnosti v grafu není uveden. Frekvenční krok analyzátoru HP 4195A je 12,25 Hz pro rozsah 100 Hz až 5 kHz a 400 vzorků, kdy má měření ještě únosnou délku. Což má za následek nedokonalé vykreslení rezonance v průběhu absolutní hodnoty impedance. Na rozdíl od zkonstruovaného přístroje, který i přes zašumění zachytil tvar rezonance věrněji a s větším rozkmitem.

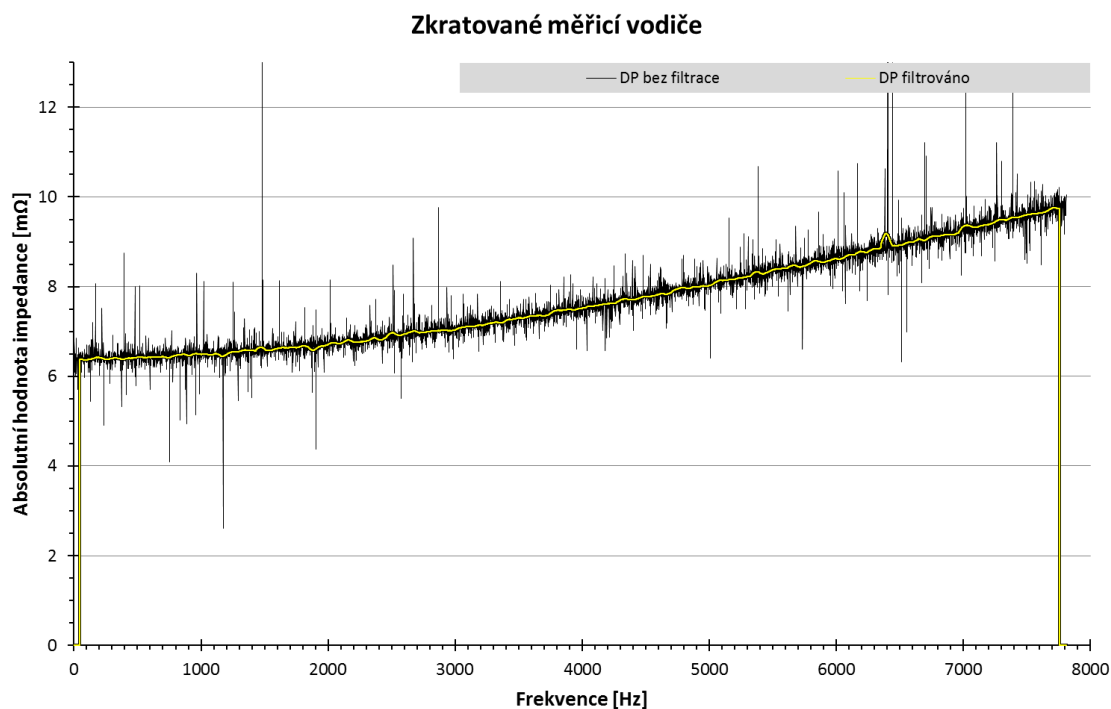
Při měření byla nalezena také další rezonance na frekvenci přibližně 6 kHz. Pravděpodobně se jedná o rezonanci ze střížné deformace vznikající z důvodu nedokonalého upevnění aktuátoru v měřicí aparatuře. Díky vyšší frekvenci nebyla tato rezonance změřena analyzátozem HP. Z tohoto důvodu je však její průběh impedančním analyzátozem mnohem lépe vykreslen. Charakteristika je uvedena v grafu 7.12 a také v příloze L (str. 89).



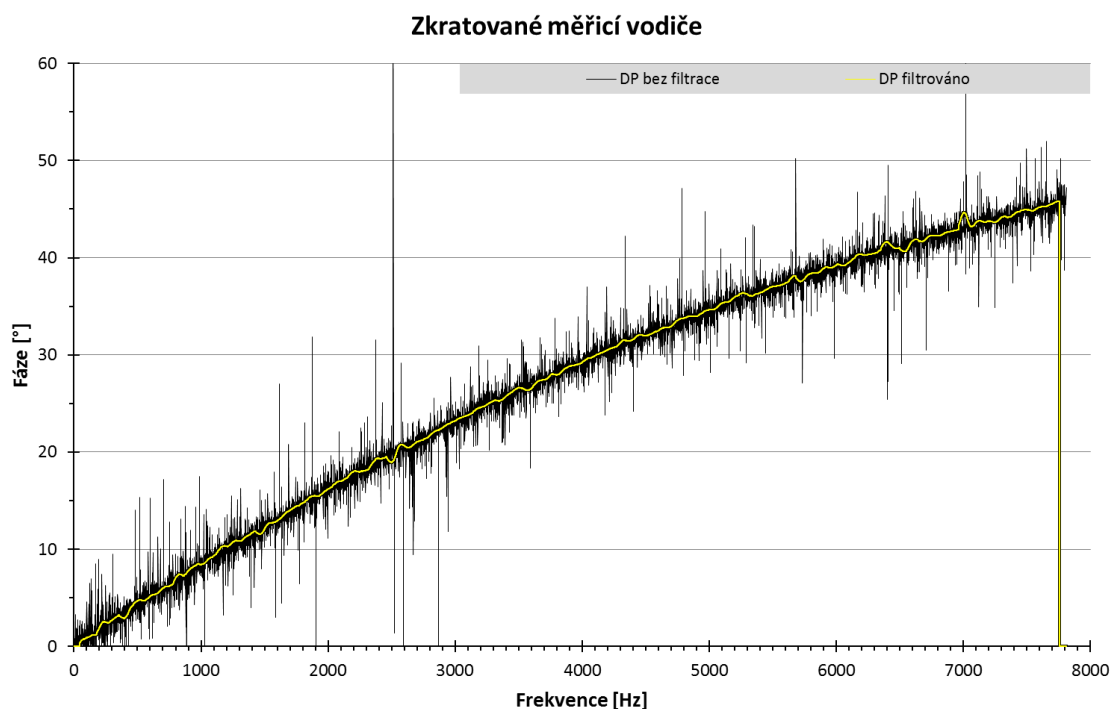
Graf 7.12: Impedanční charakteristika aktuátoru s hmotou – rezonance na vyšší frekvenci



Posledním měřením byla charakteristika do jednoho bodu zkratovaných měřicích vodičů. Výsledkem jsou grafy 7.13 a 7.14 a přílohy M (str. 90) a N (str. 91).



Graf 7.13: Absolutní hodnota impedance zkratovaných měřicích vodičů na frekvenci



Graf 7.14: Fáze zkratovaných měřicích vodičů na frekvenci



V průbězích obou grafů je jasně patrný sériový RL charakter vodičů, který by měla odstranit dynamická kalibrace. Toto měření mělo také demonstrovat nejnížší měřitelnou hodnotu a kvalitu statické kalibrace. Ta zdá se není zcela dokonalá.

7.3 Diskuze zdrojů a potlačení šumu v průbězích

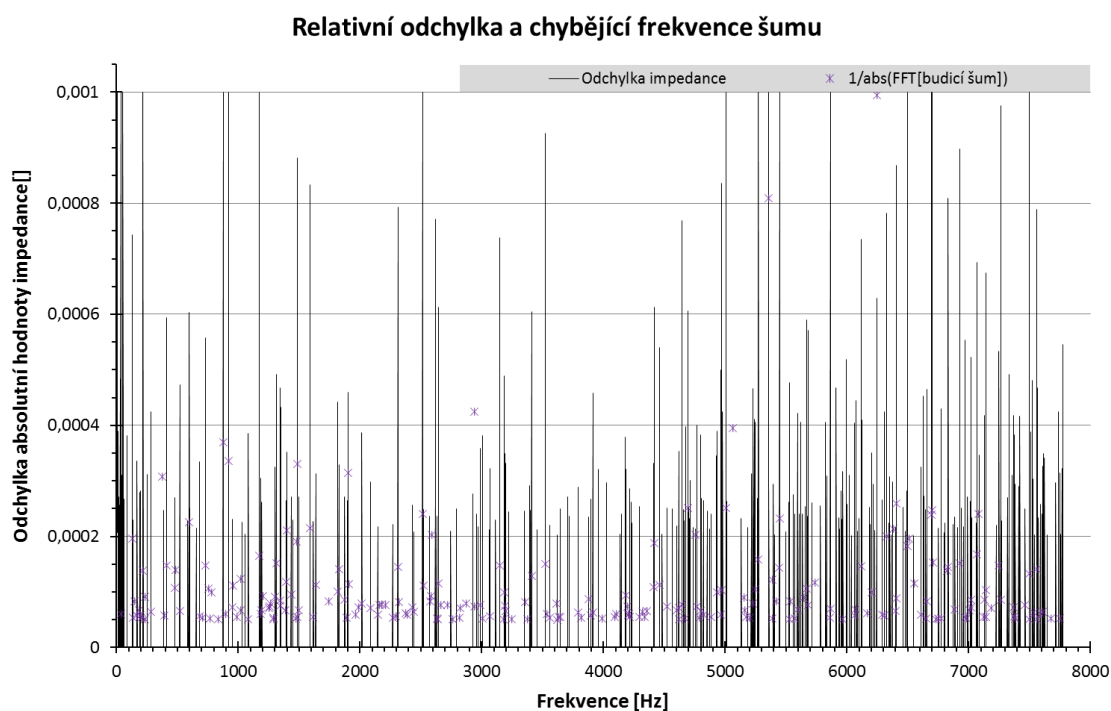
Všechny uvedené impedanční charakteristiky obsahují jasně viditelný šum, ve kterém jsou i značně odlehlá pozorování. Po bližším zkoumání se ukázalo, že tento šum není zcela náhodný. Dobře patrné je to na grafech, obsahujících nevyhlazenou i vyhlazenou charakteristiku. Místa s výraznou špičkou v nevyhlazeném mají i zákmit ve vyhlazeném průběhu. Tyto dva průběhy jsou, ale měřen samostatně! Z toho vyplývá reprodukovatelnost frekvencí, na kterých pozorujeme odchylku, což je pro šum netypické.

Důkladný rozbor výsledků měření odhalil pravděpodobnou příčinu těchto odlehlých pozorování a většího zašumění v nedokonalém budicím šumu. Vzhledem ke konečnému počtu vzorků generovaných náhodných čísel, tak neobsahují všechny frekvence. Výsledkem je tedy časový průběh, který pro určité frekvence nemá dostatečné buzení a projeví se tam mnohem vyšší chybou v měření.

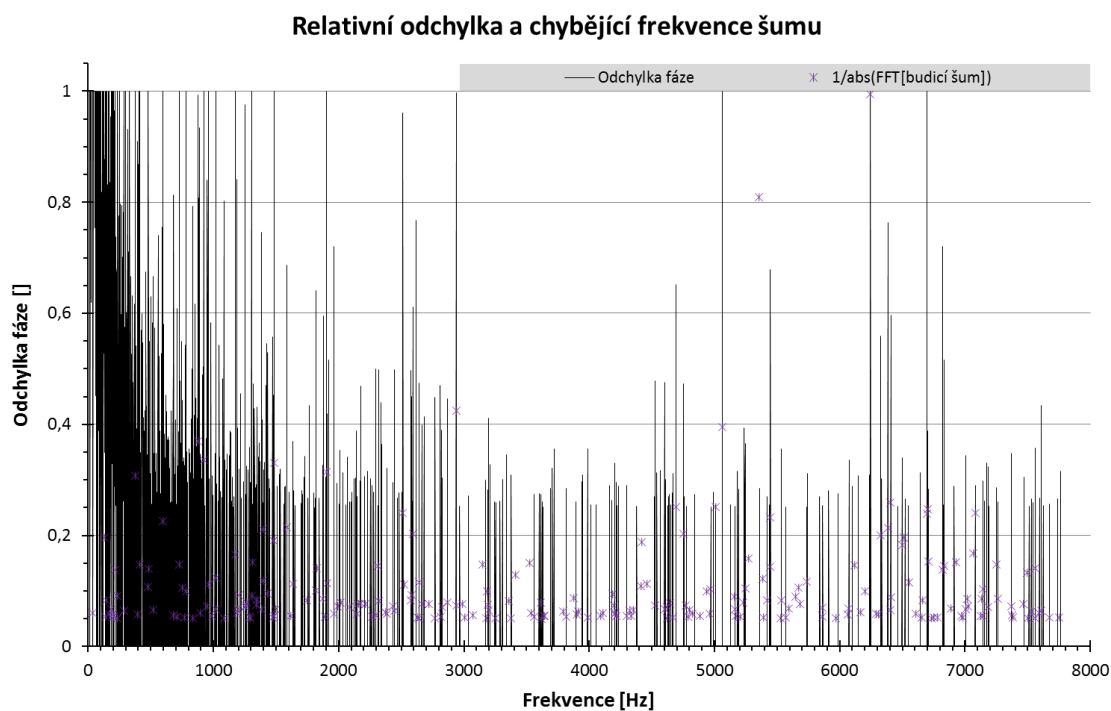
Tuto teorii podporuje experiment s naměřeným průběhem absolutní hodnoty impedance a fáze na frekvenci pro rezistor. Obě tyto charakteristiky byly proloženy polynomičnou regresí druhého řádu. Od naměřené charakteristiky se následně v každém vzorku odečetl průběh regrese a na rozdíl aplikovala absolutní hodnota. Pro získání relativní odchylky byl výsledek absolutní hodnoty ještě vydělen průběhem regrese. Malé odchylky byly pro přehlednost odstraněny. Takto vzniklé závislosti relativní odchylky absolutní hodnoty impedance a fáze na frekvenci, byly vykresleny do grafů. Pro porovnání byla z impedančního analyzátoru vyčtena měřicí část uloženého budicího šumu. Aplikací FFT na tento vektor hodnot, vzniklo spektrum měřicí části. Absolutní hodnotou byly vytvořeny amplitudy pro jednotlivé frekvence. Vzhledem k hledání minimálních hodnot, byly průběhy amplitud invertovány. Stejně jako charakteristiky relativní odchylky, byl i výsledek operací na šumu nakonec prahován od nízkých hodnot z důvodu přehlednosti a aby bylo možné oba průběhy porovnat, následně



škálován do podobného rozsahu hodnot. Výsledek praktického ověření je v grafech 7.15 a 7.16. Nezmenšené grafy jsou v přílohách O (str. 92) a P (str. 93).



Graf 7.15: Relativní odchylka absolutní hodnoty impedance a chybějící frekvence šumu



Graf 7.16: Relativní odchylka fáze a chybějící frekvence šumu



Jak je z grafů 7.15 a 7.16 celkem dobře patrné, mnoho špiček relativních odchylek má na sobě i značku říkající, že tato frekvence je v budicím šumu málo obsažena. Lépe je to viditelné na relativní odchylce absolutní hodnoty impedance, která je díky téměř lineárnímu průběhu kvalitněji proložena polynomičnou regresí.

Teorie byla tímto potvrzena. Vystává otázka, jak tomuto v případných dalších verzích předejít. První možností by mohlo být rychlé zopakování měření s pomocí jiného budicího šumu a následné průměrování výsledků. Nebylo by však zajištěno, že se zaplní všechny vynechané frekvence v prvním budicím šumu. Bylo by tedy vhodné použít dvou komplementárních budicích šumů a výsledek poté složit. Tím by bylo zaručeno dostatečné buzení pro všechny zkoumané frekvence. Prodloužení měření je v tomto případě téměř dvojnásobné, ale dosáhlo by značně lepších výsledků. Alternativou také může být aplikace již zmíněného „chirp“ signálu místo šumu. Zde by byl nárůst doby potřebné k měření pravděpodobně ještě vyšší. Možností, jak zabránit šumu způsobenému chybějícími frekvencemi v budicím signálu, je tedy mnoho. Výsledkem většiny z nich by byly pravděpodobně lepší průběhy, ale také prodloužená doba měření.

Díky částečně univerzální konstrukci analyzátoru a měřicí části především, by bylo možné jednotlivé metody měření měnit pouze prostřednictvím přepnutí funkcí ve firmware. Tedy pouhým přidáním dalšího parametru k odesílané instrukci určovat metodu buzení a tím i dobu měření a výslednou přesnost.



8 Možnosti dalšího rozšíření

Za účelem dalšího zkrácení doby měření aktuální konfigurace přístroje, by bylo vhodné změřit závislost výsledků na délce předbuzení, která je nyní cca 0,5 s. Jak již bylo zmíněno, některé úpravy jsou nad rámec této diplomové práce. Jde například o automatické přepínání rozsahů, kvalitní dynamickou kalibraci přístroje a vhodnější budicí signály, které jsou diskutovány koncem předchozí kapitoly v podkapitole 7.3. Kromě nutného vhodnějšího spektrálně omezeného šumu či „chirp“ signálu, je v budoucnu možné doplnit měřicí metody i o plnohodnotný sweep. Dynamická kalibrace není, vzhledem k použité měřicí metodě, zcela jednoduše realizovatelná. Při měření pomocí sweepu by bylo relativně jednoduché na každé frekvenci a rozsahu zvolit správnou korekci. Zde je to ztíženo nastavením jednoho rozsahu pro celé měření a tedy jeho využívání až do krajních mezí. Spolehlivý algoritmus dynamické kalibrace je tedy jedním z problémů, které bude nutné v dalším vývoji vyřešit.

Automatické přepínání rozsahů je důležitou součástí většiny měřicích přístrojů. V podkapitole 3.2 o použitém budicím šumu, bylo diskutováno, proč nelze jednoduše přepínat rozsahy u této měřicí metody. Důvodem je měření kompletní charakteristiky impedance najednou. Aby bylo možné přepínat rozsahy, tak je nutné dopředu znát přibližný tvar průběhu impedance na frekvenci. Na základě této informace by se poté odpovídajícím způsobem upravil rozsah a hlavně budicí šum. Analyzátor by tedy mohl obsahovat místo časového průběhu frekvenčně omezeného šumu, jen jeho spektrum. Po přibližném naměření několika bodů charakteristiky by se tímto průběhem tvaroval budicí šum a následně převedl pomocí IFFT do časové oblasti. Bylo by tedy zabezpečeno optimální využití měřicích rozsahů i u struktur s velkou změnou absolutní hodnoty impedance. Toto řešení má, ale mnoho úskalí. Prvním je možná nerealizovatelnost časového průběhu z upraveného spektra. Dalším je prodloužení doby měření, které je v rozporu s hlavní prioritou u tohoto přístroje. Vzhledem k těmto nevýhodám a také značné náročnosti, nebylo automatické přepínání rozsahů implementováno, ale je to jeden z možných směrů dalšího vývoje.

Poněkud vzdálenější budoucností je poté možné sloučení impedančního analyzátoru a syntetické impedance (resp. celého obvodu aktivního tlumení vibrací) do jednoho zařízení. To je možné díky částečně univerzální konstrukci celé platformy a tedy omezeno jen nalezením vhodných algoritmů.



9 Závěr

V této práci jsou diskutovány různé přístupy k měření závislosti impedance na frekvenci, v určitém frekvenčním rozsahu a s konstantním krokem. Realizované řešení je vybráno na základě požadavku na rychlost a poté přesnost. Výsledkem je impedanční analyzátor založený na metodě buzení pomocí frekvenčně omezeného šumu. Způsob buzení však není omezen použitým hardware a je tak možná jeho změna. Dále byly zvažovány způsoby řešení návrhu konkrétního přístroje, kde byl zvolen mikrokontroler architektury ARM s výpočetní jednotkou v plovoucí desetinné čárce a externí operační paměti. Pro převod signálu byly vybrány přesné Σ - Δ AD převodníky a jako měřicí obvod auto-balanční můstek s operačním zesilovačem. Paralelně se stavbou přístroje byl vyvíjen firmware mikrokontroleru, zajišťující komunikaci mezi všemi prvky a také program pro zobrazení výsledků v PC.

Testování bylo provedeno měřením na reálných prvcích a srovnáním s výstupem impedančních analyzátorů HP a Agilent. Nejprve byly porovnány výsledky základních struktur typu sériové a paralelní RLC články a poté piezokeramický aktuátor s připojenou hmotou. Porovnávání přesnosti pomocí překrývání čar v grafech není sice příliš vhodné, avšak ukazuje na to, že i v této rané verzi, dosahuje zkonstruovaný impedanční analyzátor relativně dobrých výsledků. Ty je možné, diskutovanou volbou vhodnějšího budicího šumu, ještě výrazně zlepšit.

Délka měření pomocí zkonstruovaného analyzátoru od odeslání instrukce do přijetí posledních dat činí přibližně 4,25 s. Frekvenční rozlišení v rozsahu od 20 Hz do 7,7 kHz je přibližně 0,95 Hz. Rozsah hodnot je díky zvolenému obvodu od $m\Omega$ až do $M\Omega$ a naměřené průběhy je možné odeslat do PC, či systému aktivního tlumení vibrací. Při měření na rezistoru byl splněn požadavek na přesnost do 1 ‰, ale u složitějších struktur se pohybuje jen v řádu jednotek procent. Přesnost srovnávaných analyzátorů, je však v této oblasti shodná s požadavky na ten zkonstruovaný.

Přístroj je konstruován jako částečně univerzální platforma. Je tedy možná jednoduchá výměna AD a DA převodníků, přidání displeje nebo dalších periférií. Což ostatně ukazuje souběžná diplomová práce zabývající se jiným přístrojem s využitím této platformy. Bylo by dokonce možné použít toto zařízení jako některý z pokročilejších regulátorů jen s mírnými úpravami.



Seznam literatury

AD5791, 2010. [online]. Analog Devices [cit. 2013-12-12], rev. D. Dostupné z:

http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5791.pdf

AD5933, 2005. [online]. Analog Devices [cit. 2013-12-12], rev. E. Dostupné z:

http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD5933.pdf

AD7176-2, 2012. [online]. Analog Devices [cit. 2013-12-12], rev. A. Dostupné z:

http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD7176-2.pdf

AGILENT, ©2009-2013. *Agilent Impedance Measurement Handbook: A guide to measurement technology and techniques* [online]. Agilent Technologies [cit. 2013-12-12], vol. 4. Dostupné z:

<http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5950-3000.pdf>.

BUDASZ, Jiří. 2014. *Digitální syntetická impedance pro výzkum v oblasti tlumení vibrací*. Diplomová práce. Technická univerzita v Liberci, Fakulta mechatroniky informatiky a mezioborových studií [cit. 2013-11-28], vedoucí práce Jan Václavík. Dostupné z: databáze TUL STAG po přihlášení.

DOERNER, Steffen, Thomas SCHNEIDER a Peter R. HAUPTMANN. 2007. Wideband impedance spectrum analyzer for process automation applications. In: *Review of Scientific Instruments* [online]. Maryland: American Institute of Physics [cit. 2013-04-09], vol. 78, no. 10. ISSN 0034-6748. DOI: [10.1063/1.2785845](https://doi.org/10.1063/1.2785845).

GIURGIUTIU, Victor a Buli XU. 2004. *Development of a Field-Portable Small-Size Impedance Analyzer for Structural Health Monitoring using the Electromechanical Impedance Technique* [online]. Columbia: University Of South Carolina [cit. 2013-04-09]. Dostupné z: http://www.me.sc.edu/research/lamss/pdf/conferences/c91_spie2004_5391-92.pdf.

HAASZ, Vladimír a Miloš SEDLÁČEK, 1998. *Elektrická měření: přístroje a metody*. Praha: ČVUT [cit. 2013-11-26]. ISBN 8001017176 9788001017173.

HAMED, Abdulrahman aj. 2012. Original embedded impedance analyzer for piezoelectric sensors. In: *Sensors and Actuators A: Physical* [online]. Amsterdam: Elsevier [cit. 2013-04-09], vol. 182, s. 82-88. ISSN 0924-4247. DOI: [10.1016/j.sna.2012.05.021](https://doi.org/10.1016/j.sna.2012.05.021).

HAYES, Monson H. 1999. *Schaum's outline of theory and problems of digital signal processing*. New York: McGraw Hill. Schaum's outline series, [cit. 2013-12-14]. ISBN 0-07-027389-8.



HOJA, Jerzy a Grzegorz LENTKA. 2009. PORTABLE ANALYZER FOR IMPEDANCE SPECTROSCOPY. In: *XIX IMEKO World Congress: Fundamental and Applied Metrology* [online]. Lisabon: IMEKO [cit. 2013-04-09], s. 497-502. ISBN 978-96-3884-100-1. Dostupné z: SciVerse.

HOJA, Jerzy a Grzegorz LENTKA. 2010. Interface circuit for impedance sensors using two specialized single-chip microsystems. In: *Sensors and Actuators A: Physical* [online]. Amsterdam: Elsevier [cit. 2013-04-09], vol. 163, no. 1, s. 191-197. ISSN 0924-4247. DOI: [10.1016/j.sna.2010.08.002](https://doi.org/10.1016/j.sna.2010.08.002).

LEWIS, George K., George K. LEWIS a William OLBRICHT, 2008. Cost-effective broad-band electrical impedance spectroscopy measurement circuit and signal analysis for piezo-materials and ultrasound transducers. *Measurement Science and Technology* [online]. IOP Publishing, vol. 19, no. 10, s. 105102 [cit. 2013-11-26]. ISSN 0957-0233, 1361-6501. DOI: [10.1088/0957-0233/19/10/105102](https://doi.org/10.1088/0957-0233/19/10/105102).

LIU, Ze, Wuliang YIN a Xiufang SUN. 2009. Design of Electromagnetic Tomography system based on integrated impedance analyzer. In: *Instrumentation and Measurement Technology Conference* [online]. Singapore: IEEE Computer Society [cit. 2013-04-09], s. 1721-1724. ISSN 1091-5281. DOI: [10.1109/IMTC.2009.5168734](https://doi.org/10.1109/IMTC.2009.5168734).

SCHAEFER, Robert aj. 2004. Single board impedance analyzer and transient analysis of QCR sensor response. In: *Proceedings of the 2004 IEEE International Frequency Control Symposium* [online]. Magdeburg: IEEE Computer Society [cit. 2013-04-09], s. 795-799. ISSN 1075-6787. DOI: [10.1109/FREQ.2004.1418569](https://doi.org/10.1109/FREQ.2004.1418569).

SLUKA, Tomáš. 2007. *Noise and vibration control using piezoelectric elements shunted by a negative capacitor*. Dizertační práce. Technická univerzita v Liberci, Fakulta mechatroniky informatiky a mezioborových studií [cit. 2013-11-28], vedoucí práce Pavel Mokrý. Dostupné z: databáze TUL STAG po přihlášení.

YAO, Kai-chao aj. 2007. Virtual Impedance Analyzer Design and Implementation. In: *International conference on innovative computing, information and control* [online]. CA: IEEE Computer Society [cit. 2013-04-09], s. 71-74. ISBN 0-7695-2882-1. DOI: [10.1109/ICICIC.2007.618](https://doi.org/10.1109/ICICIC.2007.618).



Seznam příloh na CD

Datové listy součástí

Schémata a desky plošných spojů

Skript pro ovládání (obsahuje i vyčtený budicí šum)

Zdrojový kód mikrokontroleru

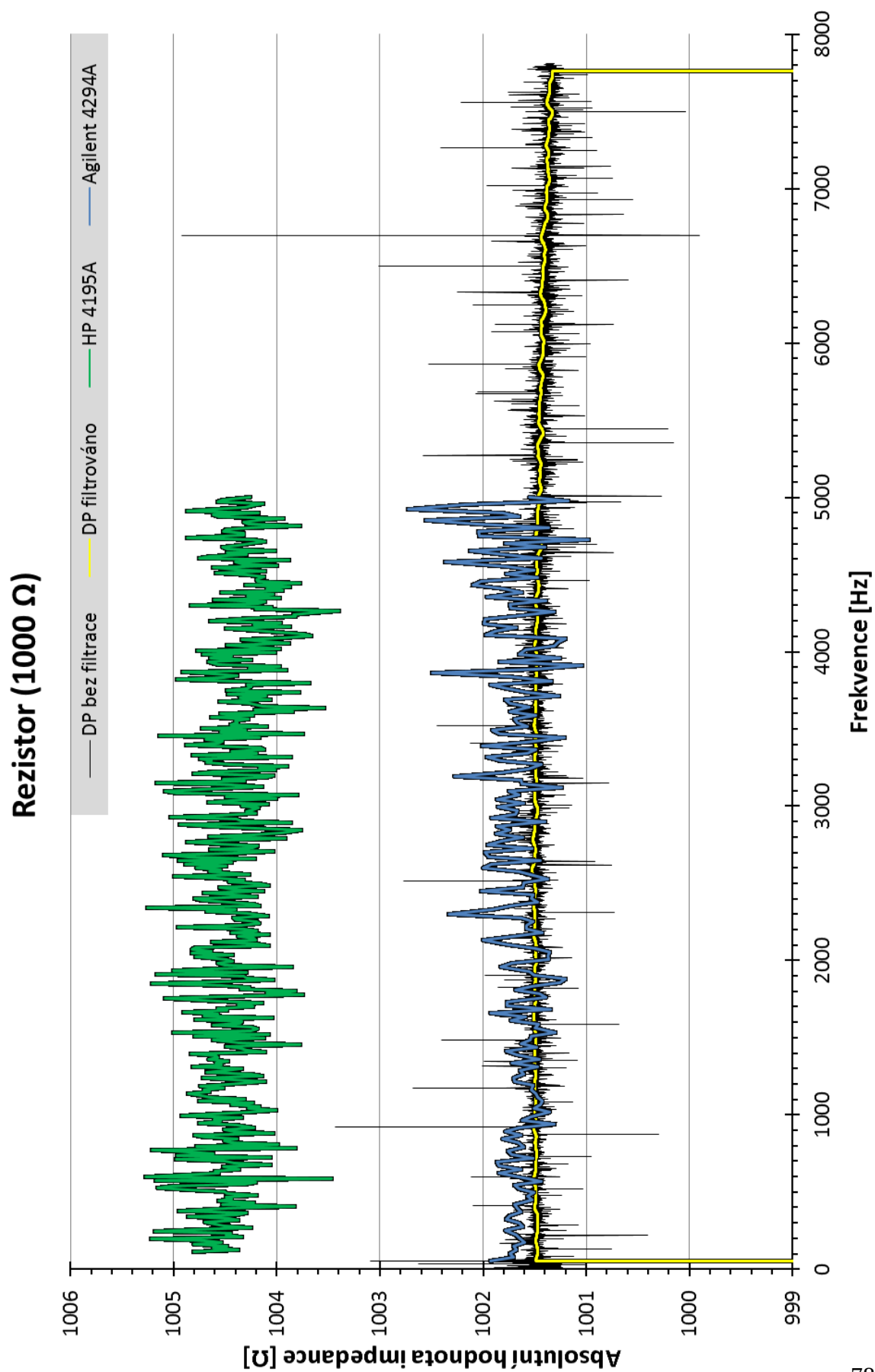
Impedanční analyzátor pro laboratoř aktivního tlumení vibrací.pdf

Kompletní schéma impedančního analyzátoru.png

Výsledky měření + porovnání odchylek.xlsx

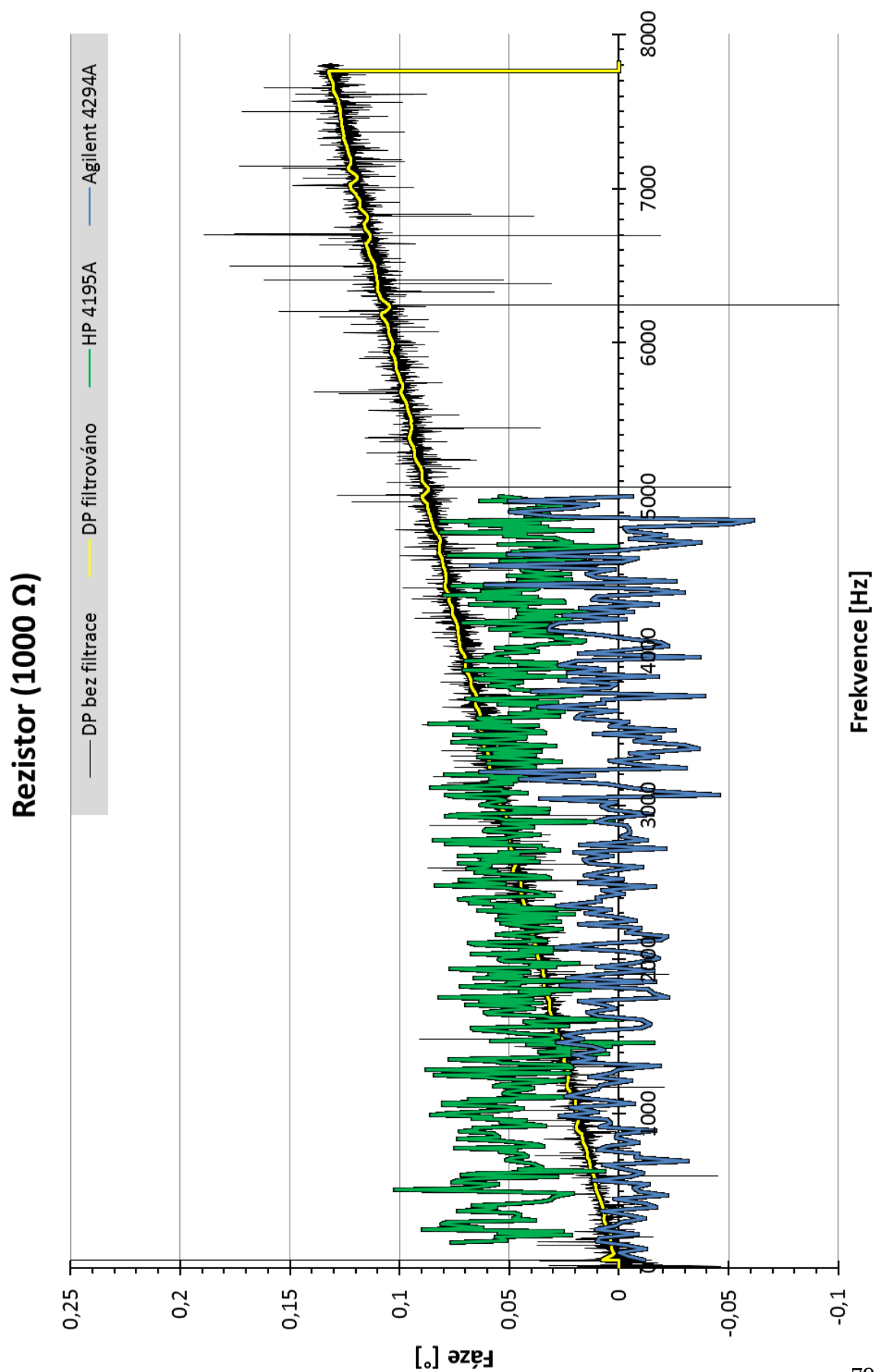


Příloha A



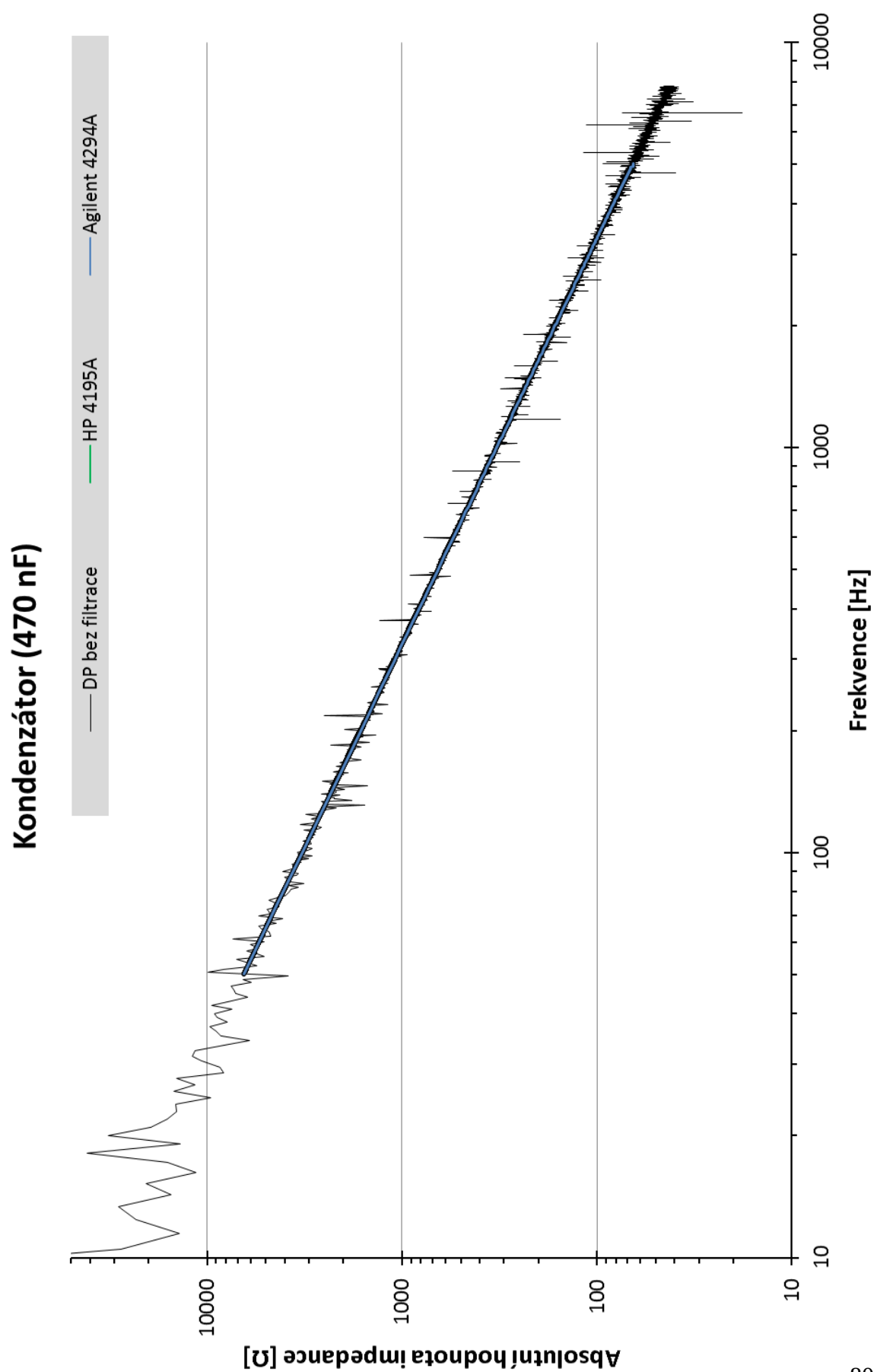


Příloha B



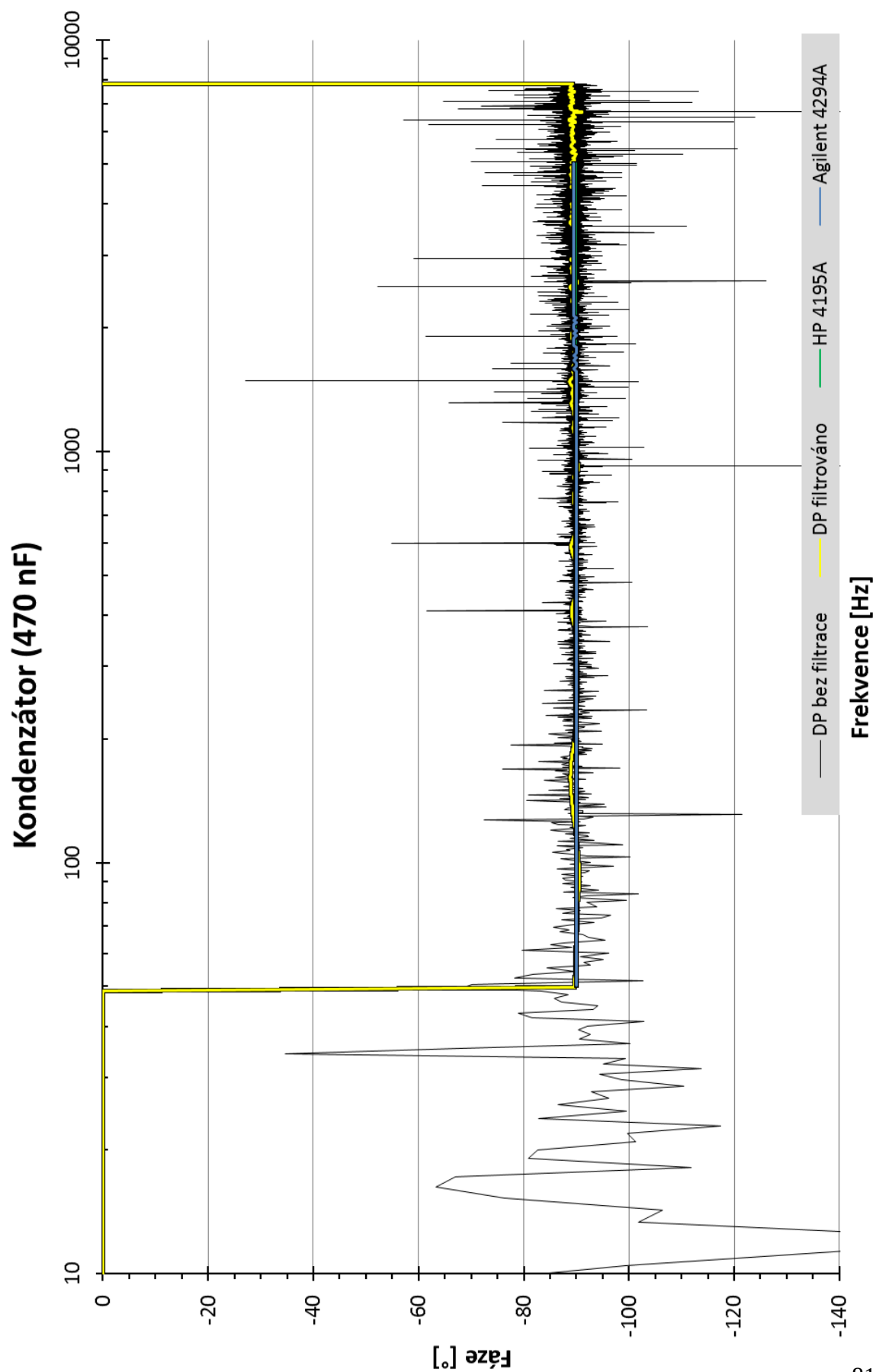


Příloha C



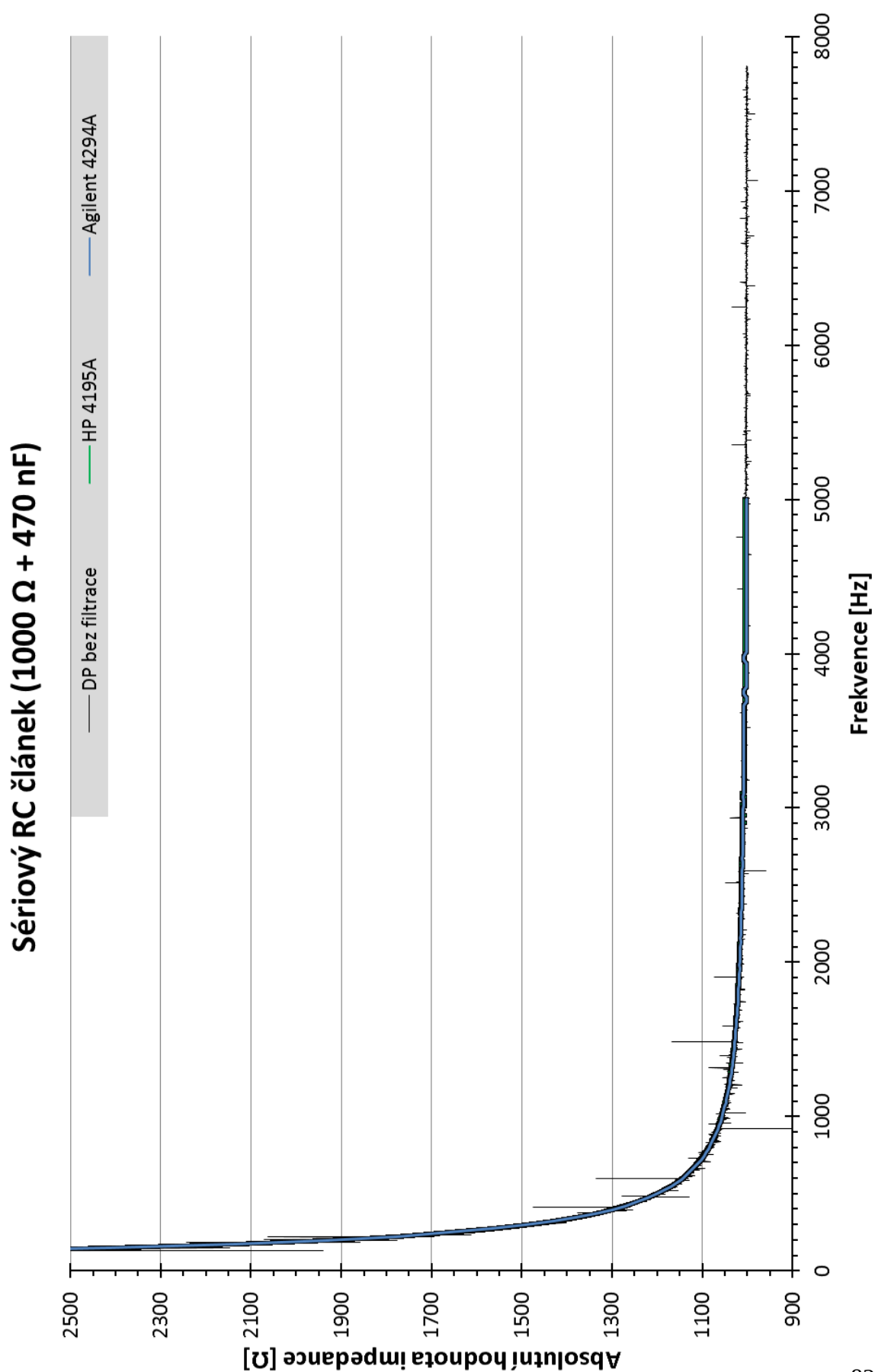


Příloha D



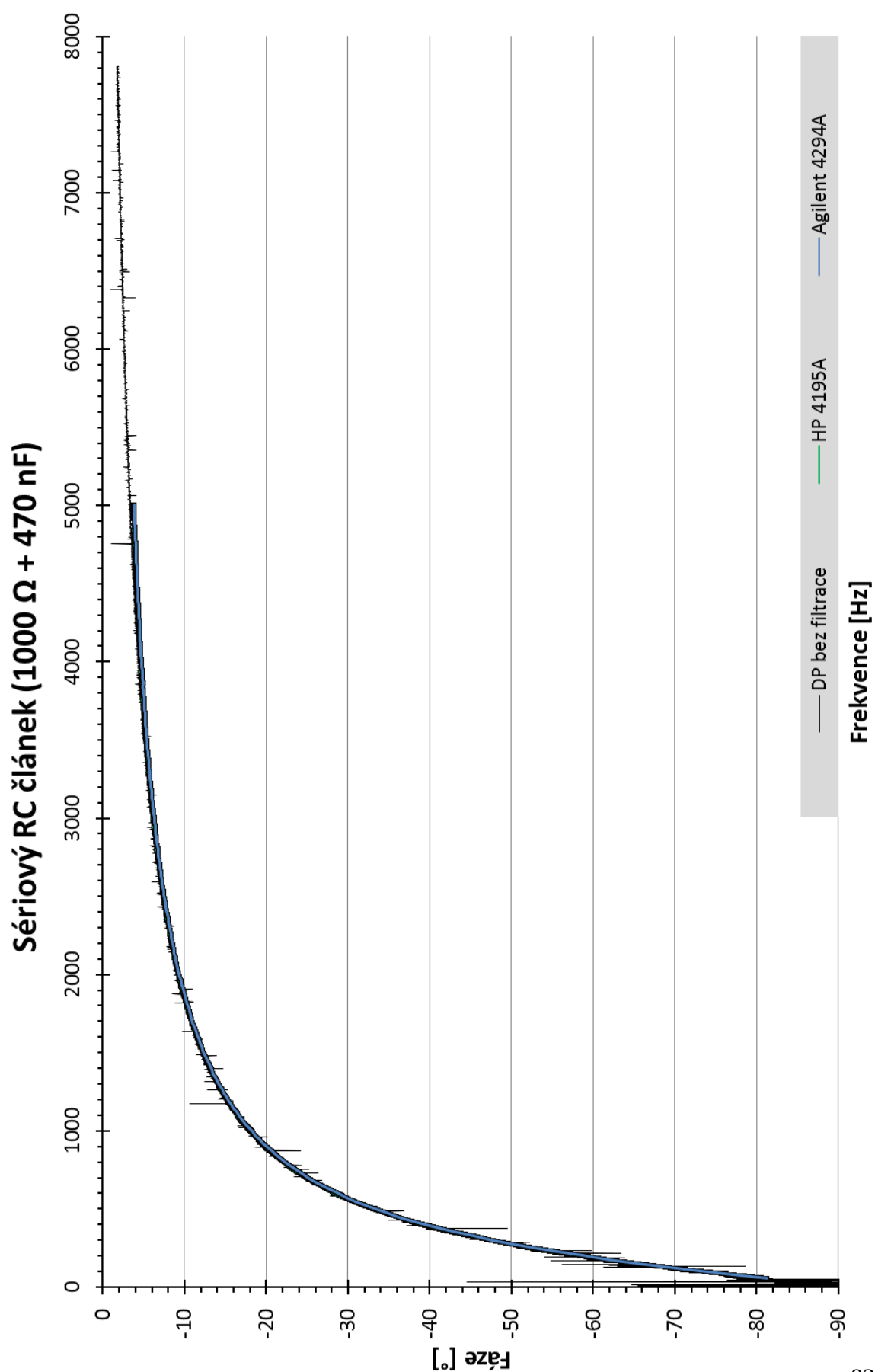


Příloha E



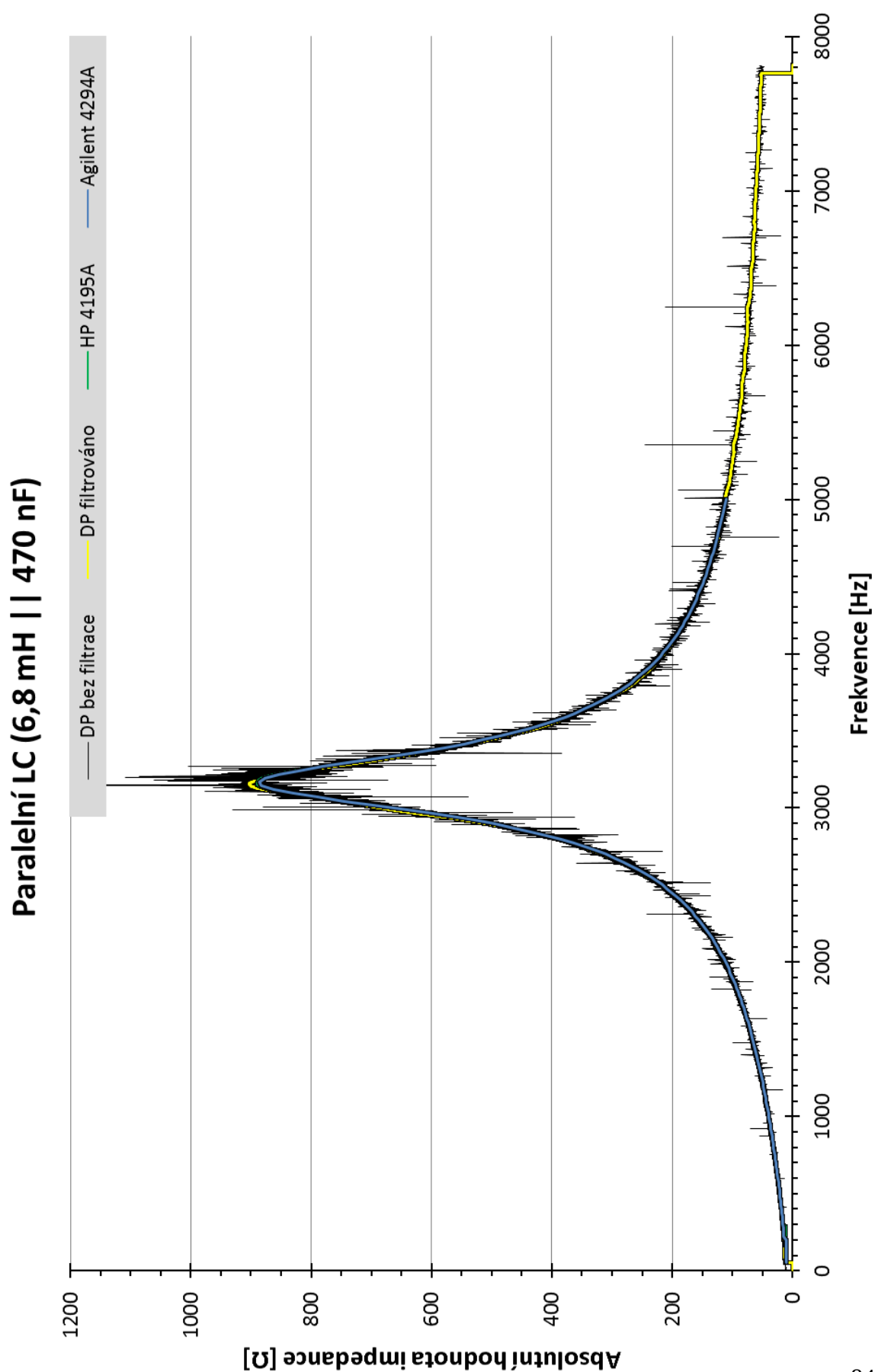


Příloha F



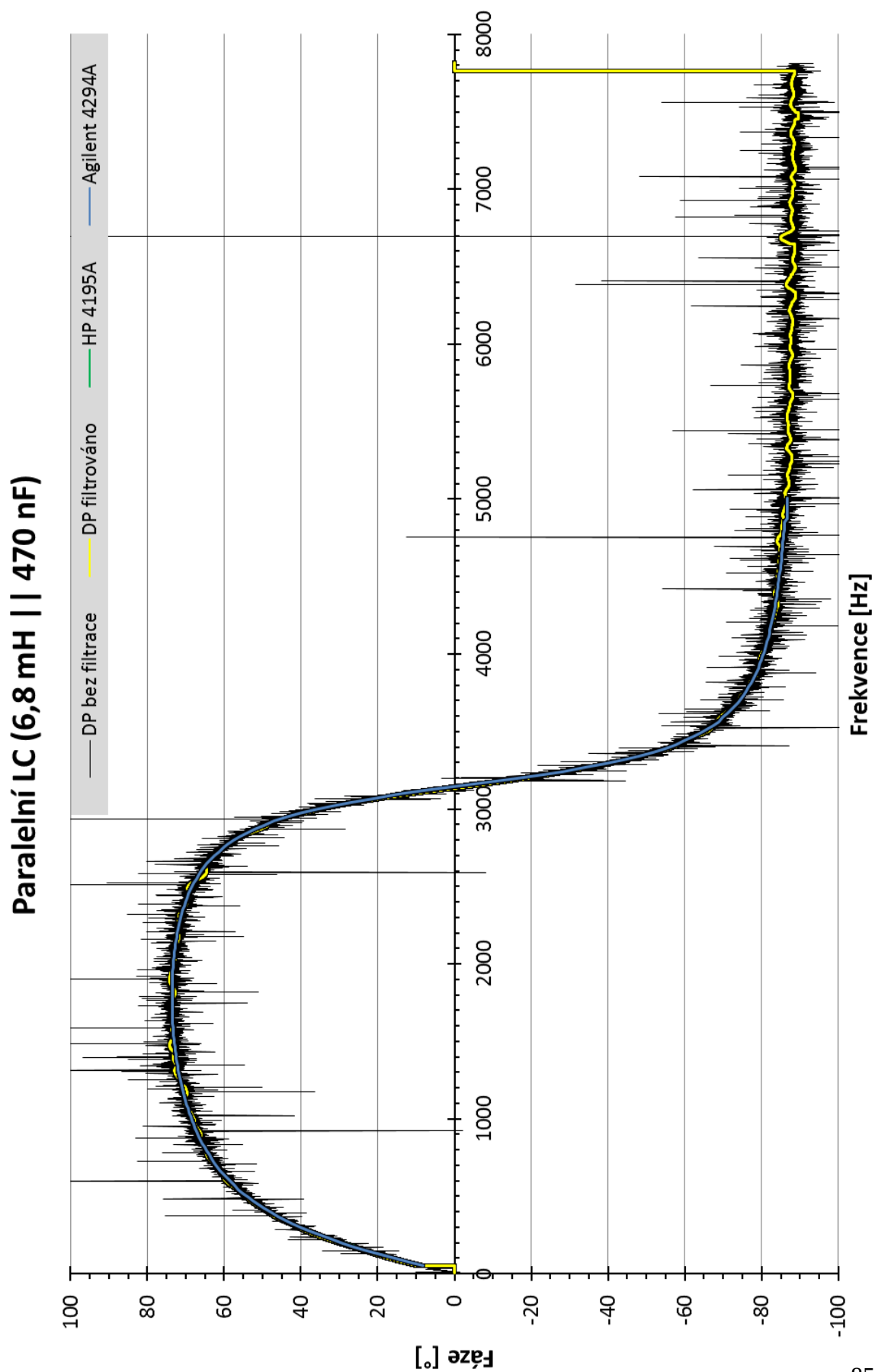


Příloha G



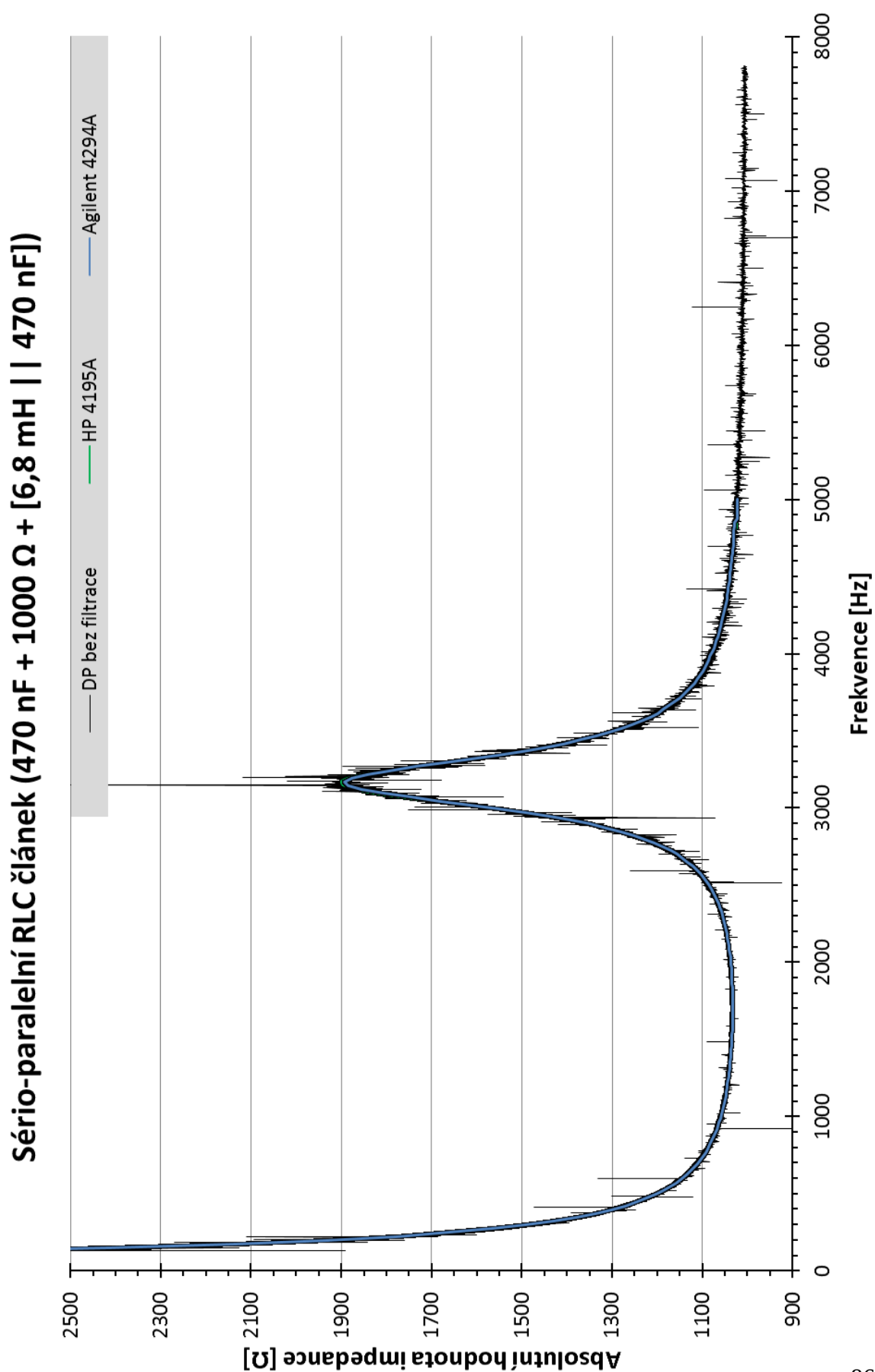


Příloha H





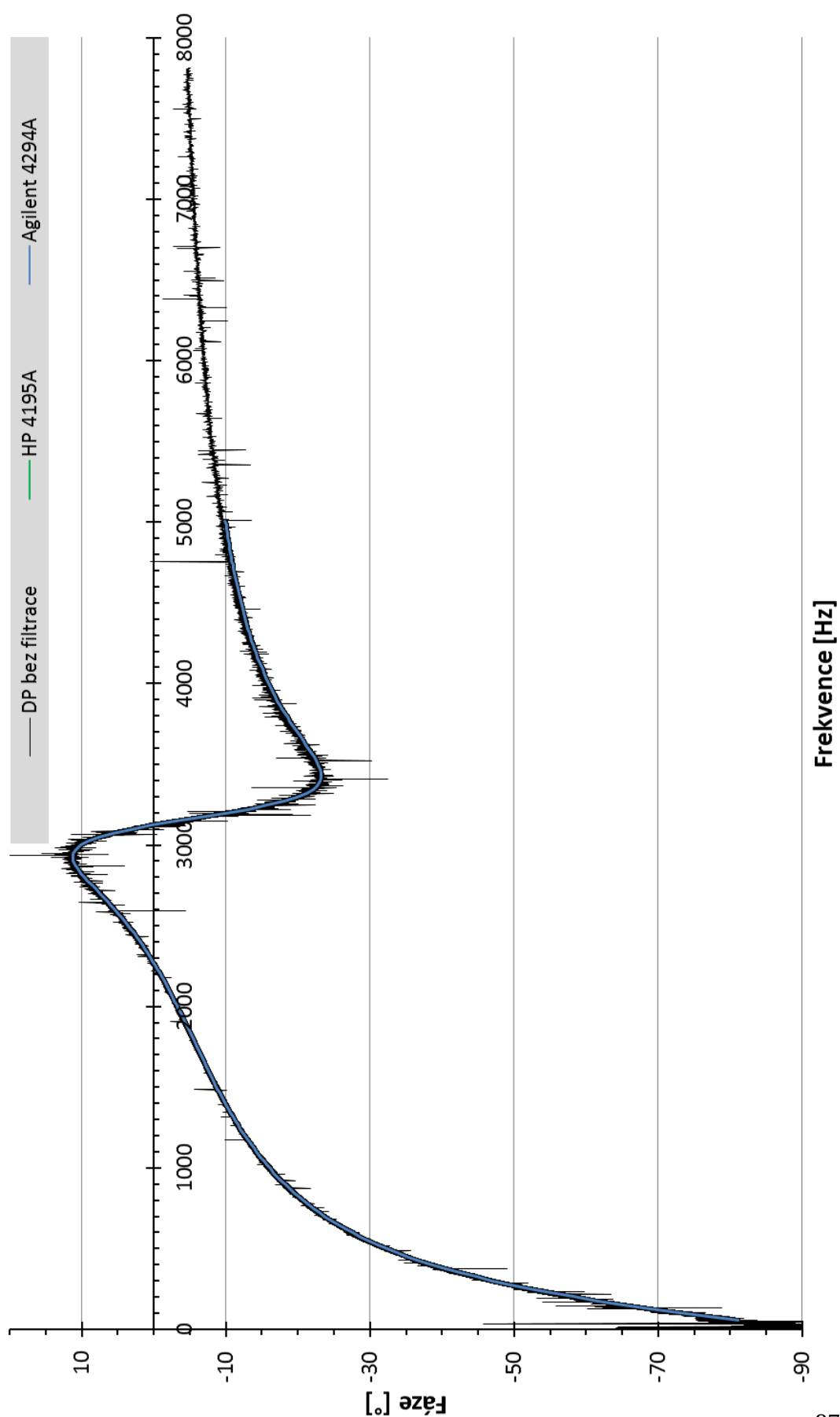
Příloha I





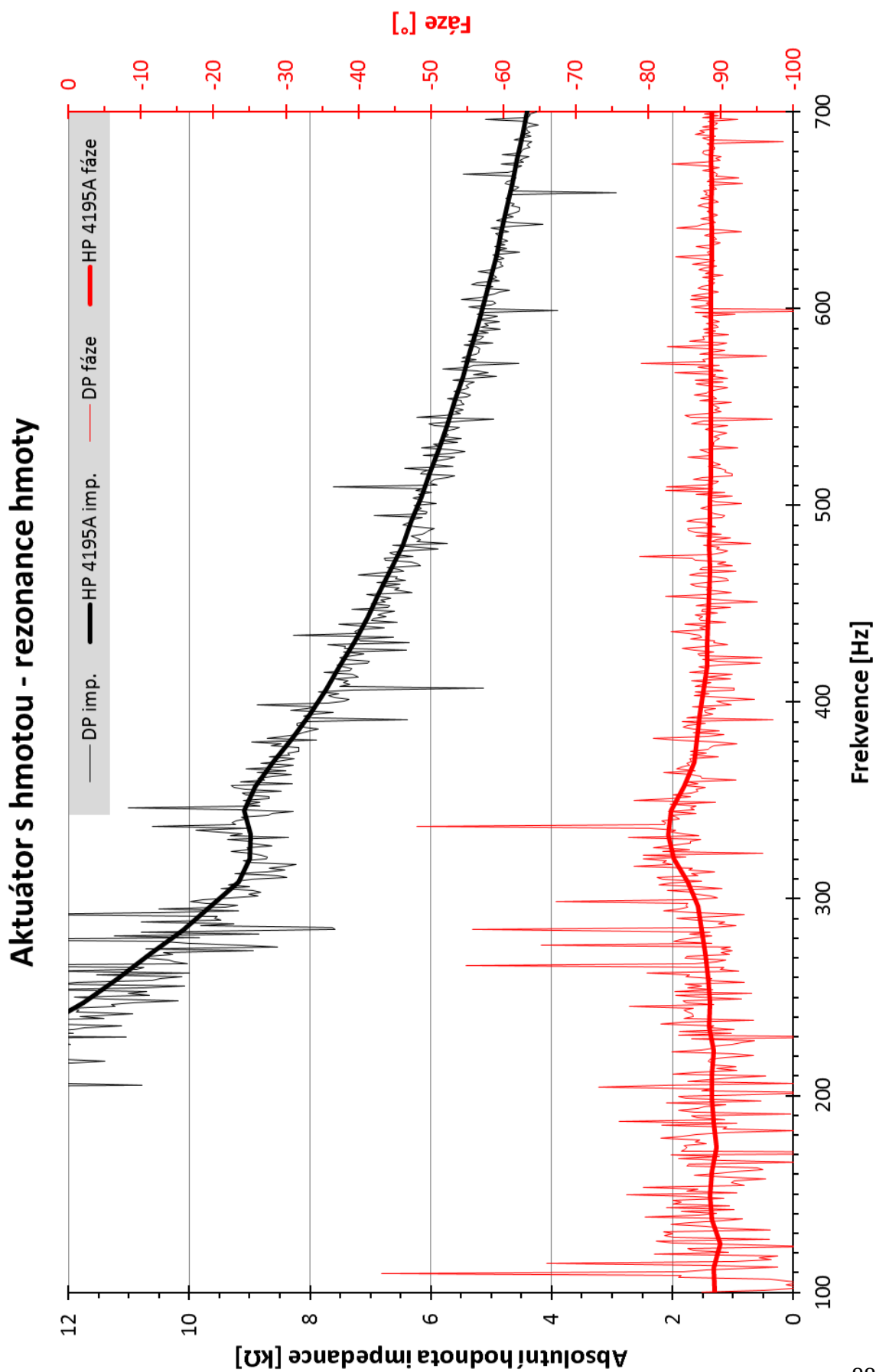
Příloha J

Série-paralelní RLC (470 nF + 1000 Ω + [6,8 mH | 470 nF])



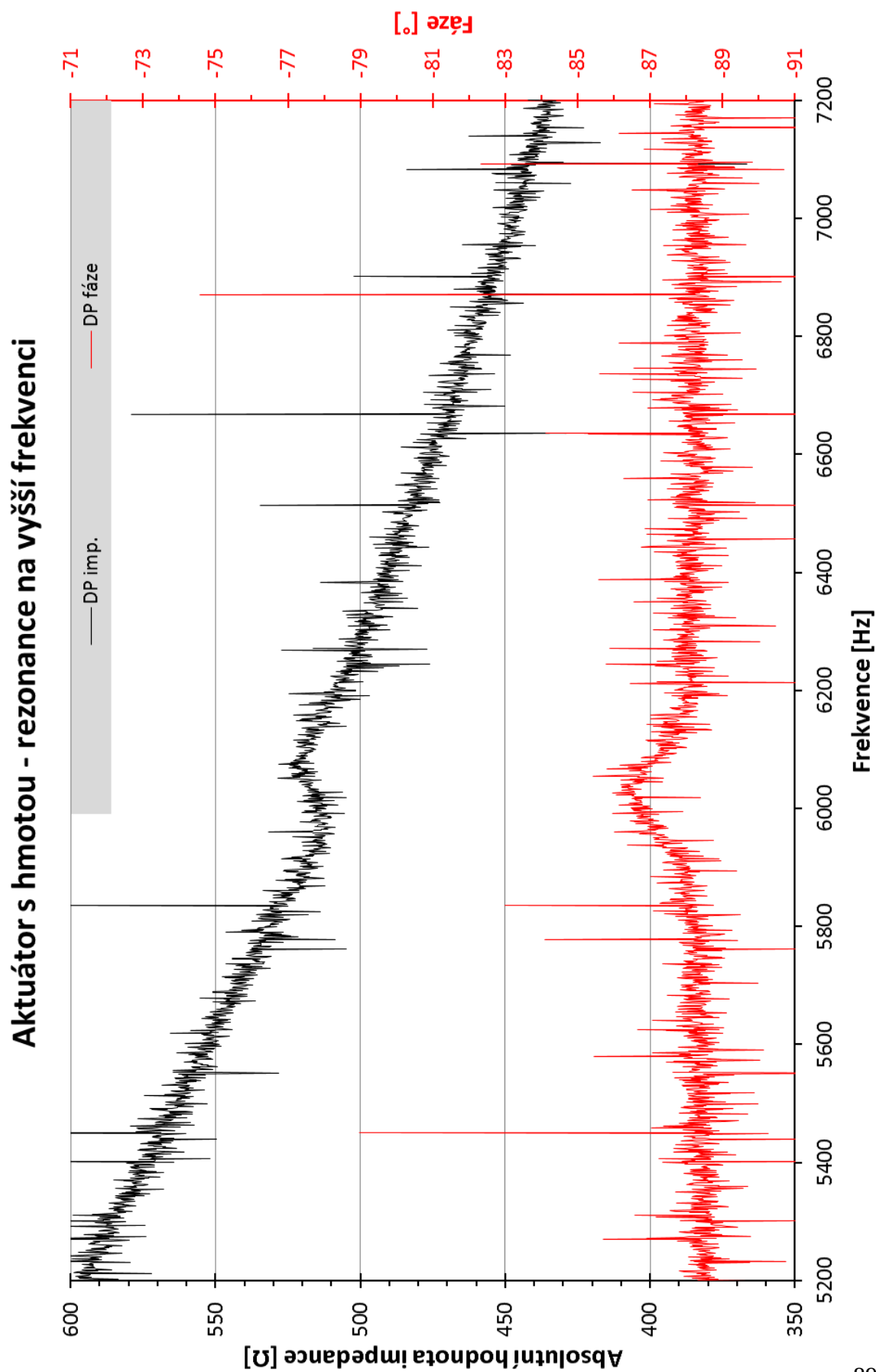


Příloha K





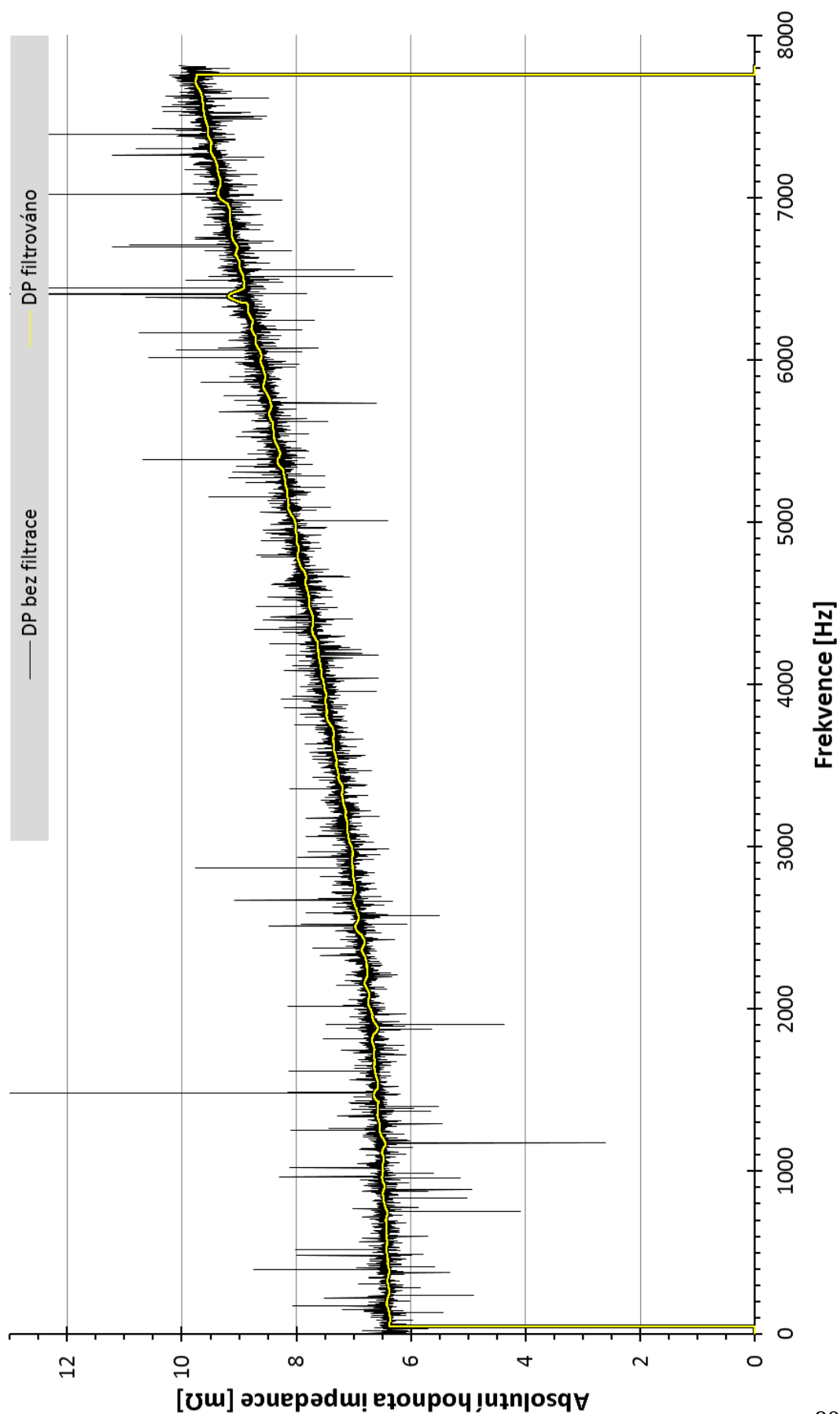
Příloha L





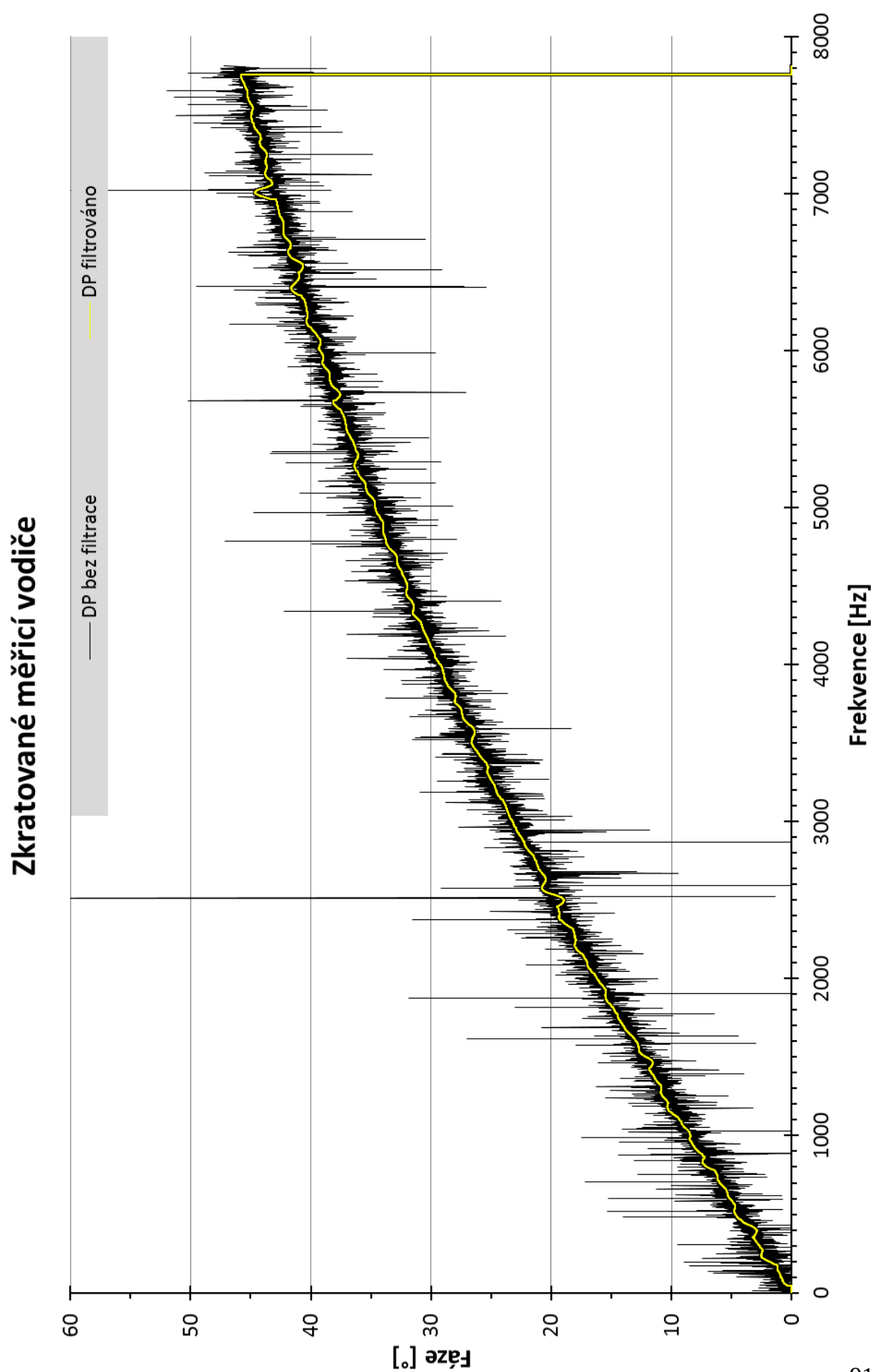
Příloha M

Zkratované měřicí vodiče



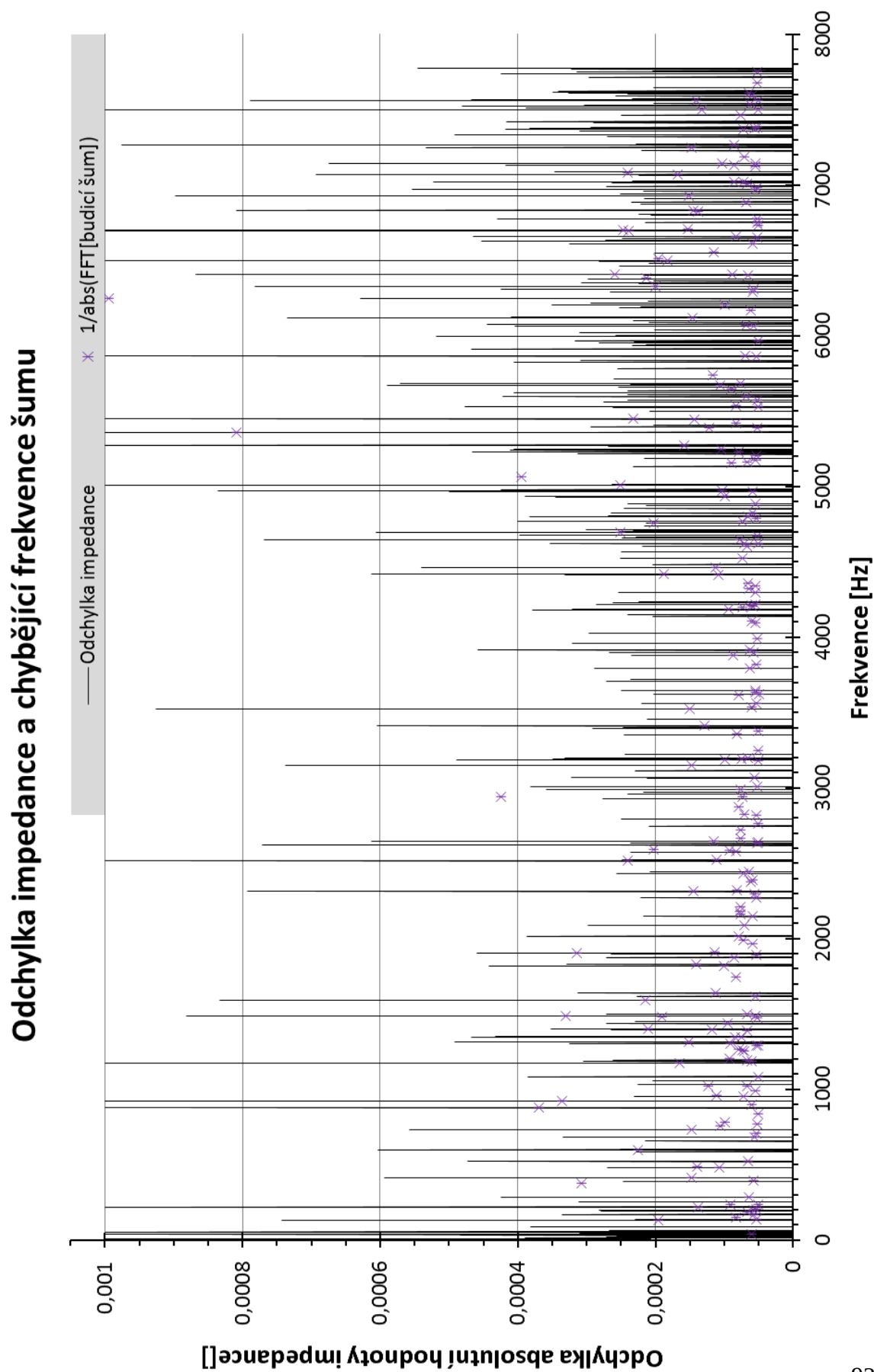


Příloha N





Příloha O





Příloha P

