



Vývoj systému pro adaptivní tlumení vibrací

Disertační práce

Studijní program: P2612 Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: 2612V045 Technická kybernetika

Autor práce: **Ing. Jakub Nečásek**

Školitel: Ing. Pavel Márton, Ph.D.

Konzultant-specialista: Ing. Jan Václavík





Development of a system for adaptive vibration damping

Doctoral thesis

Study programme: P2612 Elektrotechnika a informatika

Study branch: 2612V045 Technická kybernetika

Author: **Ing. Jakub Nečásek**

Supervisor: Ing. Pavel Márton, Ph.D.

Consultant-specialist: Ing. Jan Václavík





Prohlášení

Byl jsem seznámen s tím, že na mou disertační 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 disertační práce pro vnitřní potřebu TUL.

Užiji-li disertační 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.

Disertační práci jsem vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací se školitelem mé disertační práce a konzultantem-specialistou.

Současně čestně prohlašuji, že tištěná verze práce se shoduje s elektronickou verzí, vloženou do IS STAG.

Datum:

Podpis:



Abstrakt

Disertační práce se věnuje tlumení vibrací a hluku semi-aktivní metodou založenou na aktivním řízení tuhosti aktuátoru pomocí elektronického bočníku, umístěného v tlumeném systému. Tato metoda je zde stručně popsána i se základním dělením na pasivní a aktivní impedanci bočníku. V závěru popisu semi-aktivní metody jsou nastíněny možné přístupy k adaptivitě tlumení při změnách vnějších podmínek. S tímto souvisí popis rychlého impedančního analyzátoru pro adaptivní metodu založenou na přímém měření impedance aktuátoru.

Hlavní část práce tvoří vývoj přesného impedančního bočníku – digitální syntetické impedance (DSI) a její následné použití. Na teoretický rozbor možných, a v literatuře publikovaných řešení, navazuje popis vývoje a vlastní konstrukce jednotlivých částí tohoto zařízení. Simulovány, změřeny a následně diskutovány jsou zde vlivy parametrů digitální části a různých topologií zapojení analogové části na přesnost a laditelnost výsledné impedance. Tuto část uzavírá představení a popis druhé verze digitální syntetické impedance (DSIv2), navržené na základě zkušeností z úprav a praktického nasazení verze první.

Obě verze digitální syntetické impedance byly úspěšně aplikovány na různé experimentální systémy tlumení vibrací a hluku. Tyto systémy jsou zde popsány včetně měřicí aparatury a rozboru dosažených výsledků. Příkladem je snížení přenosu vibrací u jednodimenzionálních systémů o 19 – 23 dB, či 40dB pokles prostupu hluku v případě aktuátory vyztužené skleněné tabule. Na tomto systému byla též úspěšně testována adaptivita na změnu okolních podmínek.

Závěrem práce je uveden návrh možného dalšího postupu ve vývoji zařízení, plynoucí z praktické aplikace obou verzí digitální syntetické impedance a jejich podrobného teoretického rozboru. Diskutovaná zlepšení jednotlivých částí zařízení povedou ke zkvalitnění syntetizované impedance, a tím i kvality výsledného tlumení.

Klíčová slova: semi-aktivní tlumení vibrací, aktivní řízení tuhosti, digitální syntetická impedance, impedanční analyzátor



Abstract

This doctoral thesis deals with a modern approach to vibration damping – semi-active method, which uses an actuator embedded in a mechanical structure and shunted by specific electric impedance. This method, also called active elasticity control, is described along with categorization of passive and active shunt impedances and motivation for development of adaptive tuning algorithms. One of these methods uses fast and portable impedance analyzer, which is described alongside with its specification and performance.

The main part of this work is focused on the description of two versions of digital synthetic impedance device. Description of the first version includes survey of possible approaches to the design of the individual parts of this device with discussion of already published works. Important section analyses the impact of the properties of these parts on the final performance of the device, e.g. on accuracy and fine-tunability. Design of the second version of the digital synthetic impedance device is then based on the experience from application of the first version and focuses on other types of damping systems with specific requirements.

Experimental application of the digital synthetic impedance devices on vibration and noise damping includes several systems. Their description also includes specification of experimental and acquisition setup and discussion of the results in relation with the mechanical topology. A high damping performance is reported: for example, in case of the first mode of cantilever beam, the damping of vibration was 23 dB. Suppression of transmitted noise in the system with a glass reinforced with actuators reached 40 dB. Adaptive tuning algorithm of the shunting impedance was also successfully implemented to the noise-transmission suppression system.

Steps for a further development of the digital synthetic impedance device are proposed. These involve the already acquired experience with various systems and implementation of algorithms for runtime adaptation. They can be expected to lead to elevated performance.

Key words: semi-active vibration damping, active elasticity control, digital synthetic impedance, impedance analyzer



Obsah

Seznam obrázků	8
Seznam grafů.....	9
Seznam tabulek	10
Seznam zkratk	11
Seznam <i>symbolů</i>	12
Úvod.....	14
1 Metody tlumení hluku a vibrací.....	15
1.1 Pasivní tlumení	15
1.2 Aktivní tlumení.....	15
1.3 Semi-aktivní tlumení	16
1.3.1 Pasivní impedance.....	18
1.3.2 Aktivní impedance	18
1.3.3 Vliv vnějších podmínek	20
2 Cíle práce	22
3 Systém pro přesné měření impedance	23
4 Syntetická impedance	28
4.1 Představení a použití.....	28
4.2 Digitální syntetická impedance.....	31
4.2.1 Digitální část	31
4.2.2 Analogová část.....	38
4.2.3 Souhrn vlastností DSI	45
4.3 Zjednodušená verze DSI.....	45
5 Aplikace DSI v laboratorních systémech.....	49
5.1 Tlumení vibrací v systému „hmota-aktuátor“	49
5.2 Tlumení vibračních módů vetknutého nosníku	54
5.3 Systém tlumení prostupu hluku	59
5.4 Systém tlumení odrazu hluku	64
6 Návrh dalšího vývoje systému adaptivního tlumení.....	66
6.1 Digitální část.....	66
6.2 Převodníky.....	68



6.3 Analogová část	69
Závěr	71
Použitá literatura	74
Autorovy publikace (chronologicky řazeno)	80
Přílohy.....	81
A. Ukázka syntetizační smyčky DSIV2 (viz kapitola 4.3).....	81
B. Schéma DSIV2 – digitální část a komunikační rozhraní.....	82
C. Schéma DSIV2 – analogová část a řízení zesílení.....	83
D. Schéma DSIV2 – napájení a zem analogové části.....	84
E. Seznam příloh na CD.....	85



Seznam obrázků

Obr. 1.1: Dopředné a zpětnovazební aktivní tlumení vibrací. Převzato z: Kodejška (2014).	15
Obr. 1.2: Příklad semi-aktivního tlumení vibrací. Převzato z: Kodejška (2014).	16
Obr. 1.3: Rozdělení semi-aktivního tlumení vibrací podle bočníku. Převzato z: Niederberger (2005).	17
Obr. 3.1: Blokové schéma impedančního analyzátoru.....	24
Obr. 3.2: Fotografie impedančního analyzátoru s napájecím zdrojem a připojenou testovací impedancí. 25	
Obr. 4.1: Digitální syntetická impedance jak ji představil Fleming (2000).	28
Obr. 4.2: Blokové schéma digitální části DSI.....	31
Obr. 4.3: Zjednodušený časový diagram hlavní smyčky algoritmu v DSI.	33
Obr. 4.4: Zjednodušené schéma analogové části DSI typu VC-VCCS s přepínatelnými R_c	38
Obr. 4.5: Zjednodušené schéma analogové části DSI typu HCP.	40
Obr. 4.6: Schéma použitého výkonového posílení operačních zesilovačů.	43
Obr. 4.7: Fotografie prototypů topologií analogové části – HCP vlevo a VC-VCCS vpravo (bez OZ). ...	43
Obr. 4.8: Zjednodušené schéma bloku pro úpravu velikosti signálu u DSI.	44
Obr. 4.9: Fotografie první verze DSI.	45
Obr. 4.10: Zjednodušené schéma bloku pro úpravu velikosti signálu u druhé verze DSI.	47
Obr. 4.11: Fotografie DSIv2.	48
Obr. 5.1: Nákres experimentálního systému tlumení vibrací. Převzato z: Márton et al (2018).	49
Obr. 5.2: Fotografie experimentálního systému tlumení vibrací.....	50
Obr. 5.3: Fotografie experimentálního systému tlumení vibrací jednostranně vetknutého nosníku.	54
Obr. 5.4: Zjednodušené schéma systému tlumení prostupu hluku. Převzato z: Mokřý et al (2015b).....	59
Obr. 5.5: Fotografie experimentálního systému tlumení prostupu hluku na optickém stole s DHI.	59
Obr. 5.6: Tlumení I. vibračního módu změřené pomocí DHI.	60
Obr. 5.7: Tlumení III. vibračního módu změřené pomocí DHI.	61
Obr. 5.8: Zjednodušené schéma systému tlumení hluku se senzory. Převzato z: Mokřý et al (2017)	61
Obr. 5.9: Fotografie exper. systému tlumení odrazu hluku. Převzato z: Černík a Mokřý (2012).....	65



Seznam grafů

Graf 1.1: Normalizovaná efekt. tuhost aktuátoru v závislosti na $\text{Re}(\alpha)$. Převzato z: Márton et al (2018).	19
Graf 3.1: Porovnání měření impedance vyvíjeného analyzátoru s komerčním.	26
Graf 3.2: Porovnání relativní odchylky měření s amplitudou jednotlivých složek budicího signálu.	27
Graf 4.1: Předepsaná a změřená impedance testovací struktury.	35
Graf 4.2: Porovnání rozdílů impedancí testovací struktury.	35
Graf 4.3: Simulace přeladování 1kHz rezonance testovací struktury pomocí L_J .	36
Graf 4.4: Změřené přeladování 1kHz rezonance testovací struktury pomocí L_J .	37
Graf 4.5: Změřené přeladování 1kHz rezonance testovací struktury pomocí C_J .	37
Graf 4.6: Porovnání výstupních impedancí topologií analogové části DSI.	41
Graf 4.7: Porovnání chyby fáze topologií analogové části DSI.	42
Graf 5.1: Frekvenční závislosti přenosu vibrací s různými typy tlumení.	51
Graf 5.2: Relativní tuhost systému tlumení vibrací. Převzato z: Márton et al (2018).	52
Graf 5.3: Různé interpretace parametru α včetně s přenosu vibrací. Převzato z: Márton et al (2018).	52
Graf 5.4: Frekvenční závislosti přenosu vibrací při různém naladění RRC členu.	53
Graf 5.5: Globální maximum přenosu vibrací při různém naladění RRC členu.	53
Graf 5.6: Tvary prvních čtyř módů jednostranně vetknutého nosníku.	56
Graf 5.7: Frekvenční závislost přenosu vibrací prvních dvou módů pro nosník bez a s MFC aktuátory.	57
Graf 5.8: Frekvenční závislost přenosu vibrací prvního módu nosníku při různých typech tlumení.	58
Graf 5.9: Odhad fáze K^{eff} změřený na frekvenci 260 Hz v závislosti na změnách parametrů DSI.	62
Graf 5.10: Optimalizace z různých signálů pro frekvenci 260 Hz při změnách parametrů DSI.	62
Graf 5.11: Postup adaptivního algoritmu pro naladění optimálního tlumení na frekvenci 260 Hz.	63
Graf 5.12: Porovnání adaptivního algoritmu a konstantního nastavení na 260 Hz při zahřátí skla.	64
Graf 5.13: Změny koeficientu odrazivosti v akustické trubici při různém naladění Z_{shunt} pomocí DSIv2.	65



Seznam tabulek

Tab. 4.1: Hodnoty součástí testovací impedanční struktury.....	34
Tab. 4.2: Naměřené změny rezonanční frekvence při přeladění pomocí L_1 a C_1	38
Tab. 4.3: Vypočítané a změřené hodnoty výstupní impedance analogových částí DSI.....	42
Tab. 5.1: Rozměry a vlastnosti jednostranně vetknutého nosníku a MFC aktuátorů.....	56
Tab. 5.2: Vlastní frekvence prvních čtyř módů jednostranně vetknutého nosníku.....	57



Seznam zkratek

AD	Analog to Digital, analogově digitální (převodník)
AEC	Active Elasticity Control, aktivní řízení tuhosti aktuátorů
BGA	Ball Grid Array, typ pouzdra integrovaných obvodů
CCII	Current Conveyor II, proudový konvektor druhé generace
CC-VCCS	Current Compensating VCCS, proudově kompenzační VCCS
DA	Digital to Analog, digitálně analogový (převodník)
DHI	Digital Holographic Interferometry, digitální holografická interferometrie
DMA	Direct Memory Access, přímý přístup do paměti
DSI	Digital Synthetic Impedance, digitální syntetická impedance
DSP	Digital Signal Processor, digitální signálový procesor
ESR	Equivalent Series Resistance, odporová složka součástky
FFT	Fast Fourier Transform, rychlá Fourierova transformace
FPGA	Field Programmable Gate Array, programovatelné hradlové pole
FPU	Floating Point Unit, koprocesor pro výpočty v plovoucí řádové čárce
FRAM	Ferroelectric Random Access Memory, feroelektrická nevolatilní paměť
GBP	Gain-Bandwidth Product, šířka pásma operačního zesilovače
GPB	General Purpose Interface Bus, rozhraní pro spojení měřicích přístrojů
HCP	Howland Current Pump, Howlandova proudová pumpa
HIL	Hardware-In-the-Loop, simulace reálných systémů pomocí HW
IIR	Infinite Impulse Response, digitální filtr s nekonečnou impulsní odezvou
JFET	Junction gate Field-Effect Transistor, tranzistor řízený polem
LVDS	Low-voltage differential signaling, nízkonapěťové diferenciální spojení
MEMS	MicroElectroMechanical Systems, mikroskopické el-mech. systémy
MFC	Macro Fiber Composite, plošný piezoel. aktuátor z vláken v pryskyřici
MOSFET	Metal-Oxide-Semicond. Field-Effect Transistor, tranzistor řízený polem
OTA	Operational Transconductance Amplifier, transkonduktanční zesilovač
PWM	Pulse-width modulation, pulzně šířková modulace
RISC	Reduced Instruction Set Computer, architekt. s redukovanou instr. sadou
SOS	Second Order Sections, rozdělení filtrů na více sekcí druhého řádu
SPI	Serial Peripheral Interface, sériové periferní rozhraní
SRAM	Static Random Access Memory, statická paměť
VCCS	Voltage Controlled Current Source, napětím řízený zdroj proudu
VC-VCCS	Voltage Compensating VCCS, napěťově kompenzační VCCS



Seznam symbolů

α	[-]	podíl komplexních el. impedancí aktuátoru a tlumícího obvodu
β_n	[-]	konstanta jednotlivých módů jednostranně vetknutého nosníku
ρ	[kg/m ³]	hustota
φ	[°]	fáze (obecná)
φ_x	[°]	fáze měřené neznámé impedance
φ_{error}	[°/Hz]	celková chyba fáze syntetizované impedance
φ_{error_analog}	[°/Hz]	chyba fáze syntetizované impedance způsobená analog. částí DSI
a_1	[m/s]	zrychlení vibrací měřené na vstupu do systému tlumení
a_2	[m/s]	zrychlení vibrací měřené na výstupu ze systému tlumení
C_{out}^{HCP}	[F]	kapacitní charakter Z_{out} u topologie HCP
$C_{out}^{VC-VCCS}$	[F]	kapacitní charakter Z_{out} u topologie VC-VCCS
E	[Pa]	Youngův modul
f_a	[Hz]	anti-rezonanční frekvence
f_r	[Hz]	rezonanční frekvence (obecná)
f_r^E	[Hz]	mechanická f_r systému s aktuátorem se zkratovanými vývody
f_r^{open}	[Hz]	mechanická f_r systému s aktuátorem s rozpojenými vývody
f_s	[Hz]	vzorkovací frekvence (obecná)
F_{PA}	[N]	síla působící na piezoelektrický aktuátor
F_u	[-]	napět'ový přenos určující syntetizovanou komplexní impedanci
h	[m]	tloušťka (obecná)
i_l	[A]	proud protékající syntetickou impedancí
I_x	[A]	komplexní frekvenční spektrum proudu neznámou impedancí
k^2	[-]	koeficient elektromechanické vazby – účinnost převodu energie
K^E	[N/m]	tuhost piezoel. aktuátoru při konst. elektrickém poli (zkratovaný)
K^{eff}	[N/m]	efektivní (změněná) tuhost piezoelektrického aktuátoru
K^{open}	[N/m]	tuhost piezoel. aktuátoru při konst. deformaci (rozpojený)
l	[m]	délka (obecná)
$t_{d_digital}$	[s]	vstupně-výstupní zpoždění digitální části DSI
t_{d_analog}	[s]	vstupně-výstupní zpoždění analogové části DSI
TR	[dB]	přenos vibrací
u_1	[V]	napětí na svorkách syntetické impedance
u_2	[V]	napětí na svorkách syntetické impedance vstupující do dig. části



u_3	[V]	výstupní napětí z digitální části ovládající zdroj proudu
$u_{PA}^{shunted}$	[V]	napětí na vývodech piezoel. aktuátoru s tlumicím obvodem
U_x	[V]	komplexní frekvenční spektrum napětí na neznámé impedanci
Z_{out}	[Ω]	výstupní komplexní elektrická impedance proudového zdroje
Z_{out}^{HCP}	[Ω]	Z_{out} u topologie HCP
$Z_{out}^{VC-VCCS}$	[Ω]	Z_{out} u topologie VC-VCCS
Z	[Ω]	komplexní elektrická impedance
Z_x	[Ω]	el. impedance měřené neznámé impedance
Z_{PA}	[Ω]	el. impedance piezoelektrického aktuátoru
Z_{shunt}	[Ω]	el. impedance tlumicího obvodu
Z_{shunt}^{HCP}	[Ω]	el. impedance digitální syntetické impedance s topologií HCP
$Z_{shunt}^{VC-VCCS}$	[Ω]	el. impedance DSI s topologií VC-VCCS



Úvod

Vibrace a jimi způsobený zvuk jsou nedílnou součástí našeho světa. Výsledný pozitivní či negativní dopad velmi záleží na okolnostech jejich výskytu. Toto tvrzení platí dvojnásob pro interakci vibrací a zvuku s lidmi. Stroje a zařízení se však na druhou stranu řídí zákony fyziky a ve většině případů jsou pro ně vibrace přicházející z okolí škodlivé. V dnešní době jen málokteré elektronické zařízení neobsahuje například vyspělý polovodičový čip, vyráběný nanometrovými technologiemi, či některý ze snímačů okolí založených na mikrostrukturách (MicroElectroMechanical Systems – MEMS) jako jsou akcelerometry, gyroskopy a další. Pro výrobu těchto komponent, ale i například pro přesné vědecké přístroje a metody jako jsou hvězdářské teleskopy (Anderson et al. 2008) nebo interferometrická měření tvaru zakřivení ploch (Psota et al. 2012) či vzdáleností včetně v poslední době často zmiňovaného měření gravitačních vln LIGO (Matichard et al. 2015), je pokročilé tlumení vibrací absolutní nutností. Mezi negativní vlivy na výrobní a experimentální zařízení se řadí hlavně snížení jejich životnosti, kvality výrobku či přesnosti měření. Je nutné zohlednit i z toho plynoucí další aspekty – složitější a dražší návrh a konstrukce, větší nároky na zastavěný prostor nebo nižší účinnost.



1 Metody tlumení hluku a vibrací

Způsobů, jakými lze potlačit vibrace, je mnoho. Přehled různých variant uvádí běžná literatura a není to zaměřením této práce. Zde jsou shrnuty jen základní principy z důvodu porovnání jejich vlastností. Vysvětleny jsou na konkrétním typu systému tlumení, sestávajícího z tlumeného objektu (např. již zmíněný optický systém), zdroje vibrací a tlumení mezi nimi. V praxi by se jednalo např. o nohu optického stolu.

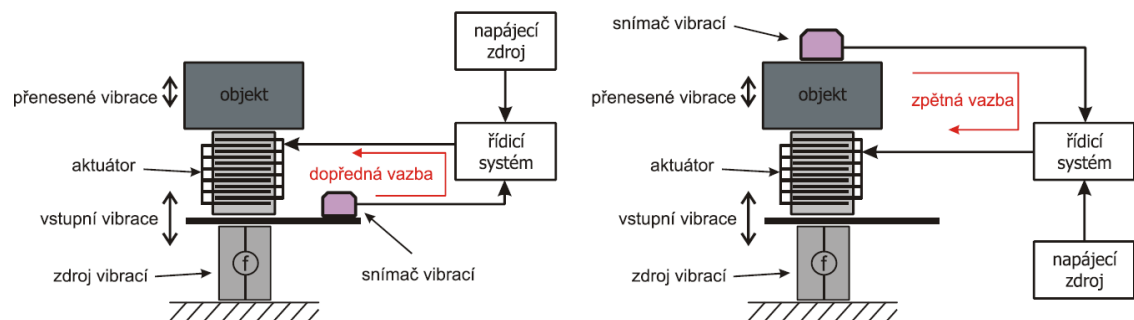
1.1 Pasivní tlumení

Historicky prvním způsobem potlačení vibrací je zcela pasivní tlumení. Využívá se při něm převodu pohybové/vibrační energie na teplo, který může být přímý či přes další veličiny – např. elektromagnetické pole (vířivé proudy).

Tato metoda nevyžaduje napájecí zdroj a ani jinak nedodává energii do systému, čímž je z principu stabilní. Značnou nevýhodou však jsou její nároky na prostor se snižující se tlumenou frekvencí a nižší dosažitelný útlum.

1.2 Aktivní tlumení

Metoda aktivního tlumení je založena na vynulování výsledné výchylky tlumeného objektu pomocí superpozice přichozích vibrací s uměle vytvořenými (Forward 1979). K tomuto účelu slouží aktuátory založené na různých principech (piezoelektrické, elektromagnetické) ovládané algoritmy pro zpracování signálu ze snímačů. Vzniká tak regulační smyčka, která podle umístění snímače vibrací či hluku může být dopředná či zpětnovazební – viz Obr. 1.1. V dopředné regulaci jsou snímány vstupní vibrace, avšak kvalita potlačení již měřena není. Naopak zpětnovazební regulace měří přímo vibrace tlumeného objektu, které procházejí aktuátorem, avšak se zvyšující se kvalitou tlumení se tento signál ztrácí a nemůže tedy dojít k jejich úplnému potlačení.



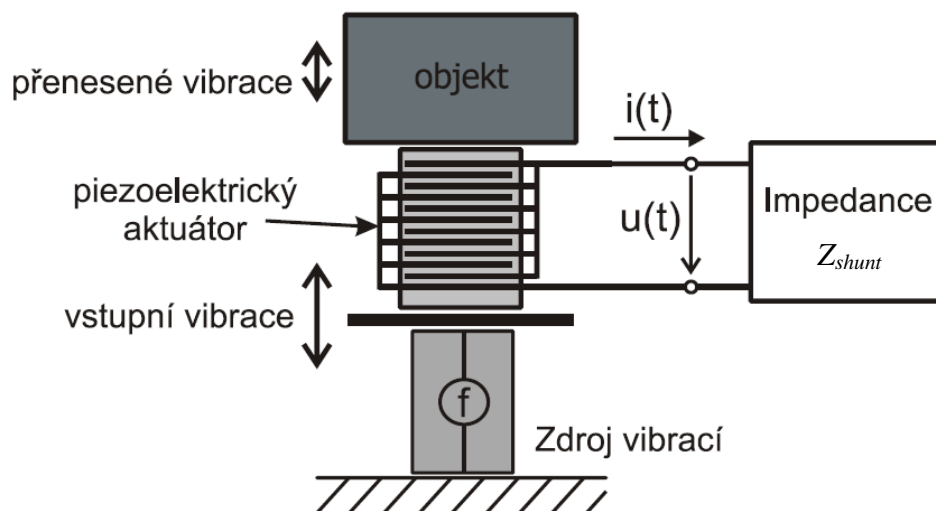
Obr. 1.1: Dopředné a zpětnovazební aktivní tlumení vibrací. Převzato z: Kodejška (2014).



Ve většině případů je nutný zdroj napájení – velikost výsledné mechanické energie tlumící vibrace je závislá na účinnosti aktuátoru. Tato metoda dosahuje velmi dobrých výsledků pro nízké frekvence, kde zpoždění regulační smyčky je zanedbatelné, a tím slouží i jako doplněk pasivního tlumení. Uplatnění také nachází v situacích s omezeným či přesně definovaným šířením rušivého signálu – jednoduché mechanické konstrukce a omezené prostory. Například pro tlumení hluku se však tato metoda stává velmi obtížně realizovatelnou, kvůli typicky velkému množství zdrojů hluku, kdy narůstá počet odrazů, které v závislosti na materiálu mění fázi odražené vlny. Toto je způsobeno obtížným snímáním všech signálů a složitými algoritmy pro jejich vyhodnocení. Vystává zde také problém s kolokováním aktuátoru a senzoru, pro získání jejich těsné vazby – zpoždění mezi nimi může vést k nestabilitě (Preumont 2011).

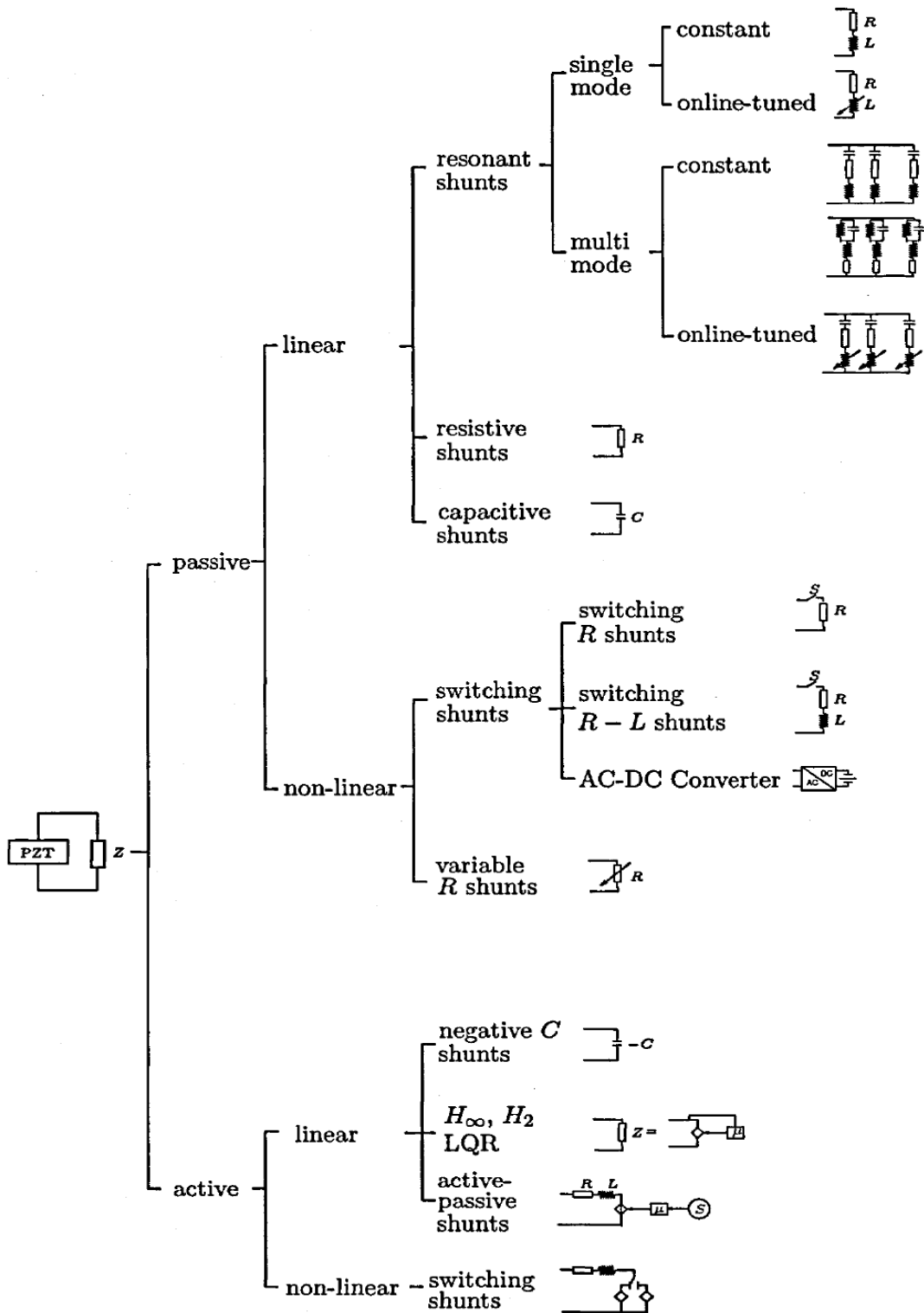
1.3 Semi-aktivní tlumení

Metoda semi-aktivního potlačování vibrací a hluku využívá, stejně jako aktivní tlumení, aktuátorů vestavěných do tlumeného systému. K aktuátoru je zde však připojena vhodně zvolená elektrická impedance Z_{shunt} , jak je vidět na Obr. 1.2, čímž se mění jeho mechanická odezva – tuhost. Na rozdíl od aktivního tlumení vibrací primárně nevyužívá snímače, který je možným zdrojem poruch. Některé systémy přímo pro funkci tlumení vibrací sice snímač vyžadují, ale ten často plní i funkci zdroje energie (Niederberger a Morari 2006). Externí zdroj energie se zde nemusí podílet na tlumení vibrací přímo, ale může pouze dodávat energii pomocným obvodům – například pro zabezpečení přeladění.



Obr. 1.2: Příklad semi-aktivního tlumení vibrací. Převzato z: Kodejška (2014).

Připojená impedance se dělí na pasivní a aktivní, případně dále na lineární a nelineární, jak ukazuje Obr. 1.3. Podrobný popis je uveden například v disertačních pracích (Niederberger 2005; de Marneffe 2007) a souhrnné literatuře zaměřené na tento typ tlumení vibrací (Moheimani 2003; Yan et al. 2017).



Obr. 1.3: Rozdělení semi-aktivního tlumení vibrací podle bočnicku. Převzato z: Niederberger (2005).



1.3.1 Pasivní impedance

Při použití impedancí složených pouze z kombinací rezistorů, induktorů a kapacitorů s kladnými hodnotami – tedy běžných pasivních elektronických součástek a bez externího zdroje energie, je zařízení zcela pasivní (Forward 1979; Hagood a von Flotow 1991), z čehož vyplývá stabilita takového systému. Mechanická energie vibrací převedená aktuátorem na elektrickou, je disipována v připojené impedanci.

Je tedy zřejmé, že kvalita tlumení velmi závisí na účinnosti převodu mechanické energie na elektrickou (Preumont et al. 2008). U piezoelektrických aktuátorů je měřítkem účinnosti tohoto převodu kvadrát koeficientu elektromechanické vazby k^2 . Tento koeficient lze u jednoduchých aktuátorů vypočítat z jejich tvaru a materiálu. U např. vrstvených keramik se však používá měření vlastní rezonanční f_r a anti-rezonanční f_a frekvence a následný výpočet dle (1.1). Avšak i při vysoké účinnosti tohoto převodu nedosahuje semi-aktivní metoda s pasivní impedancí velkých útlumů a používá se tak primárně pro zatlumení rezonancí.

$$k^2 = \frac{f_r^2 - f_a^2}{f_r^2} \quad [-] \quad (1.1)$$

V případě aktivně přeladovaných pasivních impedancí – ať už pomocí mechanických vazeb nebo úplnou syntetizací celé impedance, je však již externí zdroj nezbytný. Ale i tehdy si systém zachovává svou stabilitu.

1.3.2 Aktivní impedance

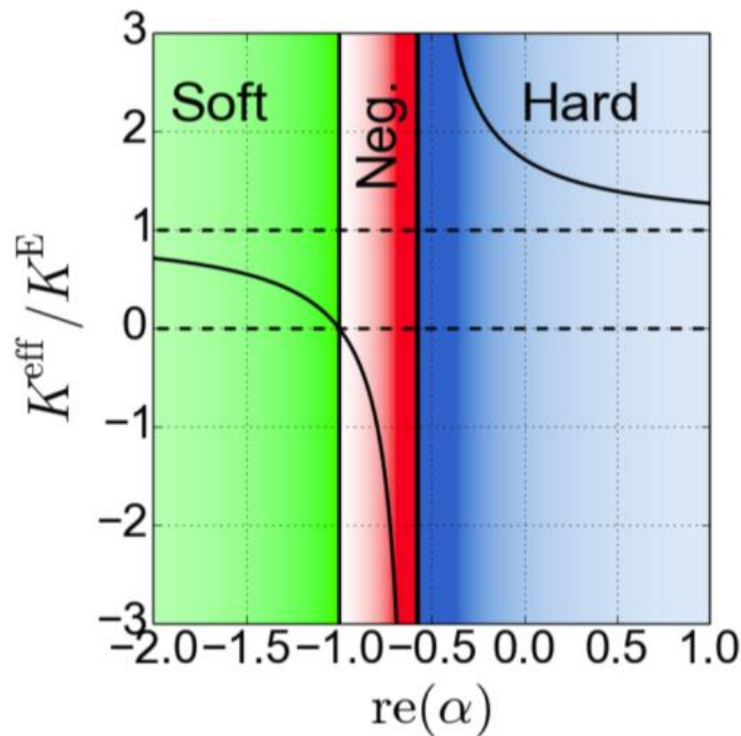
U piezoelektrických aktuátorů je pozorována poměrně velká změna tuhosti při zkratovaných (nulová impedance) nebo naopak rozpojených (nekonečná impedance) vývodech. To bylo motivací týmu Munehira Date, který navrhl, že efektivní tuhost K^{eff} piezoelektrického aktuátoru s impedancí Z_{PA} , původní tuhostí K^E při konstantním elektrickém poli (zkratované vývody) a koeficientem elektromechanické vazby k^2 , je možné měnit v širokém rozsahu v závislosti na připojené („shunt“) impedanci Z_{shunt} , jak ukazují vztahy (1.2) a (1.3) (Date et al. 2000). Tento přístup je označován jako aktivní řízení tuhosti (Active Elasticity Control – AEC) piezoelektrického aktuátoru.

$$K^{eff} = K^E \left(1 + \frac{k^2}{1 - k^2 + \alpha} \right) \quad [N/m] \quad (1.2)$$

$$\alpha = \frac{Z_{PA}}{Z_{shunt}} \quad [-] \quad (1.3)$$



Elektrická impedance je obecně komplexní veličina, a tedy i parametr α je komplexní (Márton et al. 2018). Pro názornost však lze zobrazit jen jeho reálnou část a na ní založený průběh normalizované efektivní tuhosti piezoelektrického aktuátoru – Graf 1.1. Volbou připojené impedance je možné piezoelektrický aktuátor efektivně změkčit pro tlumení vibrací – oblast „Soft“ při $Z_{shunt} \leq -Z_{PA}$ (intenzita barvy zde značí intenzitu daného jevu), nebo naopak zvýšit efektivní tuhost pro tlumení hluku prostupujícího planárním rozhraním – oblast „Hard“ při $Z_{shunt} \geq Z_{PA} \cdot (-1+k^2)$. Jedná se tak o záporné impedance kapacitního charakteru.



Graf 1.1: Normalizovaná efekt. tuhost aktuátoru v závislosti na $\text{Re}(\alpha)$. Převzato z: Márton et al (2018).

Tato metoda dosahuje výrazně lepších výsledků než předchozí. Ukazuje se však, že pro optimální tlumení je nutné velmi přesné nastavení připojené impedance. Příkladem může být systém z Obr. 1.2, kdy pro zachování teoretického útlumu alespoň 20 dB je nutné, aby Z_{shunt} (připojená k piezoelektrickému aktuátoru s $k^2 = 0,5$) byla naladěna do 0,5 % od optimální hodnoty (Kodejška et al. 2015). Se zvyšující se kvalitou tlumení se navíc celý systém velmi blíží hranici stability (Date et al. 2000; Sluka a Mokřý 2007; Preumont et al. 2008), což ve výsledku klade zvýšené nároky na kvalitu řízení a komponent připojeného tlumícího obvodu.



1.3.3 Vliv vnějších podmínek

Kvalita semi-aktivního tlumení je závislá na parametrech tlumícího aktuátoru. Je tedy zřejmé, že okolní podmínky – hlavně teplota, mají vliv na výslednou kvalitu tlumení. Změna teploty aktuátoru však není zapříčiněna jen okolními podmínkami, ale i disipací energie při tlumení. Více jsou teplotou ovlivněny piezo/feroelektrické aktuátory z keramik (např. $\text{Pb}[\text{Zr}_{(x)}\text{Ti}_{(1-x)}]\text{O}_3$ nebo BaTiO_3), než například druhá hojně zastoupená skupina elektromagnetických aktuátorů (Niederberger et al. 2006; Niu et al. 2009; Yan et al. 2014). Teplota samozřejmě ovlivňuje i hodnoty jednotlivých komponent připojené impedance Z_{shunt} . Z těchto a výše zmíněných důvodů je vyžadováno velmi přesné a cílené nastavování připojené impedance s nutností adaptivity.

První možností je velmi přesně měřit elektrickou impedanci piezoelektrického aktuátoru v časových intervalech potřebných pro podchycení změn v závislosti na měnících se okolních podmínkách a následně dle výsledků odpovídajícím způsobem měnit impedanci bočníku Z_{shunt} . Během měření by však bylo nutné aktuátor od Z_{shunt} odpojit a následně ho budit definovaným signálem, což by vedlo k přerušení tlumení. Elektrická impedance piezoelektrického aktuátoru zabudovaného v tlumeném systému se navíc liší od mechanicky volného, která je v tomto případě cílem ladění, s čímž by bylo též nutné počítat. Velmi důležitými parametry jsou i realizovatelnost a stabilita výsledné Z_{shunt} . Tato metoda by však měla být vhodná pro širokopásmové tlumení vzhledem k volnosti při výpočtu impedance.

Představen byl i adaptivní algoritmus vycházející z vějířovitého tvaru 3D grafu fáze K^{eff} (viz Graf 5.9) v závislosti na ladění dvou komponent připojené Z_{shunt} (Sluka 2007). Střed vějíře je shodný s optimálním naladěním. Pro praktickou aplikaci tohoto algoritmu byl odvozen odhad aktuální fáze K^{eff} pomocí signálů měřitelných v pracujícím systému tlumení. Pro oblast blízkou optimálnímu naladění je jako odhad využit rozdíl fáze síly F_{PA} působící na aktuátor a fáze napětí na jeho vývodech $u_{PA}^{shunted}$ při připojené Z_{shunt} , jak udává vztah:

$$\arg(K^{eff}) \approx \arg(F_{PA}) - \arg(u_{PA}^{shunted}) \quad [rad] \quad (1.4)$$

Síla F_{PA} na buzené straně aktuátoru je měřena dodatečným senzorem. Oproti aktivnímu tlumení se však jeho signál používá výhradně pro jemné doladování připojené



impedance. Algoritmus, sestávající z několika podmínek na velikost fáze K^{eff} (viz Graf 5.9 a rovnice (1.4)), je dobře implementovatelný i do jednoduchých mikrokontrolerů. Nevýhodou této metody je zaměření primárně na úzkopásmové tlumení vibrací – v podobě, v jaké byla představena (Sluka 2007), modifikována (Kodejška et al. 2012; Kodejška 2014) a jak je zmíněna v této práci, ovládá parametry jen několika komponent Z_{shunt} a ne celou její impedanční strukturu (či síť) jako předchozí metoda inverze impedance aktuátoru.



2 Cíle práce

Disertační práce řeší problematiku semi-aktivního tlumení vibrací pomocí piezoelektrických a elektromagnetických aktuátorů. Hlavní důraz je kladen na:

- 1) návrh a realizaci zařízení pro přesné nastavení parametrů impedančního bočníku k aktuátoru
- 2) analýzu a diskusi vlastností jednotlivých částí zařízení podílejících se na výsledné impedanci bočníku
- 3) experimentální ověření funkce v reálných aplikacích systémů tlumení vibrací a hluku
- 4) adaptivní nastavování impedančního bočníku při měnících se okolních podmínkách u vybraného systému jednou z metod:
 - a. vývoj samostatného přístroje pro přesné a rychlé měření elektrické impedance a následnou přímou syntézu impedance z impedanční charakteristiky aktuátoru
 - b. doplněním měřicích a vyhodnocovacích částí pro metodu založenou na odhadu fáze K^{eff} s externím snímačem síly a inkrementálním algoritmem

Sekundárním cílem je stručná charakterizace mechanických vlastností vibrujícího elektromechanického systému v závislosti na použitých způsobech realizace tlumení. Data získaná měřeními budou použita pro další zlepšování metodiky řízení adaptivní části obvodu pro semi-aktivní potlačování vibrací a hluku.



3 System pro přesné měření impedance

Prvotní myšlenkou pro adaptivní systém tlumení vibrací bylo přímé měření impedance díky možnosti její aplikace na širší frekvenční pásmo než v případě odhadu K^{eff} . Nejprve byl vytvořen funkční impedanční analyzátor (Nečásek 2014), který byl dále rozvíjen pro zlepšení přesnosti a zvýšení rychlosti měření (Nečásek et al. 2015).

Impedanční analyzátor je založen na principu auto-balančního můstku. Tato topologie je velmi výhodná pro měření na nižších frekvencích díky jednoduchosti zapojení a velmi dobré přesnosti (Agilent 2016). Budicím signálem je tedy proud, což je výhodné s ohledem na lépe kontrolovatelné výkonové namáhání měřené součástky. Jak již bylo zmíněno v kapitole o možnostech adaptivity tlumení, je nutné po dobu potřebnou pro měření impedanční bočník zcela odpojit. Aby tato doba byla co nejkratší – zvláště na takto nízkých frekvencích, byl jako budicí signál zvolen frekvenčně omezený šum. Všechny frekvence v uvažované oblasti by tedy měly být buzeny a měřeny současně. Výsledná absolutní hodnota měřené impedance Z_x je poté podílem absolutních hodnot napětí U_x a proudu I_x měřenou součástkou – tedy prakticky podíl změřeného a budicího spektra, jak ukazuje vztah (3.1). Výsledná fáze φ_x je poté rozdílem fází jednotlivých spekter – vztah (3.2), určených pomocí čtyřkvadrantové funkce $\arctan2(y, x)$, dané vztahem (3.3) pomocí Heavisideovy funkce $H_0(x)$, s nulovým výsledkem pro nulový vstup.

$$|Z_x(f)| = \frac{\sqrt{\operatorname{Re}[U_x(f)]^2 + \operatorname{Im}[U_x(f)]^2}}{\sqrt{\operatorname{Re}[I_x(f)]^2 + \operatorname{Im}[I_x(f)]^2}} \quad [\Omega] \quad (3.1)$$

$$\varphi_x(f) = \frac{180}{\pi} \cdot \left\{ \arctan2\{\operatorname{Im}[U_x(f)], \operatorname{Re}[U_x(f)]\} - \arctan2\{\operatorname{Im}[I_x(f)], \operatorname{Re}[I_x(f)]\} \right\} \quad [^\circ] \quad (3.2)$$

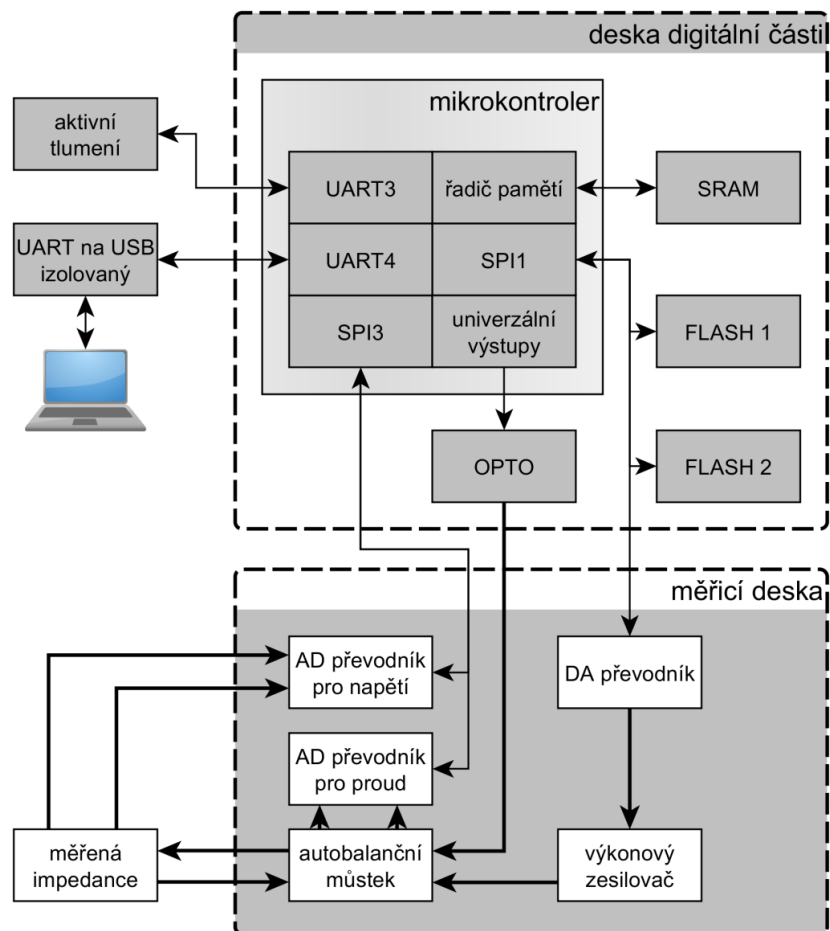
$$\arctan2(y, x) = \arctan\left(\frac{y}{x}\right) + \pi \cdot H_0(-x) - \pi \cdot H_0(x) \cdot H_0(-y) \quad (3.3)$$

Mozkem digitální části impedančního analyzátoru je mikrokontroler ARM Cortex M4F, doplněný o externí paměť SRAM pro dočasné ukládání naměřených dat a výpočty s nimi. Pro zachování dobré opakovatelnosti měření se budicí šum negeneruje pro každé měření nový, ale je „přehráván“ z připojené paměti typu FLASH. Ta slouží také pro uložení „twiddle“ koeficientů FFT výpočtu, dalších konstant a pro dlouhodobé ukládání naměřených dat.

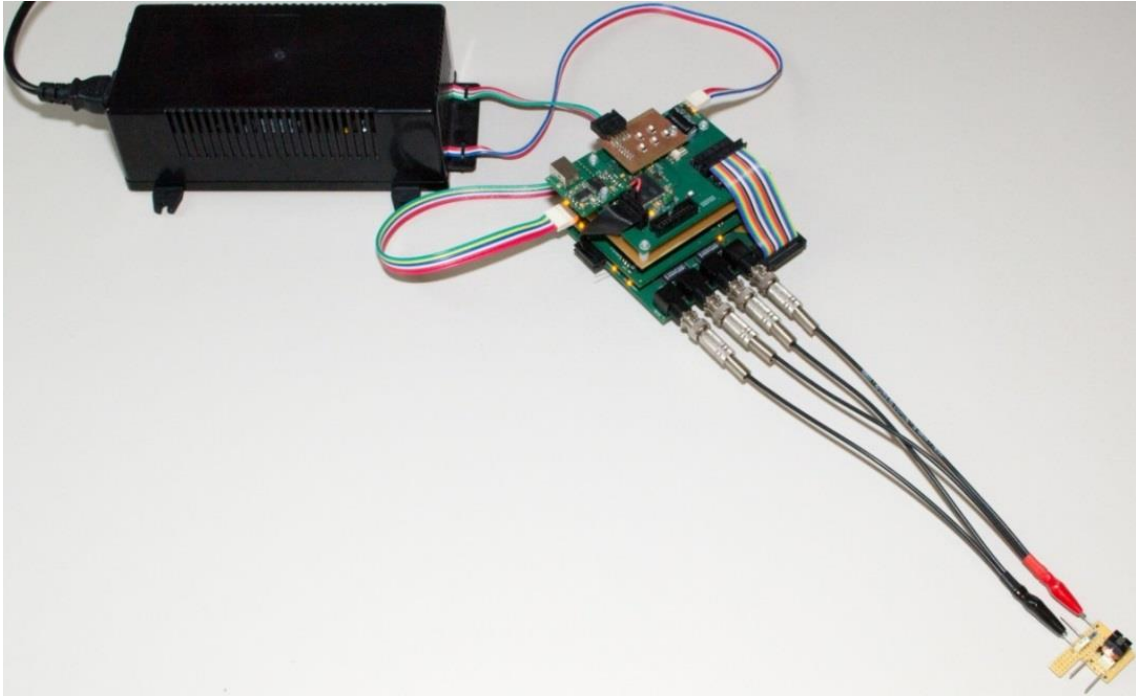


Pokud je mikrokontroler s pamětími mozkiem, tak DA a AD převodníky jsou srdcem přístroje. Budicí signál je generován DA převodníkem o rozlišení 20 bitů s modifikovanou R-2R sítí. Výstupní napětí, které následně tvoří budicí proud, je volitelné v rozsazích $\pm 0,1$ V, ± 1 V a ± 10 V, postačujících pro většinu běžných impedancí. Převod napětí na proud probíhá pomocí přepínatelných rezistorů o hodnotách 10Ω až $100 \text{ k}\Omega$ po jedné dekádě. Napětí na měřené součástce a budicí proud měří dva samostatné AD převodníky, sdílející signál z jednoho přesného externího oscilátoru pro synchronizaci. Vstupní rozsah $\pm 2,5$ V snímají $\Sigma\Delta$ modulátorem s integrovanými decimačními filtry a s výsledným rozlišením 24 bitů.

Pro omezení rušení jsou analogová a digitální část na svých vlastních deskách plošných spojů a navíc odděleny deskou stínění. Přístroj je napájen lineárním zdrojem ze síťového napětí. Vzhledem k nevelké spotřebě by bylo možné i bateriové napájení. Blokové schéma impedančního analyzátoru je na Obr. 3.1 a fotografie přístroje poté na Obr. 3.2.



Obr. 3.1: Blokové schéma impedančního analyzátoru.



Obr. 3.2: Fotografie impedančního analyzátoru s napájecím zdrojem a připojenou testovací impedancí.

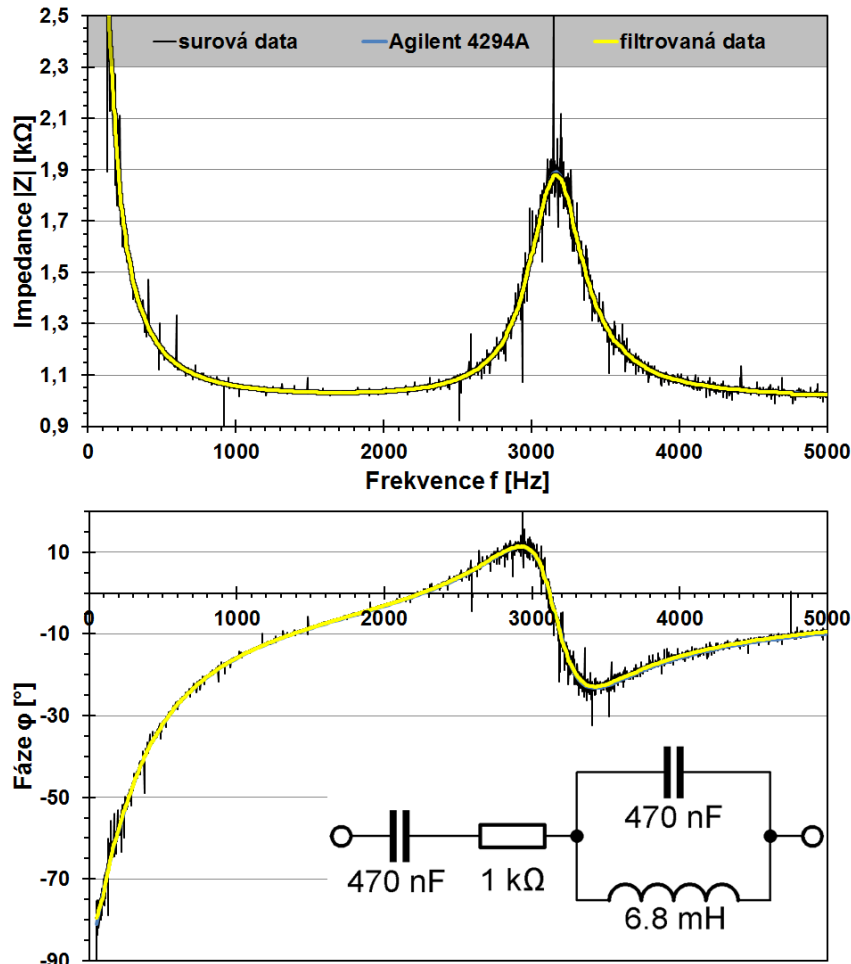
Další vývoj impedančního analyzátoru byl zaměřen převážně na firmware mikrokontroleru – konkrétně na komunikaci s AD a DA převodníky, optimalizaci kódu pro FFT a hlavně implementace nové filtrační techniky v podobě mediánového filtru (Ekstrom 2000). Tato funkce velmi efektivně odstraňuje šum z naměřených dat už při malé délce filtru. Nemá tedy takový dopad na samotný tvar průběhu jako původní spojitý filtr tvořený \sin^2 , který však zůstal zachován pro volitelné dodatečné vyhlazení výsledku mediánové filtrace. Drobnými úpravami prošla i fyzická podoba zařízení za účelem snížení nežádoucích jevů v signálových cestách způsobených nelinearitami a parazitními impedancemi součástek.

V poslední verzi po zmíněných úpravách, měří přístroj v běžném rozsahu impedancí frekvenční rozsah 50-5000 Hz s krokem 0,95 Hz a dobou měření přibližně 3 s (původně 4,3 s). Délka měření je závislá na zvoleném typu filtrování dat – aplikací mediánového filtru o délce 21 vzorků, který velmi spolehlivě filtruje většinu šumu, se doba měření prodlouží jen o přibližně 0,1 s. Při dodržení minimální frekvence 50 Hz je možné nastavit délku tohoto filtru až na 105 vzorků, přičemž časová náročnost výpočtu filtru stoupne na přibližně 0,4 s.

Graf 3.1 ukazuje měření na zapojení několika diskretních součástek, jejichž schéma je vloženo do grafu fáze, včetně porovnání s měřením pomocí komerčního

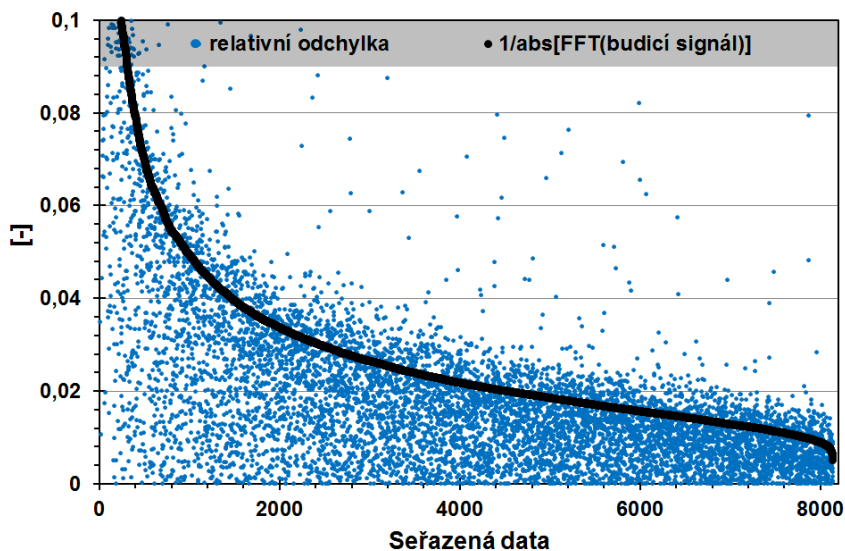


analyzátoru Agilent 4294A. Černou čarou jsou vynesena nefiltrovaná data, žlutou druhé měření s mediánovým filtrem a modrou čarou data ze srovnávacího přístroje Agilent 4294A – tento je však, až na špičku rezonance v absolutní hodnotě impedance, zcela překryt filtrovaným měřením.



Graf 3.1: Porovnání měření impedance vyvíjeného analyzátoru s komerčním.

Data z měření obsahují značný šum či dokonce odlehlá pozorování, jak je patrné ze surových dat (viz Graf 3.1). Při porovnání několika různých měření bylo zjištěno, že šum je v nich do jisté míry podobný – např. umístění lokálních maxim. Hlavní příčinou je nízká amplituda budícího signálu na dané frekvenci – signál obsahující složky se stejnou amplitudou by byl Diracův impuls. Graf 3.2 porovnává černě vynesené reciproké hodnoty amplitudy jednotlivých frekvenčních složek budícího signálu s modře vykreslenými relativními odchylkami měření odpovídající dané frekvenci. Data frekvenčních složek jsou seřazena od největší hodnoty – tedy od nejnižší amplitudy. Na první pohled je zde dobře patrná korelace.



Graf 3.2: Porovnání relativní odchylky měření s amplitudou jednotlivých složek budicího signálu.

K použití tohoto impedančního analyzátoru v reálném adaptivním systému nedošlo z důvodu problémů při realizaci této metody – již zmíněné obtíže se zahrnutím všech vlivů a výpočtem výsledné impedance. Byl však použit pro rychlé naměření impedance aktuátorů při prvotním nastavení impedančních struktur u iterativní metody adaptivního tlumení vibrací.

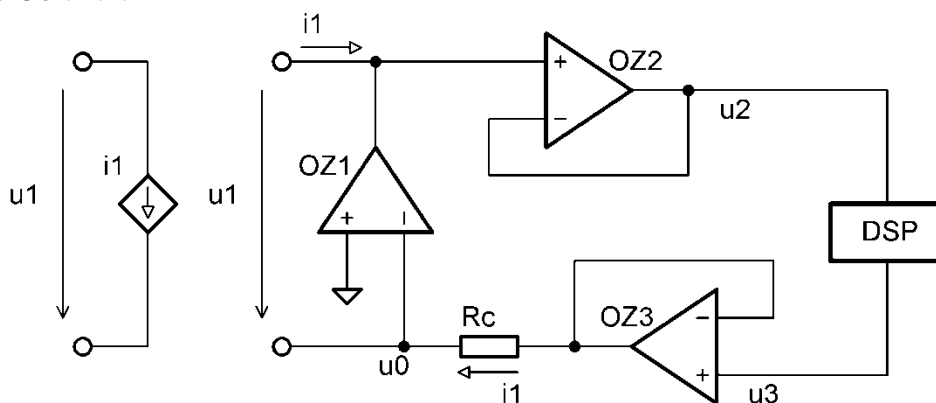


4 Syntetická impedance

4.1 Představení a použití

Základním stavebním kamenem této práce je zařízení pro fyzickou realizaci nastavené Z_{shunt} . První možností je použití imitančního invertoru (gyrátoru) s pevně danou impedanční strukturou (Date et al. 2000; Beck et al. 2014; Götz et al. 2016). Použitím některé z napětím nastavitelných analogových součástek, jako jsou např. fotorezistory nebo měnitelný odpor palem řízeného tranzistoru, je možné tuto strukturu i přeladovat (Kodejška 2014; Gripp et al. 2015). Tento přístup však není příliš vhodný pro zařízení sloužící k experimentům s různými typy tlumení, kde je předpoklad často se měnících impedančních struktur. Mezi nevýhody dále patří zahrnutí referenční impedance do výkonové části obvodu, celkové omezení výběrem diskretních součástek a jejich obtížné přeladění.

Požadavkem tedy je realizovat různé náhradní obvody či elektrickou impedanci předepsanou jen její frekvenční závislostí. Nutnou vlastností je také schopnost velmi jemných změn v této závislosti. Tyto požadavky splňuje obvod, zvaný syntetická impedance. První zmínku o takovémto zařízení publikoval A. J. Fleming a následně jako část týmu S. Behrense i patentoval (Fleming et al. 2000; Behrens et al. 2003). Syntetická impedance je založena na principu napětím řízeného zdroje proudu – přesné označení by tak mělo být syntetická admitance. Tento konkrétní typ je na bázi kompenzace napětí (Voltage Compensating Voltage Controlled Current Source – VC-VCCS), někdy též auto-balanční můstek. Napětí pro nastavení proudu (u_3) je však zároveň výstupním napětím (u_2), pouze filtrovaným pomocí vhodného filtru – například číslicového v digitálním signálovém procesoru (Digital Signal Processor – DSP), jak ukazuje Obr. 4.1.



Obr. 4.1: Digitální syntetická impedance jak ji představil Fleming (2000).



Syntetizovaná impedance $Z_{shunt}^{VC-VCCS}$, jak je možné ji naměřit na svorkách přístroje, se v případě digitální implementace filtru řídí vztahem:

$$Z_{shunt}^{VC-VCCS}(i\omega) = \frac{R_c}{F_u(i\omega)} \cdot \exp\left(-\frac{i\omega}{f_s}\right) \quad [\Omega] \quad (4.1)$$

kde F_u je napěťový přenos filtru v DSP a f_s jeho vzorkovací frekvence. Jak je ze vztahu (4.1) patrné, fáze $Z_{shunt}^{VC-VCCS}$ je zatížena chybou od konečné vzorkovací frekvence a je nutné, aby f_s byla co nejvyšší. Jedná se tedy o výrazně vyšší frekvenci, než určuje např. Nyquist-Shannonův teorém pro použitý frekvenční rozsah. Chyba fáze φ_{error} lze přímo vypočítat ze vztahu:

$$\varphi_{error}(f) = 360^\circ \cdot \frac{1}{f_s} \quad [^\circ/Hz] \quad (4.2)$$

Už v první publikaci o syntetické impedanci je uvedena její aplikace na tlumení vibrací jednostranně vetknutého nosníku s připevněnými piezoelektrické aktuátory. V tomto případě byl pro filtraci napětí u_2 použit systém dSPACE zapojený jako rozšiřující karta v PC a obsahující DSP. Lze tak mluvit o digitální syntetické impedanci (Digital Synthetic Impedance – DSI). Syntetizovanou impedancí zde byla struktura z pasivních součástek tlumící první dva rezonanční módy (Fleming et al. 2000). V dalších článcích se autoři zaměřili například na úpravu tohoto systému pro zlepšení chování proudového či nábojového zdroje na velmi nízkých frekvencích přidáním druhé zpětné vazby (Fleming a Moheimani 2004).

I někteří další autoři využívají pro tlumení výpočet filtrů v systémech typu HIL (Hardware In the Loop) jako již zmíněný dSPACE. Metody tlumení jsou však často odlišné, jako například spínané indukčnosti (Neubauer et al. 2013). Pro elektromagnetické aktuátory je výhodný opačný smysl smyčky analogové části, tedy snímání proudu aktuátorem a generování napětí (Niu et al. 2009; Zhang et al. 2012; Yan et al. 2014; 2017), avšak výpočet filtru v systému dSPACE zůstává implementován podobně. Dalším používaným HIL systémem je např. xPC (Belloli et al. 2007).

Ačkoli je systém řízený PC kartou či celým samostatným PC vhodný pro výzkum a experimenty s různými způsoby filtrování signálu, pro praktické nasazení je potřebný přesun směrem k samostatnému kompaktnímu zařízení s nižší spotřebou a cenou. S ohledem na tyto požadavky se přímo nabízejí různé typy mikrokontrolerů, mikroprocesorů a malých digitálních signálových procesorů. Jedno z prvních



takovýchto zařízení bylo založeno na velmi jednoduchém mikrokontroleru s integrovaným AD převodníkem o vzorkovací frekvenci 2 kHz (McDaid a Mace 2013). Samotné ověření funkce zařízení v této práci však nebylo provedeno na reálném systému tlumení (zde hmota-aktuátor), ale na jeho HIL simulaci za účelem dodatečného ladění parametrů. I přes zaměření na tlumení vibrací v pásmu pouze ± 10 Hz kolem 100 Hz, je u tohoto zařízení velmi nízká vzorkovací frekvence. Dosazením do (4.2) dostáváme chybu fáze $0,18^\circ/\text{Hz}$, respektive 18° na již zmíněných 100 Hz. Fáze syntetizované impedance je tak výrazně deformována, což může znamenat obtíže při její aplikaci v tlumení vibrací (v tomto článku to však není diskutováno).

Druhé zařízení se zmíněnou topologií, využívá blíže nespecifikovaný mikrokontroler s integrovaným AD a DA převodníkem o rozlišení 12 bitů (Matten et al. 2014). Vzorkovací frekvence byla zvolena vyšší, a to 96 kHz – ze vztahu (4.2) tedy vychází $3,75^\circ/\text{kHz}$. Autoři ale uvádějí osazení anti-aliasingového filtru se zlomovou frekvencí 20 kHz před AD převodník, který tuto chybu fáze zvýší o další 3° na 1 kHz.

Mikroprocesory se na rozdíl od mikrokontrolerů pro tuto aplikaci příliš nehodí z důvodu jejich zaměření na rychlé zpracování velkého množství dat pomocí zřetězení (pipelining). Důsledkem je u nich možné větší zpoždění průchodu signálu (diskutováno dále) než u mikrokontrolerů o nižším taktu. Nevýhodou je také jen omezený počet integrovaných periférií, složitější návrh desky plošných spojů – externí paměťový systém, a tím i vyšší celková cena. Malé digitální signálové procesory jsou převážně zaměřeny pouze na celočíselné výpočty – mnohdy s omezenou přesností, postačující pro audio/video a nemají tak jednotku pro výpočet v plovoucí řádové čárce, která je nutná pro implementaci filtrů s dynamicky se měnící charakteristikou.

Možným řešením chyby fáze a omezené aritmetiky je návrat zpět k analogové interpretaci filtru, jak ukázali autoři na experimentu buzení a současnému tlumení nechtěných vibrací raménka s hrotem u mikroskopie atomárních sil (Fairbairn et al. 2011; 2014). Oproti imitancním invertorům však v tomto případě referenční impedancí neprotéká hlavní proud a není tak omezena parazitními vlivy jednotlivých komponent (např. ESR). Díky tomuto by bylo možné využít i přeladitelné analogové součástky v širším rozsahu hodnot. Nevýhodou naopak je obtížné přepínání na jinou impedanční strukturu a již z principu nemožnost se od těchto struktur zcela oprostit.

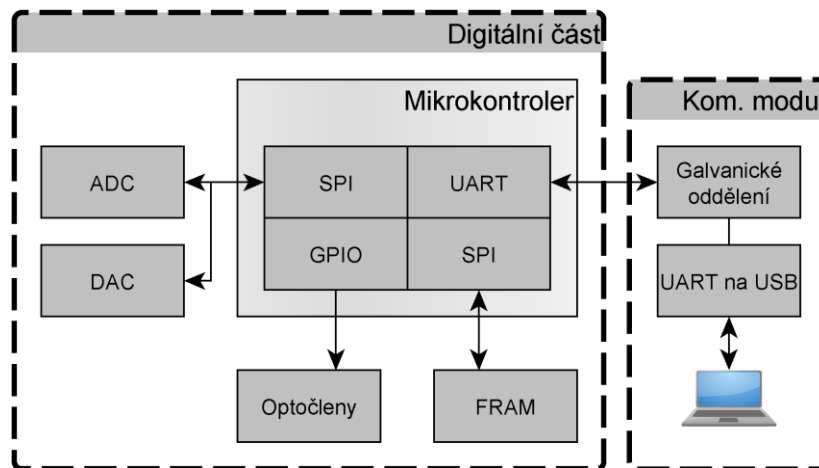


4.2 Digitální syntetická impedance

Na základě zmíněné diskuze možných řešení, byla vyvinuta prvotní verze DSI (Budasz 2014). Pro aplikaci v tlumení vibrací byly však nutné její značné změny (Nečásek et al. 2016; 2017).

4.2.1 Digitální část

Digitální část DSI je tvořena mikrokontrolerem s jádrem ARM Cortex M4F architektury RISC, externím AD a DA převodníkem a galvanicky odděleným komunikačním rozhraním s PC, jak ukazuje blokové schéma této části DSI na Obr. 4.2. Mikrokontroler je značky STMicroelectronics, typu STM32F405 s integrovanou jednotkou (koprocetorem) zaměřenou na zrychlení výpočtů s plovoucí řádovou čárkou (Floating Point Unit – FPU) o jednoduché přesnosti s 32 bity. AD převodník je založen na metodě postupné aproximace – pro co nejnižší zpoždění výsledku, se vstupním rozsahem ± 10 V a rozlišením 18 bitů. DA převodník je též 18bitový se shodným výstupním rozsahem napětí a sítí R-2R. Oba externí převodníky jsou k mikrokontroleru připojeny pomocí SPI (Serial Peripheral Interface) – tedy sériovou komunikací, čímž je do značné míry omezena rychlost přenosu dat.



Obr. 4.2: Blokové schéma digitální části DSI.

První změnou fyzické podoby digitální části bylo přidání externí nevolatilní paměti pro ukládání nastavených hodnot syntetizované impedance. Mikrokontroler má integrovanou nevolatilní paměť – pro firmware i uživatelská data, ale jedná se o paměť typu FLASH, která není vhodná pro práci s velmi malými objemy dat a jejich časté zapisování – nastavení parametrů DSI se naopak může měnit velmi často (adaptivní algoritmy tlumení, automatická měření atp.). U paměti FLASH by mohlo bez složitých



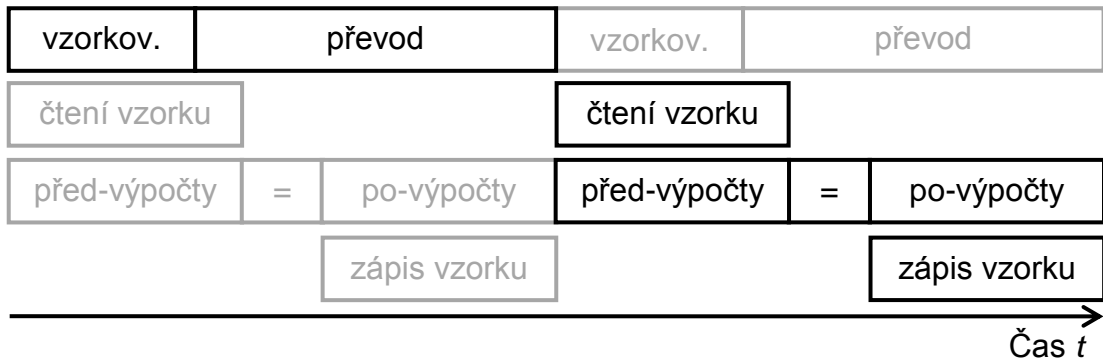
algoritmů rozprostírání zápisů dojit k předčasné degradaci paměťových buněk a omezení životnosti přístroje – typický počet mazání a následných zápisů u menších průmyslových paměti FLASH je mezi 10^4 (paměti programu v mikrokontrolerech) a 10^5 cyklů. Byla tedy osazena feroelektrická nevolatilní paměť (Ferroelectric Random Access Memory – FRAM), která uchovává informaci v podobě polarizovaného feroelektrického dielektrika. Počet přístupů (čtení pomocí zápisu) zde dosahuje minimálně 10^{14} cyklů. Například při změně koeficientů filtru každých 5 s, běžné u automatických měření „map“ přenosů vibrací, má tato paměť vydržet minimálně 16 milionů let. V mikrokontroleru integrovaná FLASH by bez složitějšího rozprostírání zápisů vydržela přibližně 14 h.

Další změnou v digitální části DSI, byla optimalizace spojení mikrokontroleru s AD a DA převodníkem za účelem dosažení vyšší komunikační rychlosti, a tím i vyšší vzorkovací frekvence. Na tuto úpravu fyzické stránky zařízení navazovala největší změna v digitální části, kterou bylo přepsání firmwaru mikrokontroleru. Komunikace s AD a DA převodníkem byla přenechána DMA (Direct Memory Access) kontroleru a využita byla i funkce „bit-banding“ pro rychlou práci s bitovými proměnnými (není nutné složité maskování ostatních bitů v např. bytu). Dále byly v kritických místech firmwaru psaného v jazyce C použity inline assembler instrukce. Příkladem může být AD převodník, který komunikuje 3 byty dat s nejvyšším bytem napřed. Byty je nutné následně v paměti přeskupit z důvodu odlišné práce mikrokontroleru s více bytovými proměnnými – je typu Little-endian (nejnižší byte na první adrese). Byla tak použita instrukce REV pro velmi rychlou změnu endianity. DMA kontroler samotný dovoluje měnit endianitu, ale jen pro komunikaci standardními délkami datových typů (2 a 4 byty). Tato instrukce je samozřejmě použita i před odesláním dat do DA převodníku. Dalším příkladem použití inline assembler instrukcí je FMAF pro přesnější výpočet vztahu $a = a+b \cdot c$ počítaný ve formátu s plovoucí řádovou čárkou. Výhodou je nezaokrouhlení mezivýsledku (násobení) na délku vstupních proměnných – v tomto případě zpět na 32 bitů.

Vzorkovací frekvence se díky těmto úpravám zvýšila ze 100 kHz na aktuálních přibližně 542 kHz. Avšak je nutné rozlišovat vzorkovací frekvenci a vstupně-výstupní zpoždění každého vzorku $t_{d_digital}$. Pro názornost je na Obr. 4.3 zjednodušený časový diagram (poměry časových úseků nemusí přesně odpovídat) běhu hlavní smyčky algoritmu syntetizace impedance. Jak je zřejmé, výsledné vstupně-výstupní zpoždění



DSI (plná černá barva označuje bloky jednoho celého cyklu) je výrazně delší než jen převrácená hodnota vzorkovací frekvence – téměř 1,8násobek (určeno z měření).



Obr. 4.3: Zjednodušený časový diagram hlavní smyčky algoritmu v DSI.

Pro následné určení skutečné syntetizované impedance je nutné také zahrnout zpoždění analogové části t_{d_analog} . Dosazením součtu obou zpoždění na místo $1/f_s$ ve vztahu (4.1) dostáváme vztah (4.3) pro reálně syntetizovanou impedanci. Dále je zde uveden odpovídajícím způsobem upravený zjednodušený vztah pro přímý výpočet chyby fáze φ_{error} (4.4).

$$Z_{shunt}^{VC-VCCS}(i\omega) = \frac{R_c}{F_u(i\omega)} \cdot \exp(-i\omega(t_{d_digital} + t_{d_analog})) \quad [\Omega] \quad (4.3)$$

$$\varphi_{error}(f) = 360^\circ \cdot (t_{d\ in-out} + t_{d\ analog}) \quad [^\circ/Hz] \quad (4.4)$$

Pro výpočet proudu z napětí na svorkách slouží digitální filtr typu IIR (Infinite Impulse Response). Ten je tvořen například diskretizací spojitého předpisu elektrické impedance zvolené impedanční struktury pomocí z-transformace. Výpočet samotný pak probíhá s pomocí FPU ve formátu s plovoucí řádovou čárkou o 32 bitech: binary32 – single precision (značení dle IEEE 754). Pro dosažení co nejvyšší rychlosti výpočtu jsou koeficienty filtru, proměnné a mezivýsledky uloženy přímo v interních registrech FPU (definice proměnné pomocí paměťové třídy `register`), a tím nedochází ke zbytečnému načítání z operační paměti a poté zpětnému ukládání. Použitý mikrokontroler obsahuje FPU s 32 interními registry a je tedy možné použít IIR filtr maximálně 4. řádu. Oproti původní verzi DSI je tento filtr implementován jako dva po sobě jdoucí filtry druhého řádu (Second Order Sections – SOS) za účelem snížení vlivu aritmetiky na přesnost syntetizované impedance. V případě syntetizování struktury z diskretních součástí je tak možné použít až čtyři reaktivní členy – kapacity a indukčnosti.



Pro analýzu vlivu jednotlivých částí DSI na syntetizovanou impedanci byla zvolena impedanční struktura se dvěma rezonancemi. Důvodem je výrazný projev i jen malých odchylek v hodnotách jednotlivých součástek rezonančních obvodů na výslednou frekvenční charakteristiku. Měřicí přístroje mají také často lepší rozlišení ve frekvenci než v amplitudě. Struktura se skládá z paralelního spojení dvou paralelních LC rezonančních obvodů, kde každý má předřadný rezistor. Graf 4.1 obsahuje detail se schématem této struktury. Hodnoty jednotlivých součástek jsou v Tab. 4.1. První rezonanční frekvence je nastavena na 1 kHz a druhá na 2 kHz. Tato impedanční struktura tedy využívá maximální délky implementovaného IIR filtru.

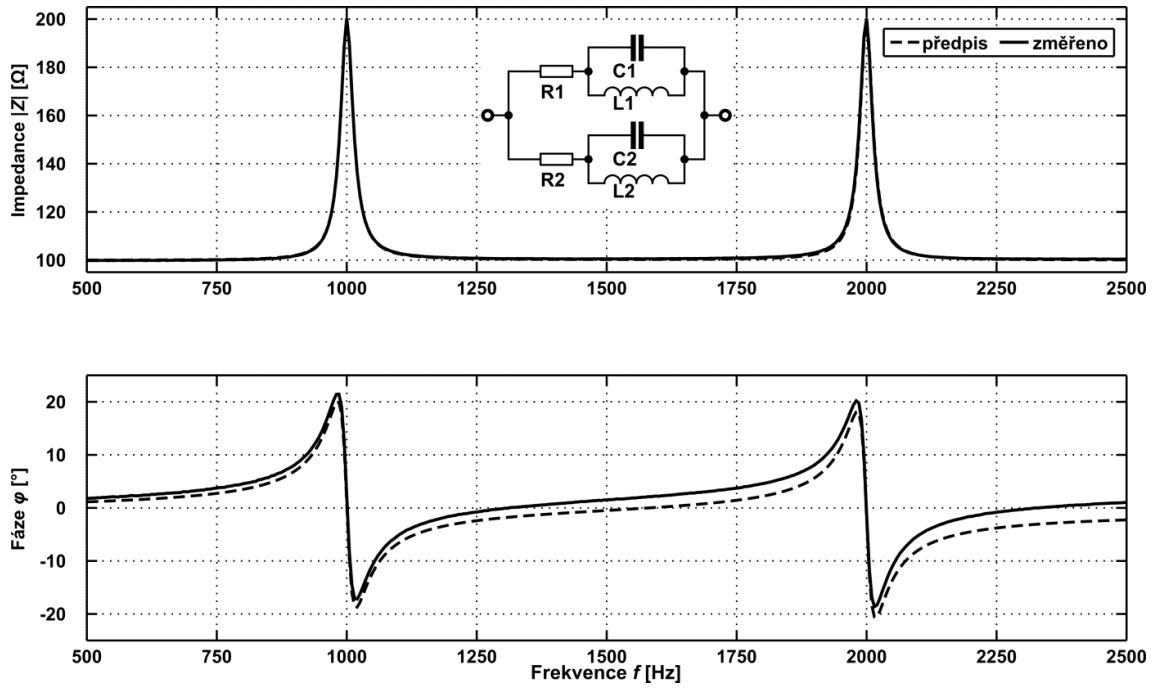
Tab. 4.1: Hodnoty součástek testovací impedanční struktury.

R_1	200 Ω	R_2	200 Ω
C_1	16 μF	C_2	16 μF
L_1	1583,1434 μH	L_2	395,7858 μH

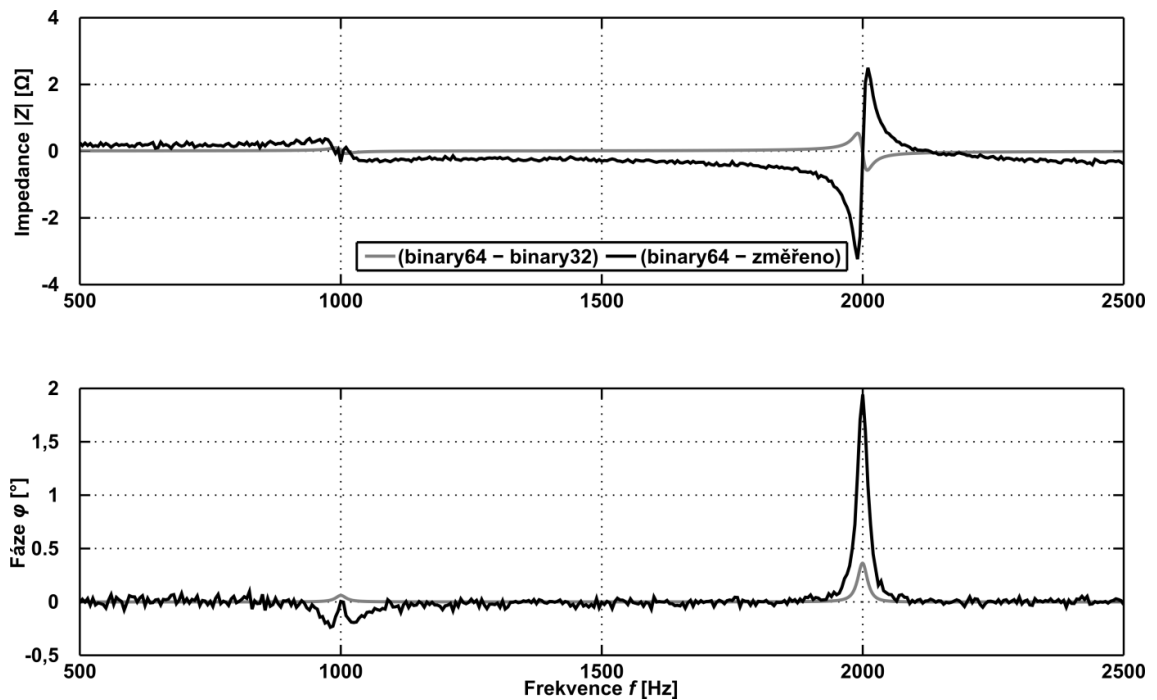
Předepsanou (simulovanou) a následně reálně změřenou závislost impedance testovací struktury na frekvenci ukazuje Graf 4.1. Měření probíhalo na impedančním analyzátoru HP4195A. Průběh absolutní hodnoty impedance je ve velmi dobré shodě s předepsanou, avšak průběh fáze je zatížen již zmíněnou chybou od nenulového vstupně-výstupního zpoždění analogové a hlavně digitální části DSI.

Pro zjištění vlivu aritmetiky byl v programu MATLAB simulován výpočet IIR filtru této testovací struktury ve formátech binary64 (double precision – dvojitá přesnost) a binary32 (jednoduchá přesnost). Rozdíl mezi těmito charakteristikami zobrazuje Graf 4.2 spolu s rozdílem mezi simulovaným ideálním a naměřeným průběhem (viz Graf 4.1). Průběh fáze má odstraněnu φ_{error} a oba grafy jsou na další straně pro snadnější vzájemné porovnání.

Grafy ukazují, že použitá nižší přesnost aritmetiky výpočtu filtru způsobuje chybu v hodnotě syntetizované impedance, která se z pohledu nastavujícího PC jeví jako chyba hodnoty jednotlivých součástek syntetizované struktury. V tomto měření je to velmi dobře viditelné na velkém rozdílu v dynamických částech charakteristik způsobeného mírným posunem rezonancí ve frekvenci.



Graf 4.1: Předepsaná a změřená impedance testovací struktury.



Graf 4.2: Porovnání rozdílů impedancí testovací struktury.

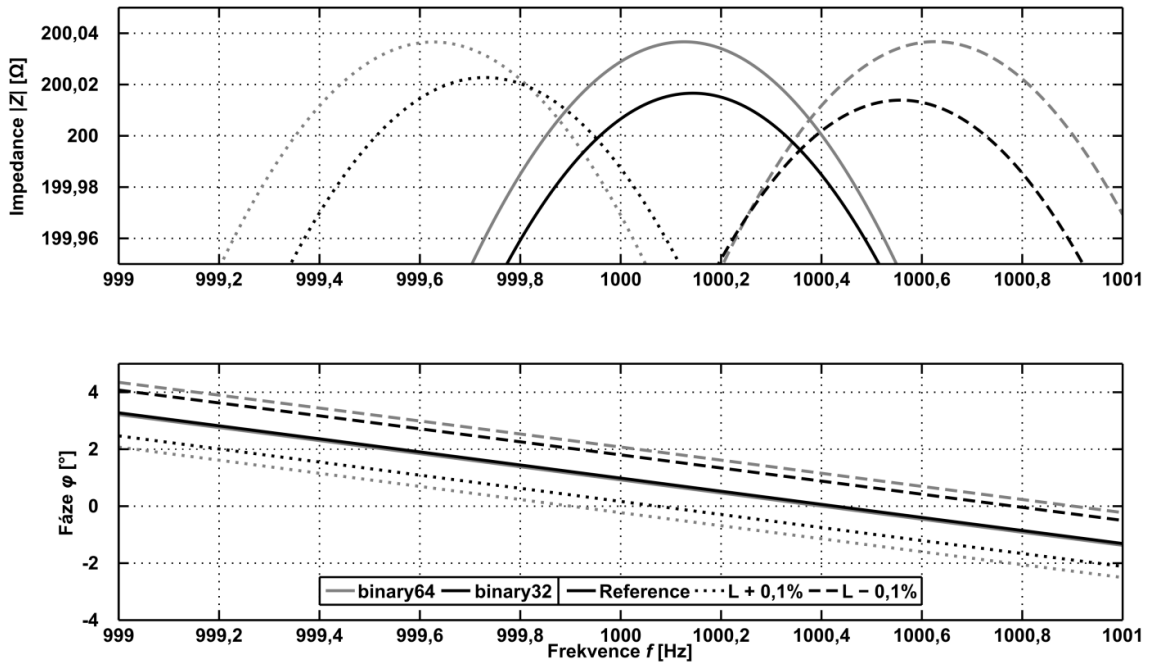
Tato chyba je samozřejmě také závislá na konkrétním filtru – jeho koeficientech. Graf 4.3 zobrazuje špičku 1kHz rezonance testovací struktury a simulace jejího přeladování pomocí změny hodnoty L_1 o $\pm 0,1$ % pro různé přesnosti výpočtu IIR filtru.



Šedou barvou jsou zde ideální průběhy vypočítané s binary64, které splňují frekvenční posun rezonance o $\pm 0,5$ Hz daný vztahem:

$$f_r = 1 / (2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}) \quad [Hz] \quad (4.5)$$

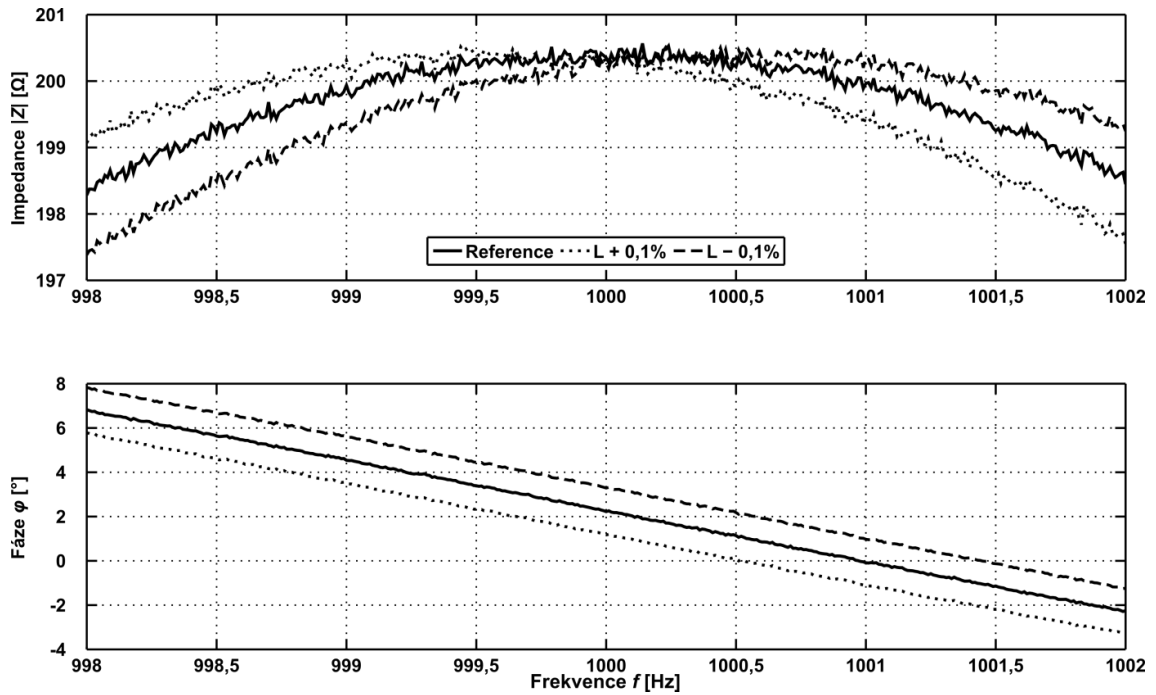
a černou barvou je zde předpoklad výsledku při nižší přesnosti formátu binary32. Výsledky jsou spolu s následujícími měřeními uvedeny v Tab. 4.2.



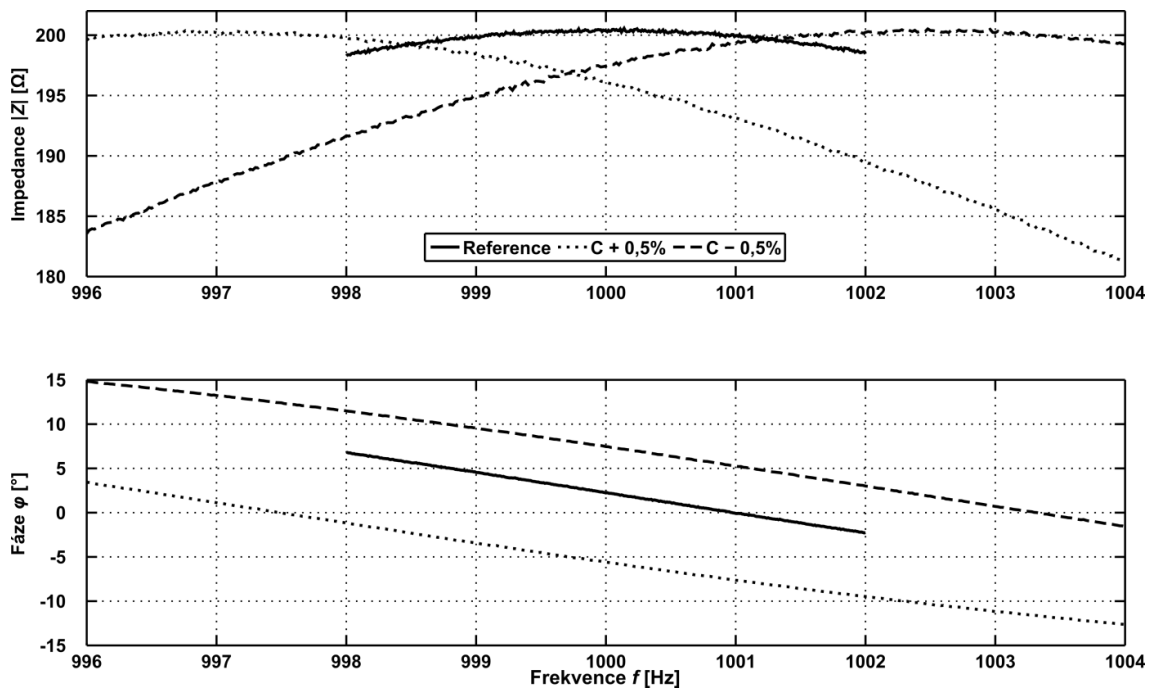
Graf 4.3: Simulace přeladování 1kHz rezonance testovací struktury pomocí L_1 .

Následně bylo toto přeladování reálně testováno na DSI jak ukazuje Graf 4.4, ale i Graf 4.5 – zde však s přeladováním pomocí C_1 o $\pm 0,5$ %. Pro tento krok hodnoty C_1 je dle vztahu (4.5) předpokládáný posun rezonance o $\pm 2,5$ Hz. Vzhledem k přímému násobení C_1 a L_1 a poměru jejich hodnot se dá očekávat, že stejná procentuální změna hodnoty C_1 jako L_1 má na součin 100násobně menší vliv, což se vzhledem k omezené aritmetice může projevit jako snížená přesnost přeladění.

Z důvodu velmi malého rozsahu impedancí a frekvencí je v naměřených datech přítomen šum. Data z těchto měření, převedená zpět na komplexní tvar, byla proložena kruhovou interpolací v komplexní (Gaussově) rovině pro zjištění skutečné rezonanční frekvence. Výsledky měření včetně teoretických a již zmíněných simulovaných posunů rezonance a také přepočítané výsledné změny součástí shrnuje Tab. 4.2.



Graf 4.4: Změřené přelad'ování 1kHz rezonance testovací struktury pomocí L_1 .



Graf 4.5: Změřené přelad'ování 1kHz rezonance testovací struktury pomocí C_1 .

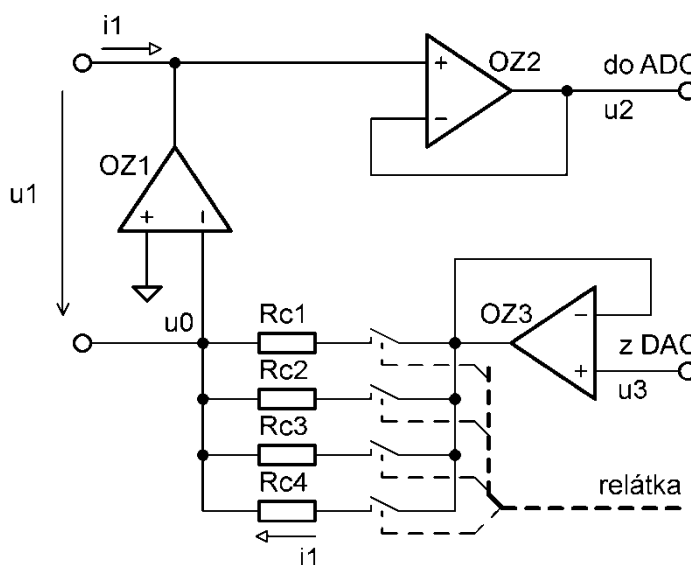
Výsledky v Tab. 4.2 ukazují na velmi dobrou shodu teoretických a reálně změřených posunů jednotlivých parametrů výsledků pro změnu L_1 i C_1 . Zároveň výsledky posunů pro L_1 velmi dobře korespondují se simulovanými posuny (viz Graf 4.3), danými nižší přesností formátu binary32.

Tab. 4.2: Naměřené změny rezonanční frekvence při přeladění pomocí L_1 a C_1 .

Nastavená změna hodnoty součástky	Změřená f_r [Hz]	Posun rezonanční frekvence [Hz]			Skutečná změna hodnoty součástky
		změřený	simulovaný	teoretický	
$C_1 + 0,5 \%$	996,978	-3,061	-2,801	-2,500	+0,6120 %
$L_1 + 0,1 \%$	999,593	-0,446	-0,414	-0,500	+0,0892 %
Reference	1000,039				
$L_1 - 0,1 \%$	1000,480	+0,441	+0,414	+0,500	-0,0882 %
$C_1 - 0,5 \%$	1002,497	+2,458	+2,747	+2,500	-0,4920 %

4.2.2 Analogová část

Původní návrh DSI (Fleming et al. 2000) využívá převodník napětí na proud typu VC-VCCS. Vstupem do analogové části DSI z digitální – na Obr. 4.1 a Obr. 4.4 vpravo, je napětí z DA převodníku u_3 . Protože se jedná o výstup s malým výstupním výkonem, je zde zapojen výkonný OZ₃ jako napěťový sledovač. Druhý výkonný operační zesilovač v obvodu – OZ₁ udržuje spodní svorku DSI s napětím u_0 virtuálně uzemněnou odebráním proudu $i_1 = u_3/R_c$. Jeho výstupem je tedy napětí u_1 – v nejjednodušším případě pouze reálné připojené impedance $Z = R_c$, je shodné velikosti, ale opačné polarity než u_3 . Toto napětí je závislé na hodnotě připojené impedance (např. piezoelektrického aktuátoru) a kompenzuje napětí u_3 – z čehož plyne název tohoto zapojení. Druhý operační zesilovač zapojený jako napěťový sledovač je OZ₂ zabraňující odtékání části proudu i_1 do nízkaimpedančního vstupu AD převodníku snímajícího napětí $u_2 = u_1$.


 Obr. 4.4: Zjednodušené schéma analogové části DSI typu VC-VCCS s přepínatelnými R_c .



Rezistor R_c do určité míry určuje rozsah syntetizované impedance – příliš vysoké hodnoty syntetizované impedance spolu s malou hodnotou R_c vedou na příliš malé signály z DA převodníku. Naopak příliš malá syntetizovaná impedance při velké hodnotě R_c může vést na nelinearitu typu omezení. Proto bylo v analogové části osazeno několik rezistorů R_c s různými hodnotami, které lze přepínat pomocí relé ovládaných optočleny z digitální části – spodní část Obr. 4.4, přerušovaná čára značí mechanickou vazbu.

Proud i_l připojenou impedancí je tak téměř nezávislý na její hodnotě a omezen je pouze maximálním rozsahem výstupního napětí OZ_1 . Také je nezávislý na frekvenci, až na výše zmíněné zpoždění samotného operačního zesilovače t_{d_analog} způsobující chybu ve fázi syntetizované impedance. Tato tvrzení platí samozřejmě pouze v používaném frekvenčním rozsahu, který je jen prvním zlomkem šířky pásma (Gain Bandwidth Product – GBP) se signály nepřibližujícími se maximální rychlosti přeběhu použitého operačního zesilovače.

Důležitým parametrem zdrojů proudu je jejich výstupní impedance Z_{out} . U zdroje proudu typu VC-VCCS je charakter výstupní impedance $Z_{out}^{VC-VCCS}$ způsoben zpožděním samotného OZ_1 , který tak zpožďuje napětí u_l za vstupujícím proudem i_l . Zpoždění samotné je konstantní, a tedy je tento jev výraznější se zvyšující se frekvencí. Tímto má $Z_{out}^{VC-VCCS}$ charakter negativní kapacity $C_{out}^{VC-VCCS}$ dle vztahu:

$$C_{out}^{VC-VCCS}(i\omega) = -\frac{1}{i2\pi \cdot GBP \cdot R_c} \quad [F] \quad (4.6)$$

Tento typ zdroje proudu má hodnotu výstupní impedance pevně svázanu s transadmitancí (převodem u_3 na i_l). Syntetizovaná impedance je jen virtuálně uzemněna – obtížné zavedení napěťového offsetu, nutného pro předepnutí piezoelektrického aktuátoru při vyšších ovládacích napětích a dále vyžaduje dva výkonové operační zesilovače či jejich dodatečné proudové posílení.

V průběhu této práce tak byla zkoumána změna topologie na proudově-kompenzační (Current Compensating – CC-VCCS), běžně označovanou jako Howlandova proudová pumpa (Howland Current Pump – HCP), která tyto problémy řeší. Zjednodušené schéma ukazuje Obr. 4.5. Jak již název napovídá, OZ_1 přímo řídí (kompenzuje) svůj výstupní proud i_l pomocí zpětných vazeb s rezistory R_1 a R_2 . Tyto zpětné vazby tvoří diferenční zesilovač se vstupem snímajícím jeho výstup.



Výhodou HCP je jen jediný výkonový operační zesilovač, díky čemuž se také snižuje zpoždění celé DSI. Výstup je vztažen k zemi obvodu, umožňující jak uzemněnou zátěž, tak její připojení k např. záporné napájecí větvi pro jednoduché dosažení napěťového offsetu pro piezoelektrický aktuátor.

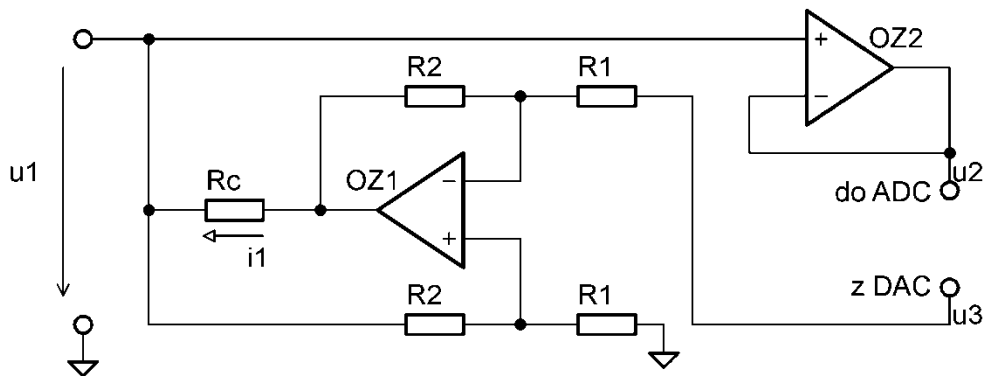
Díky jednoduchosti zapojení a návrhu je HCP topologie oblíbená jako velmi přesný budič proudových smyček standardních rozsahů jako 4-20 mA či 0-20 mA. Dále nachází velké uplatnění v medicíně pro měření bioimpedance tkání přesně definovaným proudem (Bertemes-Filho et al. 2013; Tucker et al. 2013; Palacio a Van Noije 2015; Bouchaala et al. 2013).

Výpočet Z_{shunt}^{HCP} rozšířený o poměr zpětnovazebních rezistorů udává vztah (4.7). Přičemž výstupní impedanci Z_{out}^{HCP} resp. kapacitu C_{out}^{HCP} tohoto zapojení je možné měnit bez změny transadmittance dle (4.8),

$$Z_{shunt}^{HCP}(i\omega) = \frac{R_c \cdot \frac{R_2}{R_1}}{F_u(i\omega)} \cdot \exp\left(-\frac{i\omega}{f_s}\right) \quad [\Omega] \quad (4.7)$$

$$C_{out}^{HCP}(i\omega) = \frac{1}{i2\pi \cdot GBP \cdot R_c} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad [F] \quad (4.8)$$

kde GBP označuje šířku pásma použitého operačního zesilovače (Texas Instruments 2013). Vzhledem k opačné funkci (proud i_1 je zde zpožděn za napětím u_1) této topologie oproti předchozí, má výstupní impedance charakter kladné kapacity.



Obr. 4.5: Zjednodušené schéma analogové části DSI typu HCP.

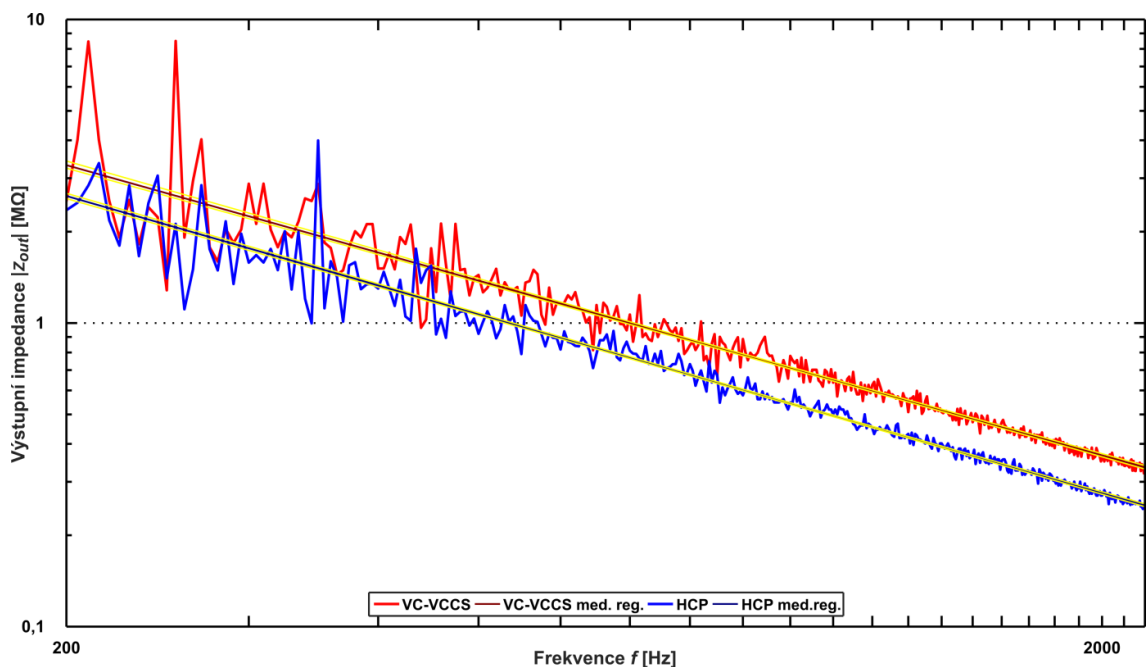
Mezi nevýhody této topologie patří nutnost velmi přesné shody poměru rezistorů R_1 a R_2 v obou zpětnovazebních větvích pro zachování vysoké výstupní impedance. To vyžaduje použití rezistorů s přesností 0,01 % či vložení trimmeru pro ruční doladění. Více na toto téma včetně praktických příkladů řešení (např. použití laserem nastavovaných



sad rezistorů v jednom pouzdře) je možné nalézt v další literatuře (Texas Instruments 2013; Zhao et al. 2009; Guo 2013; Bertemes-Filho et al. 2013). Další nevýhodou je postupné omezování rozkmitu výstupního napětí s výstupním proudem z důvodu úbytku na rezistoru R_c . Avšak s tímto úbytkem, resp. s rezistorem R_c naopak roste kvalita proudového zdroje – výstupní impedance Z_{out}^{HCP} .

Pro porovnání vlastností obou topologií analogové části DSI, byly naměřeny závislosti výstupní impedance a chyby fáze na frekvenci. Tato měření probíhala s prototypy postavenými na univerzálních plošných spojích, do kterých byl postupně připojen jeden dvojitý operační zesilovač LTC6091 pro vyloučení vlivu nestejných parametrů. U obou prototypů byl posílen výstup operačního zesilovače pomocí jednoduchého zesilovače třídy AB popsaného níže. V případě HCP byl přidán trimer do jedné ze zpětnovazebních větví pro jemné doladění poměru rezistorů R_1 a R_2 . Měření probíhalo opět na impedančním analyzátoru HP4195A.

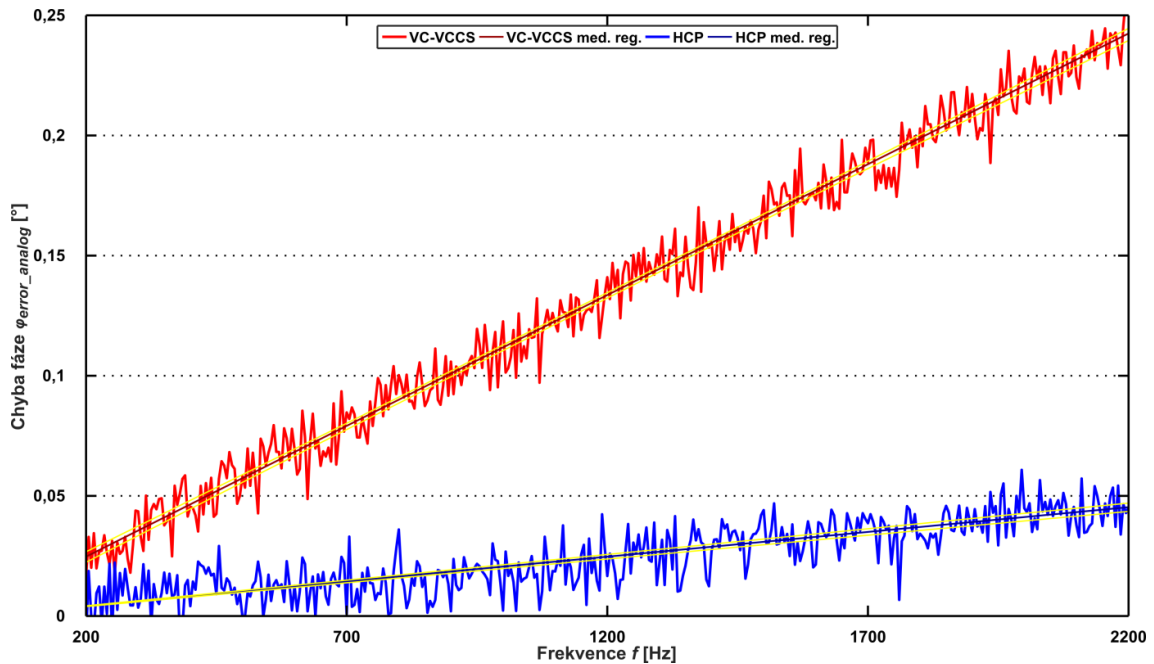
Výstupní impedanci $Z_{out}^{VC-VCCS}$ (červeně) a Z_{out}^{HCP} (modře), spolu s mediánovou regresí (tmavší odstíny odpovídajících barev) a vypočítanými 99% intervaly spolehlivosti (žlutou barvou) zobrazuje Graf 4.6. V tomto měření byl vstup zdroje proudu (u_3) připojen na nulový potenciál. Závislost fáze na frekvenci u tohoto měření zde není uvedena z důvodu její konstantní hodnoty 90° pro topologii VC-VCCS, respektive -90° pro HCP.



Graf 4.6: Porovnání výstupních impedancí topologií analogové části DSI.



Měření chyby fáze obou topologií, opět včetně mediánové regresní přímky a 99% intervalů spolehlivosti, uvádí Graf 4.7. Zde byl vstup (u_3) proudového zdroje připojen přímo na jeho výstup (u_2), jedná se tedy o fázi při jednotkovém zesílení, čímž zahrnuje vliv všech součástek v cestě signálu vyjma digitální části. Absolutní hodnota impedance, která zde není uvedena, je konstantní s hodnotou rezistoru R_c . Je tak možné zjistit jeho přesnou hodnotu nutnou pro snížení absolutní odchylky syntetizované impedance.



Graf 4.7: Porovnání chyby fáze topologií analogové části DSI.

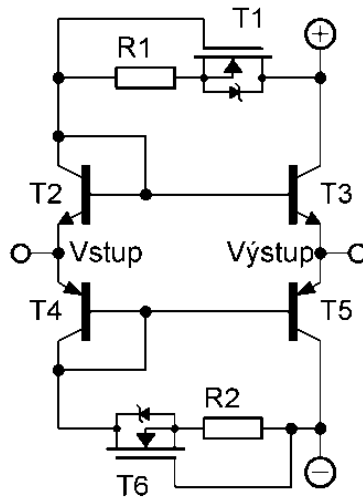
Analogová část založená na VC-VCCS vykazuje mírně vyšší výstupní impedanci, avšak HCP má dle očekávání výrazně menší chybu fáze. Shrnutí vypočítaných a naměřených výstupních impedancí je v Tab. 4.3. Rozdíl změřené a předpokládané hodnoty u HCP je pravděpodobně způsoben ne zcela dokonalým naladěním trimru a odchylkou skutečných hodnot rezistorů zpětné vazby. Porovnány byly i závislosti rozdílu syntetizované impedance od předepsané (s omezenou aritmetikou) u testovací struktury s dvěma rezonancemi, kde se však topologie téměř nelišily až na již zmíněnou menší chybu fáze u HCP (Nečásek et al. 2017).

Tab. 4.3: Vypočítané a změřené hodnoty výstupní impedance analogových částí DSI.

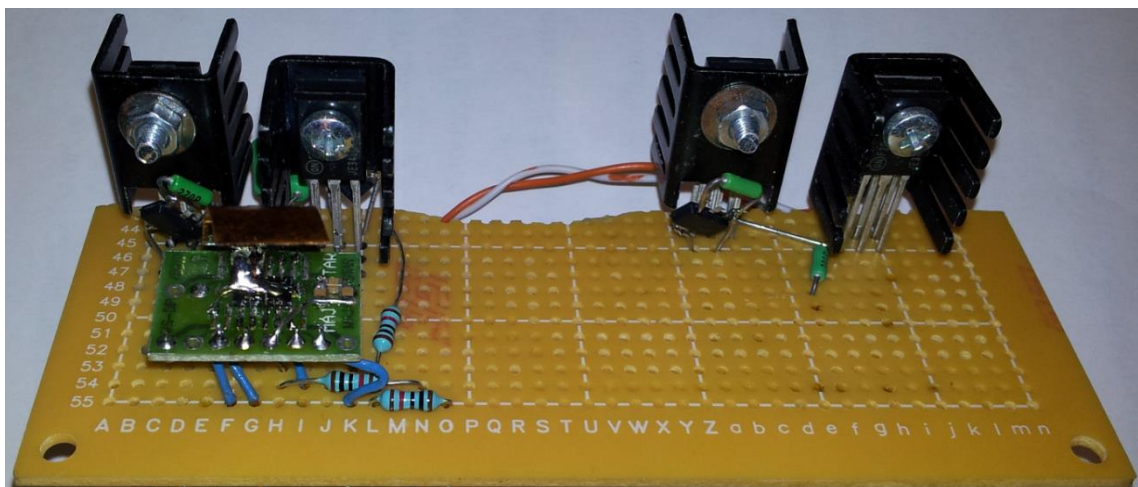
Topologie	Výstupní impedance vyjádřená jako kapacita		
	Vypočítaná [pF]	Změřená [pF]	Rozdíl
VC-VCCS	-224	-222	+0,9 %
HCP	332	292	-12,0 %



Nabídka výkonových operačních zesilovačů s vhodnými parametry pro aplikaci v DSI, jako je rozsah výstupního napětí a šířka pásma, je poměrně malá. Hlavní limitací u běžných výkonových operačních zesilovačů (např. OPA547) je napěťový rozsah a u vysokonapěťových (např. APEX PA107) je to cena. Bylo tak realizováno řešení v podobě proudového posílení výstupu nevýkonného operačního zesilovače splňujícího předchozí parametry. Použit byl jen jednoduchý zesilovač s bipolárními tranzistory ve třídě AB. Jeho výhodou oproti integrovaným „bufferům“ (např. BUF634) je volný výběr tranzistorů podle výstupního rozkmitu napětí a proudu, menší vstupně-výstupní zpoždění signálu a také snadné chlazení. Schéma tohoto obvodu je na Obr. 4.6. Fotografie univerzálního plošného spoje s operačním zesilovačem aktuálně zapojeným do analogového front-endu typu HCP ukazuje Obr. 4.7. Topologie VC-VCCS je umístěna na pravé polovině se svým výstupním posílením.



Obr. 4.6: Schéma použitého výkonového posílení operačních zesilovačů.

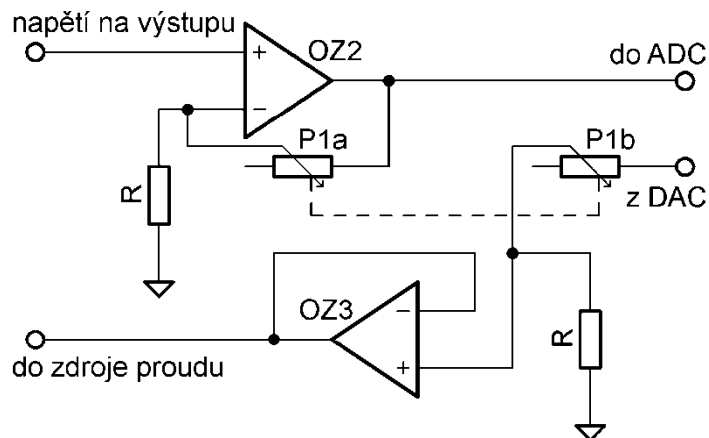


Obr. 4.7: Fotografie prototypů topologií analogové části – HCP vlevo a VC-VCCS vpravo (bez OZ).



Pro přesné nastavení proudů bází pro posun tranzistorů do vhodného pracovního bodu (jejich mírné otevření) byly použity proudové zdroje s unipolárními tranzistory s vestavěným kanálem (depletion mode MOSFET) T_1 a T_6 . Oproti častějšímu zapojení s tranzistorem typu JFET může mít MOSFET výrazně vyšší napětí drain-source a je stavěn na větší ztrátový výkon. Výhodou tohoto proudového zdroje je dvousvorkové zapojení do obvodu bez nutnosti připojení k dalším napájecím hladinám. Pro regulaci na desetiny procent je doporučeno navrhnout proudový zdroj tak, aby byl nastaven do 5 % z proudu při nulovém napětí mezi gate a source zvoleného tranzistoru (Harrison 2009).

Po zkušenostech s tlumením u různých systémů a aktuátorů byl do analogové části, mezi zdroj proudu a AD a DA převodníky – tedy přímo na napětí u_2 a u_3 , vložen člen upravující amplitudu signálu. Impedanční oddělení – sledovač tvořený OZ_2 pro napájení AD převodníku byl změněn na neinvertující zesilovač s nastavitelným zesílením. Na výstupní napětí u_3 z DA převodníku, byl naopak vložen proměnný napěťový dělič. Řízení zesílení a následného zeslabení signálu procházejícího digitální částí DSI, probíhá jedním ovládacím prvkem, čímž se syntetizovaná impedance nemění, ale pro malé signály je lépe využít rozsah AD a DA převodníku. Je tak možné použít DSI pro různé typy aktuátorů – větší zesílení pro nízkonapěťové vrstvené piezoelektrické či menší pro vláknenné piezoelektrické a elektrodynamické. Amplituda signálu a z ní plynoucí požadované zesílení také samozřejmě závisí na zatížení samotných aktuátorů. Schéma tohoto bloku je na Obr. 4.8, kde přerušovaná čára mezi potenciometry značí jejich mechanickou vazbu.

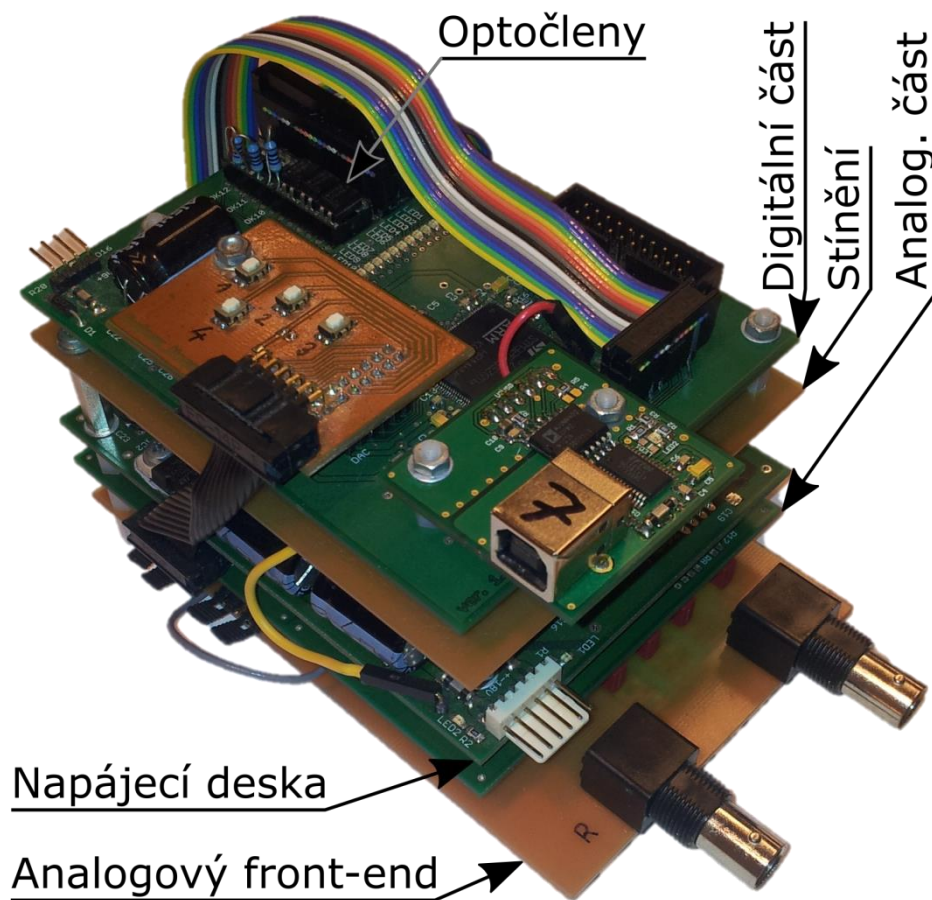


Obr. 4.8: Zjednodušené schéma bloku pro úpravu velikosti signálu u DSI.



4.2.3 Souhrn vlastností DSI

DSI je schopna ladit parametry Z_{shunt} s krokem pod 0,1 % a chybou fáze 1,3 °/kHz. Používaný výstupní rozsah je ± 12 V (0-24 V) a $\pm 0,16$ A s výstupní impedancí kapacitního charakteru přibližně 290 pF. Teoretický maximální rozsah výstupního napětí daný součástkami je pak ± 70 V (0-140 V). Díky zlepšení firmwaru a analogové části se tak stal největším limitem jemných změn Z_{shunt} použitý číselný formát výpočtu filtrů. Limitem chyby fáze je vzorkovací frekvence a s ní související vstupně-výstupní zpoždění dané sériovou komunikací mezi mikrokontrolerem a AD a DA převodníkem. Fotografie první verze DSI je na Obr. 4.9.



Obr. 4.9: Fotografie první verze DSI.

4.3 Zjednodušená verze DSI

Zároveň s aplikací DSI na různé systémy potlačování vibrací a hluku (viz kapitola 5), byla vyvinuta zjednodušená druhá verze DSI – tzv. DSIv2, na které byly ověřeny návrhy na změny založené na zkušenostech s první verzí. Cílem této úpravy bylo také umožnit připojení DSIv2 k aktuátorům s nízkou impedancí, jako jsou



například vrstvené piezoelektrické aktuátory s velkou kapacitou a nízkým ovládacím napětím a pro elektromagnetické aktuátory (např. reproduktory), které vyžadují vyšší napájecí proud.

DSIv2 využívá původní topologii VC-VCCS. Výstupní napětí bylo omezeno na $\pm 2,5$ V, avšak se zvýšenou proudovou zatížitelností ± 2 A. Díky tomuto rozsahu napětí a proudů mohly být pro VC-VCCS použity přímo výkonové operační zesilovače OPA567. Pro další zjednodušení této verze není použito symetrické napájení analogové části přímo ze zdroje, ale ke dvěma výkonovým operačním zesilovačům pro VC-VCCS byl přidán třetí, tvořící analogovou zem uprostřed 5V napájení. Tímto se i zjednodušilo propojení analogové a digitální části zařízení. Volba rezistoru R_c již není možná z programu pomocí relé, ale pouze manuálně „jumperem“. Možnosti jsou: 2,7 Ω ; 5,6 Ω ; 15 Ω a 100 Ω .

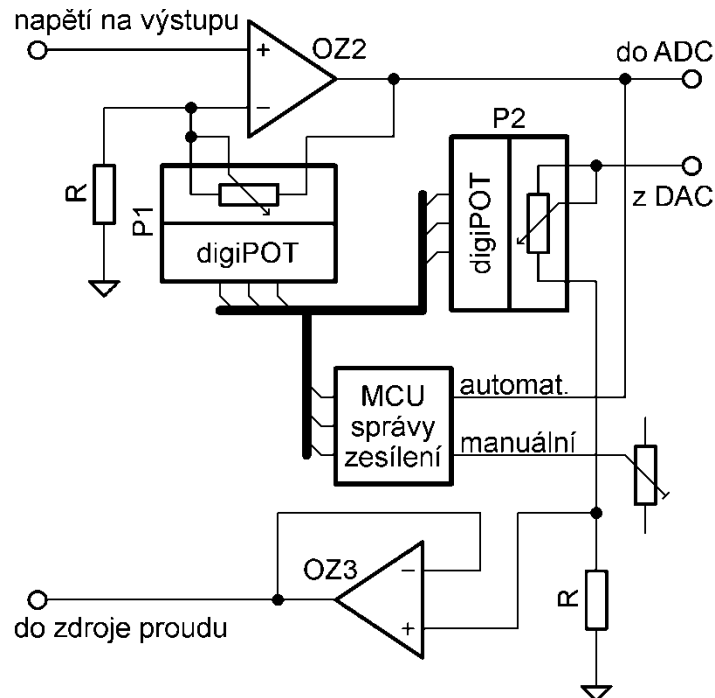
Místo externího AD a DA převodníku s vysokým rozlišením, bipolárním vstupem a velkým vstupním rozsahem, byly použity 12bitové převodníky integrované v mikrokontroleru. Vstupní a výstupní rozsah napětí převodníků je tak omezen na rozsah napájení mikrokontroleru, tedy 0 – 3,3 V. Díky již zmíněnému posunu záporného napětí analogové části na potenciál země u digitální části, bylo nutné pouze zmenšit velikost signálu bez přičtení napětěového offsetu před vstupem do AD převodníku. Na vysokoimpedančním výstupu DA převodníku je tedy místo napětěového sledovače neinvertující zesilovač se zesílením 1,52krát. Ačkoliv má toto řešení napojení analogové a digitální části své slabé stránky (zesilování signálu od jeho minima místo od středu), je vzhledem k použitým AD a DA převodníkům a cílené jednoduchosti zařízení plně dostačující.

Mozkem celého zařízení se stal mikrokontroler STM32F427, jež je zástupcem vyšší a novější řady oproti původnímu STM32F405 v první verzi DSI. Garantuje např. vyšší taktovací frekvenci a jiná vylepšení. FRAM pro ukládání koeficientů filtrů byla zachována, stejně jako galvanicky oddělený převodník na USB. Struktura firmwaru mikrokontroleru, vynucená změnou hardwaru, se natolik změnila, že musel být kompletně přeprogramován. Bez relativně pomalé komunikace s externími převodníky a díky vyšší rychlosti integrovaných převodníků významně vzrostla vzorkovací frekvence – na 1,5 MHz. Též se snížilo vstupně-výstupní zpoždění na přibližně 1,48násobek periody vzorkování. Z důvodu snížení doby čekání na převod a úplnému



zrušení čekání na komunikaci bylo nutné kód více optimalizovat – např. posuny a ukládání historie proměnných bylo nahrazeno postupnými posuny proměnných přímo ve výpočtech. Ukázka syntetizační smyčky je v příloze A.

Změn doznal i modul úpravy signálu zmíněný v popisu analogové části DSI. Místo ovládání pomocí spřažených potenciometrů byl osazen dvěma digitálními potenciometry AD5160 za účelem přesné shody zesílení a následného zeslabení signálu. Pro ovládání digitálních potenciometrů byl osazen druhý, avšak výrazně jednodušší mikrokontroler architektury ARM. Konkrétně jde o typ STM32F030 z opačného konce nabídky firmy STMicroelectronics než hlavní mikrokontroler – řada zaměřená na nízkou cenu. Jedná se o 32bitové jádro ARM Cortex M0 s mnoha komunikačními perifériemi a AD převodníkem, na druhou stranu však s výrazně sníženým výpočetním výkonem – neobsahuje podporu pro celočíselné dělení v hardwaru a ani FPU. Nastavení digitálních potenciometrů se provádí buď manuálně jedním trimrem, nebo je možná jeho automatická změna na základě amplitudy signálu, který je tímto mikrokontrolerem též měřen. U digitálních potenciometrů jsou umístěny i zkratovací propojky pro rychlé úplné vyřazení zesílení. Zjednodušené schéma modulu je na Obr. 4.10.



Obr. 4.10: Zjednodušené schéma bloku pro úpravu velikosti signálu u druhé verze DSI.

Těmito úpravami se snížila složitost návrhu desky plošných spojů, nároky na napájecí zdroj (jediný vstup o hodnotě přibližně 7 V), složitost firmwaru



mikrokontroleru a v neposlední řadě značně klesla cena celého zařízení. I přes výrazné snížení rozlišení a nižší kvalitu samotných převodníků, je možné syntetizovat jednodušší struktury Z_{shunt} s nižší dynamikou průběhu impedance. Ačkoli proběhly testy tlumení vibrací s piezoelektrickým aktuátorem, je zatím jedinou aplikací DSIV2 systém tlumení odrazu hluku v akustické trubici (viz kapitola 5.4). Hlavními důvody jsou až příliš malé výstupní napětí a nízké rozlišení AD a DA převodníků neumožňující velmi jemné ladění v případě použitých aktuátorů. Fotografie DSIV2 je na Obr. 4.11, schéma poslední verze zařízení je rozděleno do funkčních bloků a uvedeno v přílohách B až D.



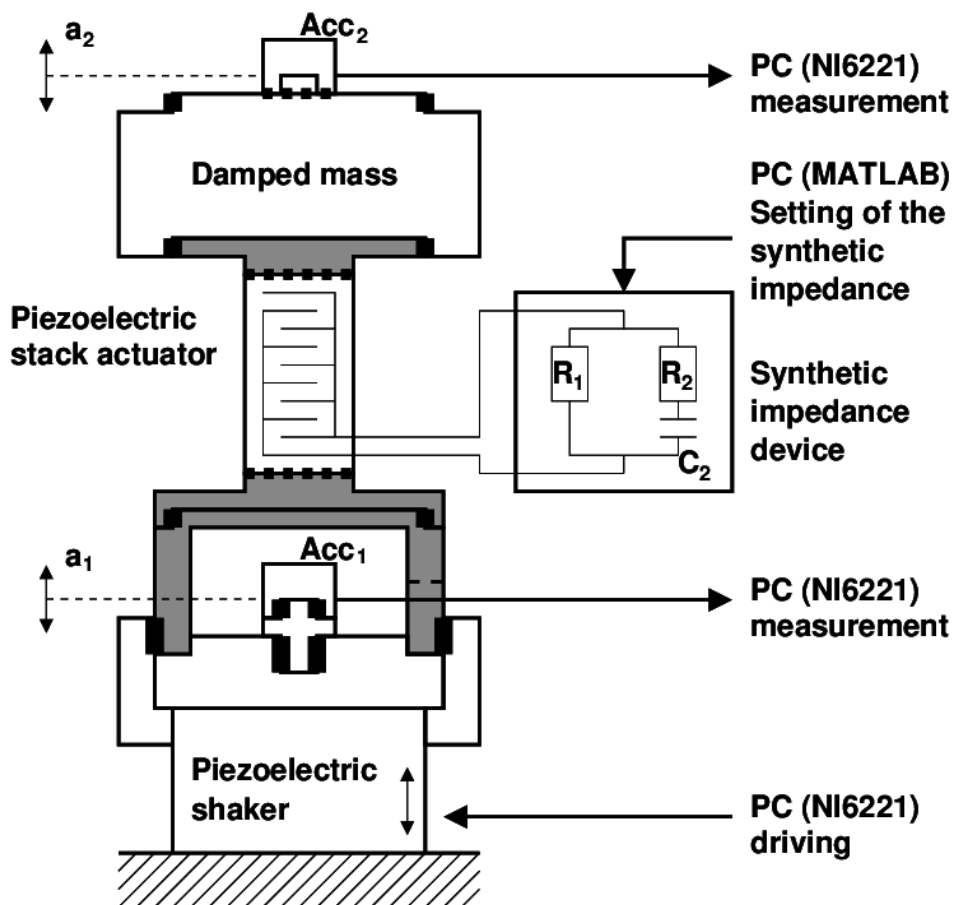
Obr. 4.11: Fotografie DSIV2.



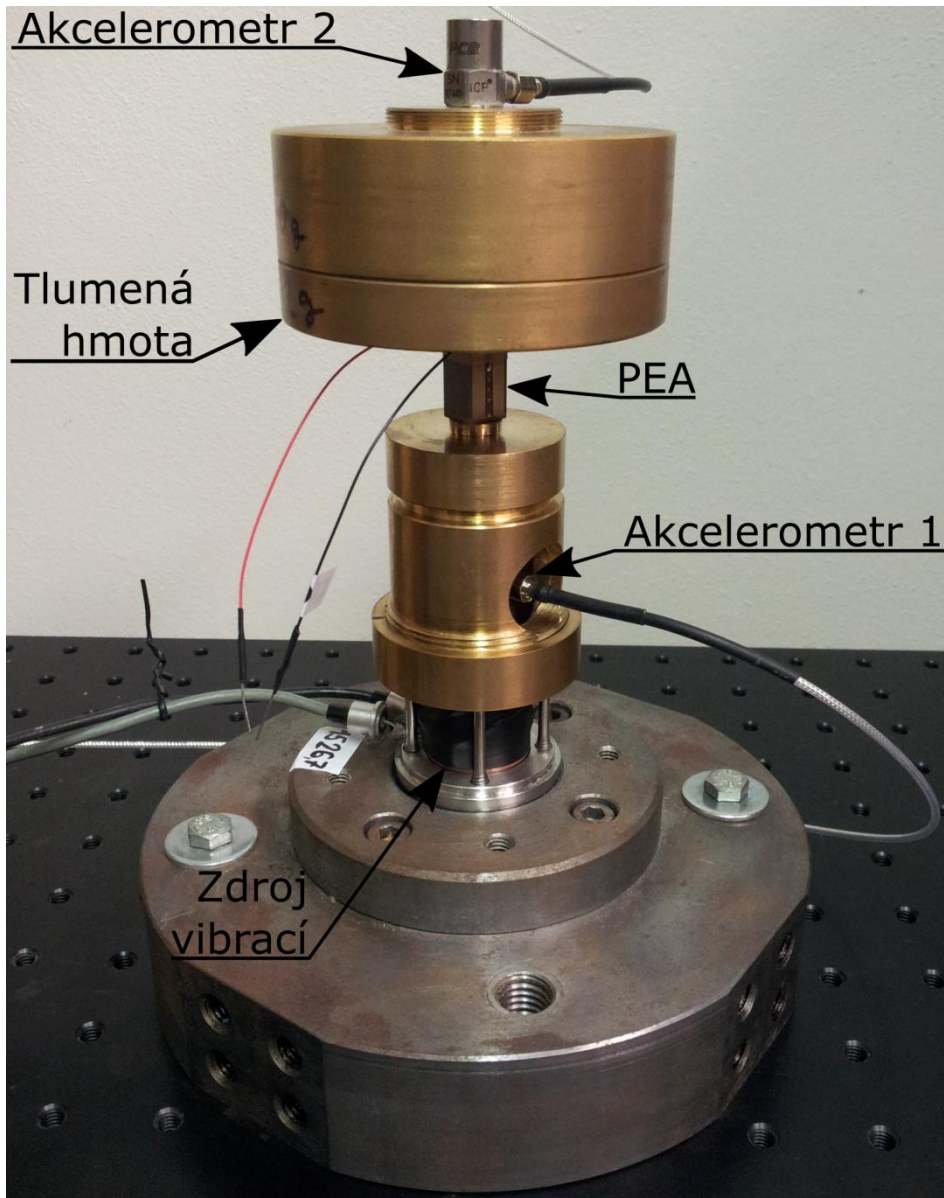
5 Aplikace DSI v laboratorních systémech

5.1 Tlumení vibrací v systému „hmota-aktuátor“

Pro experimentální použití DSI na tlumení vibrací byl vybrán jednoduchý systém tlumené hmoty ($m = 1,527$ kg) uložené na vrstveném piezoelektrickém aktuátoru (PICMA Stack Multilayer Piezo Actuator P-888.51), který ji má izolovat od zdroje vibrací v podstavě. Zdrojem vibrací je komerční systém obsahující piezoelektrický aktuátor spolu s vlastním výkonovým zesilovačem značky Physik Instrumente. Pomocí dvou akcelerometrů Acc_1 a Acc_2 s integrovanými nábojovými zesilovači (PCB Piezotronics 352C33) byly měřeny vibrace $a_1(f)$ budicího zdroje a $a_2(f)$ tlumené hmoty. Signál z akcelerometrů byl zesílen a filtrován pomocí modulů DEWETRON DAQP-LV, které fungují i jako galvanické oddělení. Převod změřených signálů a generování budicího signálu zajišťovala univerzální měřicí karta National Instruments PCI-6221 v PC, ovládaná pomocí softwaru Mathworks MATLAB. Návrh tohoto systému je na Obr. 5.1, kde silné plné čáry označují závit a silné přerušované adhezivní spojení. Fotografie systému je na Obr. 5.2.



Obr. 5.1: Návrh experimentálního systému tlumení vibrací. Převzato z: Márton et al (2018).



Obr. 5.2: Fotografie experimentálního systému tlumení vibrací.

Z naměřených závislostí zrychlení na frekvenci byl vypočítán přenos vibrací $TR(f)$ pomocí:

$$TR(f) = 20 \cdot \log_{10} \frac{a_2(f)}{a_1(f)} \quad [dB] \quad (5.1)$$

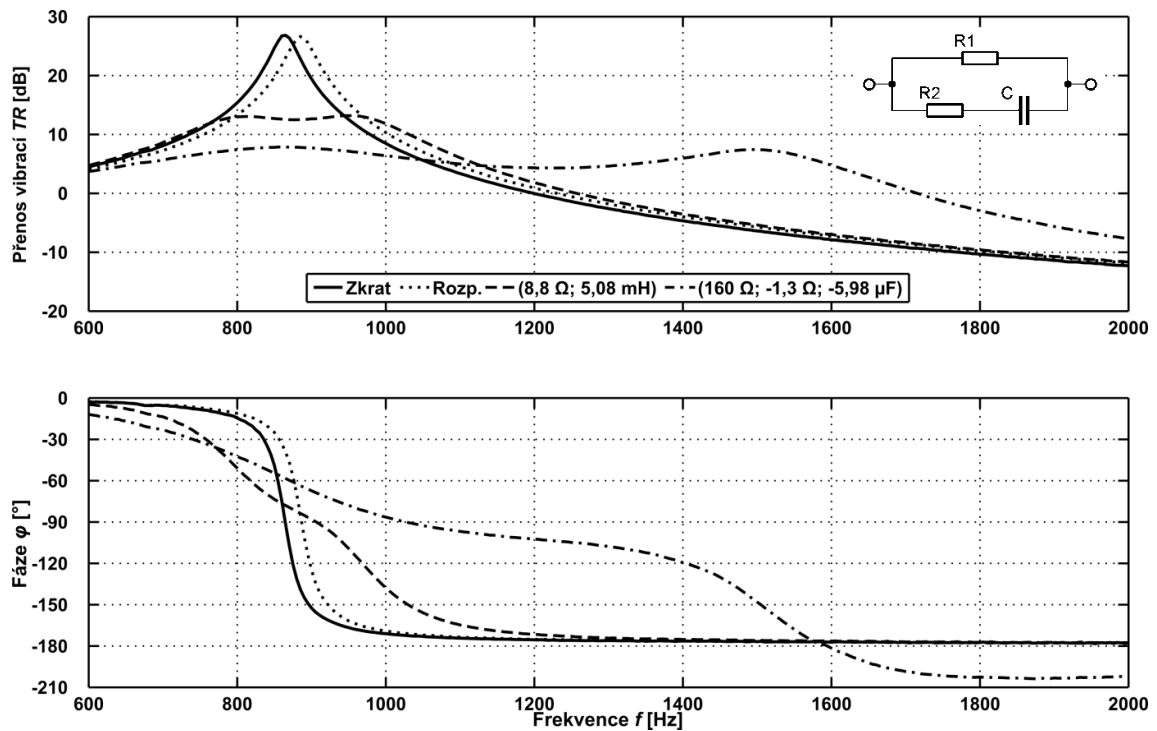
jenž bez dodatečného tlumení vykazuje jedinou rezonanční frekvenci f_r , kterou lze popsat jednoduchým vztahem:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{K}{m}} \quad [Hz] \quad (5.2)$$

kde K [N/m] označuje tuhost pružného uložení hmotnosti m [kg].

Nejprve byl změřen přenos systému se zkratovaným aktuátorem (konstantní elektrické pole) $f_r^E = 864 \text{ Hz}$ a $K^E = 45 \text{ N}/\mu\text{m}$ a následně s rozpojeným (konstantní deformace) $f_r^{open} = 888 \text{ Hz}$ a $K^{open} = 48 \text{ N}/\mu\text{m}$, vykazujícím dle předpokladů mírně vyšší tuhost. Tyto hodnoty řádově odpovídají tuhosti $50 \text{ N}/\mu\text{m} \pm 10 \%$ udané v katalogovém listu použitého aktuátoru (Physik Instrumente 2013). Výsledky těchto měření zobrazuje Graf 5.1 plnou čarou, resp. tečkovanou čarou.

Následně bylo aplikováno semi-aktivní tlumení vibrací s pasivní impedancí – jak ukazuje Graf 5.1 (čárkovaná čára). Pasivní impedance sestávala ze sériového RL členu (Hagood a von Flotow 1991) s parametry $R = 8,8 \Omega$ a $L = 5,08 \text{ mH}$. Naladění je zde ve smyslu minimálního přenosu vibrací nejen na rezonanční frekvenci, ale i v jejím okolí. S tímto nastavením bylo dosaženo poklesu o 13,6 dB v rezonanci.



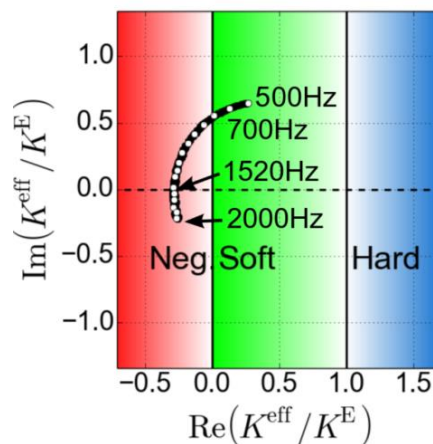
Graf 5.1: Frekvenční závislosti přenosu vibrací s různými typy tlumení.

Pro další zlepšení kvality tlumení bylo použito semi-aktivní tlumení vibrací s aktivní impedancí (AEC, čerchovaná čára). Dle vztahů (1.2) a (1.3) byla zvolena inverze přibližné impedance aktuátoru v tomto frekvenčním rozsahu – tedy sériový RC člen, avšak se zápornými hodnotami odporu a kapacity. Pro představu – záporná kapacita má stejný průběh absolutní hodnoty impedance (lineárně klesající při logaritmičeských osách), ale fázi 90° . Vzhledem k nestabilitě samotného záporného RC členu ho bylo nutné doplnit o kladný paralelně připojený rezistor, umožňující průchod

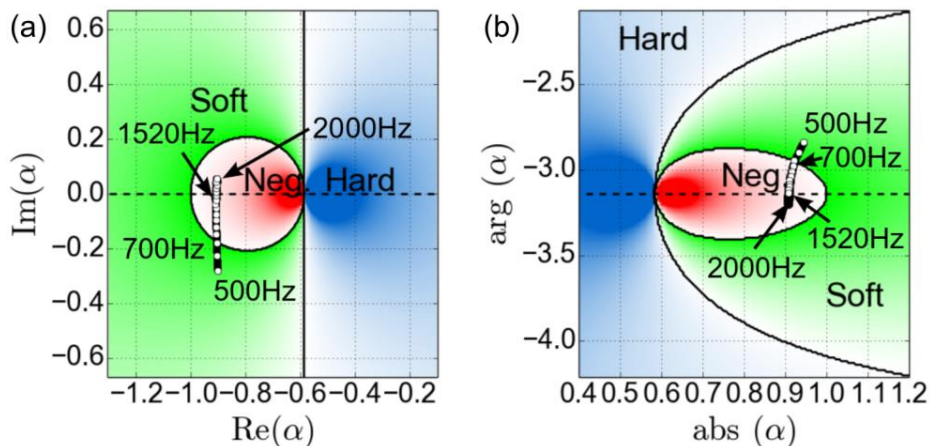


stejnoseměrného proudu. Graf 5.1 obsahuje detail s výsledným schématem. Hodnoty jednotlivých součástek tohoto RRC členu jsou $R_2 = -1,3 \Omega$, $C = -5,98 \mu\text{F}$, s paralelně připojeným $R_1 = 160 \Omega$.

Zde klesl přenos v rezonanci o 19 dB, avšak na vyšší frekvenci (přibližně 1520 Hz) se objevila druhá rezonance. I zde bylo naladění tlumení s ohledem na minimální celkový přenos, což koresponduje se souhlasnou výškou obou rezonancí. Druhá rezonance je zde zcela uměle vytvořena přechodem systému z režimu nižší efektivní elasticity („soft“) do režimu negativní efektivní elasticity („neg.“). Názorně toto ukazuje Graf 5.2, vytvořený na základě přenosu vibrací (Graf 5.1) a nastavení DSI. Bílé tečky označují frekvence s krokem 100 Hz (Márton et al. 2018). Tento přechod je způsoben komplexním charakterem parametru α (vztah (1.3)), který se tak mění s frekvencí. Pro lepší představu zobrazuje Graf 5.3 různé interpretace parametru α , opět včetně naměřeného přenosu vibrací.



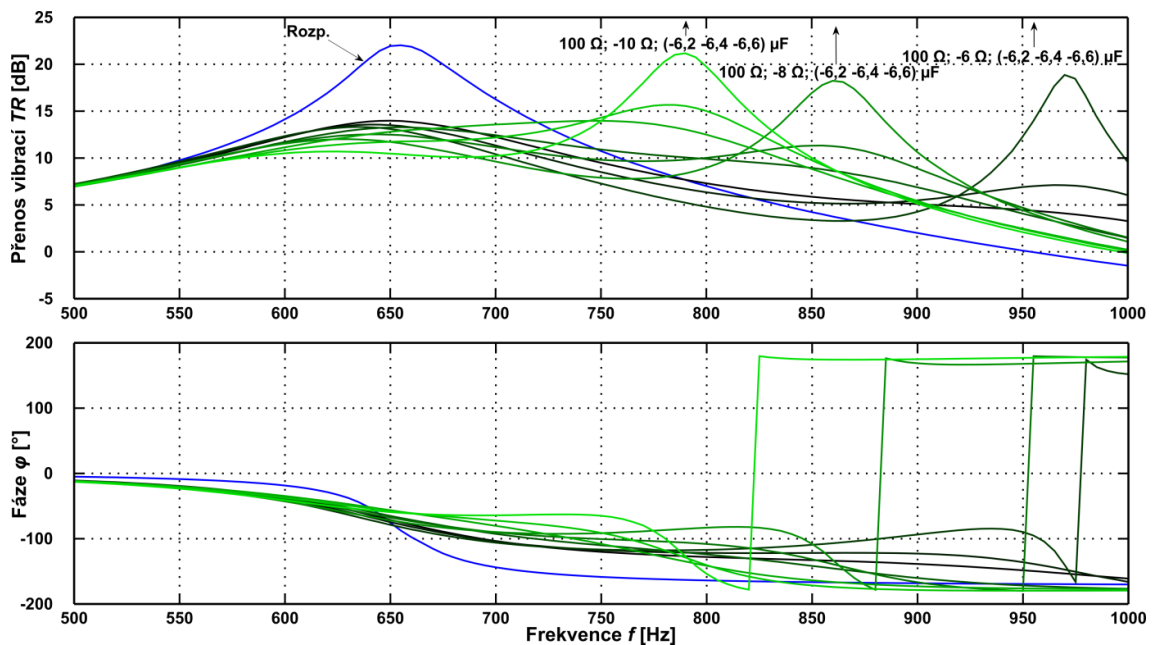
Graf 5.2: Relativní tuhost systému tlumení vibrací. Převzato z: Márton et al (2018).



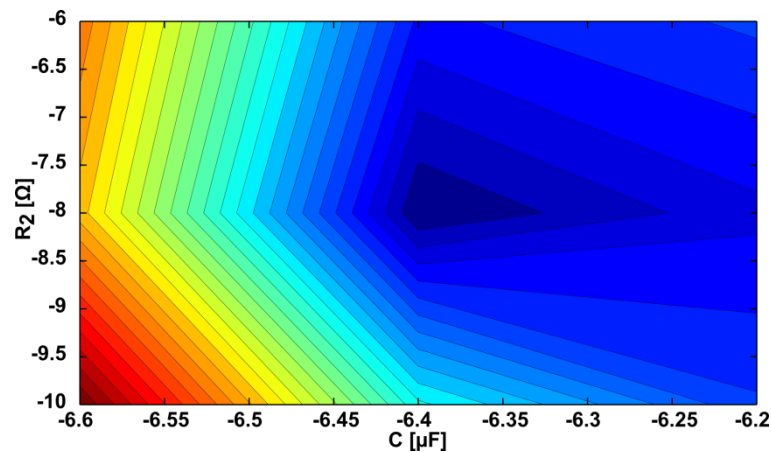
Graf 5.3: Různé interpretace parametru α včetně s přenosu vibrací. Převzato z: Márton et al (2018).



Změnou naladění jednotlivých parametrů použitého RRC členu je možné měnit výšku rezonancí, avšak vždy se mění obě najednou – jedna rezonance se zvyšuje a druhá snižuje, jak ukazuje Graf 5.4. Zde je vidět odezva pro 9 nastavení DSI – tedy po třech hodnotách R_2 a C . Rezistorem R_2 je rezonance způsobená negativní elasticitou posouvána ve frekvenci a pomocí C je měněna její výška. Pro určitá nastavení parametrů RRC struktury dosahuje přenos vibrací nejnižšího globálního maxima – Graf 5.5, kde „teplota“ barvy určuje výšku globálního maxima přenosu z celého frekvenčního pásma. Tato data pocházejí z předchozích verzí tohoto systému tlumení vibrací, jak je patrné na posunuté rezonanční frekvenci s aktuátorem s rozpojenými elektrodami („open“) a z odlišných hodnot RRC (viz Graf 5.1).



Graf 5.4: Frekvenční závislosti přenosu vibrací při různém naladění RRC členu.



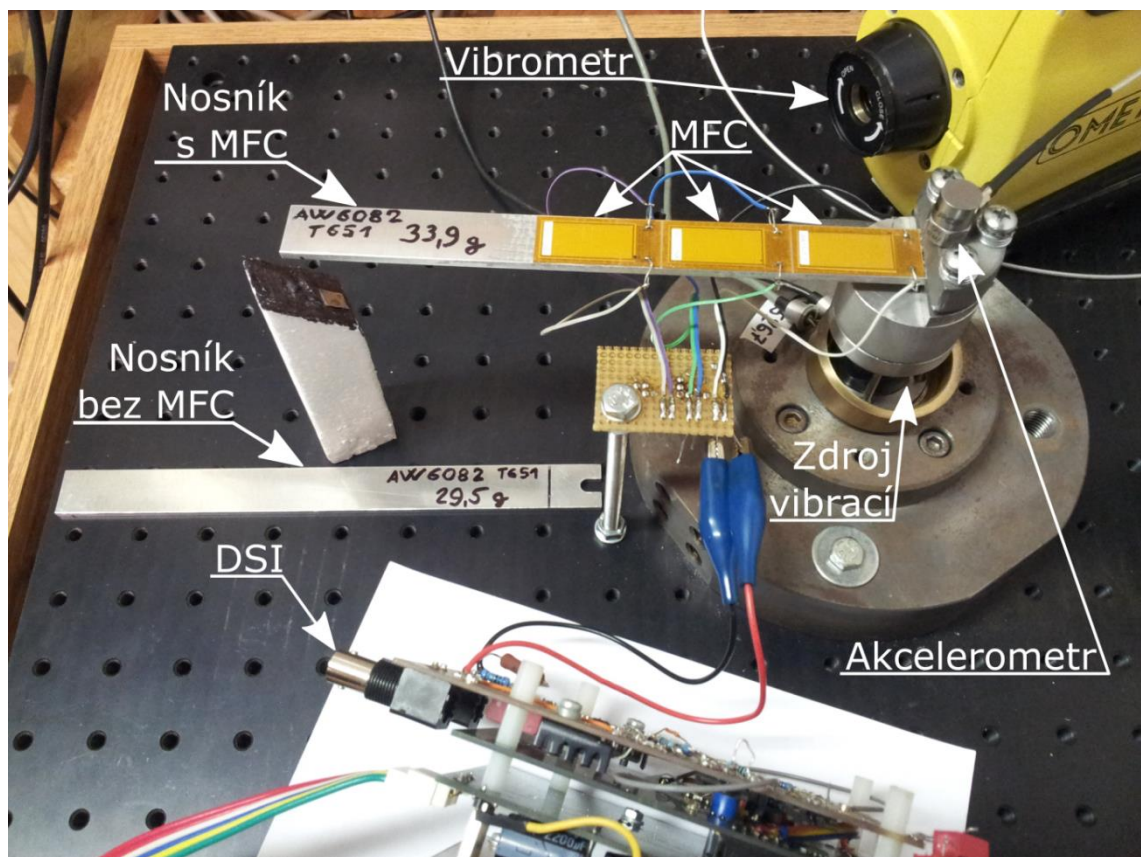
Graf 5.5: Globální maximum přenosu vibrací při různém naladění RRC členu.



Nastavení DSI – tedy syntetizovaná RRC struktura byla zvolena díky jednoduchému ladění s minimem parametrů i jako názorně ukazující možnosti DSI v systému tlumení vibrací. Je pravděpodobné, že přístup bez omezení na konkrétní zapojení pasivních součástek, a tedy volný návrh IIR filtru, může vést na výsledky lepší – např. bez přechodu do negativní elasticity. Takový postup má ale i svá úskalí jako např. již zmíněná možná nerealizovatelnost filtru z důvodu kauzality.

5.2 Tlumení vibračních módů vetknutého nosníku

Jako druhý systém pro tlumení vibrací byl vybrán jednostranně vetknutý nosník s vibrujícím upevněním. Výhodou tohoto systému je vyšší dosažitelná jakost rezonance a také větší počet rezonancí. Dále díky dobře definovanému buzení a jen jednomu hlavnímu směru šíření vibrací, jsou vibrační módy přesně určeny (viz Graf 5.6) a nemění umístění jako u dále zmíněného systému pro tlumení prostupu hluku skleněnou tabulkou. Také se jedná o v literatuře často používaný systém pro demonstraci různých metod a zařízení pro tlumení vibrací. Praktické použití by tento systém mohl najít jako jeden z paprsků kruhového uchycení čočky či zrcadla optického systému. Fotografie systému s připojenou DSI a s vloženými popisky je na Obr. 5.3.



Obr. 5.3: Fotografie experimentálního systému tlumení vibrací jednostranně vetknutého nosníku.



Zdroj vibrací byl použit stejný jako u předchozího systému – set piezoelektrického aktuátoru s vysokonapětovým zesilovačem Physik Instrumente. Shodný byl i akcelerometr s integrovaným nábojovým zesilovačem pro měření vibrací vstupujících do vetknutí (PCB Piezotronics 352C33). K měření vibrací na konci nosníku byl použit laserový dopplerovský vibrometr Ometron VH-1000-D. Vzhledem k rozdílným měřeným veličinám byl signál z akcelerometru po naměření numericky integrován lichoběžníkovou metodou. Pro zesílení a galvanické oddělení signálů byly opět použity moduly DEWETRON DAQP-LV. Zařízení pro měření signálů se však liší – zde byl použit externí USB systém CompactDAQ od National Instruments s AD kartou NI-9239 a jako zdroj signálu funkční generátor HP 33120A ovládaný po sběrnici GPIB (General Purpose Interface Bus).

Pro tlumení byly zvoleny piezoelektrické aktuátory typu MFC (Macro Fiber Composite, Smart Material). Rozměry nosníku byly navrženy s ohledem na dostupné MFC aktuátory a také pro vhodné hodnoty vlastních frekvencí vibračních módů. Na nízkých frekvencích a při buzení malými výchylkami jsou energie v systému relativně malé – z čehož plynou nízké hodnoty měřených signálů. Zároveň však byl požadavek na dostatečný počet rezonancí ve frekvenčním pásmu semi-aktivního tlumení vibrací (přibližně do 2-3 kHz) pro budoucí aplikování multi-módového tlumení. První vibrační mód tak byl umístěn na přibližně 70 Hz, tedy dále od možného rušení od frekvence sítě, avšak dostatečně nízko pro využití i módů vyšších. Rozměry odpovídající zvolené frekvenci prvního módu, a následně i zbylé módy, byly vypočteny pomocí Euler-Bernoulliho teorie nosníku s obdélníkovým průřezem:

$$f_{rn} = \frac{\beta_n^2 \cdot h}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{E}{12 \cdot \rho}} \quad [Hz] \quad (5.3)$$

kde β_n je konstanta jednotlivých módů – kořen frekvenční rovnice:

$$\cosh(\beta_n \cdot l) \cdot \cos(\beta_n \cdot l) + 1 = 0 \quad (5.4)$$

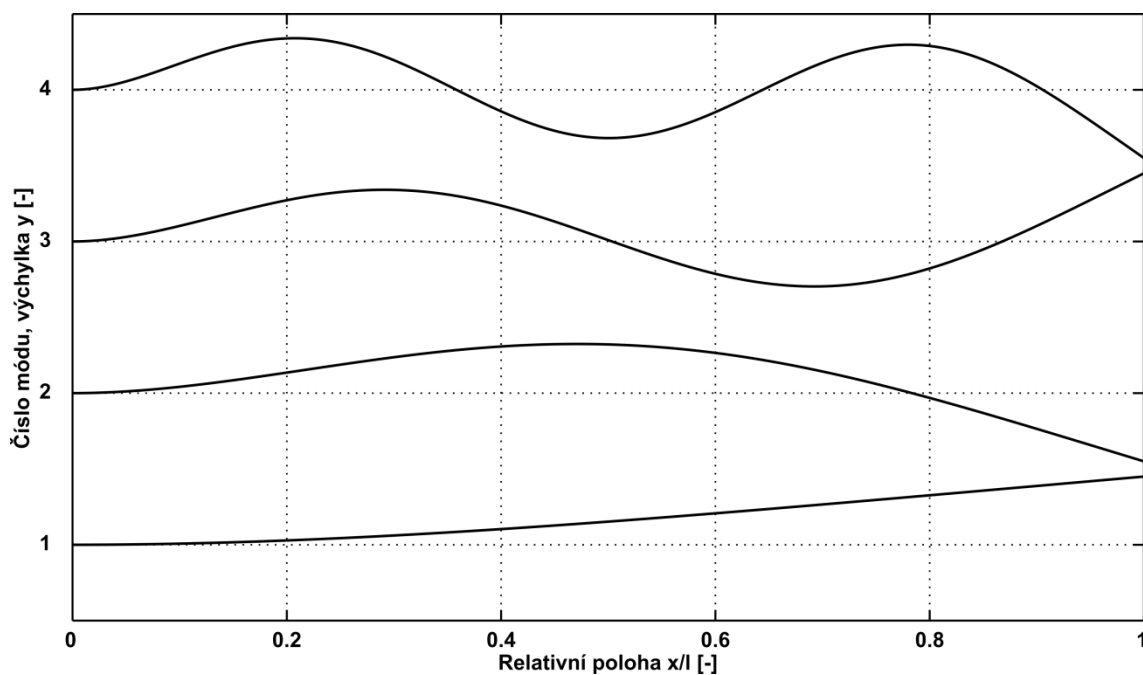
numerické řešení této úlohy je:

$$\beta_n \cdot l = \{1,875; 4,694; 7,885; 10,996; \dots\} \text{ pro } n = 1; 2; 3; 4; \dots \quad (5.5)$$

Aktuátory byly nalepeny v celkovém počtu 6 kusů z obou stran na první tři pětiny délky nosníku (tedy po 20 % délky). Je tak v budoucnu možné tlumení několika módů zároveň s pomocí více DSI – viz kapitola 6. Názorně je to ukázáno na simulaci



tvary prvního až čtvrtého módu – Graf 5.6, jehož vodorovná osa je rozdělena na pětiny odpovídající délce aktuátorů. Zapojení tří dvojic aktuátorů paralelně je možné jen pro tlumení prvního módu – už u druhého a třetího módu by bylo nutné první dvojici (0-20 %) připojit antiparalelně ke zbylým z důvodu inflexního bodu těsně za 20 %. V případě třetího módu by mohlo být vhodné i úplné odpojení třetí dvojice (40-60 %) MFC aktuátorů, opět z důvodu inflexního bodu – tentokrát v polovině nosníku.



Graf 5.6: Tvary prvních čtyř módů jednostranně vetknutého nosníku.

Po nalepení MFC aktuátorů epoxidovou pryskyřicí probíhalo její tuhnutí za zvýšené teploty (60°C) v teplotní komoře. Nosník byl při tomto procesu umístěn v plastovém pytli, který byl po celou dobu tuhnutí pryskyřice vakuován pro co nejtěsnější kontakt MFC aktuátorů. Parametry nosníku a použitých aktuátorů (Smart Material 2017) jsou uvedeny v Tab. 5.1.

Tab. 5.1: Rozměry a vlastnosti jednostranně vetknutého nosníku a MFC aktuátorů.

nosník		MFC aktuátory	
materiál	AW6082 T651	typ	M2814-P2 (PZT)
délka (l)	185 mm	délka (aktivní)	37 (28) mm
šířka (a)	18 mm	šířka (aktivní)	18 (14) mm
tloušťka (h)	3 mm	volné zkrácení	1,1-1,3 ppm/V
hustota (ρ)	2700 kg/m ³	kapacita	31 nF
Youngův modul (E)	70 GPa	Youngův modul	30 GPa

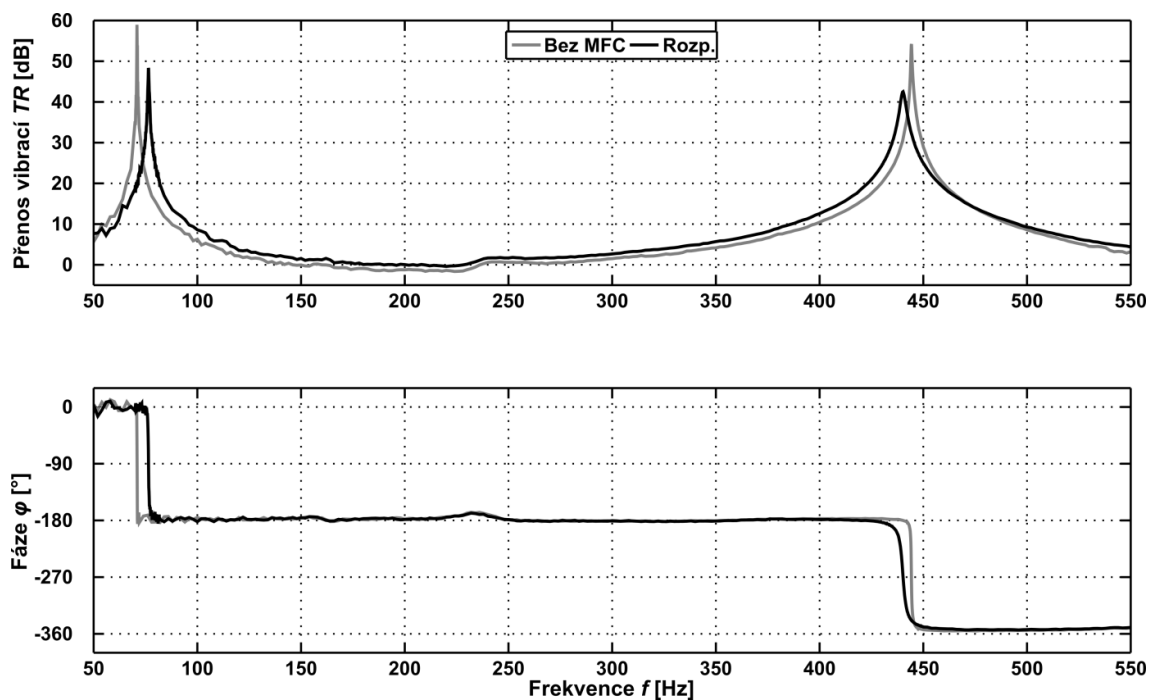


Teoretické vlastní frekvence jsou uvedeny v Tab. 5.2 spolu s reálně naměřenými hodnotami na holém nosníku a nosníku s nalepenými MFC aktuátory s rozpojenými elektrodami. Rozdíl pro neosazený nosník vzhledem k vypočteným hodnotám může být způsoben použitím obecných hodnot hustoty a Youngova modulu pro použitý materiál, odchylkami v rozměru a tvaru nosníku z důvodu obrábění či možnou nepřesností v délce nosníku při upnutí. Uvedené hodnoty by odpovídaly nosníku přibližně o 1,6 mm delšímu, nebo o 0,05 mm tenčímu, s vyšší hustotou o 90 kg/m^3 , či o 2,4 GPa menším Youngově modulu. Jako nejpravděpodobnější se zde jeví vliv tloušťky nosníku.

Tab. 5.2: Vlastní frekvence prvních čtyř módů jednostranně vetknutého nosníku.

vibrační mód	výpočet f_m [Hz]	změřeno na nosníku	
		bez MFC [Hz]	s MFC – rozp. [Hz]
I.	72,1	70,9	76,4
II.	451,8	444,3	440,1
III.	1265	1244	1218
IV.	2479	2437	2350

Změnu rezonančních frekvencí po osazení nosníku způsobují MFC aktuátory. Posun prvního módu ve frekvenci výše je tak způsoben vyztužením (větší tloušťka) spíše než zatížením, které by frekvenci první rezonance naopak snížilo. Frekvenční závislost přenosu vibrací a jeho fáze pro první dva módy aktuátory neosazeného a osazeného nosníku ukazuje Graf 5.7.

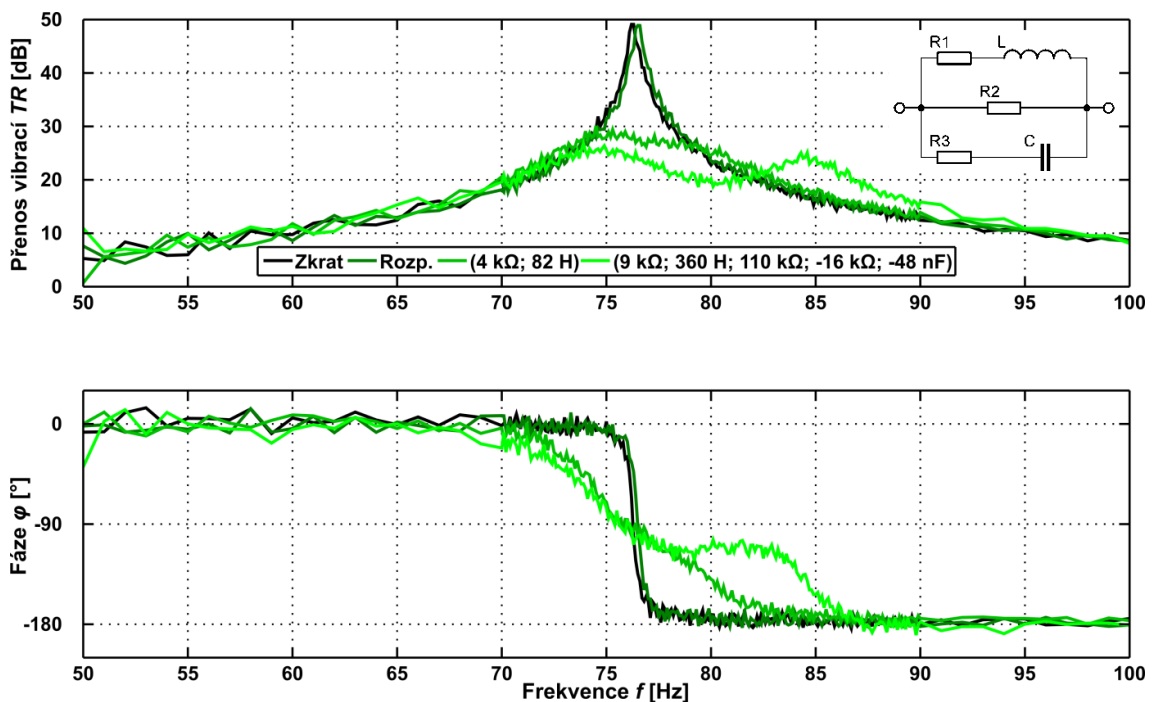


Graf 5.7: Frekvenční závislost přenosu vibrací prvních dvou módů pro nosník bez a s MFC aktuátory.



Stejně jako v případě předchozího systému bylo aplikováno semi-aktivní tlumení jak s pasivní impedancí (rezonanční) v podobě sériového RL obvodu, tak i s aktivní impedancí. Pro tlumení byl vybrán první vibrační mód na přibližně 76 Hz, tlumený pouze první dvojicí MFC aktuátorů (na Obr. 5.3 úplně vpravo – nejbližší vetknutí) a zbylé byly ponechány rozpojené. Jak již bylo zmíněno, systémy vetknutého (či volného) nosníku dosahují velké jakosti rezonancí (viz Graf 5.7). Tudíž i při aplikaci jednoduchého rezonančního tlumení bylo dosaženo značného útlumu 20 dB (rozdíl globálních maxim) s hodnotami $R = 4 \text{ k}\Omega$ a $L = 82 \text{ H}$. Zde je dobře vidět výhoda DSI – cívka o této indukčnosti by byla nákladná, objemná a jen velmi těžko přeladitelná. Frekvenční závislosti přenosu vibrací uvádí Graf 5.8.

Nízká vlastní frekvence prvního rezonančního módu spolu s malou kapacitou aktuátorů si oproti minulým systémům tlumení vyžádaly rozšíření RRC struktury aktivní impedance. Důvodem je vysoká strmota absolutní hodnoty impedance MFC aktuátorů v tomto pásmu frekvencí – byla tedy přidána třetí paralelní větev se sériovým zapojením R a L . Graf 5.8 obsahuje detail se schématem této RLRRC struktury. Při nastavení jednotlivých částí struktury na hodnoty: $R_1 = 9 \text{ k}\Omega$, $L = 360 \text{ H}$, $R_2 = 110 \text{ k}\Omega$, $R_3 = -16 \text{ k}\Omega$ a $C = -48 \text{ nF}$ bylo dosaženo útlumu přenosu vibrací přibližně 23 dB – vyneseno světle zelenou čarou. I zde jde o demonstrativní tlumení jako u předchozího systému tlumení vibrací, včetně druhé rezonance od přechodu do negativní elasticity.

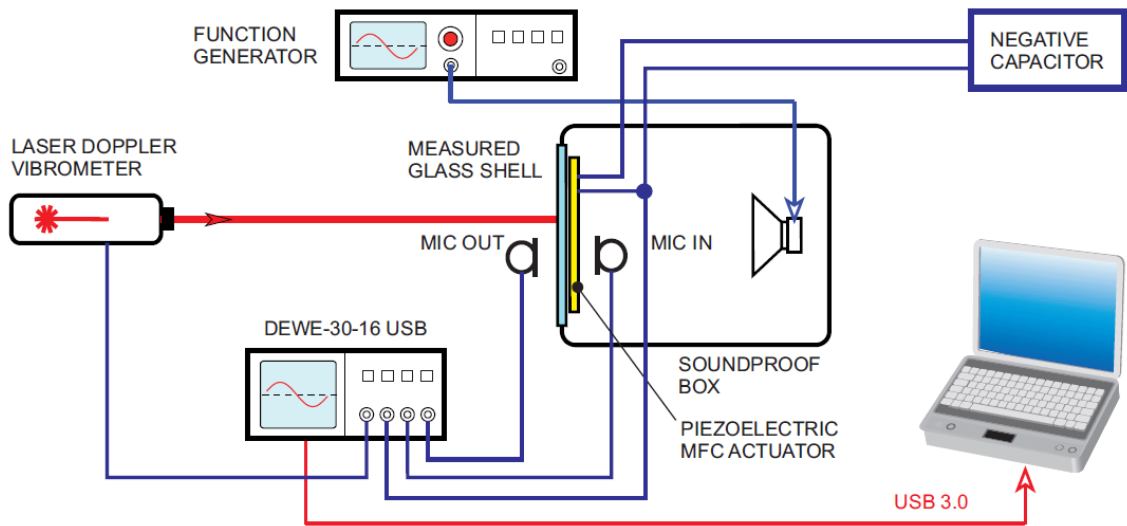


Graf 5.8: Frekvenční závislost přenosu vibrací prvního módu nosníku při různých typech tlumení.



5.3 Systém tlumení prostupu hluku

Systém navržený K. Novákovou (Nováková et al. 2012) a dále zdokonalovaný (Steiger et al. 2015; Mokřý et al. 2015a; 2015b), byl použit pro aplikaci DSI na tlumení hluku zvýšením efektivní tuhosti plošného akustického rozhraní. Toto rozhraní tvoří mírně vypouklé okenní sklo s nalepenými piezoelektrickými aktuátory typu MFC umístěné do ocelového rámu. Aktuátorů je zde nalepeno pět do kříže, sahajícího až ke středům jednotlivých stran. Zdroj hluku, v podobě tlakového reproduktoru, je umístěn v dřevěné bedně s dvojitými stěnami, kterou uzavírá zmíněný rám se sklem – úkolem tohoto systému je tedy nepropustit hluk z vnitřku bedny. Zjednodušené schéma je na Obr. 5.4 a fotografii systému ukazuje Obr. 5.5.



Obr. 5.4: Zjednodušené schéma systému tlumení prostupu hluku. Převzato z: Mokřý et al (2015b)

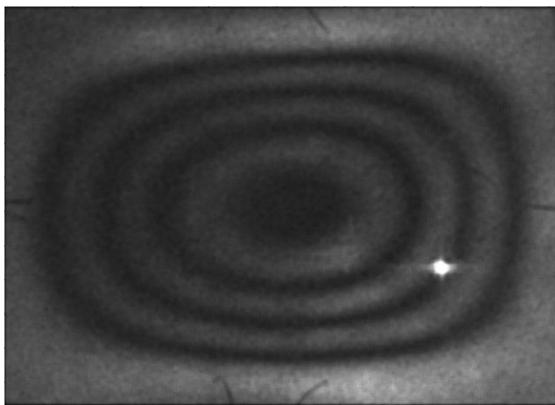


Obr. 5.5: Fotografie experimentálního systému tlumení prostupu hluku na optickém stole s DHI.

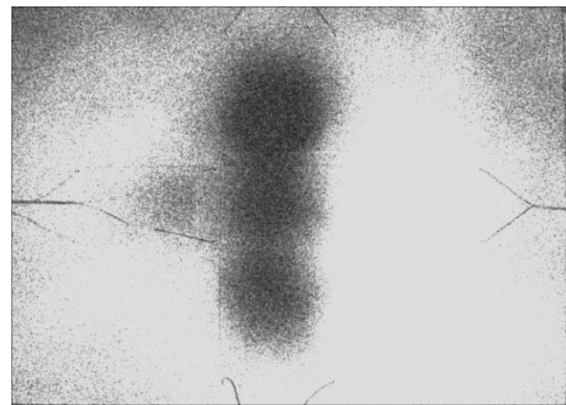


Pro snímání dosaženého útlumu byly použity tlakové mikrofony uvnitř a vně bedny (na Obr. 5.5 na stojánku těsně před sklem). Rychlost pohybu skla v jednom bodě bezkontaktně měřil laserový dopplerovský vibrometr Ometron VH-1000-D (žlutý přístroj na Obr. 5.5 vlevo). Stejně jako v případě předchozích systémů tlumení vibrací byly i použity moduly DEWETRON DAQP-LV. Signály z tlakových mikrofonů procházely specializovanými audio předzesilovači před samotným vstupem do modulů DEWETRON. Měřicí zařízení je shodné s předchozím – externí USB systém CompactDAQ od National Instruments s AD kartou NI-9239, avšak jako zdroj signálu byla použita DA karta NI-9263. Pro plošnou vizualizaci a měření deformace skla byl systém umístěn na optický stůl s aparaturou pro digitální holografickou interferometrii (DHI). Tato metoda měří deformaci skla s pomocí současného snímání dvou vln – referenční a objektové. Interferenční obrazce se tvoří přímo na čipu digitální kamery. Tato metoda tak dosahuje vysokého prostorového a amplitudového rozlišení potřebného k zachycení velmi drobných změn polohy jednotlivých bodů skla vůči kameře.

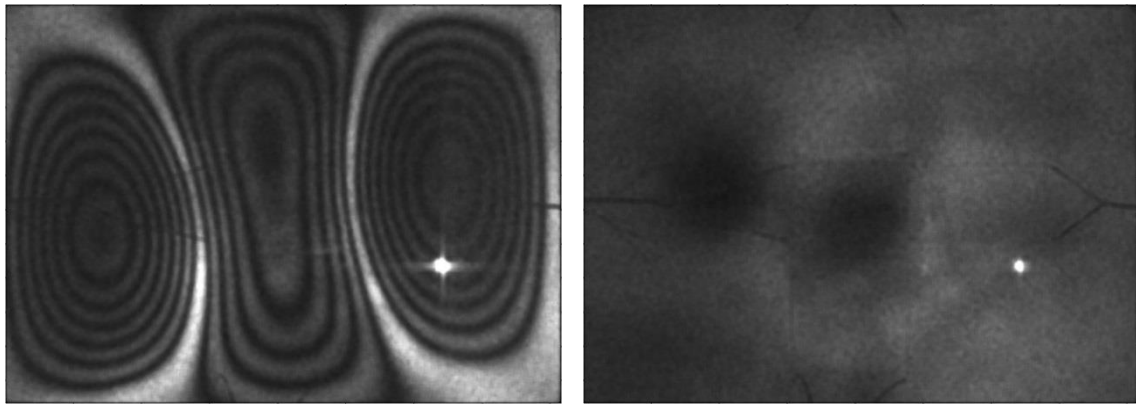
Plošné struktury kmitají ve více módech – označených podle počtu kmiten. U prvního módu s jednou kmitnou uprostřed byly všechny aktuátory spojeny paralelně, pro třetí mód byly spojeny paralelně jen levý a pravý aktuátor s anti-paralelně připojeným prostředním aktuátorem. Výsledek tlumení těchto dvou módů měřený pomocí DHI je na Obr. 5.6 a Obr. 5.7, kde levý obrázek ukazuje systém bez tlumení a pravý s aplikovaným tlumením. Pod pravým obrázkem je vždy uvedeno odpovídající nastavení parametrů DSI – zde byla též aplikována RRC struktura jako v případě prvního zmíněného systému tlumení. Připojením DSI je zde možné dosáhnout snížení přenosu hluku o 40 dB (Mokry et al. 2015b), ale jen v relativně úzkém pásmu frekvencí.



270 Hz

(575 Ω ; -116 Ω ; -2,58 μ F)

Obr. 5.6: Tlumení I. vibračního módu změřené pomocí DHI.

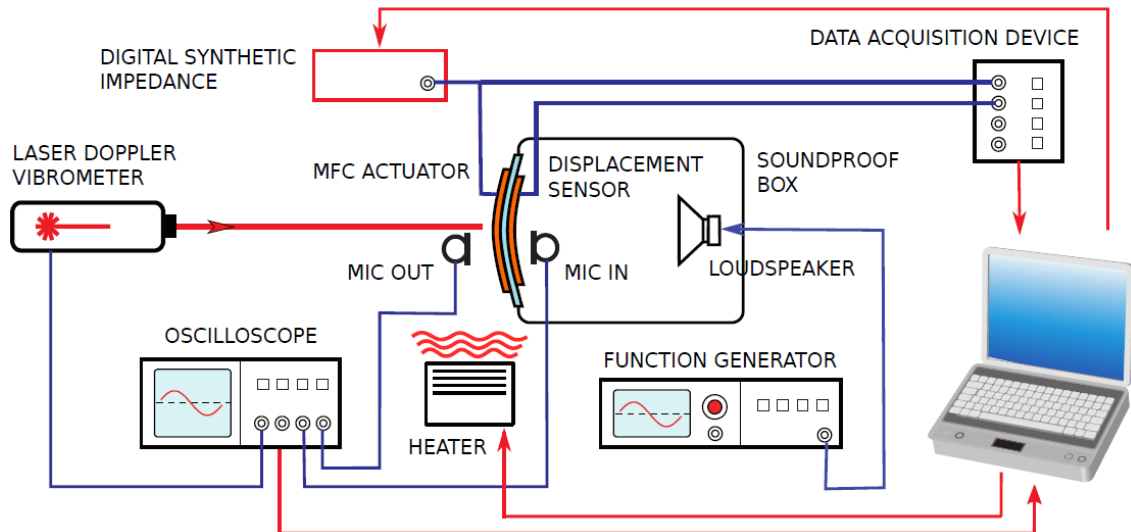


722 Hz

(170 Ω ; -134,5 Ω ; -3,173 μF)

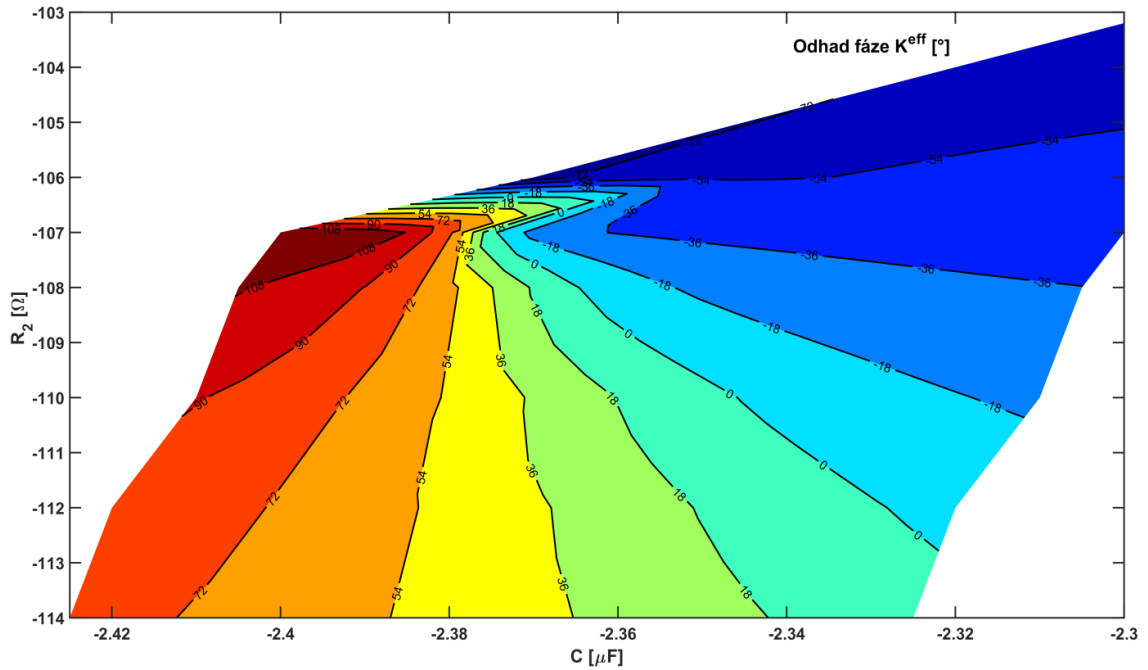
Obr. 5.7: Tlumení III. vibračního módu změřené pomocí DHI.

Tento systém byl následně upraven za účelem použití adaptivního algoritmu ladění parametrů Z_{shunt} pomocí odhadu K^{eff} (Steiger et al. 2016). Úprava spočívala v nalepení snímačů deformace, tvořených druhou sadou MFC (avšak menších rozměrů), na opačné straně skla než původní MFC aktuátory (Mokrý et al. 2017). Ačkoli se jedná prakticky o druhou sadu aktuátorů, tak byly použity pouze jako senzory deformace. Zjednodušené schéma systému po úpravě ukazuje Obr. 5.8.



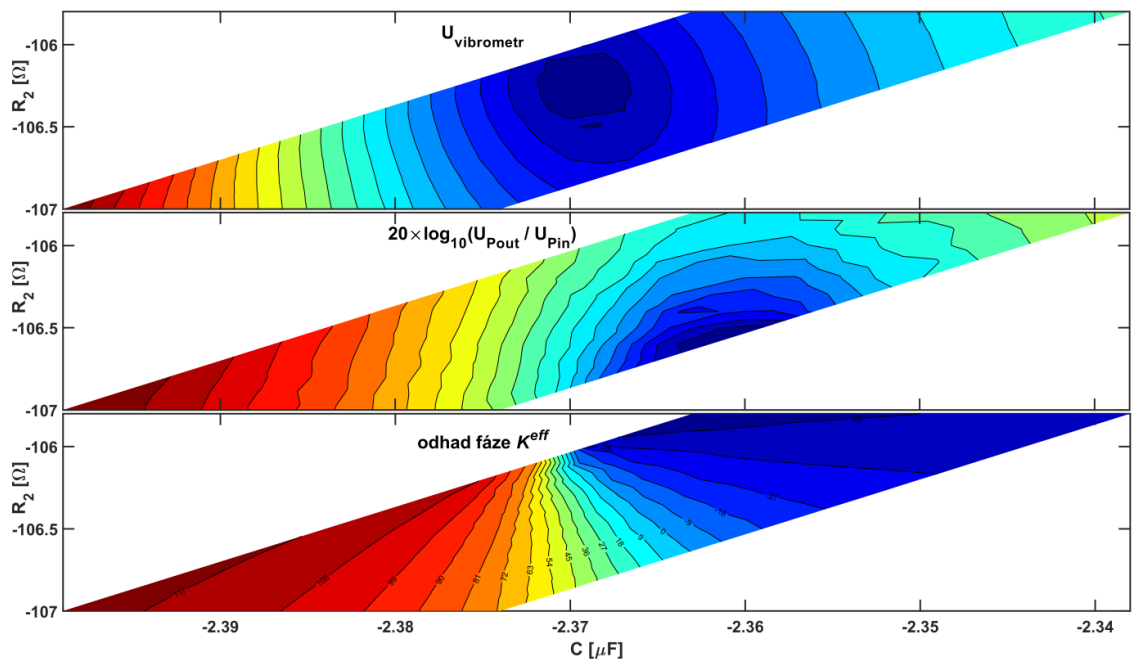
Obr. 5.8: Zjednodušené schéma systému tlumení hluku se senzory. Převzato z: Mokrý et al (2017)

Rozhodovací úrovně algoritmu byly odvozeny z reálně naměřených vějířovitých grafů odhadu fáze K^{eff} – příklad pro 260 Hz zobrazuje Graf 5.9. Jedná se o 3D graf rozdílů fází MFC senzorů a aktuátorů nalepených na skle v závislosti na změnách velikosti R_2 a C v již zmíněné RRC struktuře připojené Z_{shunt} .



Graf 5.9: Odhad fáze K^{eff} změřený na frekvenci 260 Hz v závislosti na změnách parametrů DSI.

V průběhu prací byl odhalen problém s nesouhlasnou polohou středu vějířovitého grafu odhadu fáze K^{eff} s minimy naměřenými pomocí laserového vibrometru a přenosu tlakových mikrofonů – názorně to ukazuje Graf 5.10. Důsledkem je, že adaptivní algoritmus nalezne střed grafu, ale ne optimální naladění pro minimální pohyb skla a přenos tlaku – nejtmavší modrá barva v první a druhé části grafu.

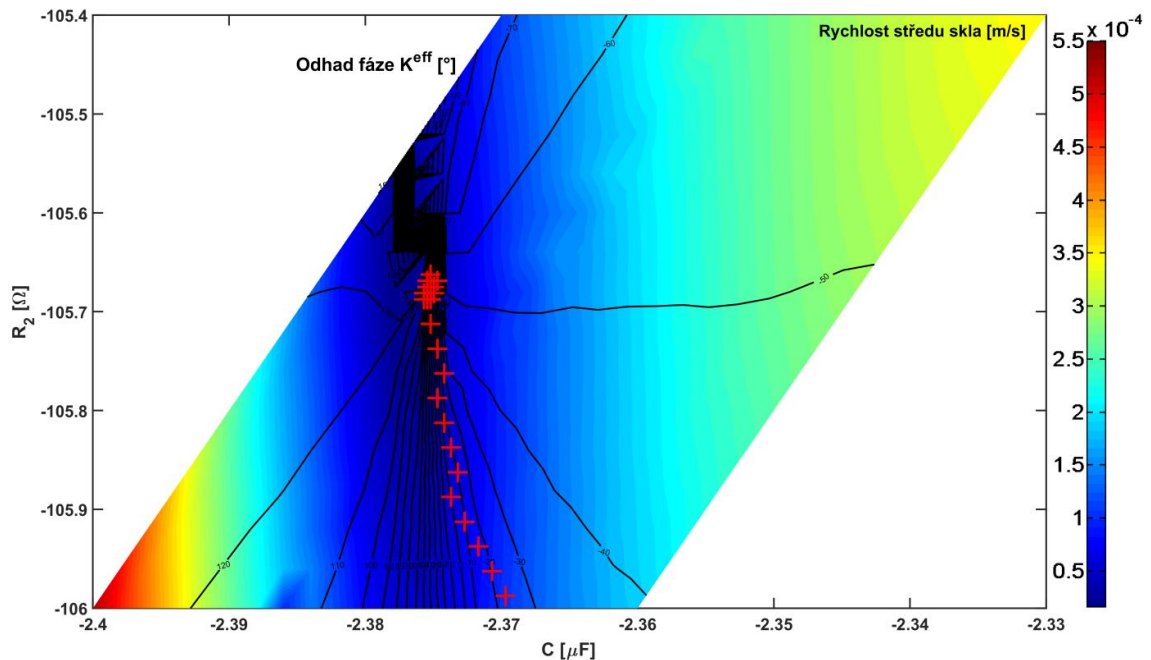


Graf 5.10: Optima naladění z různých signálů pro frekvenci 260 Hz při změnách parametrů DSI.



Pro dosažení shodné pozice optima signálu z vibrometru a přenosu tlaku bylo nutné přesně nastavit mikrofony ke středu skla. MFC snímače deformace na zadní straně skla mají jiné rozměry i mírně odlišné umístění než odpovídající MFC aktuátory na přední straně a vzhledem k jejich pevnému nalepení je nelze posunout. Místo spojení odpovídajících snímačů deformace dohromady (stejně jako aktuátorů – např. vše paralelně pro I. vibrační mód) byl každý snímač umístěn na svůj vlastní vstupní kanál měřicího zařízení. Je tak možné váženým složením jednotlivých signálů snímačů deformace přiblížit střed vějířovitého grafu odhadu fáze K^{eff} optimálnímu nastavení měřenému ostatními snímači. Toto nastavení je však vzhledem k teplotní a frekvenční závislosti nutné ověřit, a případně i upravit, před každým měřením.

Po výše zmíněných úpravách byl adaptivní algoritmus testován pro naladění optima i jeho udržení. Prvotní naladění systému do optima zobrazuje Graf 5.11, ve kterém je po každém kroku ladicího algoritmu vynesena červený křížek odpovídající naladěným parametrům DSI (postupuje z poza osy x). Barevně je v grafu signál z vibrometru a tlustými černými čarami pak vějířovitý graf odhadu fáze K^{eff} . Po nalezení minima algoritmus nastavuje dokola stále stejné hodnoty impedance bočnicku.

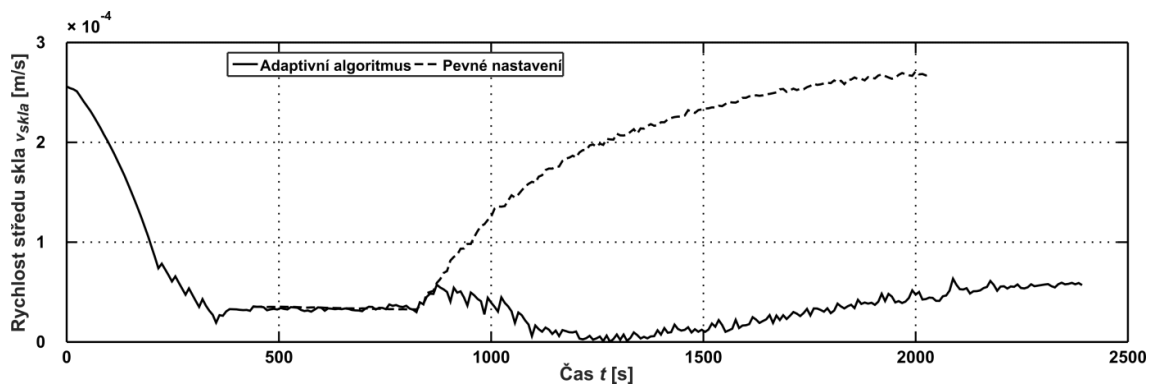


Graf 5.11: Postup adaptivního algoritmu pro naladění optimálního tlumení na frekvenci 260 Hz.

Udržení nastaveného optima bylo testováno pomocí zvýšení teploty skla ohřívačem. Za běžné teploty byl spuštěn adaptivní algoritmus pro nalezení optimálního



nastavení DSI a toto nastavení bylo zaznamenáno. Následně byl spuštěn ohřívač skla a měření pokračovalo. Graf 5.12 ukazuje výsledek adaptivního algoritmu v čase (plnou čarou) a pro srovnání též průběh druhého měření s ohříváním skla (přerušovanou čarou), avšak s konstantním nastavením DSI na zaznamenané optimum z předchozího měření. Ohřívač byl zapnut přibližně v 840. sekundě. Další snížení rychlosti skla po zapnutí ohřívání okolo 1250. sekundy a mírné zvýšení za 2000. sekundou je pravděpodobně způsobeno již diskutovaným teplotním posunutím středu odhadu fáze K^{eff} oproti minimu rychlosti měřené vibrometrem.



Graf 5.12: Porovnání adaptivního algoritmu a konstantního nastavení na 260 Hz při zahřátí skla.

5.4 Systém tlumení odrazu hluku

Pro experimentální snížení odrazu zvuku na konci akustické trubice s použitím elektrodynamického aktuátoru (reproduktoru) byla použita DSIv2. Tato verze disponuje sice nižším rozsahem výstupního napětí ($\pm 2,5$ V), ale vyšším proudovým zatížením (± 2 A), které je vhodnější pro použitý aktuátor. Zdroj hluku na jedné straně trubice i tlumení na opačném konci sestávalo z reproduktorů umístěných v dřevěných bednách – ozvučnicích, připevněných pomocí přírub a svorek na akustickou trubici. Pro měření byly použity tlakové mikrofony s kulovou charakteristikou, procházející stěnou trubice – dvoumikrofonová metoda měření (Černík a Mokřý 2012; Kašpárek a Černík 2016). Fotografie systému je na Obr. 5.9.

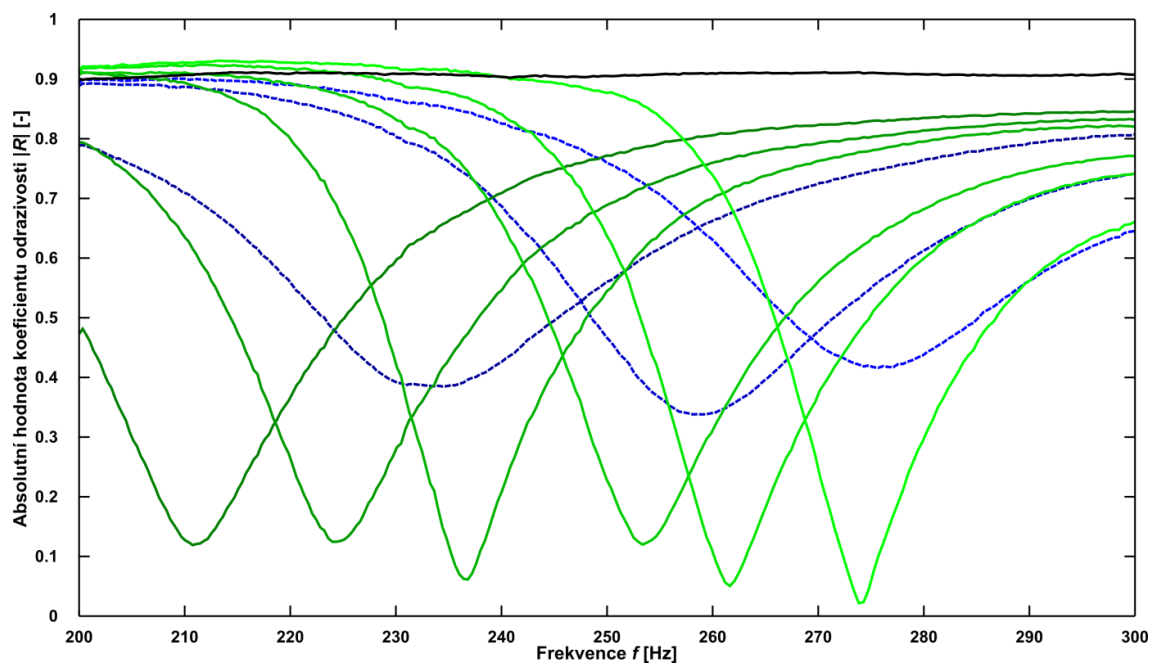
Výsledky vybraných experimentů shrnuje Graf 5.13. Černá čára slouží jako referenční pro trubici bez tlumení, modré přerušované čáry ukazují nastavení DSI na široké pásmo s nižším útlumem a zelené na silné avšak úzkopásmové tlumení. V této aplikaci DSIv2 má struktura Z_{shunt} podobu sériového RLC členu se záporným R . Pro pásmo frekvencí dané sériovou rezonancí L a C , má tak výsledná impedance záporný



charakter, který by sám o sobě nebyl stabilní. Nejvyššího útlumu zde dosahuje světle zelený průběh, u nějž bylo dosaženo snížení koeficientu odrazivosti o 32 dB.



Obr. 5.9: Fotografie exper. systému tlumení odrazu hluku. Převzato z: Černík a Mokřý (2012)



Graf 5.13: Změny koeficientu odrazivosti v akustické trubici při různém naladění Z_{shunt} pomocí DSIV2.



6 Návrh dalšího vývoje systému adaptivního tlumení

Po úpravách a ověření spolehlivé funkce DSI ve výše zmíněných experimentech je očekáván postup směrem k vyvinutí dostatečně robustního algoritmu pro nastavování Z_{shunt} . S dalším ověřováním a případnými úpravami inkrementálního algoritmu T. Sluky, založeného na odhadu K^{eff} nejen v systému pro tlumení hluku, souvisí také simulace a experimenty se strukturami syntetizované impedance za účelem rozšíření frekvenčního pásma. V neposlední řadě by bylo vhodné algoritmus, hlavně tedy jeho měřicí a vyhodnocovací část, optimalizovat pro přesun z PC, a k němu připojeného komerčního měřicího zařízení, přímo do DSI či jí nadřazeného systému. Dalším krokem je pak možnost přímého návrhu filtrů bez konkrétní reprezentace z diskretních součástí.

Určitou modifikací metody přímého měření Z_{PA} a následného nastavení Z_{shunt} by mohl být přístup využívající model tlumeného systému (Márton et al. 2018) doplněný o model účinků okolí na aktuátor. Za cenu vyšších nároků na výpočetní výkon pro simulace chování tlumeného systému by umožňoval zcela vynechat zařízení pro přesné a rychlé měření impedance a nahradit ho pouhými snímači okolních veličin. Ukazuje se totiž, že parametr α , tedy poměr mezi impedancemi aktuátoru Z_{PA} a tlumícího obvodu Z_{shunt} , lze ze signálů vnějších veličin v jednoduchém systému spolehlivě odvodit, a tedy zřejmě i vyvinout algoritmus pro iterativní zlepšování tlumení na dané frekvenci či v určitém frekvenčním rozsahu.

6.1 Digitální část

V průběhu prací byl simulován vliv přesnosti výpočtů filtrů v mikrokontroleru na kvalitu a hlavně jemnou přeladitelnost syntetizované impedance (kapitola 4.2.1). Použitá jednoduchá přesnost (single precision) s datovým typem binary32 o 32 bitech není sice limitující pro jednoduché struktury Z_{shunt} s krátkými filtry, v budoucnu se však dá očekávat přesun ke složitějším a delším filtrům. Důvodem může být snaha o rozšíření frekvenčního pásma, nebo dosažení vyšších útlumů vedoucí na ještě těsnější přiblížení se hranici stability. Změna datového typu pro výpočet filtru na dvojitou přesnost – datový typ binary64 u stávajícího zařízení pouze změnou firmwaru, by vedlo k výraznému časovému prodloužení u výpočetní části syntetizační smyčky, a tím i snížení vzorkovací frekvence a prodloužení vstupně-výstupního zpoždění.



Vhodnou metodou by mohlo být využití nových mikrokontrolerů, obsahujících jednotku (koprocessor) pro výpočet v plovoucí řádové čárce s dvojitou přesností. Jedná se hlavně o mikrokontrolery s jádrem Cortex M7F (ARMv7E-M), protože nová generace s mikroarchitekturou ARMv8-M v době psaní této práce neobsahovala žádné jádro s podporou pro FPU o dvojitě přesnosti. Jádra Cortex M7F v mikrokontrolerech STM32F7 a STM32H7, ale spíše míří na zpracování velkého objemu dat. Ačkoli tedy dosahují vysokých taktovacích frekvencí – téměř dvojnásobných oproti mikrokontroleru ve druhé verzi DSI, tak zároveň se jejich instrukční pipeline prodloužila také na dvojnásobek. Doba výpočtu pro kód, u kterého následující instrukce vyžaduje výsledek té předchozí, zůstane ve výsledku přibližně stejná. Toto příliš neovlivní ani skutečnost, že jádro je nově superskalární – zpracovává dvě instrukce najednou. Naopak z těchto jader zmizela podpora pro bit-banding, díky kterému jsou stávající dvě verze DSI velmi rychlé – práce s bitovými proměnnými je u nich důležitá zvláště v případě komunikace s externími AD a DA převodníky. Další nevýhodou je určitá „polovičatost“ v podpoře dvojí přesnosti u integrované FPU. Ačkoli obsahuje potřebné obvody a logiku pro provádění výpočtů s tímto datovým typem, nebylo odpovídajícím způsobem zvětšeno místo pro práci s ním – registrů pro uložení proměnných je tak jen polovina. Při využití rychlých výpočtů jen nad těmito registry by musel být IIR filtr pouze poloviční. Vzhledem k těmto nevýhodám aktuálně nejvyšší řady mikrokontrolerů nelze jejich použití do budoucna doporučit. Možnosti použití mikroprocesorů či malých digitálních signálových procesorů byly diskutovány v kapitole 4.1.

V dnešní době se rozšiřuje nabídka menších programovatelných hradlových polí (Field Programmable Gate Array – FPGA), které však mají napevno integrovány jednotky pro výpočet v plovoucí řádové čárce. Některé z nich obsahují i podporu pro dvojí přesnost – jedná se však spíše o podporu snadného spojení několika těchto jednotek. Jde například o řady Cyclon V, Arria V a Stratix V od společnosti Intel. Druhé dvě jmenované jsou však zástupci vyšších tříd, jejichž prostředky diskutované zařízení nedokáže vzhledem ke zbylým částem zařízení využít (např. fyzikální možnosti AD a DA převodníků).

Použití tohoto typu FPGA by výrazně zvýšilo výkon výpočetní části a díky použití dvojité přesnosti také zlepšilo přesnost a možnosti jemného přeladování syntetizované impedance. Výhodou je také možnost přejít na vyšší počet logických bloků při zachování stejného pouzdra, které si může vyžádat použití složitých filtrů či



jiných filtračních technik. Mezi další výhody patří i vestavěný řadič paměti a možnost velmi rychlých (3,125 Gb/s) linek pro komunikaci např. s externími převodníky. Hlavní nevýhodou je složitost návrhu desky plošných spojů z důvodu moderních pouzder BGA (Ball Grid Array) a nemalého počtu externích obvodů zajišťujících taktovací frekvence, několik napájecích napětí a jejich řízené spouštění. Cena samotných čipů je přibližně 3-4krát vyšší než u aktuálně použitých mikrokontrolerů, ale jedno výpočetní jádro by mohlo být společné pro několik aktuátorů díky velkému počtu vývodů, vysokému výpočetnímu výkonu a volitelnému stupni sdílení prostředků mezi jednotlivými kanály.

Mikrokontroler by však v DSI zůstal – je vhodný pro komunikaci s PC a také hromadnou konfiguraci jednotlivých výpočetních částí. Další důležitou úlohou by bylo měření signálů ze snímačů síly či neelektrických veličin okolního prostředí, jejich zpracování dle adaptivního algoritmu a následná úprava koeficientů ve výpočetních částech. Zde lze s výhodou využít několika integrovaných převodníků – každý s mnoha multiplexovanými vstupy, pro tlumení více vibračních módů několika aktuátory zároveň.

6.2 Převodníky

Příspěvek AD a DA převodníků k vstupně-výstupnímu zpoždění signálu v digitální části DSI by měl být co nejmenší (viz kapitoly 4.2 a 4.3). Zároveň však také musí mít dostatečné rozlišení, ale to naopak prodlužuje dobu potřebnou k odeslání výsledku. Typ, a tím i rychlost komunikace, tedy také hraje velkou roli.

V případě DA převodníku by byly samozřejmě nevhodné techniky založené na nízkém rozlišení a následném časovém filtrování jako jsou PWM (Pulse Width Modulation) a $\Delta\Sigma$ modulátor. Zůstává tedy prakticky jen stále velmi používaná metoda přepínání referenčních zdrojů a jejich sumace – např. již zmíněná síť R-2R anebo její modifikace s dodatečnými rezistory v krocích o mocninách dvou. Stejně jako v případě DA převodníku bude i AD převodník do budoucna velmi pravděpodobně založen na stejné metodě – tedy postupné aproximaci. Modifikace v podobě tzv. „oversamplingu“ pro zvýšení rozlišení a vzorkovací frekvence přidává filtr, který opět prodlužuje zpoždění signálu a není doporučována. Rychlejší AD převodníky téměř bez zpoždění – s paralelním převodem, nedosahují potřebného rozlišení a naopak by výrazně zvýšily cenu zařízení.



Pro komunikaci převodníků s výpočetním jádrem by byla velmi vhodná paralelní komunikace – vzhledem k velkému počtu vývodů pouzder jak u použitých mikrokontrolerů, tak u FPGA. Postupně je však z běžných převodníků vytlačována modernějšími způsoby jako například SPI, které však i při maximálních frekvencích přidává značné zpoždění. Převodníky vyšší třídy pak využívají vysokorychlostního diferenciálního rozhraní (Low-Voltage Differential Signaling – LVDS), které má přímou podporu právě v FPGA. Ačkoli je primárně sériové, tak se lze u velmi rychlých převodníků setkat i s jeho použitím při paralelní komunikaci.

Pro další studium semi-aktivního tlumení vibrací a hluku by tedy mohly být vhodné AD převodníky se 16 až 18 bity a paralelním výstupem, které dosahují vzorkovacích frekvencí přes 1 MHz a přibližně jedno-vzorkového zpoždění i při zachování přijatelně nízké ceny mezi 30 a 40 USD. Konkrétně jde např. o převodníky ADS8422 a ADS8484 od firmy Texas Instruments. Odpovídajícím DA převodníkem může být např. DAC8820 z nabídky stejné společnosti. Pro snížení ceny při konstrukci koncových zařízení na přibližně 10 USD při 1000 ks a zachování vzorkovací frekvence by bylo nutné snížit rozlišení na 14 až 12 bitů, které je však použitelné jen pro velmi jednoduché syntetizované impedance. Nabídka AD a DA převodníků s těmito parametry je již značná.

6.3 Analogová část

Poslední částí je analogový front-end – tedy samotný napětím řízený zdroj proudu. V popisu první verze DSI (kapitola 4.2.2) byly podrobně diskutovány dva běžně používané přístupy – napěťově (VC-VCCS) a proudově (CC-VCCS neboli HCP) kompenzační topologie.

Ze zkušeností s aplikací DSI vyplývá, že pro nízké frekvence a vyšší výkony spojené s nižším napájecím napětím je výhodnější použít topologii VC-VCCS. A to i přes vyšší vstupně-výstupní zpoždění. Hlavním důvodem je absence omezení výstupního napětí se vzrůstajícím proudem plynoucí ze snímacího rezistoru u HCP. VC-VCCS navíc neobsahuje velmi přesně naladěnou zpětnou vazbu, u které se dá předpokládat s posuny hodnot zahříváním součástek u vyšších výkonů, a také dosahuje mírně vyšší výstupní impedance. Při vyšších napájecích napětích aktuátorů, kdy je již vyžadován napěťový offset, je však HCP vhodnější. Dosahuje také nižšího zpoždění, které je důležité na vyšších frekvencích oblasti semi-aktivního tlumení. Je tedy zřejmé,



že laboratorní zařízení by mělo obsahovat obě tyto topologie pro připojení k různým systémům tlumení vibrací. Dále by mělo dovolit zapojení i jiných experimentálních topologií. Je tak mířeno na modularitu zařízení, tedy unifikaci připojení analogového front-endu k převodníkům a napájení.

Mezi experimentální přístupy realizace proudového zdroje se řadí například „znovuobjevená“ technologie proudových konvektorů druhé generace (Current Conveyor II – CCII), nebo naopak již málo využívané operační transkonduktanční zesilovače (Operational Transconductance Amplifier – OTA). CC je ve své podstatě jen část běžného operačního zesilovače a samotný zastává funkci celého napětím řízeného zdroje proudu, čímž by tedy měl dosahovat nejnižších zpoždění. Hlavními nevýhodami obou těchto přístupů je špatná dostupnost a jen malý výběr parametrů součástek samotných, u CC pak prakticky jen jeden typ (AD844) a již z principu funkce obtížné zavedení přesného výkonového zesílení – primárně pracují bez zpětné vazby. Existuje však mnoho studií a návrhů těchto součástek na úrovni čipu a bylo by tak v budoucnu možné vytvořit analogový front-end jako jediný čip, integrující jak proudový zdroj, tak zpětné měření výstupního napětí.



Závěr

V této práci byl diskutován návrh a následná realizace zařízení pro výzkum v oblasti semi-aktivního tlumení vibrací a hluku metodou AEC, pomocí impedančního bočnicku charakterizovaného elektrickou impedancí Z_{shunt} . S ohledem na vysoké požadavky na přesnost, jemnou laditelnost, volnost v nastavení frekvenčního průběhu elektrické impedance a její opakovatelnost, bylo zvoleno řešení v podobě digitální syntetické impedance. V porovnání s ostatními publikovanými pracemi je zvolené řešení, obsahující výkonný mikrokontroler s externími přesnými AD a DA převodníky, poměrně unikátní. Na digitální část navazuje analogový front-end, v podobě napětím řízeného zdroje proudu, spojující ji s aktuátorem.

Velké úsilí bylo věnováno optimalizaci prvotního návrhu tohoto zařízení (navrženého již v diplomové práci) a ověřování jeho reálných vlastností. Simulován a následně ověřen byl vliv použitého číselného formátu ve výpočtu filtru na výslednou syntetizovanou impedanci. Ukázalo se, že do budoucna uvažovaná změna formátu z binary32 na binary64 má smysl a dále zlepší věrnost syntetizované impedance u tohoto konkrétního zařízení.

Podrobně byly testovány i topologie analogového front-endu. Hlavními sledovanými parametry zde byly výstupní impedance a vstupně-výstupní zpoždění. Ačkoli se zpočátku zdálo, že nový návrh v podobě HCP, předčí původní VC-VCCS, tak se nakonec obě topologie ukázaly jako neporovnatelné, kdy každá je díky unikátním vlastnostem zaměřena na jinou oblast použití. Původní návrh s VC-VCCS bude i nadále používán pro aktuátory s vyššími ovládacími proudy na nízkých napětích a HCP naopak pro napětí vyšší. Tomuto srovnání předcházely práce na menších avšak velmi důležitých a praktických částech DSI – např. kvalitní výkonové posílení výstupních operačních zesilovačů.

Zároveň s postupným vývojem DSI, probíhaly práce na systémech tlumení pro její praktickou aplikaci. Prvním byl systém s hmotou, která je piezoelektrickým aktuátorem oddělena a stíněna od zdroje vibrací umístěného pod aktuátorem. Na tomto systému se testovala většina úprav DSI a byl v průběhu práce postupně značně vylepšen: odstraněno bylo nežádoucí tlumení, jako např. tenký a nevhodný materiál ve spojích jednotlivých částí systému. Dilematem byl i výběr vhodného adhezního přípravku pro připevnění aktuátoru. Zde proti sobě stojí pevnost a tvrdost spoje přes



celé frekvenční pásmo a na druhé straně požadavek na rozebrání bez újmy na aktuátoru z důvodu opakovatelnosti měření. I přes značné úpravy nebylo na tomto systému dosaženo vysoké jakosti rezonance – toto avšak jen umocňuje význam změřeného útlumu 19 dB.

Chronologicky druhou aplikací DSI je systém tlumení prostupu hluku přes aktuátory vyztužené sklo. I u něj byly postupně provedeny změny – např. nalepení senzorů síly za účelem testování adaptivního algoritmu, potlačení stojatého vlnění uvnitř bedny nebo lepší utěsnění dotyku rámu skla s bednou, které však prováděli původní autoři tohoto systému. Nasazení DSI zahrnovalo i rozsáhlá (několikadenní) měření různých nastavení parametrů Z_{shunt} , které prověřilo opakovatelnost a časovou nezávislost syntetizace impedance. Maximální dosažený útlum přenosu hluku byl více než 40 dB – tedy téměř na hranici možností systému, avšak jen ve velmi úzkém frekvenčním pásmu. Ladění pomocí adaptivního algoritmu, narazilo však na problém v podobě nesouhlasných nastavení Z_{shunt} pro minima přenosu vibrací mezi jednotlivými zdroji signálu – mikrofony, vibrometrem a snímači síly na povrchu skla. V této práci zmíněné řešení v podobě váženého skládání signálů z jednotlivých snímačů síly je tak pouze provizorní řešení s krátkou „životností“ – převážně z důvodu velké závislosti tohoto nastavení na teplotě. Snímače síly jsou navíc pevně přilepeny a prakticky jedinou cestou je tedy výroba kompletně nového skla i s aktuátory. Je velmi pravděpodobné, že tato investice by přinesla dobré výsledky vzhledem k jinak ověřenému systému a vypracovanému teoretickému základu.

Na rozdíl od předchozí aplikace byl vetknutý nosník, s nalepenými aktuátory pro tlumení vibrací jeho módů, navržen a sestaven přímo pro potřeby testování DSI v rámci přípravných prací této disertace. Dalšími motivacemi byla jeho nižší první rezonanční frekvence, vysoká jakost a fakt, že na podobném systému ověřují své výsledky i jiné skupiny. Jedná se o nejnovější systém ze všech zmíněných. DSI disponuje prozatím jen jedním výstupem, a tak bylo testováno pouze tlumení prvního módu. Dosažený útlum je 23 dB, avšak je možné očekávat výrazné zlepšení tlumení s nasazením DSI na každý kolokovaný pár aktuátorů, včetně útlumu dalších módů.

Na základě výsledků simulací a zkušeností při praktickém nasazení DSI byla navržena a zkonstruována její druhá verze – DSIv2. Primárním cílem bylo zvýšení vzorkovací frekvence a výstupního proudu, ověření nových konceptů v analogové části



a také snížení složitosti, a tím i ceny zařízení. DSIv2 pak byla úspěšně testována na tlumení odrazu hluku v akustické trubici. Již při těchto testech byly autory navrhovány změny systému – např. vyztužení trubice proti vibracím v nežádoucích směrech. Výsledek tlumení, dosahující až 32dB snížení koeficientu odrazivosti, je tak pouze předběžný. Další měření budou realizována až po dokončení úprav.

Vytyčené cíle disertační práce tak byly splněny. Digitální syntetická impedance prokázala, že dostojí vysokým požadavkům na kvalitu nastavení Z_{shunt} , které na ní klade semi-aktivní tlumení vibrací. Analogové alternativy, jako jsou gyrátory, DSI převyšuje univerzálností volby syntetizované impedance a jemností jejího přeladění při velkém dynamickém rozsahu. Komerční měřicí karty (a podobný hardware pro HIL) pak překonává svou jednoduchostí, nezávislostí na počítači a v neposlední řadě také cenou. S ohledem na v práci navrhovaná doporučení pro další vývoj DSI, a tím i očekávané zlepšení jejích parametrů, lze předpokládat, že se DSI stane nepostradatelným pomocníkem pro budoucí výzkum v oblasti semi-aktivního tlumení vibrací. Další aplikace tak možná již nebude experimentální, nýbrž ta průmyslová.



Použitá literatura

AGILENT, 2016. *Agilent Impedance Measurement Handbook: A guide to measurement technology and techniques, 6th Edition* [online]. listopad 2016. Dostupné z: <http://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5950-3000.pdf>

ANDERSON, E. H., R. M. GLAESE a D. NEILL, 2008. A comparison of vibration damping methods for ground based telescopes. In: L. M. STEPP a R. GILMOZZI, ed. [online]. s. 70120H [vid. 2018-05-24]. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1117/12.790195](https://doi.org/10.1117/12.790195)

BECK, B. S., K. A. CUNEFARE a M. COLLET, 2014. Response-based tuning of a negative capacitance shunt for vibration control. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* [online]. **25**(13), 1585–1595. ISSN 1045-389X, 1530-8138. Dostupné z: [doi:https://dx.doi.org/10.1177/1045389X13510216](https://dx.doi.org/10.1177/1045389X13510216)

BEHRENS, S., A. J. FLEMING a S. O. R. MOHEIMANI, 2003. Vibrational damping apparatus and method for deriving a digital signal processing algorithm. US20030057807 A1. 27. březen 2003.

BELLOLI, A., D. NIEDERBERGER, S. PIETRZKO, M. MORARI a P. ERMANNI, 2007. Structural Vibration Control via R-L Shunted Active Fiber Composites. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* [online]. **18**(3), 275–287. ISSN 1045-389X, 1530-8138. Dostupné z: [doi:https://dx.doi.org/10.1177/1045389X06066029](https://dx.doi.org/10.1177/1045389X06066029)

BERTEMES-FILHO, P., A. FELIPE a V. C. VINCENCE, 2013. High Accurate Howland Current Source: Output Constraints Analysis. *Circuits and Systems* [online]. **4**(7), 451–458. ISSN 2153-1285, 2153-1293. Dostupné z: [doi:https://dx.doi.org/10.4236/cs.2013.47059](https://dx.doi.org/10.4236/cs.2013.47059)

BOUCHAALA, D., Q. SHI, X. CHEN, O. KANOUN a N. DERBEL, 2013. A high accuracy voltage controlled current source for handheld bioimpedance measurement. In: *10th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD)* [online]. Hammamet: IEEE, s. 1–4. ISBN 978-1-4673-6457-7. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1109/SSD.2013.6564162](https://doi.org/10.1109/SSD.2013.6564162)

BUDASZ, J., 2014. *Digitální syntetická impedance pro výzkum v oblasti tlumení vibrací*. Liberec. Diplomová práce. Technická univerzita v Liberci.

ČERNÍK, M. a P. MOKRÝ, 2012. Sound reflection in an acoustic impedance tube terminated with a loudspeaker shunted by a negative impedance converter. *Smart Materials and Structures* [online]. **21**(11), 115016. ISSN 0964-1726, 1361-665X. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1088/0964-1726/21/11/115016](https://doi.org/10.1088/0964-1726/21/11/115016)

DATE, M., M. KUTANI a S. SAKAI, 2000. Electrically controlled elasticity utilizing piezoelectric coupling. *Journal of Applied Physics* [online]. **87**(2), 863–868. ISSN 0021-8979, 1089-7550. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1063/1.371954](https://doi.org/10.1063/1.371954)

DE MARNEFFE, B., 2007. *Active and Passive Vibration Isolation and Damping via Shunted Transducers*. Brusel. Disertační práce. Université Libre de Bruxelles.



EKSTROM, P., 2000. *Better than average* [online]. listopad 2000. B.m.: EE Times India. Dostupné z: http://www.eetindia.co.in/STATIC/PDF/200011/EEIOL_2000NOV03_EMS_EDA_TA.pdf?SOURCES=DOWNLOAD

FAIRBAIRN, M. W., S. O. R. MOHEIMANI a A. J. FLEMING, 2011. Q Control of an Atomic Force Microscope Microcantilever: A Sensorless Approach. *Journal of Microelectromechanical Systems* [online]. **20**(6), 1372–1381. ISSN 1057-7157. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1109/JMEMS.2011.2168809](https://doi.org/10.1109/JMEMS.2011.2168809)

FAIRBAIRN, M. W., P. MULLER a S. O. R. MOHEIMANI, 2014. Sensorless Implementation of a PPF Controller for Active Q Control of an AFM Microcantilever. *IEEE Transactions on Control Systems Technology* [online]. **22**(6), 2118–2126. ISSN 1063-6536, 1558-0865. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1109/TCST.2014.2303486](https://doi.org/10.1109/TCST.2014.2303486)

FLEMING, A. J., S. BEHRENS a S. O. R. MOHEIMANI, 2000. Synthetic impedance for implementation of piezoelectric shunt-damping circuits. *Electronics Letters* [online]. **36**(18), 1525–1526. ISSN 0013-5194. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1049/el:20001083](https://doi.org/10.1049/el:20001083)

FLEMING, A. J. a S. O. R. MOHEIMANI, 2004. Improved Current and Charge Amplifiers for Driving Piezoelectric Loads, and Issues in Signal Processing Design for Synthesis of Shunt Damping Circuits. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* [online]. **15**(2), 77–92. ISSN 1045-389X, 1530-8138. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1177/1045389X04039701](https://doi.org/10.1177/1045389X04039701)

FORWARD, R. L., 1979. Electronic damping of vibrations in optical structures. *Applied Optics* [online]. **18**(5), 690–697. ISSN 0003-6935, 1539-4522. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1364/AO.18.000690](https://doi.org/10.1364/AO.18.000690)

GÖTZ, B., M. SCHAEFFNER, R. PLATZ a T. MELZ, 2016. Lateral vibration attenuation of a beam with circular cross-section by a support with integrated piezoelectric transducers shunted to negative capacitances. *Smart Materials and Structures* [online]. **25**(9), 095045. ISSN 0964-1726, 1361-665X. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1088/0964-1726/25/9/095045](https://doi.org/10.1088/0964-1726/25/9/095045)

GRIPP, J. A. B., L. C. S. GÓES, O. HEUSS a F. SCINOCCA, 2015. An adaptive piezoelectric vibration absorber enhanced by a negative capacitance applied to a shell structure. *Smart Materials and Structures* [online]. **24**(12), 125017. ISSN 0964-1726, 1361-665X. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1088/0964-1726/24/12/125017](https://doi.org/10.1088/0964-1726/24/12/125017)

GUO, D., 2013. Choose resistors to minimize errors in grounded-load current source. *Analog Dialogue*. **47**(4), 1–2.

HAGOOD, N. W. a A. VON FLOTOW, 1991. Damping of structural vibrations with piezoelectric materials and passive electrical networks. *Journal of Sound and Vibration* [online]. **146**(2), 243–268. ISSN 0022-460X. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1016/0022-460X\(91\)90762-9](https://doi.org/10.1016/0022-460X(91)90762-9)



HARRISON, L. T., 2009. Creating Medium-Power Current Sources with DMOS FETs. In: *Current sources & voltage references*. Digitaler Nachdr. Amsterdam: Newnes, Embedded technology series. ISBN 978-0-7506-7752-3.

KAŠPÁREK, M. a M. ČERNÍK, 2016. Experimental verification of an Electromagnetic Shunt Damping circuit parameters producing an anechoic surface inside an acoustic tube. In: [online]. B.m.: IEEE, s. 319–323 [vid. 2018-01-11]. ISBN 978-1-4673-8606-7. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1109/CarpathianCC.2016.7501116>

KODEJŠKA, M., 2014. *Návrh systémů pro potlačení hluku a vibrací s využitím piezoelektrických materiálů*. Liberec. Disertační práce. Technická univerzita v Liberci.

KODEJŠKA, M., P. MOKRÝ, V. LINHART, J. VÁCLAVÍK a T. SLUKA, 2012. Adaptive vibration suppression system: an iterative control law for a piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control* [online]. **59**(12), 2785–2796. ISSN 0885-3010. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1109/TUFFC.2012.2520>

KODEJŠKA, M., P. MOKRÝ, K. STEIGER, J. VÁCLAVÍK, P. MÁRTON a J. NEČÁSEK, 2015. Adaptivní systémy pro potlačení přenosu vibrací pomocí piezoelektrických prvků s řízenou tuhostí. In: *Aplikace piezoelektrických prvků v mechanických a akustických soustavách*. 1. vyd. Liberec: VÚTS a. s., s. 75–94. ISBN 978-80-87184-57-8.

MÁRTON, P., J. NEČÁSEK, J. VÁCLAVÍK a P. MOKRÝ, 2018. The elastic properties of an actively controlled piezoelectric transducer: Measurement, analysis and tuning. *Journal of Sound and Vibration* [online]. **415**, 78–90. ISSN 0022-460X. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1016/j.jsv.2017.11.017>

MATICHARD, F, B LANTZ, R MITTLEMAN, K MASON, J KISSEL, B ABBOTT, S BISCANS, J MCIVER, R ABBOTT, S ABBOTT, E ALLWINE, S BARNUM, J BIRCH, C CELERIER, D CLARK, D COYNE, D DEBRA, R DEROSA, M EVANS, S FOLEY, P FRITSCHER, J A GIAIME, C GRAY, G GRABEEL, J HANSON, C HARDHAM, M HILLARD, W HUA, C KUCHARCZYK, M LANDRY, A LE ROUX, V LHUILLIER, D MACLEOD, M MACINNIS, R MITCHELL, B O'REILLY, D OTTAWAY, H PARIS, A PELE, M PUMA, H RADKINS, C RAMET, M ROBINSON, L RUET, P SARIN, D SHOEMAKER, A STEIN, J THOMAS, M VARGAS, K VENKATESWARA, J WARNER a S WEN, 2015. Seismic isolation of Advanced LIGO: Review of strategy, instrumentation and performance. *Classical and Quantum Gravity* [online]. **32**(18), 185003. ISSN 0264-9381, 1361-6382. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1088/0264-9381/32/18/185003>

MATTEN, G., M. COLLET, S. COGAN a E. SADOULET-REBOUL, 2014. Synthetic Impedance for Adaptive Piezoelectric Metacomposite. *Procedia Technology* [online]. **15**, 84–89. ISSN 22120173. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1016/j.protcy.2014.09.037>

MCD AID, A. J. a B. R. MACE, 2013. Design And Adaptive Model-Based Feedforward Control Of An Electromagnetic Tuned Vibration Absorber With Shunt Electronics. In: *11th International Conference on Recent Advances in Structural Dynamics, RASD 2013*. s. 11.



MOHEIMANI, S. O. R., 2003. A survey of recent innovations in vibration damping and control using shunted piezoelectric transducers. *IEEE Transactions on Control Systems Technology* [online]. **11**(4), 482–494. ISSN 1063-6536. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1109/TCST.2003.813371>

MOKRÝ, P., P. PSOTA, K. STEIGER, J. VÁCLAVÍK, R. DOLEČEK, V. LÉDL a M. ŠULC, 2015a. Noise suppression in curved glass shells using macro-fiber-composite actuators studied by the means of digital holography and acoustic measurements. *AIP Advances* [online]. **5**(2), 027132. ISSN 2158-3226. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1063/1.4913624>

MOKRÝ, P., J. VÁCLAVÍK, J. NEČÁSEK, P. PSOTA, K. STEIGER a D. VÁPENKA, 2017. ADAPTIVE ACOUSTIC METASURFACES FOR THE NOISE SHIELDING. In: *Proceedings of the 24th International Congress on Sound and Vibration (ICSV 24)*. London: International Institute of Acoustics and Vibration (IIAV), USA, s. 404–411. ISBN 978-1-5108-4585-5.

MOKRÝ, P., J. VÁCLAVÍK, J. NEČÁSEK, K. STEIGER, P. PSOTA a R. DOLEČEK, 2015b. Noise transmission through active acoustic metamaterials in the negative elasticity regime. In: *Proceedings of the 22nd International Congress on Sound and Vibration*. Florence: International Institute of Acoustics and Vibration (IIAV), USA, s. 1–8. ISBN 978-88-88942-48-3.

NEČÁSEK, J., 2014. *Impedanční analyzátor pro laboratoř aktivního tlumení vibrací*. Liberec. Diplomová práce. Technická univerzita v Liberci.

NEČÁSEK, J., J. VÁCLAVÍK a P. MÁRTON, 2015. Fast and portable precision impedance analyzer for application in vibration damping. In: *IEEE International Workshop of Electronics, Control, Measurement, Signals and their Application to Mechatronics (ECMSM15)* [online]. s. 16–20. ISBN 978-1-4799-6972-2. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1109/ECMSM.2015.7208693>

NEČÁSEK, J., J. VÁCLAVÍK a P. MÁRTON, 2016. Digital synthetic impedance for application in vibration damping. *Review of Scientific Instruments* [online]. **87**(2), 0247041–0247047. ISSN 0034-6748, 1089-7623. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1063/1.4942085>

NEČÁSEK, J., J. VÁCLAVÍK a P. MÁRTON, 2017. Comparison of analog front-ends for digital synthetic impedance device. In: *IEEE International Workshop of Electronics, Control, Measurement, Signals and their Application to Mechatronics (ECMSM17)* [online]. s. 105–108. ISBN 978-1-5090-5582-1. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1109/ECMSM.2017.7945916>

NEUBAUER, M., X. HAN a J. WALLASCHEK, 2013. On the maximum damping performance of piezoelectric switching techniques. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures* [online]. **24**(6), 717–728. ISSN 1045-389X, 1530-8138. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1177/1045389X12445645>

NIEDERBERGER, D., 2005. *Smart Damping Materials using Shunt Control*. Zurich. Disertační práce. Swiss Federal Institute of Technology (ETH).



NIEDERBERGER, D., S. BEHRENS, A. J. FLEMING, S. O. R. MOHEIMANI a M. MORARI, 2006. Adaptive electromagnetic shunt damping. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics* [online]. **11**(1), 103–108. ISSN 1083-4435. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1109/TMECH.2005.859844>

NIEDERBERGER, D. a M. MORARI, 2006. An autonomous shunt circuit for vibration damping. *Smart Materials and Structures* [online]. **15**(2), 359–364. ISSN 0964-1726, 1361-665X. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1088/0964-1726/15/2/016>

NIU, H., X. ZHANG, S. XIE a P. WANG, 2009. A new electromagnetic shunt damping treatment and vibration control of beam structures. *Smart Materials and Structures* [online]. **18**(4), 045009. ISSN 0964-1726, 1361-665X. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1088/0964-1726/18/4/045009>

NOVÁKOVÁ, K., P. MOKRÝ a J. VÁCLAVÍK, 2012. Application of piezoelectric macro-fiber-composite actuators to the suppression of noise transmission through curved glass plates. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control* [online]. **59**(9), 2004–2014. ISSN 0885-3010. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1109/TUFFC.2012.2420>

PALACIO, J. A. A. a W. A. M. VAN NOIJE, 2015. High Stability Voltage Controlled Current Source for Cervical Cancer Detection using Electrical Impedance Spectroscopy. In: *IEEE 6th Latin American Symposium on Circuits & Systems (LASCAS)* [online]. Montevideo: IEEE, s. 1–4. ISBN 978-1-4799-8332-2. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1109/LASCAS.2015.7250456>

PHYSIK INSTRUMENTE, 2013. *PICMA Stack Multilayer Piezo Actuators* [online]. 2013. Dostupné z: <https://www.physikinstrumente.com/en/?type=5600&downloadUid=838&downloadFileUid=746>

PREUMONT, A., 2011. Collocated control system. In: *Vibration control of active structures: an introduction*. 3. ed. Berlin: Springer, Solid mechanics and its applications, 179. ISBN 978-94-007-2033-6.

PREUMONT, A., B. DE MARNEFFE, A. DERAEMAERKER a F. BOSSENS, 2008. The damping of a truss structure with a piezoelectric transducer. *Computers & Structures* [online]. **86**(3–5), 227–239. ISSN 0045-7949. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1016/j.compstruc.2007.01.038>

PSOTA, P., V. LEDL, R. DOLECEK, J. ERHART a V. KOPECKY, 2012. Measurement of piezoelectric transformer vibrations by digital holography. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control* [online]. **59**(9), 1962–1968. ISSN 0885-3010. Dostupné z: doi:<https://doi.org/10.1109/TUFFC.2012.2414>

SLUKA, T., 2007. *Tlumení hluku a vibrací pomocí piezoelektrického elementu a elektrického jednobranu se zápornou kapacitou*. Liberec. Disertační práce. Technická univerzita v Liberci.

SLUKA, T. a P. MOKRÝ, 2007. Feedback Control of Piezoelectric Actuator Elastic Properties in a Vibration Isolation System. *Ferroelectrics* [online]. **351**(1), 51–61.



ISSN 0015-0193,

1563-5112.

Dostupné

z: [doi:https://doi.org/10.1080/00150190701353051](https://doi.org/10.1080/00150190701353051)

SMART MATERIAL, 2017. *MACRO FIBER COMPOSITE - MFC* [online]. 2017. Dostupné z: https://www.smart-material.com/media/Datasheets/MFC_V2.3-Web-full-brochure.pdf

STEIGER, K., P. MOKRÝ, J. VÁCLAVÍK, P. MÁRTON, J. NEČÁSEK, P. PSOTA, R. DOLEČEK a V. LÉDL, 2015. Potlačování emise hluku pomocí piezoelektrických prvků s řízenou tuhostí. In: *Aplikace piezoelektrických prvků v mechanických a akustických soustavách*. 1. vyd. Liberec: VÚTS a. s., s. 95–116. ISBN 978-80-87184-57-8.

STEIGER, K., P. MOKRÝ, J. VÁCLAVÍK, P. PSOTA, R. DOLEČEK, D. VÁPENKA, J. NEČÁSEK a Z. KOLDOVSKÝ, 2016. Adaptive acoustic metasurfaces for the active sound field control. In: *Proceedings of the 22nd International Congress on Acoustics*. Buenos Aires: Asociación de Acústicos Argentinos. ISBN 978-987-24713-6-1.

TEXAS INSTRUMENTS, 2013. *Application Report: A Comprehensive Study of the Howland Current Pump (AN-1515)* [online]. 2013. Dostupné z: <http://www.ti.com/lit/an/snoa474a/snoa474a.pdf>

TUCKER, A. S., R. M. FOX a R. J. SADLEIR, 2013. Biocompatible, high precision, wideband, improved Howland current source with lead-lag compensation. *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems* [online]. **7**(1), 63–70. ISSN 1940-9990. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1109/TBCAS.2012.2199114](https://doi.org/10.1109/TBCAS.2012.2199114)

YAN, B., K. WANG, Z. HU, Ch. WU a X. ZHANG, 2017. Shunt Damping Vibration Control Technology: A Review. *Applied Sciences* [online]. **7**(5), 494. ISSN 2076-3417. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.3390/app7050494](https://doi.org/10.3390/app7050494)

YAN, B., X. ZHANG, Y. LUO, Z. ZHANG, S. XIE a Y. ZHANG, 2014. Negative impedance shunted electromagnetic absorber for broadband absorbing: experimental investigation. *Smart Materials and Structures* [online]. **23**(12), 125044. ISSN 0964-1726, 1361-665X. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1088/0964-1726/23/12/125044](https://doi.org/10.1088/0964-1726/23/12/125044)

ZHANG, X., H. NIU a B. YAN, 2012. A novel multimode negative inductance negative resistance shunted electromagnetic damping and its application on a cantilever plate. *Journal of Sound and Vibration* [online]. **331**(10), 2257–2271. ISSN 0022460X. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1016/j.jsv.2011.12.028](https://doi.org/10.1016/j.jsv.2011.12.028)

ZHAO, N., R. MALIK a W. LIAO, 2009. Difference amplifier forms heart of precision current source. *Analog Dialogue*. **43**(3), 22–24.



Autorovy publikace (chronologicky řazeno)

NEČÁSEK, J., 2014. *Impedanční analyzátor pro laboratoř aktivního tlumení vibrací*. Liberec. Diplomová práce. Technická univerzita v Liberci.

KODEJŠKA, M., P. MOKRÝ, K. STEIGER, J. VÁCLAVÍK, P. MÁRTON a J. NEČÁSEK, 2015. Adaptivní systémy pro potlačení přenosu vibrací pomocí piezoelektrických prvků s řízenou tuhostí. In: *Aplikace piezoelektrických prvků v mechanických a akustických soustavách*. 1. vyd. Liberec: VÚTS a. s., s. 75–94. ISBN 978-80-87184-57-8.

STEIGER, K., P. MOKRÝ, J. VÁCLAVÍK, P. MÁRTON, J. NEČÁSEK, P. PSOTA, R. DOLEČEK a V. LÉDL, 2015. Potlačování emise hluku pomocí piezoelektrických prvků s řízenou tuhostí. In: *Aplikace piezoelektrických prvků v mechanických a akustických soustavách*. 1. vyd. Liberec: VÚTS a. s., s. 95–116. ISBN 978-80-87184-57-8.

NEČÁSEK, J., J. VÁCLAVÍK a P. MÁRTON, 2015. Fast and portable precision impedance analyzer for application in vibration damping. In: *IEEE International Workshop of Electronics, Control, Measurement, Signals and their Application to Mechatronics (ECMSM15)* [online]. s. 16–20. ISBN 978-1-4799-6972-2. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1109/ECMSM.2015.7208693](https://doi.org/10.1109/ECMSM.2015.7208693)
všechny citace/autocitace: 4/2

NEČÁSEK, J., J. VÁCLAVÍK a P. MÁRTON, 2016. Digital synthetic impedance for application in vibration damping. *Review of Scientific Instruments* [online]. **87**(2), 0247041–0247047. ISSN 0034-6748, 1089-7623. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1063/1.4942085](https://doi.org/10.1063/1.4942085)
všechny citace/autocitace: 8/3

STEIGER, K., P. MOKRÝ, J. VÁCLAVÍK, P. PSOTA, R. DOLEČEK, D. VÁPENKA, J. NEČÁSEK a Z. KOLDOVSKÝ, 2016. Adaptive acoustic metasurfaces for the active sound field control. In: *Proceedings of the 22nd International Congress on Acoustics*. Buenos Aires: Asociación de Acústicos Argentinos. ISBN 978-987-24713-6-1.

NEČÁSEK, J., J. VÁCLAVÍK a P. MÁRTON, 2017. Comparison of analog front-ends for digital synthetic impedance device. In: *IEEE International Workshop of Electronics, Control, Measurement, Signals and their Application to Mechatronics (ECMSM17)* [online]. s. 105–108. ISBN 978-1-5090-5582-1. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1109/ECMSM.2017.7945916](https://doi.org/10.1109/ECMSM.2017.7945916)
všechny citace/autocitace: 0/0

MOKRÝ, P., J. VÁCLAVÍK, J. NEČÁSEK, P. PSOTA, K. STEIGER a D. VÁPENKA, 2017. ADAPTIVE ACOUSTIC METASURFACES FOR THE NOISE SHIELDING. In: *Proceedings of the 24th International Congress on Sound and Vibration (ICSV 24)*. London: International Institute of Acoustics and Vibration (IIAV), USA, s. 404–411. ISBN 978-1-5108-4585-5.

MÁRTON, P., J. NEČÁSEK, J. VÁCLAVÍK a P. MOKRÝ, 2018. The elastic properties of an actively controlled piezoelectric transducer: Measurement, analysis and tuning. *Journal of Sound and Vibration* [online]. **415**, 78–90. ISSN 0022-460X. Dostupné z: [doi:https://doi.org/10.1016/j.jsv.2017.11.017](https://doi.org/10.1016/j.jsv.2017.11.017)



Přílohy

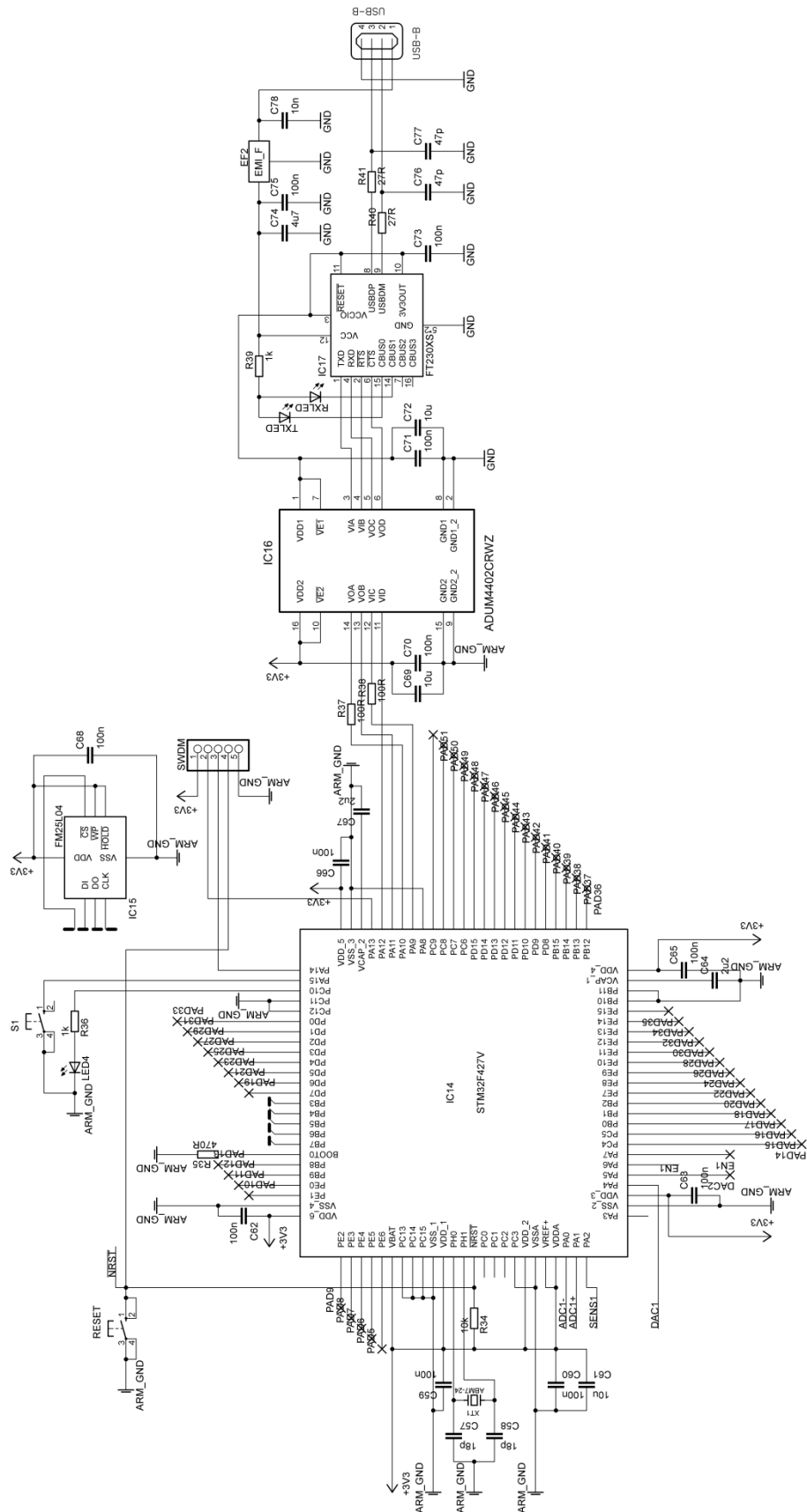
A. Ukázka syntetizační smyčky DSiv2 (viz kapitola 4.3)

```
TIM8->CR1 |= (uint16_t)0x0001; //zapne casovou zakladnu pro ADC a DAC
while(1)
{
    //////////////////////////////////////
    //y_hist02 = (sb01*x)+(sb02*x_hist01)-(sa01*y0)-(sa02*y_hist01)
    //y_hist12 = (sb11*y0)+(sb12*y_hist01)-(sa11*y)-(sa12*y_hist11)
    y_hist02 = sb01*x;
    y_hist12 = sb11*y0;
    y_hist02 = fmaf(sb02, x_hist01, y_hist02);
    y_hist12 = fmaf(sb12, y_hist01, y_hist12);
    y_hist02 = fmaf(sa01, y0, y_hist02);
    y_hist12 = fmaf(sa11, y, y_hist12);
    y_hist02 = fmaf(sa02, y_hist01, y_hist02);
    y_hist12 = fmaf(sa12, y_hist11, y_hist12);
    while(!(*(uint32_t*)0x42244004)){}; //cekani na ADC (bit banding)
    x_hist02 = ((float) ADC3->DR) - HalfRange; //cteni z ADC
    //y_hist02 += sb00*x_hist02; y_hist12 += sb10*y_hist02;
    y_hist02 = fmaf(sb00, x_hist02, y_hist02);
    y_hist12 = fmaf(sb10, y_hist02, y_hist12);
    DAC->DHR12R1 = ((uint32_t) (y_hist12 + HalfRange)); //zapis do DAC

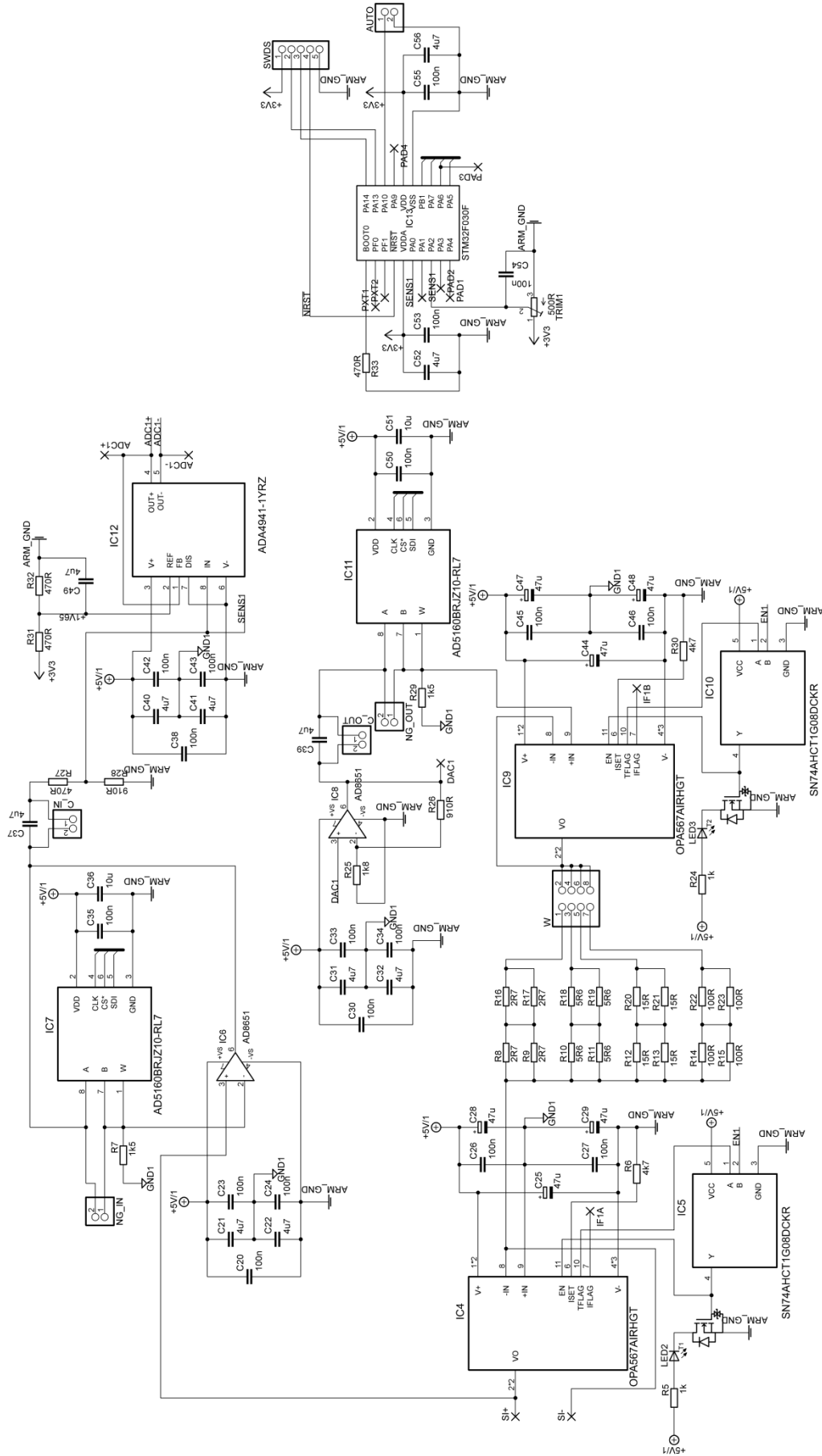
    //////////////////////////////////////
    //y_hist01 = (sb01*x_hist02)+(sb02*x)-(sa01*y_hist02)-(sa02*y0)
    //y_hist11 = (sb11*y_hist02)+(sb12*y0)-(sa11*y_hist12)-(sa12*y)
    y_hist01 = sb01*x_hist02;
    y_hist11 = sb11*y_hist02;
    y_hist01 = fmaf(sb02, x, y_hist01);
    y_hist11 = fmaf(sb12, y0, y_hist11);
    y_hist01 = fmaf(sa01, y_hist02, y_hist01);
    y_hist11 = fmaf(sa11, y_hist12, y_hist11);
    y_hist01 = fmaf(sa02, y0, y_hist01);
    y_hist11 = fmaf(sa12, y, y_hist11);
    while(!(*(uint32_t*)0x42244004)){}; //cekani na ADC (bit banding)
    x_hist01 = ((float) ADC3->DR) - HalfRange; //cteni z ADC
    //y_hist01 += sb00*x_hist01; y_hist11 += sb10*y_hist01;
    y_hist01 = fmaf(sb00, x_hist01, y_hist01);
    y_hist11 = fmaf(sb10, y_hist01, y_hist11);
    DAC->DHR12R1 = ((uint32_t) (y_hist11 + HalfRange)); //zapis do DAC

    //////////////////////////////////////
    //y0 = (sb01*x_hist01)+(sb02*x_hist02)-(sa01*y_hist01)-(sa02*y_hist02)
    //y = (sb11*y_hist01)+(sb12*y_hist02)-(sa11*y_hist11)-(sa12*y_hist12)
    y0 = sb01*x_hist01;
    y = sb11*y_hist01;
    y0 = fmaf(sb02, x_hist02, y0);
    y = fmaf(sb12, y_hist02, y);
    y0 = fmaf(sa01, y_hist01, y0);
    y = fmaf(sa11, y_hist11, y);
    y0 = fmaf(sa02, y_hist02, y0);
    y = fmaf(sa12, y_hist12, y);
    while(!(*(uint32_t*)0x42244004)){}; //cekani na ADC (bit banding)
    x = ((float) ADC3->DR) - HalfRange; //cteni z ADC
    //y0 += sb00*x; y += sb10*y0;
    y0 = fmaf(sb00, x, y0);
    y = fmaf(sb10, y0, y);
    DAC->DHR12R1 = ((uint32_t) (y + HalfRange)); //zapis do DAC
}
}
```

B. Schéma DSiv2 - digitální část a komunikační rozhraní

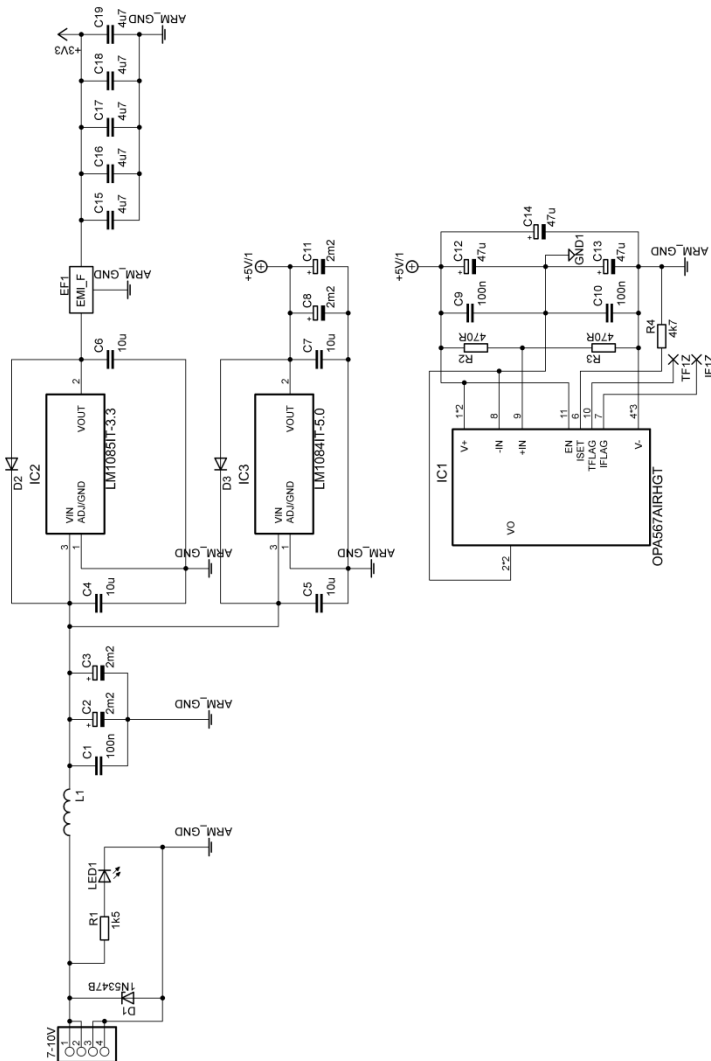


C. Schéma DSiv2 - analogová část a řízení zesílení





D. Schéma DSIV2 – napájení a zem analogové části





E. Seznam příloh na CD

Autorovy publikace

Datové listy součástí DSIV2

Ovládací skripty

Vývoj systému pro adaptivní tlumení vibrací.pdf