



TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI
Fakulta strojní



Disertační práce

Září 2017

Michal Kašpárek



Řízení přenosu a odrazu zvuku v akustické trubici semi-aktivní metodou s impedančním bočníkem

Disertační práce

Studijní program: P2301 – Strojní inženýrství
Studijní obor: 2301V031 – Výrobní systémy a procesy

Autor práce: **Ing. Michal Kašpárek**
Vedoucí práce: prof. Ing. Miroslav Olehla, CSc.
Konzultant: prof. Ing. Pavel Mokrý, Ph.D.





TECHNICAL UNIVERSITY OF LIBEREC
Faculty of Mechanical Engineering ■

Acoustic reflection and transmission coefficients control inside an impedance tube with semi-active shunt damping

Dissertation

Study programme: P2301 – Mechanical Engineering
Study branch: 2301V031 – Manufacturing Systems and Processes

Author: **Ing. Michal Kašpárek**
Supervisor: prof. Ing. Miroslav Olehla, CSc.
Consultant: prof. Ing. Pavel Mokrý, Ph.D.



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 s vedoucím mé disertační práce a konzultantem.

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

Datum:

Podpis:

Anotace

Tento text se věnuje problematice semi-aktivního tlumení zvuku s využitím metody aktivního řízení tuhosti (AEC, *Active Elasticity Control*). Jsou zde představeny metody využívající AEC pro řízení tuhosti piezoelektrického aktuátoru (PSD, *Piezoelectric Shunt Damping*) a elektrodynamického reproduktoru (EMSD, *Electromagnetic Shunt Damping*). Toto řízení tuhosti je možné díky faktoru elektromechanické vazby daných aktuátorů, díky kterému připojená zátěž aktuátoru v podobě impedančního bočnicku (pasivního či aktivního jednobranu) ovlivňuje mechanické vlastnosti povrchu aktuátoru a tím i jeho akustickou impedanci.

Během řešení práce byla nejprve využita metoda dvoumikrofonového měření koeficientu akustické odrazivosti vzorku v impedanční trubici pro experimentální ověření nasimulovaného průběhu ideální impedanční zátěže. Tato měřicí metoda byla poté rozšířena na čtyřmikrofonovou měřicí metodu, využitou pro analýzu akustické transmisivity zkonstruovaného akustického PSD vzorku. Semi-aktivní kompozitní vzorek na bázi MFC (Macro Fiber Composite) piezoelektrických aktuátorů byl zkoumán s různými druhy připojené impedanční zátěže se zaměřením na koeficient akustické transmisivity.

Důraz byl kladen na vývoj, testování a verifikaci čtyřmikrofonové měřicí metody využívající akustickou impedanční trubici, jejíž funkce a použitelný frekvenční rozsah byl definován na základě měření v bezodrazné komoře.

Klíčová slova:

semi-aktivní tlumení hluku, aktivní řízení tuhosti, akustická impedanční trubice, ISO 10534-2, dvoumikrofonová měřicí metoda, čtyřmikrofonová měřicí metoda, elektrodynamický reproduktor, MFC, EMSD, PSD, Electromagnetic Shunt Damping, Piezoelectric Shunt Damping.

Annotation

Dissertation thesis deals with the semi-active shunt damping method of sound and vibration attenuation with Active Elasticity Control (AEC). The method of Piezoelectric Shunt Damping (PSD) and Electromagnetic Shunt Damping (EMSD) are presented. The principle of elasticity control of above mentioned piezoelectric and electromagnetic actuators is possible due to the electromechanical coupling factor of the actuators, utilized to modify the mechanical properties of actuator surface with connected electrical shunt circuit. Thus the connected electrical impedance is used to change the acoustic impedance of the surface.

The two-microphone measurement method is implemented for experimental verification of ideal shunt impedance load of the electrodynamic loudspeaker in an acoustic impedance tube. This measurement method is then enhanced to a four-microphone method of measurement of acoustic parameters in impedance tube. The composite PSD sample based on pair of MFC actuators was constructed and its behavior and acoustic properties with variable shunt circuits were examined. The main focus of the measurement was on parameters of acoustic transmissibility of the composite semi-active sample.

The emphasis was on development, testing and verification of the four-microphone measurement method functionality and robustness. The functional boundaries and frequency range was defined based on measurements inside an anechoic chamber.

Key words:

Semi-active shunt damping, Active elasticity control, impedance tube, ISO 10534-2, two-microphone measurement method, four-microphone measurement method, electrodynamic loudspeaker, piezoelectric actuator, MFC, EMSD, PSD.

Poděkování

V první řadě děkuji svému školiteli prof. Ing. Miroslavu Olehlovi, CSc. za neobyčejnou trpělivost a nadhled a konzultantovi prof. Ing. Pavlu Mokrému, Ph.D. za vstřícný přístup a odborné připomínky k problematice. Dále děkuji zejména Ing. Martinu Černíkovi, Ph.D., díky kterému bylo možné realizovat vlastní experimenty a který se podílel radou i pomocí na všech částech prezentované práce.

V neposlední řadě bych rád poděkoval kolegům, spolužákům a přátelům z akademického prostředí hned několika fakult TUL a zejména rodině za podporu i oporu.

Obsah

1	Předmluva.....	9
2	Úvod.....	10
2.1	Metody potlačování nežádoucího hluku	10
3	Přehled současného stavu.....	13
3.1	Aktivní akustické metamateriály	13
3.2	Zhodnocení současného stavu	19
4	Cíle disertační práce	20
5	Prostředky řešení	21
5.1	Fyzikální vlastnosti zvuku a vibrací	21
5.2	Kvantifikace zvuku	24
5.3	Elektroakustické měniče	26
5.4	Elektrodynamické měniče – historie, vývoj a princip	27
5.4.1	Princip funkce elektrodynamického měniče	30
5.5	Piezelektrické měniče	31
5.6	Active Elasticity Control	35
5.7	Matematický model EMSD akustického uzávěru	37
5.8	Komplexní impedance bočníku	39
5.9	Konvertor záporné impedance	40
6	Metody měření	43
6.1	Dvoumikrofonová metoda	43
6.1.1	Princip měření	44
6.2	Čtyřmikrofonová metoda	46
6.2.1	Konstrukce měřicího systému pro čtyřmikrofonovou metodu	50
6.2.2	Měření zvukového pole čtyřmikrofonovou metodou	57
6.2.3	Výpočet koeficientu odrazu a přenosu	60

6.2.4	Výpočet komplexního vlnového čísla a charakteristické impedance	61
7	Semi-aktivní tlumení zvuku elektrodynamickým reproduktorem	62
7.1	Model ideální impedance	62
7.2	Experimentální realizace dokonale bezodrazné plochy pomocí metody EMSD	65
8	Experimentální realizace měřicího systému pro analýzu dokonale nepropustné plochy	70
8.1	Realizace měřicího systému	70
8.1.1	Analýza časového signálu	73
8.2	Kalibrace	75
8.3	Výsledky měření	79
8.3.1	Měření elektrických vlastností MFC	80
8.3.2	Konstrukce a základní vlastnosti kompozitního vzorku	80
8.3.3	Měření linearity systému	85
8.3.4	Měření akustických vlastností semi-aktivního vzorku	92
8.3.5	Výsledky měření s připojeným obvodem NIC	97
9	Diskuze a závěr	102
9.1	Shrnutí výsledků	102
9.2	Diskuze	103
9.3	Závěr	108
10	Použitá literatura a zdroje	110
11	Publikační činnost autora	118
12	Výsledky v oblasti vědeckovýzkumné činnosti	121
13	Publikace autora v zájmové oblasti	122
14	Seznam příloh	124

1 Předmluva

Primární motivací autora věnovat se tématu prezentovanému v disertační práci je zájem o akustiku, zvuk a hudbu obecně. Jedná se o témata, kterým se dlouhodobě věnuje i v dalších oblastech soukromého i profesního života (autor je mj. absolventem pražské jazzové Konzervatoře J. J. a v současné době vede Big band Technické univerzity v Liberci v roli dirigenta).

Původní obecný záměr, věnovat se metodám tlumení hluku a vibrací, se v průběhu doby transformoval do zájmu o semi-aktivní metodu tlumení hluku. Autor se postupně věnoval metodám měření zvuku, digitální signálové analýze a přenosu zvuku skrze membránu/sklo.

Vlastní téma DP bylo nejprve založeno na zkoumání semi-aktivního akustického metamateriálu využívajícího elektrodynamický reproduktor, tzv. EMSD metodu (*Electro Magnetic Shunt Damping*). Zde bylo hlavní zaměření upřeno k bezodrazným vlastnostem semi-aktivního povrchu, měřeným normovanou dvoumikrofonovou metodou v akustické trubici.

Toto téma se však rozrostlo díky potřebě vybudovat a ověřit funkci čtyřmikrofonové měřicí metody, která je schopná analyzovat chování zvuku před i za vzorkem. Čtyřmikrofonová metoda a její nasazení na analýzu semi-aktivního akustického metamateriálového kompozitu s MFC aktuátory se v průběhu času stala stěžejním tématem k řešení a toto úsilí vyvrcholilo experimentálním ověřením systému v bezodrazné akustické komoře libereckého VÚTS.

Předložené výsledky staví na předchozí i současné práci členů Laboratoře inteligentních materiálů a struktur FM TUL, vedené prof. Pavlem Mokrým. Práce zejména navazuje na výzkum a výsledky Dr. Martina Černíka z výše jmenovaného týmu.

2 Úvod

S rostoucím podílem technologií na každodenním lidském životě se významně zvyšuje i úroveň hluku. Zejména ve městech či v místech s rozsáhlou dopravní či průmyslovou infrastrukturou je lidská populace vystavena neustále zvýšené hladině okolního hluku, jehož působení prokazatelně negativně ovlivňuje psychický i fyzický stav člověka. Jedny z nejvýznamnějších poruch, způsobených vysokou hladinou hluku, jsou nespavost, deprese, poruchy sluchového ústrojí (pískání v uších, částečná či úplná ztráta sluchu), srdeční arytmie, poruchy krevního systému a další. [1, 2].

Působení hluku na člověka regulují hygienické normy, určující maximální povolenou dobu strávenou v hlučném prostředí. Problematická ovšem může být různá subjektivní citlivost sluchového ústrojí na zvuk různých frekvencí o stejném akustickém tlaku. Je známo, že lidský sluch je nejcitlivější na frekvence v rozmezí přibližně 2-5 kHz, kdežto například vysoké frekvence dynamiku sluchového ústrojí prakticky neovlivňují (například netopýři mohou vydat výkřik o frekvenci až 80 kHz a intenzitě přes 130 dB a zatím nebyl pozorován žádný prokazatelný vliv na lidský sluch). [2, 3].

Z toho důvodu se k evaluaci hladiny zvuku (Sound Pressure Level, SPL) využívají váhové funkce, které přibližují naměřené, fyzikálně objektivní hodnoty subjektivnímu vlivu na lidské sluchové ústrojí. Takto normalizované hodnoty se označují jednotkou dB s příponou odpovídající užité váhové funkci, např. dBA, nebo dB(A). [4, 5, 6].

Hluk a s ním spojené vibrace mají negativní vliv také na technologické prostředky a procesy. Je známo, že mechanické části strojů a zařízení trpí vlivem vibrací vyšším stupněm opotřebení, zvýšeným obrušováním a ubíráním materiálu v pohyblivých částech, zeslabení pevnosti spojů atd. Potlačení vibrací tak může vést nejen ke zvýšení životnosti, ale také ke snížení spotřeby vlivem nižšího tření.

2.1 Metody potlačování nežádoucího hluku

Vzhledem k rozsáhlé infrastruktuře, nezbytným technologickým procesům a často i chybám v urbanistickém plánování není většinou možné redukovat nežádoucí hluk úpravou či přemístěním jeho zdroje. Je proto nutné využít některý z prostředků tlumení zvuku. Nejstarší

a dodnes nejrozšířenější způsob potlačování hluku a vibrací je použití zvukově izolačních vrstev, tedy tradiční pasivní metoda tlumení zvuku. Tento pasivní přístup využívá hmoty zvukové bariéry, která pohltí určitou část zvuku a často plní i další, například termoizolační funkce. Pro tyto potřeby se využívá nejenom základních stavebních materiálů (beton, cihly aj.) ale zejména porézní absorpční materiály jako jsou netkané textilie, polyuretanové pěny, skelné vaty, gumové vrstvy apod. Hlavní nevýhodou tohoto pasivního tlumení jsou především značné rozměry, neboť pro dosažení dostatečných tlumících vlastností je často potřeba využít velké množství materiálu a tento vhodně umístit kolem zdroje hluku, případně okolo tlumené oblasti. Jakkoliv může být tato metoda vhodná u velkých statických objektů (továrny, výrobní haly...), její použitelnost klesá při požadavku na mobilitu a objemovou či hmotnostní nenáročnost. [3].

Protipólem pasivního tlumení jsou aktivní metody tlumení, které obvykle pracují na principu destruktivní interference zvukových vln v tlumeném prostoru. Běžný systém na principu aktivního tlumení hluku (*Active Noise Control*) využívá soustavu mikrofónu/mikrofónů, reproduktorů a řídicího systému. Činnost systému obvykle spočívá v analýze zaznamenaného akustického signálu v reálném čase, separaci složky nežádoucího hluku a vytvoření „hlukové protifáze“, tedy hlukového signálu s opačnou fází, který je předán reproduktorům. V ideálním případě dojde ke vzájemnému vyrušení hlukových vln a v tlumeném prostoru zůstane pouze zbytkový „žádoucí“ zvuk – například komunikace pilotů stíhačky, hovor cestujících ve vlaku či hudba ve sluchátkách při pohybu v hlučném prostředí. [7, 8].

Výhodou tohoto přístupu je schopnost filtrovat pouze specifické složky zvuku s dosti vysokou účinností. Nevýhod je hned několik. Jednak je to vysoká cena a technická náročnost implementace a údržby takového systému spolu s nezanedbatelnou energetickou spotřebou celého systému. Dále je efektivní použitelnost limitována pouze pro nižší frekvence – vysoké frekvence nejsou tlumeny s dostatečnou efektivitou (s výjimkou velmi malých prostor). Nevýhodou je i nepoužitelnost ve velkých prostorech či oblastech. [7, 9] Tato tradiční aktivní metoda tlumení hluku je v současné době s úspěchem využívána například ve sluchátkách. Běžně dostupné komerční produkty se však velmi liší mírou efektivního tlumení hluku, kvalitou reprodukce a zejména mírou ovlivnění přehrávaného zvuku „hlukovou protifází“. [10].

Dalším přístupem je tzv. semi-aktivní metoda, která obsahuje prvky jak aktivního, tak pasivního přístupu tím, že využívá chování zvukových vln na rozhraní dvou prostředí. Při dopadu vlnění na rozhraní se část vlnění odrazí a část projde skrz rozhraní. V případě pasivního tlumení je procházející část posléze pohlcena vrstvou zvukové izolace. Rozhraní je tedy do určité míry rozvibrováno zvukovou vlnou a stává se novým zdrojem zvuku. Tato metoda využívá vlastností nových chytrých materiálů (*smart materials*) v podobě zejména piezoelektrických či elektrodynamických měničů připojených k aktivnímu či pasivnímu tlumicímu obvodu, kdy akustické rozhraní je tvořeno membránou zvoleného elektroakustického měniče. Jedná se tedy v určitém smyslu o podmnožinu metody pasivního tlumení, kdy jsou elastické vlastnosti povrchu řízeny/modifikovány připojeným elektrickým obvodem.

Cílem této disertační práce je prozkoumat současné možnosti semi-aktivního tlumení zvuku a ověřit metody řízení povrchové elasticity se zaměřením na frekvenční závislost akustického odrazu a transmisivity. Extrémní polohy těchto dvou veličin lze označit jako ***dokonale bezodraznou plochu***, tedy rozhraní s limitně nulovým koeficientem odrazu příchozí vlny, a ***dokonale tuhou plochu***, tedy rozhraní, které je v daném akustickém rozsahu tuhé a energie příchozí vlny neprojde skrz. Těmito dvěma krajními stavům se lze s využitím semi-aktivních metamateriálů za určitých okolností přiblížit v omezeném frekvenčním pásmu.

Následující kapitoly popisují teoretické pozadí uvedených jevů spolu s principy a metodami měření a analýzy vzorků semi-aktivních materiálů, tzv. akustických metamateriálů.

3 Přehled současného stavu

Tlumení nežádoucího zvuku a vibrací tzv. semi-aktivní metodou využívá vlastností chytrých materiálů a struktur. Jejich aplikací lze vytvořit tlumicí prvky s významně vyšším koeficientem útlumu v porovnání s konvenčními pasivními tlumicími materiály. Rovněž je možné vytvořit prvek s vlastnostmi, které se běžně v přírodě vůbec nevyskytují. Tyto struktury označujeme jako metamateriály, tedy uměle vytvořené makroskopické kompozity, navržené tak, aby jejich odezva na buzení byla složena ze dvou či více specifických reakcí, jejichž kombinace se v přírodě nevyskytuje [11]. Přestože původní metamateriály byly elektromagnetické [12], výzkum akustických (ale současně samozřejmě i jiných, například optických) metamateriálů za poslední desetiletí značně pokročil a stal se prakticky novým samostatným oborem v rámci oboru akustiky.

Akustické metamateriály jsou tedy lokálně rezonanční struktury vykazující efektivní makroskopické chování, přesahující vlastnosti „běžných“ materiálů. Aplikace těchto materiálů sahá od neinvazivních sond přes akustické maskování, eliminaci akustického rozptylu, pohltivé či bezodrazné plochy a akustické filtry až k lékařské tomografii s vysokým rozlišením [13]. Hlavní oblast zájmu při výzkumu pasivních akustických metamateriálů je zaměřena na vytvoření struktury se záporným modulem objemové pružnosti nebo hustoty. Struktury s takovými vlastnostmi umožní například konstrukci akustických super-čoček (tj. zařízení umožňujících soustředit akustické vlny do malých prostorů), akustických diod, akustické maskování a podobně.

Jednorozměrný pasivní akustický systém se záporným indexem lomu byl již realizován Bongardem ve [14], ovšem pozoruhodné vlastnosti Bongardova systému mohou být dosaženy jen ve velmi úzkém frekvenčním pásmu. Použitelnost takového systému by se dramaticky zvýšila, pokud by bylo možné vlastnosti akustického metamateriálu dynamicky přizpůsobovat a “ladit“ dle aktuální potřeby. Tuto možnost mohou poskytnout laditelné akustické metamateriály s aktivním řídicím obvodem.

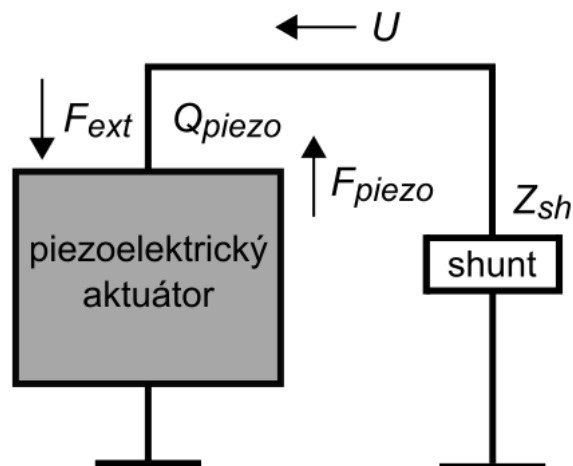
3.1 Aktivní akustické metamateriály

Laditelné akustické metamateriály jsou v zásadě složeny ze dvou základních komponent a to z elektroakustického měniče a připojeného pasivního či aktivního elektronického tlumicího

obvodu. Elektroakustický měnič z principu své funkce mění energii elektrickou na akustickou či naopak. Elektrické vlastnosti připojeného obvodu tedy mohou ovlivnit akustické a rezonanční vlastnosti povrchu (membrány) měniče. Rezonance metamateriálu je tak řízena interakcí transduktoru s tlumicím obvodem, je tedy možné ji průběžně modulovat, případně i zcela změnit frekvenční odezvu akustické části systému.

Pro potřeby popisu těchto jevů byla definována tzv. akustická impedance Z , tedy frekvenčně závislý parametr popisující akustické vlastnosti materiálu či prostředí. Veličina Z je detailně popsána v kapitole 5.6. Připojený tlumicí obvod určuje celkovou akustickou impedanci metamateriálu. Elektrický obvod může být potom sestaven jako čistě pasivní, případně může obsahovat aktivní řídicí strukturu nastavující impedanci soustavy. V obou těchto případech hovoříme o tzv. semi-aktivním tlumení hluku či vibrací.

Metody používané pro tuto technologii se nazývají Piezoelectric Shunt Damping (PSD) a Electromagnetic Shunt Damping (EMSD), tedy metody využívající piezoelektrický či elektrodynamický aktuátor (měnič, transduktor) s připojeným impedančním bočnickem (shunt), jehož parametry spolu-určují povrchovou elasticitu aktuátoru. Obě zmíněné metody využívají principy aktivního řízení pružnosti - Active Elasticity Control (AEC), založené původně na superpozici přímého a inverzního piezoelektrického jevu s Hookovým zákonem. Pokud tedy působí na materiál (piezoelektrickou membránu, aktuátor) vnější síla F , vzniká deformace Δx_{elast} odpovídající Hookovu zákonu. Za použití piezoelektrického materiálu vzniká současně náboj Q v souladu s přímým piezoelektrickým jevem. Tento náboj je přiveden do tlumicího obvodu (Shunt - bočník), který řídí velikost elektrického napětí U aplikovaného zpět na piezo aktuátor. Celková deformace aktuátoru je tedy součtem mechanicky vybuzevané deformace Δx_{elast} a deformace Δx_{piezo} vybuzevané napětím U dle inverzního piezoelektrického jevu. Metoda PSD tedy pracuje na principu změny efektivní elasticity pomocí piezoelektrického jevu, zatímco EMSD využívá silového účinku magnetického pole na vodič s elektrickým proudem.



Obr. 1 – Princip aktivního řízení pružnosti piezoelektrického aktuátoru připojeným impedančním bočником – zde označen jako *shunt* (v souladu s terminologií PSD, EMSD)

Na obr. 1 je zjednodušené schéma funkce aktivního řízení pružnosti piezoelektrického aktuátoru. Variací vlastností (impedance) připojeného bočniku je tak možné měnit elastické vlastnosti piezoelektrického aktuátoru. Analogický princip je možné použít v případě elektromagnetického měniče, jehož efektivní akustická impedance může být libovolně „přeladěna“ připojením aktivního obvodu se zápornou induktancí.

Metodu **EMSD** poprvé představil Brehens a kol. v [17] v roce 2003. Adaptivní EMSD poprvé popsal Niederberger a kol. v roce 2006 v [18]. Tyto publikace pocházejí od týmu prof. Rezy S. O. Moheimaniho z australské University of Newcastle, který je pravděpodobně nejpokročilejším týmem v oblasti výzkumu semi-aktivního tlumení zvuku a vibrací se stovkami odborných publikací (jen v případě prof. Moheimaniho evidují portály Web of Science či Scopus více než 200 publikací a přes 4 000 citací). Jejich přístup se nicméně zaměřuje na aplikace komplexních řídicích algoritmů pomocí digitálních signálových procesorů za použití jednoduchých pasivních RL tlumicích obvodů.

EMSD techniku zkoumá také Wang a kolektiv [19] v příspěvku z roku 2009. Zde byl za využití EMSD navržen model tlumiče s jedním stupněm volnosti pro tlumení přenosu vibrací mezi mechanickými konstrukcemi. Ve [20] je Niu a kol. navrženo tlumení přenosu vibrací bezkontaktním EMSD tlumičem složeným z permanentního magnetu a elektromagnetu. Model tlumiče, založeného na vířivých proudech (Eddy Current Damper), byl analyzován s různými strukturami tlumicího obvodu, z nichž byl obvod s indukčnostně

záporně odporovou impedanci (angl. negative resistive capacitor-matching-inductance, NR-CMI) vyhodnocen jako nevhodnější a nejlépe říditelný.

Tatáž výzkumná skupina představila ve [21] novou strukturu tlumicího obvodu se zápornou odporově-indukčností impedancí (angl. negative inductance negative resistance electromagnetic shunt damping, NINR-EMSD), která je kombinací záporné indukčnosti (určené k vyrušení vlastní indukčnosti elektromagnetu v aktuátoru) a záporné rezistance. Impedance kompletního obvodu tak v ideálním případě zůstane v podobě prosté rezistance a průběh tlumicího proudu tak přestane být frekvenčně závislý. Zhang a kol. zde navrhuje multimódové řízení vibračního systému a teoretický model ověřuje praktickým experimentem na dvourozměrné vetknuté desce se šířkou zkoumaného frekvenčního pásma 1-75 Hz. NINR struktura tak dle výsledků významně zvyšuje schopnost elektrodynamického aktuátoru tlumit vibrace a díky nižší rezistanci je zvýšena jak říditelnost přenosu vibrací, tak i koeficient tlumení.

Tým prof. Mokrého, který se věnuje problematice semi-aktivního tlumení zvuku a vibrací na Technické univerzitě v Liberci, popisuje ve [22] dosavadní výsledky v tlumení metodou EMSD v rámci Laboratoře inteligentních materiálů a struktur. Je zde prezentován systém pro absorpci zvuku na konci akustické trubice realizovaný jako EMSD zařízení s elektrodynamickým reproduktorem a tlumicím obvodem se zápornou impedancí. Na základě teoretického modelu jsou zvoleny parametry obvodu pro experimentální zařízení. Z prezentovaných výsledků vyplývá, že zvolený systém je schopen výrazně snížit koeficient akustického odrazu pro úzké frekvenční pásmo. Dále byly zkonstruovány a srovnány dva typy konvertorů negativní impedance založené na lineárním a spínaném zesilovači. Dle výsledků je možné použít spínaného zdroje s obdobnými vlastnostmi a nižšími energetickými nároky ve srovnání s lineárním zesilovačem třídy AB.

Elliot a kol. v příspěvku [23] analyzuje faktor elektromechanické vazby (electromechanical coupling factor) elektromagnetického měniče pro aplikace EMSD a získávání energie (energy harvesting). Dle Elliota závisí účinnost měniče na faktoru elektromechanické vazby, který stoupá s velikostí (a tedy i váhou) měniče. Doporučuje tedy použití větších měničů o váze mnoha kilogramů, které dosahují vyšší účinnosti provozu.

Principy **PSD** metody jsou detailně popsány ve [13, 15, 16]. Vlastní metoda, jak již bylo napsáno, historicky předchází EMSD. Výzkumu vlastních piezoelektrických materiálů se

věnuje řada autorů po dosti dlouhou dobu. Například Fukada se ve [24] z roku 1971 věnuje výrobě a vlastnostem tenkých piezoelektrických fólií. Ohigashi posléze v roce 1976 ve [25] studovat změnu faktoru elektromechanického spřažení piezoelektrických fólií za různých rezonančních frekvencí a teplot. Velké množství prací se věnuje aplikací piezoelektrických materiálů ke snímání či generování signálu, energy harvestnigu, piezo transformátorům, zesilovačům a dalším aplikacím. Extenzivní přehled těchto technologií je v knize [26].

Efektivní využití piezoelektrických aktuátorů na poli aktivního tlumení hluku a vibrací umožnil rychlý nárůst výkonu procesorů a DSP kolem přelomu tisíciletí. Strassberger ve [27] popisuje aplikaci piezo aktuátorů pro tlumení strukturálních vibrací s využitím indukčních snímačů kmitání struktury a DSP se stavovým modelem systému v podobě zpětnovazební úlohy spojitého řízení. Trindade et al. ve [28] popisuje aktivní řízení vibrací vetknutého nosníku pomocí piezo aktuátoru a piezo snímače ve zpětné vazbě řídicího systému. Problematice tlumení jako důsledku piezoelektrického energy harvestingu se věnuje Lesieutrea ve [29], kde teoretické i experimentální výsledky tlumeného vetknutého nosníku uvádějí útlum základní harmonické více než 2% jako vedlejší důsledek generování a ukládání elektrické energie. Tento přístup je principiálně blízký Dateho semi-aktivnímu tlumení piezoelektrického aktuátoru metodou AEC [15]. Není zde tedy přítomen aktivní řídicí zpětnovazební systém reagující na vstup senzorické části, ale pouze pasivní či aktivní tlumicí bočník, který upravuje elastické vlastnosti povrchu aktuátoru. Jakýsi hybridní systém navrhuje Tsai ve [30], který sestavil aktivně-pasivní hybridní síť piezoelektrických aktuátorů, vzhledem k použitému kontroléru jeho přístup spadá spíše do kategorie aktivního tlumení.

Dateho semi-aktivní přístup dále rozvíjí Fukada et al. ve [30] kde je jako tlumicí bočník připojen obvod s konvertorem záporné impedance (NIC) k tenké piezoelektrické polymerové (PVDF) membráně. Aplikaci PSD s čistě pasivním sériovým RL obvodem zkoumal v akustickém tunelu Kim ve [32]. Vhodně zvolenými parametry RL bočníku dosáhl pozitivních výsledků v tlumení základní rezonanční frekvence vzorku.

Adaptivnímu systému PSD pro tlumení vibrací za proměnlivých vnějších podmínek se věnuje Mokřý et al. ve [33]. Zde je použit DSP k řízení a online optimalizaci parametrů připojeného bočníku záporné impedance. Přístup bočníku záporné impedance přesně laditelného v širokém spektru frekvencí popisuje Kodejška et al. ve [34]. Teoretické analýze

piezoelektrického MFC aktuátoru s připojeným NIC a jeho aplikaci snižující průchod zvuku skleněnou deskou se věnuje Mokřý, Nováková et al. v publikacích [35] a [36].

Praktickému využití PSD v dopravním prostředku se věnoval Yamamoto ve [37]. Zde byly zkonstruovány panely s dvourozměrnou sítí aktuátorů. Připojený analogový obvod operačního zesilovače náboj generovaný přímým piezoelektrickým jevem zesílil a v opačné fázi vrátil na elektrody aktuátoru. Takto inverzní piezoelektrický jev působící proti přichozí akustické vlně zvýší akustickou tuhost materiálu. Tento přístup má výhodu v relativní jednoduchosti, ale s ohledem na stabilitu systému značné limitace v míře útlumu. Dle publikace byly tyto zařízení prakticky testovány ve stropních panelech vlaku Shinkansen.

Nejenom pro oblast dopravy a osobních dopravních prostředků je zajímavý již zmíněný energy harvesting, který lze do určité míry kombinovat s přístupem semi-aktivního tlumení. Mimo jiné díky vývoji na poli elektromobility a semi/plně autonomních vozidel se otázka využití mechanické energie disipované v tlumičích ve formě tepla dostává do popředí zájmu (RMS hodnota disipovaného výkonu jednoho tlumiče se může pohybovat i ve stovkách W). Výkonu a efektivitě vlákněných a polymerových/keramických piezoelektrických struktur se věnuje Nunes-Pereira ve [38]. Porovnání elektromagnetických a piezoelektrických systému v úloze energy harvesting se věnuje Harne ve [39], podle kterého má elektromagnetický harvestující systém lepší výsledky tlumení s nižší přidanou hmotností a jednodušším elektronickým obvodem, zatímco piezoelektrický systém je z principu schopen výrazně změnit rezonanční frekvenci systému, vyžaduje složitější harvestující elektronický obvod a je zřejmě schopen snazší laditelnosti parametrů.

Vlastnímu **měření** akustických vlastností materiálů je věnována norma ISO 10534-1:1996 a její ČSN verze z roku 1999 s názvem *Akustika - Určování činitele zvukové pohltivosti a akustické impedance v impedančních trubiciích - Část 1: Metoda poměru stojaté vlny*. Tato norma byla v roce 1998 (ČSN 2000) doplněna o druhou část ČSN ISO 10534-2 *Část 2: Metoda přenosové funkce*. Tato druhá část normy (ČSN) ISO 10534 zahrnuje použití impedanční trubice, dvou míst mikrofónů a digitálního systému kmitočtové analýzy k určení činitele zvukové pohltivosti akustických obkladů při kolmém dopadu zvuku. Lze ji také použít k určení akustické povrchové impedance nebo admittance materiálů pohlcujících zvuk. [40]

Přímo pro měření akustické transmisivity materiálu neexistuje v současné době (2017) mezinárodně standardizovaná metoda. Bolton et al. ve [41] a [42] popisuje vývoj a použití čtyřmikrofonové metody, vycházející z ISO 10534-2, která umožňuje zjišťování koeficientu odrazu i průchodu zvuku vzorkem materiálu v akustické trubici. V průběhu řešení této práce byly postupně použity metody založené na dvoumikrofonovém způsobu měření dle ISO 10534-2 i na čtyřmikrofonové metodě představené Boltonem. Tyto metody a způsob jejich implementace je popsán dále v odpovídajících kapitolách.

3.2 Zhodnocení současného stavu

Z předložené rešerše je evidentní, že obor zabývající se semi-aktivním tlumením zvuku pomocí elektromagnetických (EMSD) a piezoelektrických (PSD) aktuátorů existuje přibližně dvě desetiletí. Schopnost tlumení zvuku je zde závislá na vlastnostech připojeného tlumicího obvodu, který v závislosti na typu a elektrických parametrech mění elastické vlastnosti povrchu aktuátoru a v krajních nastaveních a v omezeném frekvenčním pásmu může aktuátor proměnit v bezodraznou nebo pohltivou plochu. V naprosté většině aplikací je hlavním problémem jak EMSD tak PSD omezená šířka pásma, ve kterém k vysokému útlumu dochází. V této souvislosti byly v nedávné době představeny nové topologie tlumicího obvodu, které v určitých aplikacích rozšířily užitečné frekvenční pásmo. Dalším trendem je spolu s využitím obvodů záporní impedance také optimalizace jejich parametrů v reálném čase využívající DSP.

V souvislosti s PSD i EMSD se také hovoří o využití tzv. syntézy impedance, tedy programovatelného číslicového obvodu využívajícího aktivních prvků k vytvoření průběhu výstupní impedance dle zadaných parametrů.

Problematika přesného měření akustických veličin je do určité míry také ve vývoji – dvoumikrofonová metoda zaměřená na odraz zvuku je standardizována mezinárodní normou. Rozšiřující čtyřmikrofonovou metodu, navrženou Boltonem et. al, využívá ve svých profesionálních měřicích systémech Brüel & Kjær, cena takového systému je však velmi vysoká.

4 Cíle disertační práce

Disertační práce je rozdělena do dvou hlavních nosných témat, a to zkoumání metody EMSD s využitím dvoumikrofonové měřicí metody a metody PSD s využitím čtyřmikrofonové měřicí metody. Obě tato témata obsahují různé výzvy a úkoly. Cílem této práce je překonat některé z těchto výzev a rozšířit míru poznání těchto metod v rámci výzkumného týmu TUL. Základní cíle jsou níže představeny v bodovém výčtu:

1. EMSD:

- Ověřit funkci EMSD s využitím dvoumikrofonové metody dle normy ISO 10534-2
- Určit teoretický průběh ideální impedance EMSD bočníku
- Experimentálně ověřit simulační výsledky pro průběh optimální impedance EMSD bočníku dvoumikrofonovým měřením v akustické impedanční trubici

2. PSD

- Vytvořit čtyřmikrofonový měřicí systém na základě dostupných komponent a ověřit jeho funkci (systém pro měření akustické transmisibility)
- Navrhnout opakovatelnou metodu měření využívající dostupný HW vč. kalibrace
- S pomocí této metody detailně proměřit vlastnosti a chování navrženého kompozitního vzorku s MFC a polykarbonátem
- Ověřit výsledky v kontrolovaných podmínkách bezodrazné komory

5 Prostředky řešení

V následujících podkapitolách budou představeny fyzikální a technologické prostředky a postupy, využívané pro řešení předkládaného tématu. Kapitola 5.1 obsahuje popis vlastností zvuku a vibrací a s tím souvisejících fyzikálních vztahů. V kapitole 5.2 je popsán způsob kvantifikace zvuku včetně souvisejících norem a vztahů mezi objektivním fyzikálním měřením a subjektivním vnímáním zvuku lidským sluchovým aparátem.

Následující část se věnuje elektroakustickým měničům obecně (kap. 5.3) i konkrétně měničům elektrodynamickým (tedy reproduktorům, kap. 5.4) a měničům piezoelektrickým (kap. 5.5).

Tato práce využívá principů aktivního řízení pružnosti (AEC) popsaných v kap. 5.6. Tato metoda je implementována mj. s elektrodynamickým reproduktorem v kapitole 0. S tím úzce souvisí použitý matematický model reproduktoru - náhradní obvod elektrodynamického reproduktoru pro výpočet akustické impedance je podrobně uveden v kapitole 5.7. Tato metoda využívá různé druhy připojených pasivních či aktivních bočniců – tlumicích elektrických obvodů, které modulují akustické vlastnosti zkoumané membrány. Možnosti impedančních bočniců a zejména konvertoru záporné impedance je jsou uvedeny v kapitolách 5.8 a 5.9.

Pozornost je věnována také piezoelektrickým měničům obecně, s konkrétním důrazem na použité vícevrstvé aktuátory typu MFC a srovnání jejich parametrů s dalšími běžnými piezoelektrickými materiály. Tyto informace spolu s teoretickým popisem fyzikálních vztahů souvisejících s piezoelektrickými aktuátory jsou uvedeny v kapitole 5.5.

5.1 Fyzikální vlastnosti zvuku a vibrací

Zvuk je mechanické kmitání částic, které se šíří v plynech, kapalinách a v pevných látkách. Pokud je frekvence tohoto kmitání schopna vybudit lidský sluchový orgán a následně prostřednictvím centrální nervové soustavy a mozku vyvolat sluchový vjem, hovoříme o slyšitelném frekvenčním pásmu člověka. Dle platných norem ISO se udává slyšitelné kmitočtové pásmo mezi 20 Hz až 20 kHz [47].

Jako kmitání (oscilace) označujeme takový pohyb hmotného bodu nebo soustavy hmotných bodů v pružných látkách, při kterém se hmotný bod střídavě pohybuje kolem své klidové, rovnovážné polohy. Jako kmitání označujeme nejen pohyb hmotných bodů, ale také veškeré fyzikální děje, při nichž se střídavě mění velikost některé jejich charakteristické veličiny v závislosti na čase [47]. Zvuk je možné na základě jeho kvalitativních vlastností klasifikovat jako harmonický (někdy označováno také jako periodický zvuk, tón apod.) nebo neharmonický (užívá se označení hluk, šum, ruch a další). V souvislosti s tematickým zaměřením prezentované práce jsou relevantní především zvuky harmonické, popsatelné rovnicemi harmonického pohybu.

Harmonický pohyb popisujeme rovnicí:

$$y(t) = A \cdot \sin(\omega t + \varphi_0), \quad (5.1.1)$$

kde okamžitá výchylka kmitajícího bodu či tělesa $y(t)$ v čase závisí na velikosti amplitudy kmitání A , kruhové frekvence ω a počáteční fázi φ_0 . Není-li dané těleso excitováno vnějším zdrojem, dochází v reálném prostředí vlivem tření k přeměně pohybové energie na teplo a dochází tak k postupnému útlumu kmitání. Tlumené kmitání lze popsat vztahem:

$$y(t) = e^{-\delta t} A \cdot \sin(\omega t + \varphi_0), \quad (5.1.2)$$

kde koeficient útlumu δ odpovídá podílu modulu objemové pružnosti B a hmotnosti soustavy m .

Zvuk šířící se například z ilustračního bodového zdroje zvuku se pohybuje pružným prostředím, obvykle vzduchem nebo kapalinou, ve formě postupného podélného vlnění. Předpokladem takového prostředí jsou pružné vazebné síly mezi částicemi v prostředí. Dojde-li k rozkmitání jedné částice v prostoru, pružné síly mezi částicemi způsobí, že se pohyb začne šířit okolím. V pevných látkách se může zvuk šířit nejen vlněním postupným podélným, ale také postupným příčným.

Při postupném příčném vlnění se rozruch šíří nejprve bodovou řadou ve směru šíření vlnění. Vlivem pohybu v základní bodové řadě dojde k rozkmitání částic ve směru kolmém, respektive příčném na původní bodovou řadu. Pokud všechny body prostoru kmitají ve směru šíření vlnění, hovoříme o postupném vlnění podélném. V bodových řadách se pak výchylky každého bodu vlnění neprojevují jako maxima (vrchy) a minima (doly), jako je

tomu u vlnění příčné, ale jako zhuštění a zředění (místa, kde jsou body blíže či dále od sebe).

Charakteristickou veličinou vlnění je vlnová délka λ udávaná v metrech odpovídající vzdálenosti, kterou rovinná vlna urazí za dobu jedné periody. Pro vlnovou délku platí vztah (5.1.3), kde T je doba periody a c konstantní rychlost rovinné vlny závislá na vlastnostech prostředí:

$$\lambda = c T. \quad (5.1.3)$$

Postupné šíření rovinné vlny lze popsat rovnicí (5.1.4). Zde okamžitá výchylka y netlumeného vlnění závisí nejenom na frekvenci a amplitudě kmitání, ale také na rychlosti šíření prostorem a vzdálenosti od zdroje, resp. době t , kterou vlna urazila prostředím od počátku svého vzniku. V případě šíření tlumeného vlnění je rovnice (5.1.4) rozšířena o koeficient útlumu viz (5.1.5).

$$y(t, x) = A \cdot \sin(\omega(t - \frac{x}{c}) + \varphi_0), \quad (5.1.4)$$

$$y(t, x) = e^{-\delta t} A \cdot \sin(\omega(t - \frac{x}{c}) + \varphi_0). \quad (5.1.5)$$

Mezi další relevantní fyzikální veličiny používané k popisu akustických jevů patří rychlost šíření zvuku ve vzduch c_0 či vlnová délka λ_0 (viz [56]).

Šíření zvukového vlnění homogenní kapalinou či plynem je doprovázeno změnami tlaku – částice prostředí je vlivem vnější síly vychýlena ze své rovnovážné polohy a rozkmitá se, přičemž porucha polohy je přenášena na další okolní částice rychlostí zvuku c_0 . Pohyb částic lze charakterizovat jejich akustickou výchylkou a rychlostí. Vektor akustické výchylky ξ je dán jako změna polohového vektoru částice, zatímco akustická rychlost \mathbf{v} (v jiných zdrojích označována také jako rychlost objemová) je pochopitelně rychlostí této změny, resp. její časovou derivací:

$$\xi(t, \mathbf{r}_0) = \mathbf{r}(t) - \mathbf{r}_0 \quad (\text{m}) \quad (5.1.6)$$

$$\mathbf{v}(t, \mathbf{r}_0) = \frac{\partial \xi}{\partial t} \quad (\text{m/s}). \quad (5.1.7)$$

Velikost akustické rychlosti je obecně odlišná od rychlosti šíření zvukového vlnění v daném prostředí.

Pro akustická měření se nejčastěji využívá akustického tlaku, resp. snímání změny celkového tlaku (např. pomocí mikrofónu). Akustický tlak představuje v daném místě časově proměnnou složku celkového tlaku, která obvykle osciluje okolo ustálené hodnoty barometrického tlaku. Zde je třeba prohlásit, že případná změna barometrického tlaku je ve vztahu k akustickému tlaku natolik pomalá, že tuto veličinu považujeme ze strany akustického měření za prakticky zcela statickou.

Šíří-li se tedy zvuk kapalinou nebo plynem jako vlnění podélné, dochází působením proměnné tlakové složky, kterou nazýváme akustický tlak p_A [Pa], ke zhušťování a zředování daného prostředí a tím ke krátkodobé změně jeho statického tlaku, pro kterou platí:

$$p_A(t, \mathbf{r}_0) = p(t, \mathbf{r}_0) - p_0(\mathbf{r}_0) \quad (\text{Pa}). \quad (5.1.8)$$

Jsou-li u rovinné vlny akustický tlak a akustická rychlost ve fázi, lze potom vyjádřit poměr mezi nimi jako funkci hustoty prostředí (vzduchu) rychlosti šíření zvuku:

$$\frac{p}{v} = \rho \cdot c_0. \quad (5.1.9)$$

Poměr p/v označuje česká literatura jako akustický vlnový odpor prostředí [57], zatímco zahraniční pracuje s výrazem charakteristická impedance prostředí $\rho \cdot c_0$ (*characteristic impedance of material*) [42].

5.2 Kvantifikace zvuku

Ke kvantifikaci zvuku lze použít veličiny zvukové intenzity I a zvukového výkonu W , které jsou dle norem ISO 3744 a ISO 9614 definovány jako:

$$I = \frac{p_{rms}^2}{\rho c}, \quad (5.2.1)$$

kde p_{rms} je efektivní hodnota akustického tlaku, ρ je hustota prostředí (obvykle vzduchu) a c je rychlost šíření zvuku v daném prostředí [48]. Jednotkou zvukové intenzity je watt na metr čtvereční (W/m^2). Zvuková energie vyzářená zdrojem zvuku za jednotku čase je definována jako zvukový (akustický) výkon P [W], který lze definovat jako plošný integrál akustické intenzity:

$$P = \int_S \mathbf{I} \cdot \mathbf{n} dS, \quad (5.2.2)$$

kde \mathbf{n} je normálový vektor plochy integrálu. V případě šíření zvukové vlny prostorem v tzv. kulových vlnoplochách dostaneme rovnici ve tvaru:

$$P = 4\pi r^2 I, \quad (5.2.3)$$

kde velikost akustické intenzity byla měřena ve vzdálenosti r od zdroje zvuku za předpokladu, že zvuk se šíří uniformě ve všech směrech okolo zdroje.

Dynamický rozsah rozlišitelný lidským uchem je v absolutních hodnotách doslova ohromný. Minimální hladina akustického tlaku rozlišitelná mladým zdravým člověkem je uváděna přibližně 20 mikropascal (20×10^{-6} Pa), což je zhruba 2×10^{-10} atmosfér. Tento práh slyšení je závislý na frekvenci, neboť lidské ucho je nejcitlivější na frekvence v pásmu zhruba 1 kHz – 5kHz v závislosti na věku, zdravotním a fyziologickém stavu. Opačně nejvyšší hladina akustického tlaku, označovaná obvykle jako práh bolesti, leží v oblasti přibližně 60 Pa, tedy 6×10^{-4} atmosfér. Nad touto hladinou dochází obvykle k nevratnému poškození sluchového ústrojí. [2, 48]

V lineárním měřítku se tedy jedná o obrovský dynamický rozsah, který však lidské sluchové ústrojí nevnímá lineárně. Nejvhodnějším nalezeným měřítkem k vyjádření subjektivního vnímání skutečného dynamického rozsahu zvuku je logaritmická škála, proto byl jako jednotka úrovně akustického tlaku (Sound Pressure Level, SPL) definován jeden Bel jako logaritmus poměru naměřené a referenční hodnoty tlaku. Vzhledem k potřebě jemnějšího kroku základní stupně je použit desetinásobný faktor a jednotkou je decibel:

$$L_p = 10 \log_{10} \frac{p_{rms}^2}{p_{ref}^2} = 20 \log_{10} \frac{p_{rms}}{p_{ref}} = 20 \log_{10} p_{rms} - 20 \log_{10} p_{ref}. \quad (5.2.4)$$

Za účelem určení absolutní hodnoty zvukové hladiny byl zvolen referenční tlak $p_{ref} = 20 \mu Pa$, tedy uvažovaná nejnižší rozlišitelná hladina akustického tlaku. Dosazením této konstanty lze vztah (5.2.4) zjednodušit do formy:

$$L_p = 20 \log_{10} p_{rms} + 94 \quad [dB] \quad (5.2.5)$$

5.3 Elektroakustické měniče

Elektroakustický měnič je zařízení, které mění energii elektrického signálu na mechanickou energii zvukového vlnění. Těchto zařízení je mnoho různých druhů, využívajících různé fyzikální principy. Takovýto měnič (transduktor) běžně označujeme jako reproduktor. Tyto zařízení zajišťují konverzi elektrického napětí a proudu na akustický tlak a objemovou rychlost, nebo opačně. Elektroakustické měniče lze na základě využívaného fyzikálního jevu rozdělit do dvou základních skupin – měniče s magnetickým polem (elektrodynamické, elektromagnetické, magnetrostrikční) a s elektrickým polem (elektrostatické a piezoelektrické). Oba tyto principy jsou vzhledem k jejich reciprocitě (mohou pracovat „obousměrně“) široce využívány k výrobě vysílačů (aktuátorů, reproduktorů) i přijímačů (senzorů, mikrofonů). [56]

Vedle zmíněných reciprokových měničů je vhodné pro úplnost uvést existující měniče pracující na jiných, nereciprokových principech. Mezi ně patří mj. princip termoakustický, optoakustický, piezorezistivní, plazmový. Například princip plazmové reprodukce je dobře znám a je využíván pro spektakulární audiovizuální show kdy výboje vysokého napětí generují se značnými omezeními zvuky a tóny, praktická použitelnost a rozšíření jako reproduktoru je však naprosto zanedbatelné.

Pro metodu semi-aktivního tlumení hluku, založené na principu aktivního řízení impedance měniče pomocí připojeného tlumicího bočníku, jsou z pochopitelných důvodů vhodné pouze reciprokové měniče, kterých je však naprostá většina.

Elektroakustický měnič obecně lze popsat jako dvojbran, čehož je využito v simulacích a výpočtech v kapitole 7. Základní prvek elektroakustického měniče představuje mechanicko-akustický převodník převádějící sílu a rychlost na tlak a objemovou (akustickou) rychlost. Tento převodník je nejčastěji realizován v podobě membrány reproduktoru, o které platí za předpokladu, že je dokonale tuhá a nehmotná:

$$F_m = pnS, \quad (5.3.1)$$

$$v_m = vnS. \quad (5.3.2)$$

Ve vzorcích (5.3.1) a (5.3.2) představují veličiny F_m a v_m mechanickou sílu a rychlost membrány, \mathbf{n} je vektor vnější normály plochy. Teoretický popis funkce elektroakustického měniče je s ohledem na použití v této práci detailně popsán v kapitole 5.7.

5.4 Elektrodynamické měniče – historie, vývoj a princip

U naprosté většiny běžně dostupných reproduktorů hovoříme o elektrodynamických, případně jen dynamických reproduktorech, což je dáno nejenom historickým vývojem, ale také možnostmi technologie a nákladností výroby různých druhů reproduktorů.

Historicky první elektroakustický měnič byl zkonstruován Ernst W. Siemensem v roce 1874 [43]. Jeho „magneto-elektrický apparatus“ byl patentován jako zařízení, které se vlivem proměnného elektrického signálu pohybuje v axiálním směru. Svě zařízení však Siemens nepoužil pro tvorbu či přenos zvuku. Tato myšlenka napadla až Alexandra G. Bella, který v roce 1876 patentoval telefon [44]. S podobnými zařízeními experimentovali i mnozí další vynálezci před ním, většinou spojení s pokusy o vynález telefonu, ovšem Bellův návrh je první prokazatelně funkční, zdokumentovaný a patentovaný.

Siemens na konci roku 1877 podal (a na začátku 1878 získal) patent na nemagnetickou papírovou ozvučnici ve tvaru exponenciálně se rozšiřujícího kužele. Tento zvukovod trumpetového tvaru byl později používán na většině fonografů akustické éry jako zesilovač přehrávaného zvuku pod názvem „loudspeaker horn“. Horna se tak stala první používanou reproduktorovou konstrukcí, a ačkoliv neobsahovala žádné elektrické prvky, dokázala často poskytnout překvapivě velkou úroveň zesílení (samotná vibrující membrána byla v těchto dobách většinou vyrobena z kovu, papírová membrána připevněná k cívce je poprvé popsána Johnem Strohem v roce 1901). [43, 44]

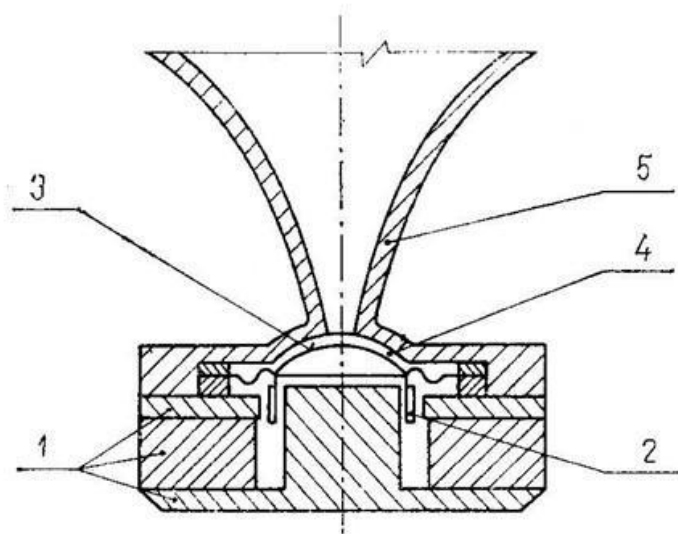
Skutečný rozvoj technologie reproduktoru přišel až okolo roku 1925, kdy Bellova laboratoř pro společnost Western Electric vyvinula první použitelný zvukový systém, sestávající z dynamického reproduktoru s pohyblivou cívkou Western Electric 555 W Speaker Driver a zesilovače 205 D o výkonu 10 watt. Alternativní technologie k elektrodynamickému reproduktoru byla sice vyvinuta již v roce 1929 v podobě Kellogova elektrostatického reproduktoru, sériově vyráběné podoby se však dočkala až v roce 1957 v modelu Quad ESL-57 [43, 46]. Mezi další rozšířené principy zvukové reprodukce patří piezoelektrické

reproduktory, hybridní reprosystémy či DML panely (Distributed Mode Loudspeaker) s rozprostřeným módem [43, 45, 46].

Běžný elektrodynamický měnič je obvykle složen z cívky uložené ve vzduchové mezeře permanentního magnetu (dnes používány obvykle silné neodymové magnety). Cívka je spojena s membránou, která kmitavý pohyb přenáší na molekuly vzduchu (případně opačně – kmity vzduchu jsou membránou přenášeno do cívky). Dynamické reproduktory lze rozlišit dle frekvenčního určení na:

- hlubokotónové (basové): cca 20 – 4000 Hz
- středotónové (středové): cca 100 – 6000 Hz
- vysokotónové (výškové): cca 2 – 20 kHz (případně i více, u piezoelektrických výškových driverů běžně přes 50 kHz)
- univerzální (širokopásmové): cca 100 Hz – 10 kHz

Další způsob dělení rozlišuje reproduktory dle vnitřní konstrukce na přímo vyzařující a nepřímou vyzařující (tlakové). Základní princip funkce těchto reproduktorů je samozřejmě shodná, pouze v případě tlakového typu je membrána uzavřena v tlakové komůrce, která tlumí pohyb membrány a do prostoru vyzařuje zvuk připojeným exponenciálním zvukovodem (horna). Tyto reproduktory dosahují obecně větší efektivity, vyšších výkonů a horších zvukových kvalit vlivem silně nelineární frekvenční charakteristiky (typické použití je např. v obecním rozhlase či v kombinaci přímo vyzařujícími reproduktory ve vícepásmových systémech).

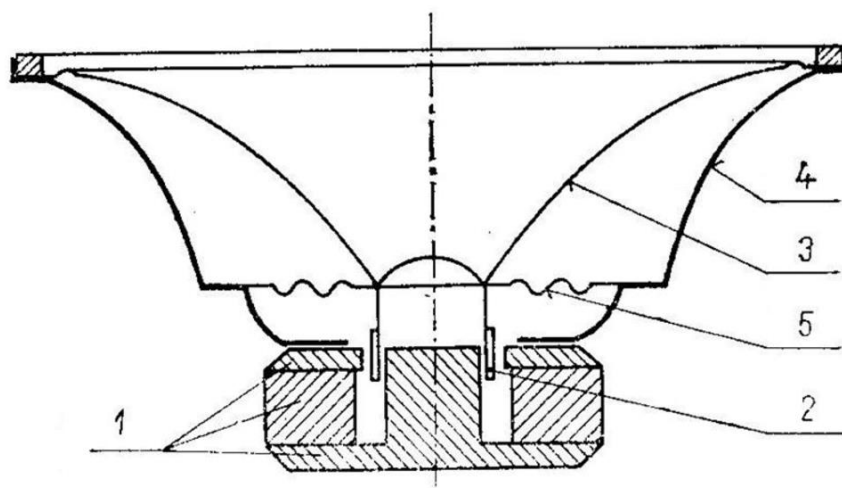


Obr. 2 – Schematické znázornění nepřímo vyzařujícího tlakového elektrodynamického reproduktoru (Reprodukováno z [40])

Schéma tlakového reproduktoru je zobrazeno na obr. 2, kde mezi hlavní části jeho konstrukce patří 1 – magnetický obvod / permanentní magnet, 2 – kmitající cívka, 3 – membrána ve tvaru kulového vrchlíku, 4 – tlaková komůrka, 5 – zvukovod.

Přímo vyzařující elektrodynamický reproduktor obsahuje typicky membránu z papíru, kevlaru či podobného materiálu, která přenáší kmitání cívky přímo do okolního prostoru. Membrána by správně měla být přesně vystředěna a na okrajích pružně uchycena k nosnému koši.

Pro zachování co nejlepšího přednesu v daném frekvenčním pásmu, tedy co nejmenšího zkreslení, je třeba, aby se membrána nedeformovala, ale kmitala jako jeden celek. Musí mít tedy při co nejmenší hmotnosti co největší tuhost. Směrem k okrajům se membrána obvykle ztenčuje (úběr materiálu a tedy i váhy zlepšuje dynamické vlastnosti a tím i frekvenční rozsah reproduktoru). Tvar, velikost, hmotnost i tuhost membrány mají vliv na frekvenční vlastnosti měniče. Typická účinnost těchto reproduktorů je malá, v jednotkách procent.



Obr. 3 – Schematické znázornění přímo vyzařujícího elektrodynamického reproduktoru
(Reprodukováno z [56])

Schéma přímo vyzařujícího dynamického reproduktoru z obr. 3 obsahuje tyto hlavní konstrukční části reproduktoru: 1 – pevný magnetický obvod (permanentní, dnes typicky neodymový, magnet), 2 – kmitající cívka, 3 – membrána (papír, kevlar, polypropylen případně kompozit), 4 – nosný koš reproduktoru, 5 – konstrukce středící membrány.

5.4.1 Princip funkce elektrodynamického měniče

Základní princip elektrodynamického měniče spočívá ve vzájemném působení statického magnetického pole permanentního magnetu a magnetického pole cívky. Cívka je pevně spojena s membránou a směr a rychlost jejich pohybu lze považovat za totožný.

Pracuje-li měnič jako vysílač (reproduktor), působí na vodič cívky procházené proudem síla F dle vztahu

$$d\mathbf{F} = i \cdot d\mathbf{l} \times \mathbf{B} \quad (5.4.1)$$

kde \mathbf{F} je vektor síly působící na cívku (a tedy i na membránu), i je velikost procházejícího proudu, $d\mathbf{l}$ je orientovaný element délky vodiče cívky a \mathbf{B} je vektor magnetické indukce. Předpokládáme, že magnetické pole je ve všech případech homogenní. Celkovou velikost působící síly F lze poté vypočítat jako integrál rovnice (5.4.1):

$$\mathbf{F} = i \cdot \int_k d\mathbf{l} \times \mathbf{B} \quad (5.4.2)$$

kde k představuje parametrickou křivku odpovídající tvaru a délce vodiče zanedbatelného průřezu. Lze předpokládat zjednodušenou situaci kdy vektor magnetického pole je kolmý na vektor $d\mathbf{l}$ a tedy úsek vodiče je přímý, potom je velikost působící síly rovna

$$\mathbf{F} = iBl. \quad (5.4.3)$$

Je-li měnič v roli přijímače (mikrofonu), pohybuje se cívka za působení vnějšího akustického tlaku v magnetickém poli rychlostí \mathbf{v} . Intenzita elektrického \mathbf{E} ve vodiči vyvolaná pohybem v magnetickém poli permanentního magnetu je v rovnováze s intenzitou pole vyvolaného nahromaděním náboje na koncích vodiče. Vyvolané elektromotorické napětí mezi konci vodiče lze vyjádřit jako

$$u = \int_k (\mathbf{v} \times \mathbf{B}) \cdot d\mathbf{l} = vBl. \quad (5.4.4)$$

Konstanta Bl je nazývána jako činitel měniče ($k_a = Bl$) s jednotkou tesla krát metr ($T \cdot m$). Reciproční konverzi elektrické a mechanické energie uvnitř měniče lze dle [40] popsat rovnicí dvoubranu:

$$\begin{bmatrix} F \\ u \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Bl & 0 \\ 0 & Bl \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix}. \quad (5.4.5)$$

5.5 Piezoelektrické měniče

Piezoelektrické látky se mohou vyskytovat ve formě krystalické, polokrystalické nebo jako piezoelektrické polymery [56]. Za objevitele piezoelektrického jevu jsou považováni bratři Pierre a Jacques Curieovi, kteří v roce 1880 poprvé pozorovali výskyt povrchového elektrického náboje při mechanickém stlačení krystalu turmalínu. Tento jev dnes označujeme jako přímý piezoelektrický jev. V následujících letech objevili a popsali nepřímý piezoelektrický jev, kdy vnější elektrické pole vyvolává deformaci krystalu. Název piezoelektrického jevu vznikl kombinací řeckých slov *piezo* = stlačuji a *elektrina* (odvozená od slova *jantar*, který po předchozím lehkém tření přitahoval elektrostatickou silou lehké předměty). [43, 44, 46]

Tradiční použití piezoelektrických látek spočívá v akustice jako snímače i vysílače nejenom pro slyšitelná, ale i pro ultrazvuková pásma. Tyto tradiční piezoelektrické destičky či

tyčinky byly v posledních desetiletích doplněny o polymerické membrány a různé kompozitní struktury.

Významnou aplikační skupinou jsou piezoelektrické rezonátory, u nichž jsou využívány vlastní kmity s frekvencí závislou na tvaru a konstrukci aktuátoru. Zvláštní skupinou zde jsou piezoelektrické transformátory, využívající akustickou či mechanickou vazbu v rezonanci piezoelektrické tyčinky. Část konstrukce je buzena vnějším napětím (nepřímý piezoelektrický jev) a tato mechanicky stlačuje druhou část, která díky přímému jevu generuje vysoké výstupní napětí o stejné frekvenci. Tento transformátor typicky pracuje na frekvenci o stovkách kilohertz a je schopen poskytnout poměr vstupního a výstupního napětí i více než 1:1000.

Mezi nejvíce rozšířené materiály s piezoelektrickými vlastnostmi patří křemen (anglicky Quartz), který je z chemického hlediska oxidem křemičitým SiO_2 , olověná sůl titanátové kyseliny PbTiO_3 (*trioxid olovnato-titaničitý*), syntetické krystalické látky na bázi Lithia LiNbO_3 (*trioxid lithno-niobičný*) a LiTaO_3 (*trioxid lithno-tantaličný*), z polymerů pak PVDF (*Polyvinylidenfluorid*).

Látek, které mohou vykazovat piezoelektrické vlastnosti, existuje velké množství. Například kolagenové svazky v kostech vykazují piezoelektrické vlastnosti, čehož je zhruba od 80. let minulého století využíváno např. ke stimulaci růstu vhodně orientovaným elektrickým polem. Mezi přirozeně se vyskytující materiály s piezoelektrickými vlastnostmi lze dále zařadit hedvábí, zubní sklovina či DNA.

Syntetické piezomateriály můžeme rozdělit na krystalické (např. LiNbO_3 , LiTaO_3), keramické (BaTiO_3 , PZT a další), bezolovnaté (kvůli toxicitě složky olova) nebo polymerové (PVDF; piezoelektrické síly zde působí mezi makromolekulami polymeru, nikoliv mezi krystaly).

Pravděpodobně nejpoužívanější materiál pro výrobu snímačů a vysílačů je anorganická sloučenina s názvem PZT a chemickým vzorcem $\text{Pb}[\text{Zr}_x\text{Ti}_{1-x}]\text{O}_3$. Zkratka, resp. obchodní název piezoelektrické keramiky PZT je odvozen od tří hlavních chemických komponent – Pb, Zr, Ti. [56]

Pro popis piezoelektrických materiálů, resp. jejich makroskopického chování, lze využít elektrickou polarizaci P .

Pokud na jednotkový objem dielektrika látky působí orientované vnější elektrické pole a vnější síla, platí stavové rovnice:

$$\mathbf{D} = \varepsilon_0 \mathbf{E} + \mathbf{P} = \varepsilon_r \varepsilon_0 \mathbf{E} \quad (5.5.1)$$

$$\mathbf{P} = \varepsilon_0 \kappa \mathbf{E} \quad (5.5.2)$$

kde \mathbf{E} je intenzita elektrického pole, \mathbf{D} elektrická indukce, ε_r relativní permitivita, konstanta $\varepsilon_0 = 8,851 \text{ pF/m}$, a susceptibilita $\kappa = \varepsilon_r - 1$.

Polarizace je u piezoelektrické látky vyvolána působením elektrického pole i působením vnější síly. Zavedením piezoelektrického činitele d [C.N^{-1} , tedy Coulomb na Newton] a mechanického napětí T [Pa] definujeme polarizaci \mathbf{P} a deformaci S jako funkce vnější síly a elektrického pole. Vzniknou tak piezoelektrické stavové rovnice:

$$\mathbf{P} = \varepsilon_0 \kappa \mathbf{E} + dT \quad (5.5.3)$$

$$S = dE + sT \quad (5.5.4)$$

Zde s představuje elastický koeficient poddajnosti [Pa^{-1}].

Činitel elektromechanické vazby piezoelektrického aktuátoru k (*electromechanical coupling*) lze definovat jako poměr mezi „vloženou“ a konvertovanou „výstupní“ energií např. takto [59]:

$$k^2 = \frac{\text{výstupní mechanická energie}}{\text{vložená elektická energie}} \quad (5.5.5)$$

nebo

$$k = \sqrt{\frac{\text{výstupní elektická energie}}{\text{vložená mechanická energie}}} \quad (5.5.6)$$

Jako všechny pevné látky, tak i piezoelektrické aktuátory (obvykle keramické, na bázi PZT) mají vlastní mechanickou tuhost popsanou Youngovým modulem pružnosti. Vzhledem k faktu, že mechanický stimul aktuátoru způsobí opačně orientovanou elektrickou odezvu, je zřejmé že Youngův modul stejného aktuátoru bude jiný v případě otevřených (*open circuited*) a zkratovaných (*short circuited*) elektrod. Youngův modul bude také rozdílný ve směru působení piezoelektrického jevu od směrů opačných. V případě piezoelektrických aktuátorů je obvykle udáván youngův modul pro dvě různé orientace.

K identifikaci směru či orientace piezo elementu se používají 3 základní osy, značené 1, 2 a 3, které jsou analogické k X, Y a Z. Osa 3 je považována za paralelní osu s polarizací piezoelektrika, označuje se někdy jako osa polární (makroskopická polarizace piezoelektrika je zajištěna při výrobě aplikací vysokého stejnosměrného napětí při vysoké teplotě). Vlastnosti materiálu jsou poté značeny pomocí dvou číslic v dolním indexu, kdy první číslice značí směr či orientaci elektrického pole a druhá číslice orientace mechanické síly či zátěže.

Pokud definujeme Youngův modul pružnosti E [Pa] jako poměr mezi mechanickým napětím a poměrnou deformací:

$$E = \frac{\sigma}{\varepsilon} \quad (5.5.7)$$

Potom jsou pro piezoelektrické materiály běžně uváděné hodnoty ve směru orientace elektrického pole i mechanické síly jako E_{33} . Další parametr v podobě horního indexu uvádí mechanické či elektrické okrajové podmínky, konkrétně E = zkratované elektrody (uzavřený obvod), D = rozpojené elektrody (otevřený obvod), T = mechanicky volné (bez vnější síly), S = mechanicky sevřeno. E_{33}^D tedy uvádí Youngův modul pružnosti v polárním směru s otevřeným obvodem (typicky uváděný v GPa).

Obdobná situace nastává i pro koeficient elektromechanické vazby, kdy k_{33} udává vztah pro pohyb/prodloužení v polárním směru a je tedy podstatný pro podlouhlé aktuátory, polarizované v delším směru a vibrující ve smyslu délkové expanze a kontrakce. Analogicky k tomu k_{31} by se vztahovala na stejný pohyb podlouhlého aktuátoru, kdyby byl polarizován ve směru užšího rozměru s elektrodami na delších stranách.

Obdobně je též definovaná v úvodu kapitoly zmíněná konstanta d (viz vzorec 5.5.4), představující zátěžový, případně nábojový koeficient (*Piezoelectric strain constant*, *Piezoelectric Charge Coefficient*) definovaný jako poměr aktuátorem vyvinuté síly ku intenzitě působícího elektrického pole [m/V]. Obvyklejší je vyjádření koeficientu v jednotkách (piko)Coulomb na Newton [pC/N]:

$$d = \frac{\text{hustota náboje při zkratovaných elektrodách}}{\text{působící mechanické napětí}} \quad (5.5.8)$$

I v tomto případě je zcela zásadní vzájemná orientace síly a elektrického pole, tedy i koeficient d je specifikován dvěma dolními indexy, typicky d_{33}, d_{31} . Nejenom pro MFC obvykle platí, že $d_{33} \geq d_{31}$ [60, 61].

Tabulka 1 – Příklad parametrů vybraných piezoelektrických materiálů [60, 62, 63]

Typ aktuátoru	Youngův modul		Činitel vazby		Nábojový koef.	
	E_{11}^D [GPa]	E_{33}^D [GPa]	k_{33}	k_{31}	d_{33} [pC/N]	d_{31} [pC/N]
SINOCERA [®] PZT-4D	75	62	0,71	0,33	360	-145
SINOCERA [®] PZT-5A1	74	50	0,71	0,34	450	-175
Smart Material Corp. PZT Fibers 5H2 Sonox P53	61	152	0,74	0,38	680	-275
Smart Material Corp. MFC(PZT5A1)	30,336	15,857	NA	NA	400	-170

V této práci jsou použity tzv. MFC (*Macro Fiber Composite*) kompozity založené na piezoelektrickém materiálu PZT 5A1. Konkrétně se jedná o ohebné kompozitní membrány typu MFC-P2, označované jako *Contractor*, tedy smršťovač. Tyto aktuátory využívají efektu d_{31} , pracují v rozsahu napětí -60V až +360V a jsou schopné vyvinout maximální sílu řádově ve stovkách Newtonů s mírou smrštění až 750ppm (tj. délkový ekvivalent 0,075% z rozměru). Maximální operační frekvence aktuátoru je přibližně 10 kHz, ovšem při použití jako senzoru se zvyšuje až o dva řády.

5.6 Active Elasticity Control

Metody PSD (Piezoelectric Shunt Damping, tedy tlumení s využitím piezoelektrického aktuátoru) a EMSD (Electromagnetic Shunt Damping, tlumení electromagnetickým měničem) vychází z aktivního řízení pružnosti - Active Elasticity Control (AEC). Jedním z cílů v této práci je dokonale pohltit příchozí zvukovou vlnu o libovolné úhlové frekvenci ω a vytvořit tak z dynamického reproduktoru akusticky bezodraznou plochu. Pro řešení otázky tlumení zvuku jsou nezbytně nutné prostředky pro popis šíření akustické energie v prostoru a odrazu zvukových vln na rozhraní různých materiálů.

Pro potřeby popisu těchto jevů byla definována tzv. akustická impedance Z , tedy frekvenčně závislý parametr popisující akustické vlastnosti materiálu či prostředí, jak bylo detailně popsáno v [70]. Akustická impedance je definovaná jako poměr akustického tlaku p ku součinu akustické rychlosti v (v angličtině *particle velocity*, okamžitá rychlost kmitání částic v prostředí okolo své rovnovážné polohy, obecně odlišná od rychlosti zvuku) a plochy S , přes kterou se vlna šíří:

$$Z = \frac{p}{vS}. \quad (5.6.1)$$

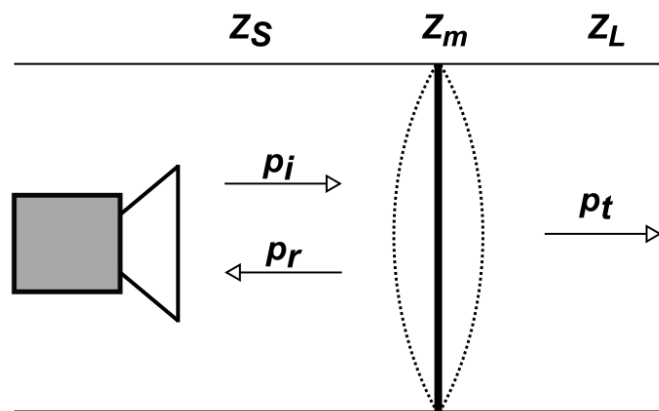
Alternativně lze akustickou impedanci definovat jako vlastnost materiálu, kterým se vlnění šíří, závislou na objemové hustotě ρ a objemovém modulu pružnosti B dle vztahu:

$$Z = \sqrt{\rho B}. \quad (5.6.2)$$

V případě problematiky tlumení hluku uvažujeme dvě prostředí oddělené membránou, tvořenou aktivním metamateriálem. Definujeme-li akustické impedance membrány Z_m , prostředí se zdrojem zvuku Z_S a prostředí izolovaného membránou Z_L viz Obr. 4, potom se zvuková vlna o akustickém tlaku p při dopadu na rozhraní částečně odrazí a částečně přenesení skrze rozhraní. Součinitele odrazu C_r (reflection coefficient) a přenosu C_t (transmission coefficient) lze poté vyjádřit za pomoci akustických impedancí jako:

$$C_r = \frac{Z_L - Z_m - Z_S}{Z_L - Z_m + Z_S} \quad \text{a} \quad C_t = \frac{2Z_L}{Z_L - Z_m + Z_S}. \quad (5.6.3)$$

Hodnoty $|C_r|^2$ a $|C_t|^2$ poté vyjadřují odraženou část akustické energie a část přenesenou.



Obr. 4 - Ilustrační schéma dvou prostředí s akustickými impedancemi Z_S a Z_L , oddělených membránou o impedanci Z_m

Předpokládáme-li říditelnou a nastavitelnou hodnotu akustické impedance membrány Z_m , potom lze v souladu se vztahy (5.6.3) najít dva extrémy, popisující ideální aplikace EAC [70]:

1. Pokud $Z_m = Z_L - Z_S$, potom hodnota čitatele výrazu pro výpočet součinitele odrazu nabude nulové hodnoty a membrána nebude odrážet žádný zvuk. Tento stav lze popsat jako *dokonale bezodraznou plochu*.
2. Pokud $Z_m \rightarrow \infty$, potom se hodnota součinitele přenosu limitně blíží nule a veškerá akustická energie je tak odražena zpět ke zdroji. To lze popsat jako *dokonalý zvukový štít*.

K dosažení výše popsaných stavů je nutné pomocí aktivního řízení pružnosti dosáhnout hodnot akustické impedance membrány, které se v přírodě nevyskytují. K tomu mohou sloužit nejrůznější metamateriály, mezi které patří kupříkladu akustické metamateriály založené na metodě elektromagnetického tlumení vibrací EMSD.

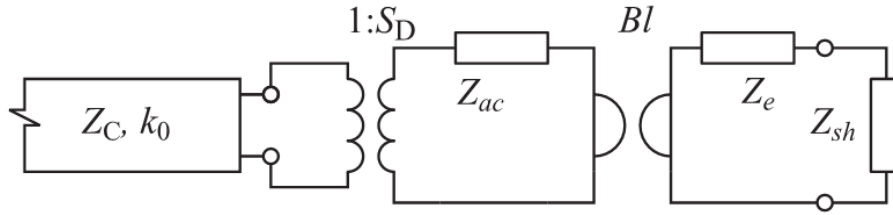
5.7 Matematický model EMSD akustického uzávěru

Je-li definovaným cílem vytvořit akustický uzávěr v podobě bezodrazné plochy s využitím elektrodynamického reproduktoru, je třeba v souladu s principy představenými v kap. 5.2 a 5.6 dosáhnout konkrétní akustické impedance membrány reproduktoru v závislosti na impedanci okolního prostoru. Úkolem je tedy určit vhodnou elektrickou impedanci tlumicího obvodu, reflektující mechanické vlastnosti samotného reproduktoru.

Při popisu měniče je tedy využito náhradní schéma počítající jak s elektrickými tak i s mechanickými vlastnostmi dvoubranu. Na straně elektrické je toto reflektováno elektrickou impedancí (v případě elektrodynamického reproduktoru odporem a indukčností) a na straně mechanické je soustava nahrazena mechanickou impedancí, tvořenou zejména reaktancí hmotnosti cívky a membrány, reaktancí poddajnosti membrány a impedancí akustické části.

Nelze opomenout fakt, že v dané aplikaci je k reproduktoru v akustické trubici připojen i tlumicí elektrický bočník, který prostřednictvím vlivu na elektrické vlastnosti dvoubranu a prostřednictvím elektromechanické vazby změní akustické chování membrány reproduktoru.

Za tím účelem je vhodné využít náhradního obvodu, uvedeném v [49] viz .



Obr. 5 - Náhradní obvod elektrodynamického reproduktoru s akustickou impedancí Z_{ac} , připojeného k tlumicímu obvodu Z_{sh} a umístěném v akustické trubici Z_s (Reprodukováno z [49])

Uvažujme tedy nyní dynamický reproduktor s pružným uchycením s akustickou impedancí Z_{ac} , umístěný v akustické trubici Z_s a připojený k tlumicímu obvodu Z_{sh} viz Obr. 9. Pokud impedance tlumeného reproduktoru Z_c dosáhne hodnoty Z_s , tedy $|Z_s - Z_c| \approx 0$, potom je příchozí vlna zcela pohlcena.

S využitím náhradního obvodu lze vyjádřit akustickou impedanci

$$Z_s = \frac{Z_{ac} + \frac{B_l^2}{Z_e + Z_{sh}}}{S_D^2}, \quad (5.7.1)$$

kde Z_{ac} vyjadřuje efektivní mechanickou impedanci uchyceného reproduktoru, S_D je plocha membrány reproduktoru, B_l je faktor síly reproduktoru, Z_{sh} je elektrická impedance tlumicího obvodu a Z_e vyjadřuje elektrickou impedanci cívky:

$$Z_e = R_e + j\omega L_e. \quad (5.7.2)$$

Kompletní parametry pro výpočet akustické impedance jsou zobrazeny na Obr. 6. Velikost efektivní akustické impedance reproduktoru Z_{ac} závisí na jeho mechanických parametrech (označeny indexem ms) a na akustických parametrech uchycovacího pouzdra reproduktoru (index ab). Chování pouzdra jako rezonátoru lze nahradit elektrickým rezonančním RLC obvodem. Velikost impedance Z_{ac} tak lze vyjádřit vztahem:

$$Z_{ac} = j\omega(m_{ms} + S_D^2 m_{ab}) + R_{ms} + S_D^2 R_{ab} + \frac{1}{j\omega c_{ms}} + \frac{S_D^2}{j\omega c_{ab}}, \quad (5.7.3)$$

kde symbol m_{ms} vyjadřuje pohyblivou hmotu reproduktoru, R_{ms} je mechanický odpor membrány dle vzorce (5.7.4), R_{ab} je ekvivalentní akustický odpor pouzdra dle vzorce

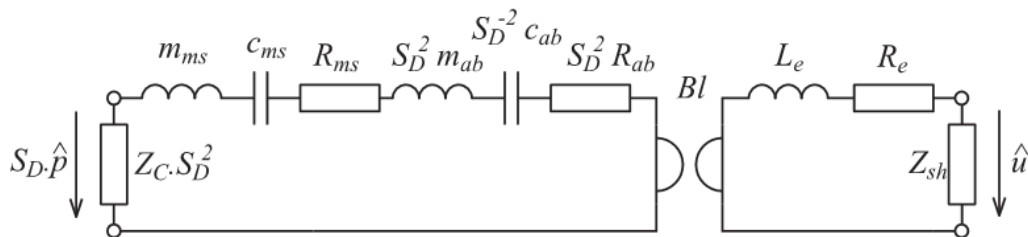
(5.7.5), c_{ms} je mechanická poddajnost reproduktoru, m_{ab} je ekvivalentní hmota pouzdra, S_D je plocha membrány reproduktoru a c_{ab} je koeficient poddajnosti dle vzorce (5.7.6), ke V_B je objem reproduktorového pouzdra, ρ_a je hustota vzduchu, S_T obsah průřezu akustické trubky a c_0 rychlost zvuku ve vzduchu.

$$R_{ms} = \frac{2\pi f_s m_{ms}}{Q_{ms}}, \quad (5.7.4)$$

$$R_{ab} = \frac{\rho_a \omega^2}{2\pi c_0}, \quad (5.7.5)$$

$$c_{ab} = \frac{V_B}{\rho_a c_0^2}. \quad (5.7.6)$$

Parametry m_{ms} , f_s , Q_{ms} a c_{ms} poskytuje výrobce reproduktoru.



Obr. 6 - Detailní schéma náhradního obvodu elektrodynamického reproduktoru, obsahující všechny mechanické, elektrické i akustické parametry (Reprodukováno z [49])

5.8 Komplexní impedance bočnicku

K vybranému elektrodynamickému transduktoru, tedy například k elektrodynamickému reproduktoru, lze připojit elektrický obvod, tzv. bočník (*shunt*). Zásadní je frekvenční závislost komplexní impedance připojeného bočnicku. Volbou hodnoty impedance bočnicku lze měnit a přizpůsobovat mechanické, tedy i akustické, vlastnosti membrány měniče.

Mezi základní pasivní komponenty, které lze v tomto případě využít, patří rezistor, induktor a kapacitor. Tyto ideální obvodové prvky jsou realizovány jako odpor, cívka a kondenzátor.

Ideální rezistor je charakterizován nevratnou přeměnou dodávané elektrické energie v energii tepelnou. Jeho jedinou a konstantní vlastností je elektrický odpor R . Hodnota impedance ideálního rezistoru se tedy skládá z ryze reálné, frekvenčně nezávislé konstantní hodnoty. Lineární rezistory jsou popsány voltampérovou charakteristikou dle Ohmova zákona.

$$R = U/I, \quad (5.8.1)$$

Reálný kondenzátor je pasivní součástka charakterizovaná svojí elektrickou kapacitou C a dalšími, parazitními vlastnostmi (odpor, indukčnost), které jsou mj. závislé na druhu a konstrukci součástky. Vnitřní (ryze imaginární) impedance ideálního kondenzátoru je závislá na úhlové frekvenci signálu dle vztahu

$$Z = \frac{1}{j\omega C}. \quad (5.8.2)$$

V reálném induktoru v podobě cívky vznikají vlivem odporu ve vinutí ztráty ve vinutí, proto je nutné cívku modelovat jako sériové zapojení induktoru a rezistoru. Impedance ideální cívky je lineární funkcí indukčnosti L a úhlové frekvence:

$$Z = j\omega L. \quad (5.8.3)$$

Jedna z možností dělení cívek je na cívky bez jádra a s jádrem. Cívky s jádrem mají dle materiálu jádra větší indukčnost a současně omezení v linearitě součástky. Z toho důvodu byly v praktických experimentech v této práci použity výhradně cívky bez jádra – kvůli své linearitě.

Komplexního průběhu připojeného tlumicího bočnicku pro potřeby EAC lze dosáhnout kombinací základních pasivních prvků jen v omezené míře. Je-li nutné dosáhnout záporných hodnot reálné části komplexní impedance, musí být využito aktivní součástky – operační zesilovače (OZ) v zapojení jako konvertor záporné impedance.

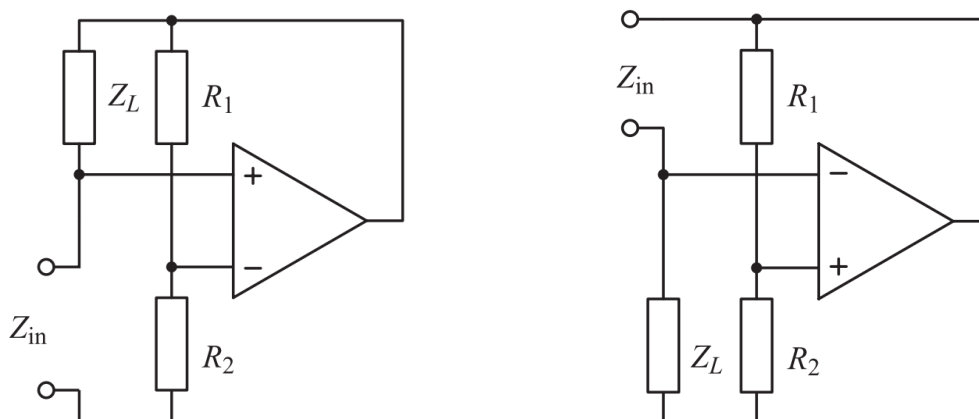
5.9 Konvertor záporné impedance

Problematika záporné impedance, přesněji řečeno záporné rezistence, byla poprvé objevena na konci 19. století v souvislosti s elektrickým obloukem. V roce 1892 připojil E. Thomson obloukovou lampu k LC obvodu a vytvořil tak pravděpodobně první elektronický oscilátor.

Tento jev našel později využití v tzv. jiskrových vysílačích. V průběhu 20. století s příchodem elektronky vznikaly další aplikace principu záporné rezistence, oscilátory, magnetron a další. Pojem Konvertoru záporné impedance, dále jako NIC (*Negative Impedance Converter*), pochází z práce M. Latoura z 20. tech 20. století. [69]

Aplikace principu záporné rezistence postupně přibývaly, patří mezi ně oscilátory, zesilovače, radiové přijímače a vysílače, tunelové a další diody či generátory mikrovln. NIC obvody jsou používány ve speciálních transformátorech za účelem kompenzace či eliminace ztrát v obvodu. [69]

K dosažení záporných hodnot impedance připojeného bočníku v aplikace AEC lze do obvodu bočníku připojit konvertor záporné impedance, NIC. Základní elektrické schéma obvodu NIC je zobrazeno na obr. 7.



Obr. 7 – Příklady zapojení obvodu NIC. Vlevo základní elektrické schéma zapojení ideálního OZ jako NIC, vpravo modifikované zapojení pro vyšší vstupní napětí (Reprodukováno z [22])

Uvažujeme-li ideální operační zesilovač (OZ), lze vyjádřit vstupní impedanci Z_{in} (viz obr. 7 vlevo) následující rovnicí, kde Z_L představuje impedanci zátěže a R_1, R_2 realizují lineární napěťový dělič se zesílením P_R :

$$Z_{in} = -\frac{R_1}{R_2} \cdot Z_L \quad (5.9.1)$$

Obr. 7 vpravo zobrazuje modifikované schéma zapojení pro případy, kdy na vstupní impedanci Z_{in} je vyšší než povolené vstupní napětí (zde tedy může být vysoké vstupní

napětí sníženo děličem se zesílením $R_1/R_2 < 1$). Praktický případ této situace je při zapojení piezoelektrického aktuátoru s pracovním rozsahem ve stovkách až tisících voltů.

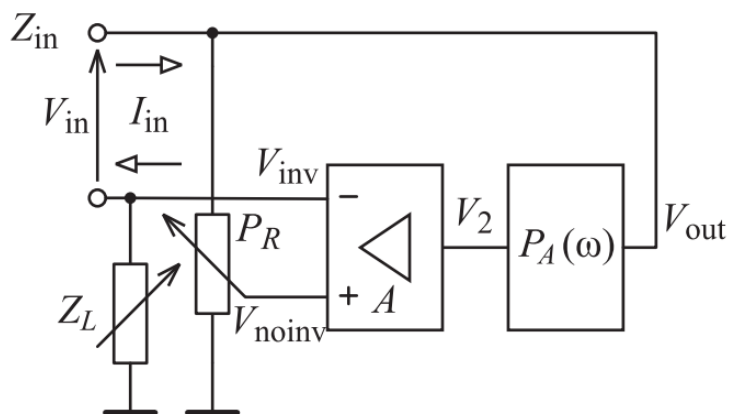
Při skutečné realizaci je nezbytné vzít v potaz relevantní vlastnosti reálného OZ. Tyto lze aproximovat rozdělením přenosové funkce OZ na dvě části – diferenciální zesilovač se zesílením A a lineární pasivní filtr s přenosovou funkcí P_A . Rezistory R_1, R_2 jsou potom nahrazeny napěťovým děličem s přenosem P_R . Výstupní napětí OZ lze definovat jako

$$V_{out} = P_A A (V_+ - V_-) \quad (5.9.2)$$

kde V_- představuje invertující a V_+ neinvertující vstup OZ. Jak bylo ukázáno ve [22] lze vyjádřit vstupní impedanci Z_{in} modifikovaného NIC jako

$$Z_{in} = \frac{AP_A P_R - AP_A + 1}{AP_A P_R + 1} \cdot Z_L \quad (5.9.3)$$

Modifikované schéma NIC se zohledněním vlastností reálného OZ je zobrazeno na obr. 8. Ve [48] bylo předvedeno na případě PSD tlumicího systému, že optimální pracovní bod PSD leží přímo na okraji oblasti stability. Z těchto důvodů bylo v praktických realizacích jednotlivých metod semi-aktivního tlumení zvuku (EMSD a PSD) přistoupeno k integraci filtru dolní propusti do obvodu NIC. I přesto se v některých nastaveních objevily problémy se stabilitou, jak bude popsáno v odpovídajících kapitolách.



Obr. 8 – Elektrické schéma zapojení modifikovaného NIC, kde ideální OZ je nahrazen diferenciálním zesilovačem a frekvenčně závislým filtrem P_A [22]

6 Metody měření

Následující kapitoly popisují měřicí metody navržené a použité k analýze vlastností zkoumaných vzorků. Jsou zde podrobně popsány dvě použité metody analýzy akustických vlastností materiálů v impedanční trubici. Za účelem měření těchto vlastností byla již v minulosti na pracovišti Laboratoře inteligentních materiálů a struktur FM TUL zkonstruována modulární akustická impedanční trubice, popsaná podrobněji v kapitole zabývající se experimentálními výsledky. Tato trubice byla použita pro níže popsané měření dvoumikrofonovou metodou a upravena pro použití s čtyřmikrofonovou měřicí metodou.

V případě měření koeficientu odrazu akustické vlny od povrchu vzorku (úloha blízká se dokonale bezodrazné ploše) je použita metoda dvou mikrofonů, umístěných v impedanční trubici před vzorkem (ve směru šíření akustické vlny). Jedná se o metodu určování činitele zvukové pohltivosti a akustické impedance v impedančních trubicích dle mezinárodní normy ISO 10534-2. V rámci následujícího textu bude tato metoda nadále označována jako **dvoumikrofonová metoda**.

Druhá metoda, popsaná v kapitole 6.2 je navržena zejména pro analýzu průchodu zvukového vlnění vzorkem, tedy tzv. akustické transmise. Tato měřicí metoda je založena na současném použití čtyř mikrofonů, kdy dva jsou umístěny před a dva za vzorkem (ve směru šíření zvuku) tak, jak popisuje Bolton ve [42]. Autorovi není v době psaní tohoto textu známa žádná národní ani mezinárodní norma standardizující postup měření akustické transmise v impedančních trubicích. Níže popsaná metoda bude nadále pro přehlednost označována jako **čtyřmikrofonová metoda** měření.

6.1 Dvoumikrofonová metoda

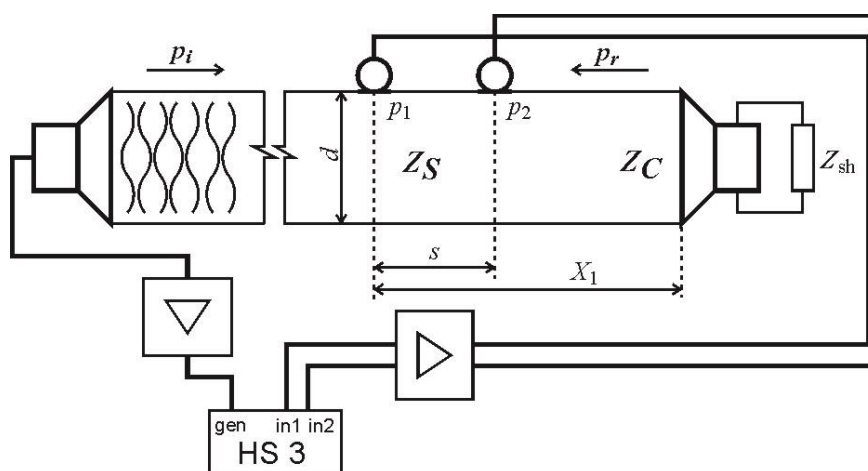
Měřicí metoda určující koeficient zvukové pohltivosti a akustické impedance v impedanční trubici je definována normou ISO 10534. V této práci byla použita druhá část této normy, ISO 10534-2: Metoda přenosové funkce. Tato zkušební metoda zahrnuje použití impedanční trubice, dvou mikrofonů přesně umístěných v trubici a digitálního systému kmitočtové analýzy k určení činitele zvukové pohltivosti akustických obkladů při kolmém dopadu zvuku [40].

V kontextu disertační práce byla tato metoda použita zejména k měření frekvenčně závislé povrchové odrazivosti zkoumaného vzorku při kolmém dopadu akustického vlnění. Jak již bylo popsáno v kapitole 5.6, chování zvukového vlnění na rozhraní dvou prostředí (zde rozhraní vzduch - vzorek) je definováno frekvenčně závislou veličinou zvanou Akustická povrchová impedance. V případě pohlcování zvuku hovoříme o akustické admitanci. Akustická impedance libovolného materiálu je přímo svázaná s jeho fyzikálními vlastnostmi, jako je odpor proti proudění, poréznost, hustota či pružnost. Takto získané informace o materiálu lze tedy dále aplikovat při základním materiálovém výzkumu stejně jako při vývoji finálních výrobků.

Vzhledem k rozměrům impedanční trubice (vnitřní průměr je pouhých 100 mm) jsou pro tyto experimenty dostačující poměrně malé vzorky, což je v případě výzkumu akustických metamateriálů zcela zásadní výhoda například oproti akustickému měření v bezodrazné komoře.

6.1.1 Princip měření

Během vývoje měřicího systému a vlastních experimentů byla implementována varianta metody se dvěma mikrofony pevně umístěnými v definované vzdálenosti od povrchu vzorku [40]. Zkušební vzorek je zde upevněn na jeden konec dlouhé, tuhé a utěsněné impedanční trubice, zobrazené na Obr. 9. V tomto případě je zkoumaným vzorkem dynamický reproduktor s připojeným impedančním obvodem, na obrázku znázorněno jako Z_C .



Obr. 9 - Schematické znázornění měřicího systému dvoumikrofonové metody (Reprodukováno z [22])

Dva měřicí mikrofony, umístěné v definovaných vzdálenostech od povrchu vzorku, musí být před použitím kalibrovány minimálně pro aktuálně měřené frekvenční pásmo. Vzhledem k použitým mikrofonom – kondenzátorové měřicí mikrofony – je ve snímacím řetězci před vlastním A/D převodem nutně zařazen ještě mikrofónový předzesilovač s tzv. phantomovým napájením. Z toho důvodu je nejvýše vhodné, aby kalibrace před měřením byla realizována na celém shodném signálovém řetězci mikrofón – kabel – předzesilovač.

Pokud toto nelze realizovat, je možná korekce případné neshody vzájemnou záměnou mikrofónů na shodném vzorku. Tato korekce je realizována změřením přenosové funkce H_{12}^I a po záměně mikrofónů funkce H_{12}^II .

Výslednou přenosovou funkci lze poté vypočítat takto:

$$H_{12} = (H_{12}^I \cdot H_{12}^{II})^{1/2} = |H_{12}|e^{j\varphi}. \quad (6.1.1)$$

Příloha D normy ČSN ISO 10534-2 uvádí, že „měřicí metoda je založena na skutečnosti, že činitel odrazu zvuku při kolmém dopadu r lze určit ze změřené přenosové funkce H_{12} mezi dvěma místy mikrofónů před zkoušeným materiálem“.

Akustický tlak dopadající vlny p_I (incident wave) a odražené vlny p_R (reflected wave) jsou vyjádřeny následujícími rovnicemi:

$$p_I = \hat{p}_I e^{jk_0 x} \quad (6.1.2)$$

$$p_R = \hat{p}_R e^{-jk_0 x}. \quad (6.1.3)$$

Zde \hat{p}_I a \hat{p}_R jsou amplitudy příslušného akustického tlaku v referenční rovině ($x = 0$) a k_0 je komplexní vlnové číslo.

Akustický tlak v místě mikrofónů se vzdálenostmi x_1 , x_2 ($s = x_1 - x_2$) od vzorku lze vyjádřit jako:

$$p_1 = \hat{p}_I e^{jk_0 x_1} + \hat{p}_R e^{-jk_0 x_1} \quad (6.1.4)$$

$$p_2 = \hat{p}_I e^{jk_0 x_2} + \hat{p}_R e^{-jk_0 x_2} \quad (6.1.5)$$

Přenosová funkce pro dopadající vlnu H_I a vlnu odraženou H_R je potom

$$H_I = \frac{p_{2I}}{p_{1I}} = e^{-jk_0(x_2-x_1)} = e^{-jk_0s} \quad (6.1.6)$$

$$H_R = \frac{p_{2R}}{p_{1R}} = e^{jk_0(x_1-x_2)} = e^{jk_0s} \quad (6.1.7)$$

Přenosová funkce pro celkové zvukové pole může být získána pomocí rovnic (6.1.4) a (6.1.5) ve tvaru:

$$H_{12} = \frac{p_2}{p_1} = \frac{e^{jk_0x_2} + r \cdot e^{-jk_0x_2}}{e^{jk_0x_1} + r \cdot e^{-jk_0x_1}} \quad (6.1.8)$$

za předpokladu, že platí $\hat{p}_R = r \cdot \hat{p}_I$.

Činitel odrazu r v místě $x=0$ (tj. na rozhraní povrchu vzorku) je poté definován jako

$$r = \frac{H_{12} - H_I}{H_R - H_{12}} e^{2jk_0x_1} = r_r + jr_i = |r|e^{j\varphi_r}, \quad (6.1.9)$$

kde r_r a r_i je reálná a imaginární složka koeficientu odrazu, x_1 je vzdálenost mezi vzorkem a prvním (vzdálenějším) mikrofonem a φ_r je fázový úhel činitele odrazu při kolmém dopadu.

Vztah mezi činitelem odrazu a zvukovou pohltivostí α lze vyjádřit takto:

$$\alpha = 1 - |r|^2 = 1 - r_r^2 - r_i^2 \quad (6.1.10)$$

Normovaná akustická impedance je vyjádřena vzorcem

$$\frac{Z}{\rho c_0} = \frac{R}{\rho c_0} + \frac{jX}{\rho c_0} = (1 + r)/(1 - r) \quad (6.1.11)$$

kde R je reálná složka, X je imaginární složka a ρc_0 je odpor vzduchu.

6.2 Čtyřmikrofonová metoda

Pro popis akustických vlastností materiálu je definováno několik frekvenčně závislých činitelů, resp. koeficientů. Mezi ty nejdůležitější pro praktické použití a pochopení akustických vlastností patří činitel odrazu a činitel zvukové pohltivosti. Výše definovaná metoda měření s využitím dvou mikrofonů umožňuje experimentální zjištění koeficientu odrazu akustického tlaku při kolmém dopadu.

Zvukovou pohltivost α lze poté vypočítat dle vzorce (6.1.10). Dvumikrofonová metoda však nerozlišuje mezi akustickým tlakem skutečně pohlceným uvnitř izolačního materiálu (kdy je energie zvuku disipována jako teplo) a tlakem, který projde „skrz“ izolační materiál a dále se šíří prostorem tzv. „na druhé straně“.

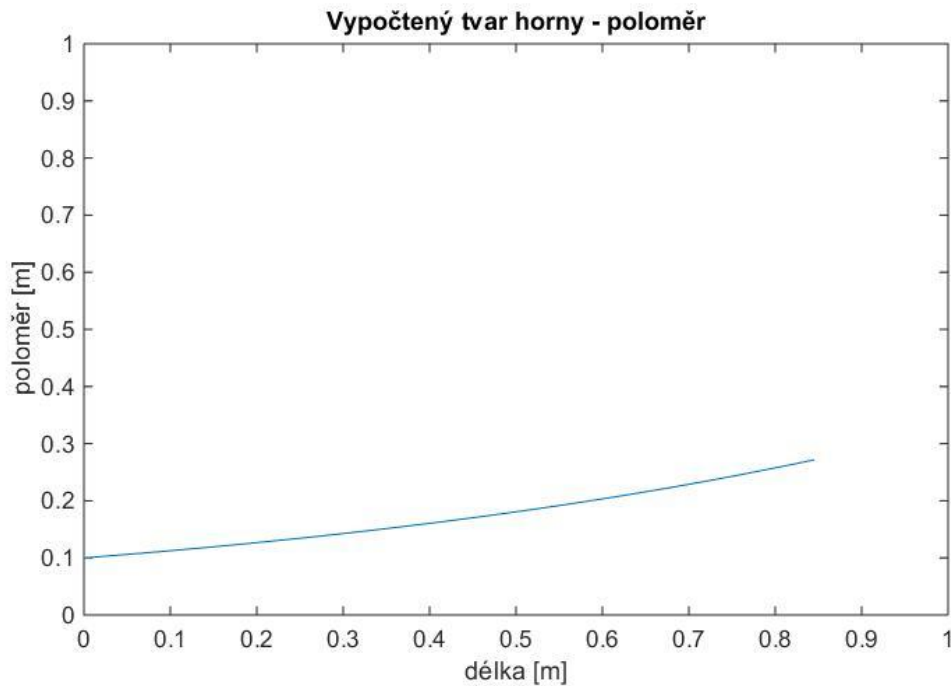
Praktickou analogií, ilustrující důležitost tohoto rozlišení, může být relativně běžná životní situace, zahrnující hlučného souseda a pokus o jeho „ztišení“ pomocí konvenčního akusticky izolujícího materiálu (běžně například pěnové či lisované materiálu, minerální vaty a další). V tomto případě je poměr mezi pohlcenou a propuštěnou energií zcela zásadní pro správnou funkci akustické izolace. Prakticky jsou tedy v sofistikovaných stavebních návrzích používány sendvičové konstrukce z různých materiálů – například pohltivé vaty a vysoce odrazivé desky. Princip funkce tlumení hluku sendvičové konstrukce je poté následující. Příchozí nežádoucí zvuk procházející stěnou je částečně pohlcen vatou. Hluk, který projde skrz vatu, je odrazivou izolační deskou z velké míry odražen zpět a další část energie je disipována v pohltivém materiálu. V těchto případech za použití vhodných kombinací současných nejlepších dostupných materiálů je dosaženo dobrých výsledků při tloušťce konstrukce obvykle v řádu jednotek až desítek centimetrů a značné celkové váze konstrukce.

Navržená metoda pro měření přenosové ztráty (*Transmission Loss*) v akustické impedanční trubici vychází z postupu popsáném Boltonem ve [41] pro tlumicí materiály v automobilovém průmyslu a dále rozvinutém ve [42]. Tato metoda je velmi citlivá na kvalitu ukončení impedanční trubice – pokud dochází na konci trubice (tedy za vzorkem z pohledu směru šíření zvuku) k odrazům, výsledek měření je tím velmi silně ovlivněn. Jung et. Al ve [51] experimentoval akustickým uzávěrem v podobě vloženého kuželu s proměnnou výškou a tedy proměnným úhlem ostroty (vzhledem k dopadající zvukové vlně), jako buzení vzorku byl použit bílý šum.

Vzhledem k citlivosti měření vůči odrazům byla navržena kombinace protiopatření za účelem minimalizace odrazu zvuku na konci měřicího aparátu. Jak již bylo řečeno, k odrazu dojde na rozhraní materiálů s rozdílnou akustickou impedancí. V tomto případě lze jev zjednodušeně přiblížit jako odraz, způsobený ostrým ukončením trubice do volného prostoru.

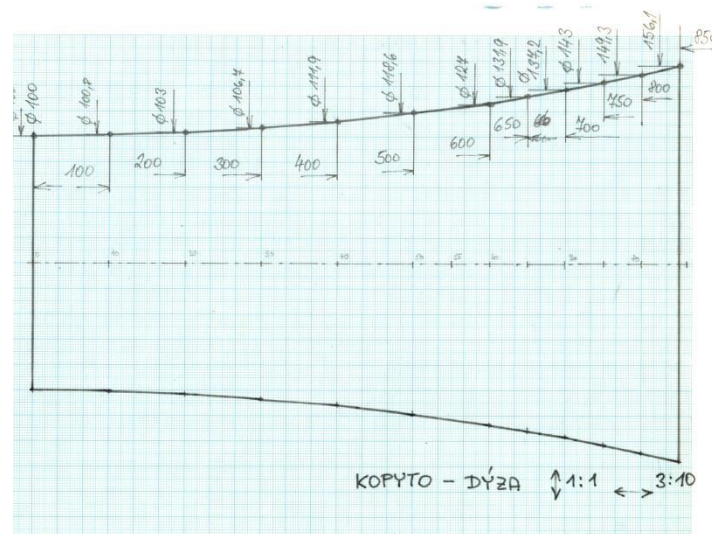
Byl proto navržen bezodrazný akustický uzávěr impedanční trubice ve tvaru znázorněném na obr. 10. Akustický impedanční uzávěr bývá některými zdroji označován jako dýza. Aby

nedošlo k záměně se zaobleným škrťícím prvkem regulujícím průtok plynů a kapalin, bude v kontextu této práce nadále používán název *Horna*, vycházející z anglosaské literatury a lépe odpovídající současnému slangu v oboru zvukové techniky.



Obr. 10 – Vypočtený tvar horny dle vztahu (6.2.1)

Kolbrek ve [65] podrobně popisuje význam horny k regulaci a přizpůsobení zátěžové impedance elektroakustického měniče (zvýšení účinnosti driveru) a řízení směrovosti vyzařovací charakteristiky zvukového zařízení. Dále popisuje teorii šíření zvukové vlny uvnitř horny a různé druhy hornových konstrukcí a jejich vlastnosti. V kontextu této práce je horna použita nikoliv ke zvýšení efektivity měniče, ale k impedančnímu přizpůsobení zakončení trubice a tím k minimalizaci odrazu na rozhraní akustické trubice s místností. Z toho důvodu a s přihlédnutím k možnostem výroby byl zvolen hyperbolický tvar horny s níže popsányi parametry, který Kolbrek popisuje v první části své publikace na straně 4.



Obr. 11 – Výrobní výkres hony, navržené jako bezodrazný akustický uzávěr impedanční trubice

Tvar hyperbolické hony (také označované jako hypex horn) je definován hyperbolickým růstem průřezu dle vztahu

$$S = S_t \left(\cosh \frac{x}{x_0} + T \cdot \sinh \frac{x}{x_0} \right)^2 \quad (6.2.1)$$

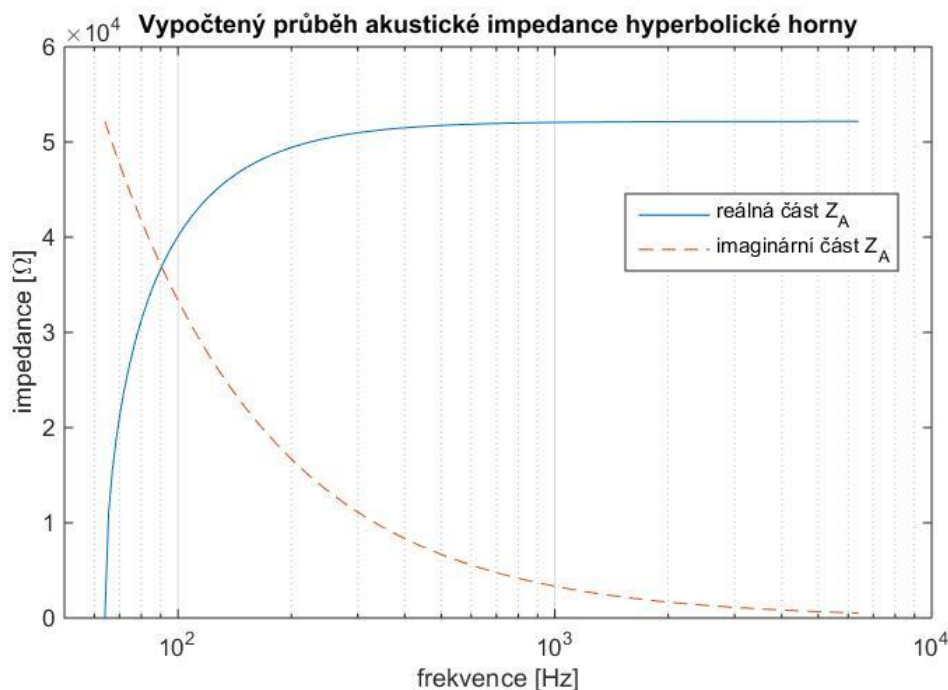
kde T je činitel tvaru v rozsahu $0 - \infty$, v tomto případě zvolen o velikosti $0,01$, S_t představuje plochu průřezu na počátku (užším konci) hony, x je vzdálenost od počátku a x_0 je celková délka hony. Zvolená délka hony byla vypočítána z požadované mezní, tzv. „cut-off“ frekvence $f_c = 64 \text{ Hz}$ jako funkce rychlosti šíření zvuku c_0 takto:

$$x_0 = \frac{c_0}{2\pi f_c} \quad (6.2.2)$$

Výsledný tvar uzávěru, jehož výrobní výkres je zobrazen na Obr. 11, byl vypočítán tak, aby kompenzoval přechod prostředí v určitém frekvenčním pásmu. Průběh vypočtené akustické impedance hony je zobrazen na obr. 12. Impedance Z_A je dle [65] vypočítána pro pásmo pod mezní frekvencí dle vzorce (6.2.3) a pro pásmo nad mezní frekvencí dle (6.2.4).

$$Z_A = j \frac{\rho_0}{S_t} \left(\frac{\frac{1}{\mu} \sqrt{\frac{1}{\mu^2} - 1}}{1 - \frac{1-T^2}{\mu^2}} \right) \quad (6.2.3)$$

$$Z_A = \frac{\rho_0}{S_t} \left(\frac{\sqrt{\frac{1}{\mu^2} - 1}}{1 - \frac{1-T^2}{\mu^2}} + j \frac{\frac{T}{\mu}}{1 - \frac{1-T^2}{\mu^2}} \right) \quad (6.2.4)$$

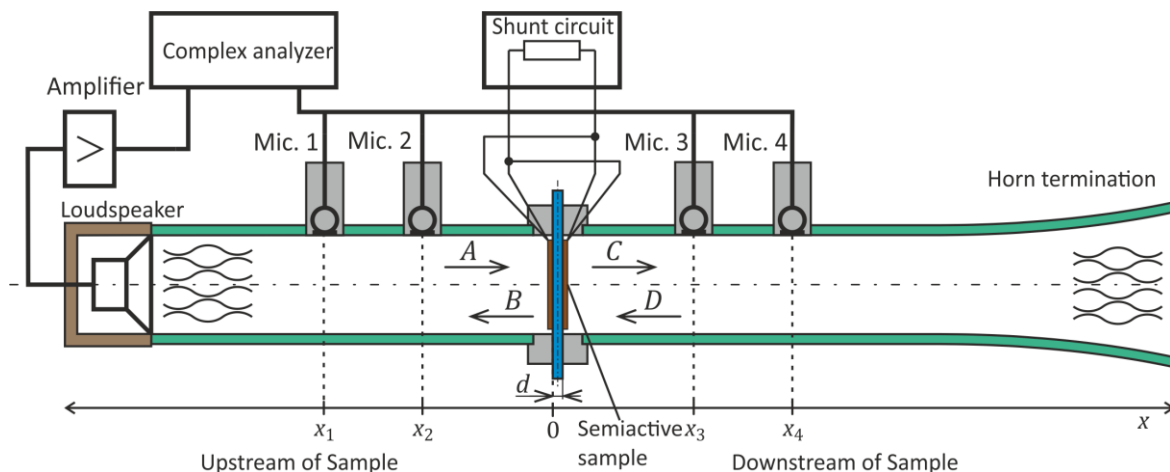


Obr. 12 – Průběh akustické impedance horny dle zvolených parametrů

6.2.1 Konstrukce měřicího systému pro čtyř mikrofónovou metodu

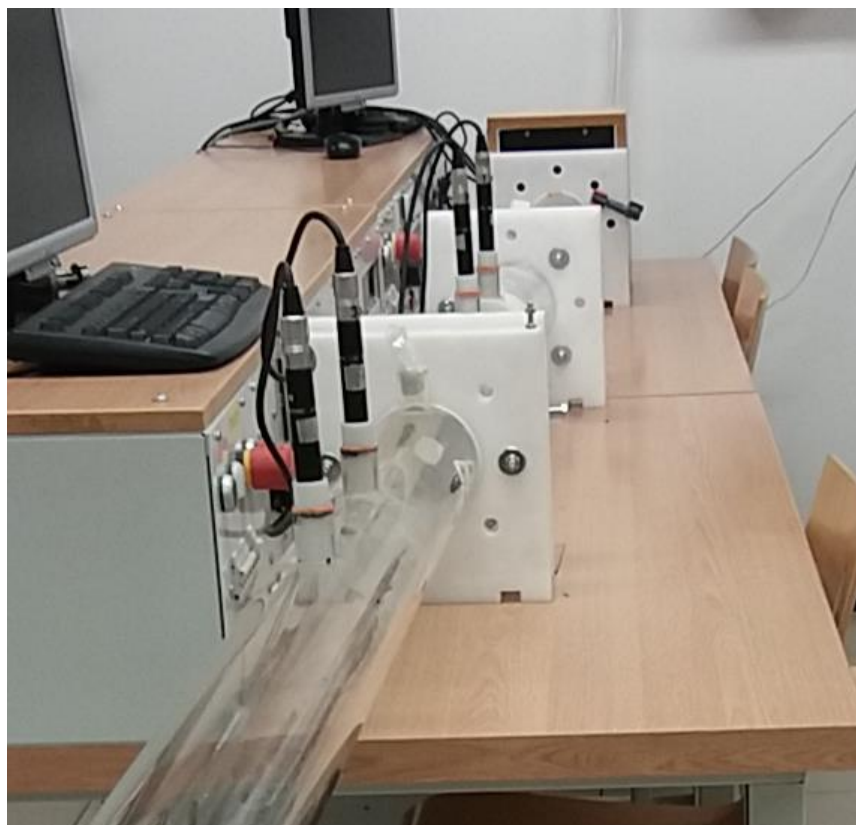
Vlastní konstrukce měřicího systému je založená na stejném základě, jako dříve popsaná dvoumikrofonová metoda. Jedná se tutěž akustickou impedanční trubicí s vnitřním průměrem 100 mm, rozšířenou o další segmenty, další dva mikrofóny a akustický uzávěr. Schematické znázornění měřicí instalace je znázorněno na Obr. 13. Aby bylo zamezeno chaosu a případně záměně popisovaných veličin, bude použito označení částí trubice v souladu s anglosaskou literaturou [42], konkrétně:

- Upstream – P_{Up} – část trubice před vzorkem (ve směru od zdroje signálu)
- Downstream - P_{Down} – část trubice za vzorkem (ve směru od zdroje signálu)



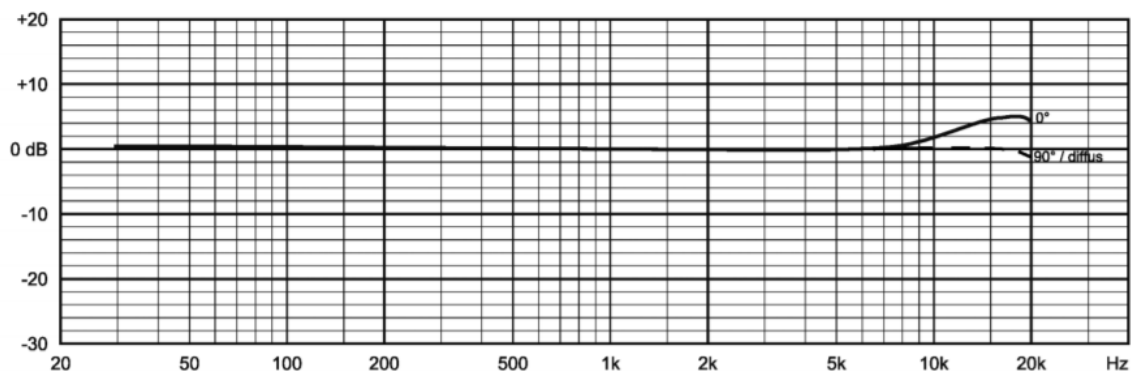
Obr. 13 - Schematické znázornění čtyřmikrofonového měřicího systému [zdroj: M. Černík]

Jako akustické ukončení (*Termination*) trubice byla použita horna, zkonstruovaná dle [65] viz výše. Vzdálenosti mikrofonů $x_1 - x_4$ jsou měřené od předního povrchu vzorku, který směřuje směrem ke zdroji signálu. Vnitřní průměr akustické impedanční trubice je 100 mm, vzdálenosti mikrofonů v realizovaném měřicím systému byly $x_1 = -0,6875 \text{ m}$, $x_2 = -0,4575 \text{ m}$, $x_3 = 0,460 \text{ m}$, $x_4 = 0,690 \text{ m}$.



Obr. 14 - Vlastní realizace čtyřmikrofonového měřicího systému v laboratořích TUL

Jednotlivé komponenty měřicího systému byly vybrány s ohledem na jejich dostupnost a kvalitativní vlastnosti. Jako vlastní akustický snímač byl zvolen model měřicího mikrofonu Beyerdynamic MM 1 Measurement Microphone, tedy kondenzátorový všesměrový mikrofon s kulovou charakteristikou a s hlavními udávanými parametry: Frekvenční rozsah 20 Hz – 20 kHz, z toho 50 Hz – 16 kHz \pm 1,5 dB. Typická frekvenční odezva mikrofonu MM 1 je vyobrazena na obr. 15.



Obr. 15 - Typická křivka frekvenční charakteristiky mikrofonu MM 1
[zdroj: <http://europe.beyerdynamic.com/>]

Tento měřicí mikrofon vyžaduje tzv. Phantomové napájení, neboť se jedná o kondenzátorový mikrofon. Z toho důvodu byl do snímacího řetězce zapojen mikrofonový předzesilovač SM Pro Audio Q-Pre, čtyřkanálový mikrofonový předzesilovač viz obr. 16. Jedná se o běžný hudební mikrofonní předzesilovač s uváděným frekvenčním rozsahem 20 Hz – 20 kHz a maximálním zkreslením 0,02%.



Obr. 16 - Čtyřkanálový mikrofonový předzesilovač SM Pro Audio Q-Pre
[zdroj: <http://www.smproaudio.com>]

Důležitou vlastností tohoto zařízení z hlediska realizovaného měření je jeho výstupní impedance 47 k Ω , jak bude vysvětleno dále.

Pro digitalizaci změřeného signálu a generování výstupního budicího signálu byla využita externí USB měřicí karta National Instruments NI 6341. Tato karta disponuje až 16 analogovými vstupy s rozlišením A/D převodníku 16 bitů a maximální agregovanou vzorkovací frekvencí 500 kS/s.

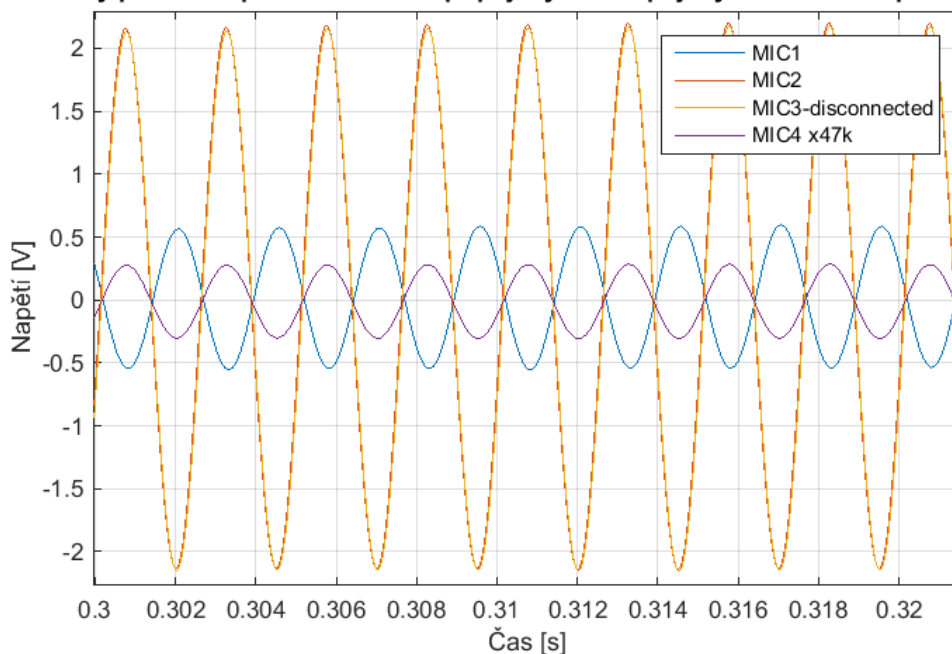


Obr. 17 - Měřicí karta National Instruments NI 6341 [zdroj: <http://www.ni.com>]

Zařízení řady NI X Series umožňují současné měření více kanálů najednou vysokou rychlostí přepínáním vstupního multiplexoru programovatelným NI-PGIA polem, které řídí mj. pořadí a vstupní rozsahy jednotlivých kanálů. Pro zajištění rychlého ustálení zařízení pro přepnutí je dle aplikační poznámky ve [66] doporučeno používat zdroje signálu s malou impedancí, menší než $1\text{ k}\Omega$. Při použití vstupu s vysokou impedancí, jakým je například zvolený předzesilovač s výstupní impedancí $47\text{ k}\Omega$, dochází k jevu nábojové injektáže (*charge injection*), který může v extrémním případě způsobit ovlivnění měřeného vstupu až kopírování (sledování) průběhu předchozího kanálu. Při nízké vstupní impedanci se injektovaný náboj stihne velmi rychle „vybít“ na připojené nízkoimpedanční zátěži (tato doba byla změřena jako méně než 5 vzorků při 50 kS/s na kanál).

V realizovaném systému došlo vzhledem k relativně velmi vysoké vstupní impedanci právě k této situaci sledování (*shading*) průběhu předchozího kanálu. Chování měřicího systému je zobrazeno na obr. 18. Jednotlivé vstupy jsou značeny dle pořadí měřených mikrofonů jako MIC1 – MIC4. V tomto případě je pro ilustraci vstup MIC3 zcela odpojen ($Z_{in} = \infty$) a evidentně přesně kopíruje průběh na předcházejícím vstupu MIC2. MIC4 byl nahrazen odporem $R = 47\text{ k}\Omega$ odpovídající výstupní impedanci předzesilovače, ale pochopitelně na tomto vstupu nebyl přiveden žádný signál. Průběh MIC4 viz obr. 18 je tedy sledování kanálu MIC2 způsobené nábojovou injektáží vstupního multiplexeru.

Naměřený průběh napětí na kanálech připojených a odpojených mikrofonů pro $F = 400 \text{ Hz}$

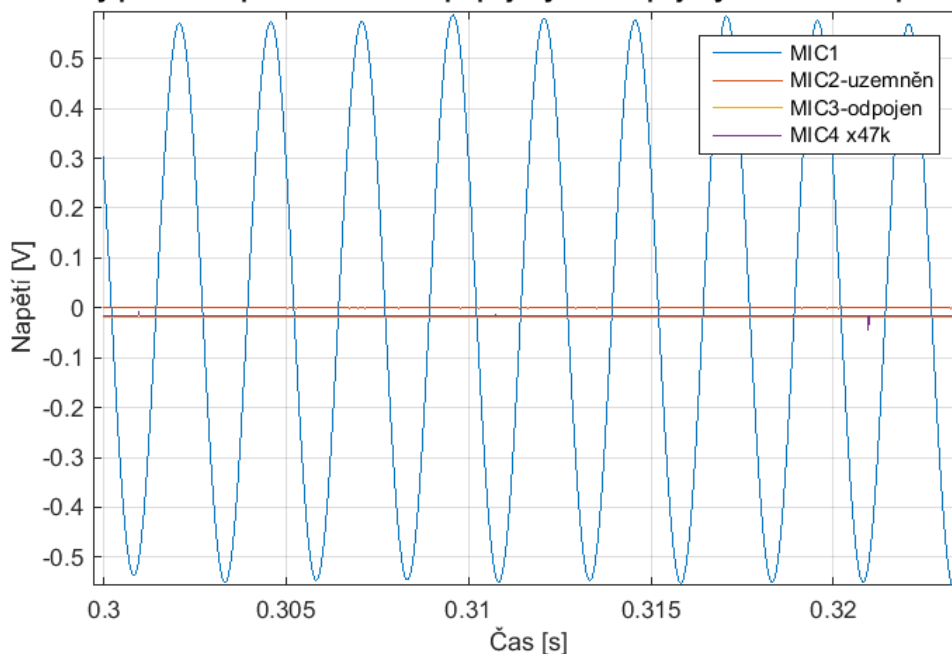


Obr. 18 – Problematické chování NI karty s vysokoimpedančním vstupem:
charge injection

Byly proto navrženy tři způsoby řešení dané situace tak, aby došlo k eliminaci daného problému:

1. Vložit mezi 4 měřené vstupy další měřené uzemněné kanály (injektovaný náboj se stihne vybit do zemního vstupu GND a do dalšího kanálu vstupuje s nulovým potenciálem) – zde je měřeno 8 AI vstupů, signál čtyř vnořených GND vstupů je před vyhodnocením zahozen. Tento postup byl otestován viz obr. 19 – vstup MIC2 byl uzemněn a vykazuje tedy správně zcela nulovou hodnotu, následující vstup MIC3 byl odpojen a objevila se na něm malá stejnosměrná složka jako zůstatkový náboj injektovaný do vstupu při přepnutí vstupního multiplexeru. Vstup MIC4, nahrazený $47 \text{ k}\Omega$ odporem, vykazuje jen zanedbatelně menší hodnotu stejnosměrné složky v porovnání s předchozím vstupem, neboť jeho impedance je příliš vysoká na to, aby došlo k „vybití“ náboje v dostatečně krátkém čase. Tato metoda je tedy použitelná pouze při akceptování vstupní chyby v řádech desetin procent vstupního rozsahu (zde desítky mV).

Naměřený průběh napětí na kanálech připojených a odpojených mikrofonů pro $F = 400 \text{ Hz}$

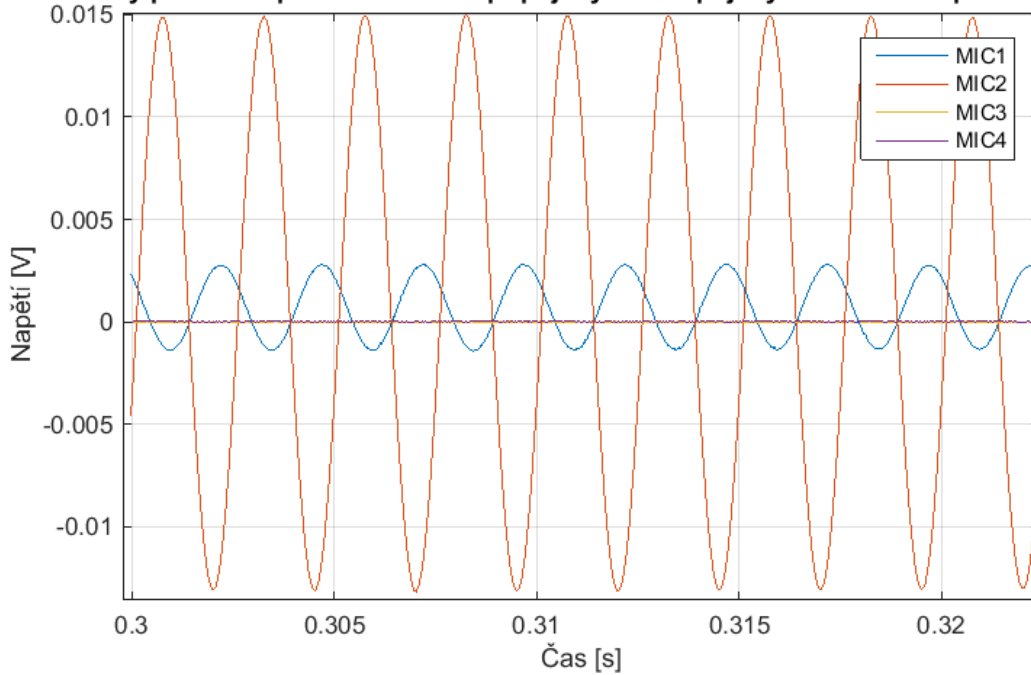


Obr. 19 – Výsledky řešení problému nábojové injektáže oddělením měřených kanálů uzemněnými vstupy

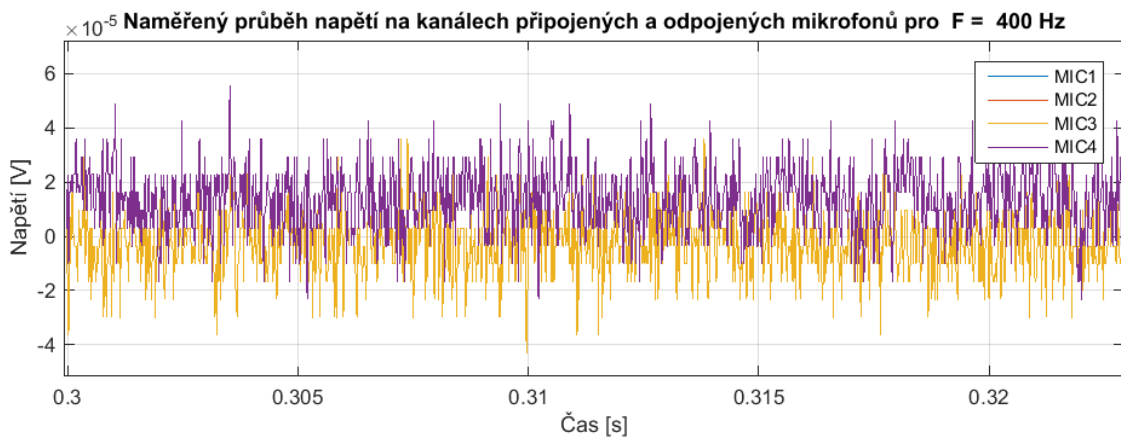
2. Snížit vstupní impedanci zdroje pomocí napěťového děliče s dělicím poměrem alespoň 1:50 tak, aby bylo dosaženo podmínky vstupní impedance do měřicí karty $< 1 \text{ k}\Omega$. Dle tohoto předpokladu byla realizována odporová kaskáda se shodným převodním poměrem pro všechny vstupní kanály 1:145. V souladu s tím byl také snížen vstupní rozsah měřicí karty tak, aby bylo optimálně využito 16bitové rozlišení A/D převodníku.

Výsledky tohoto řešení jsou zobrazeny na obr. 20, kde vstup MIC3 je odpojen hned za napěťovým děličem, kdežto MIC4 je odpojen před vstupem do předzesilovače. Detail průběhu kanálů MIC3 a MIC4 je zobrazen na obr. 21. Z výsledků je patrné, že vstupní chyba je zhruba na úrovni kvantizačního šumu s odstupem tří řádů od užitečného signálu. Vyjádřeno v decibelech je odstup signál-šum (SNR) v tomto případě přibližně 60 dB. Tento způsob řešení lze považovat za dostačující a byl použit pro všechny následující měření v tomto měřicím systému.

Naměřený průběh napětí na kanálech připojených a odpojených mikrofonů pro $F = 400 \text{ Hz}$



Obr. 20 - Výsledky řešení problému nábojové injektáže pomocí děličů napětí



Obr. 21 – Detail dvou různě odpojených mikrofonů s děličem napětí

3. Poslední navržené řešení předpokládalo využití kvalitních operačních zesilovačů v zapojení jako sledovač napětí tak, aby byla zajištěna malá výstupní impedance. Toto řešení je nejdražší a nejsložitější na realizaci vzhledem k složitějšímu obvodovému zapojení a nutnému požadavku na vysokou kvalitu a linearitu OZ. Proto bylo považováno jako poslední možnost a vzhledem k velmi dobrým výsledkům řešení č. 2 nebylo k jeho realizaci vůbec přistoupeno. V jiných konfiguracích však tato varianta může mít opodstatnění.

Kompletní měřicí systém byl mimo výše popsané mikrofony, předzesilovač a měřicí kartu tvořen navíc připojeným PC s prostředím Matlab, kde byly realizovány veškeré operace s měřením související, výkonovým výstupním zesilovačem a reproduktorem Monacor SPH-100, použitým k buzení soustavy akustické trubice.

Následující kapitoly popisují použité metody a rovnice, implementované v měřicím systému v prostředí Matlab. Veškeré zpracování změřených signálů, generování budicího signálu pro reproduktor a vizualizace výsledků byly implementovány v Matlabu jako samostatné skripty a programy, jejich kód je uveden v přílohách této práce.

6.2.2 Měření zvukového pole čtyřmikrofonovou metodou

Pro potřeby metody je zvukové pole v trubici popsáno jako superpozice přímé a odražené rovinné vlny. Potom lze popsat příslušné komplexní akustické tlaky před (P_{Up}) a za vzorkem (P_{Down}) jako:

$$P_{Up} = Ae^{-jkx} + Be^{jkx} \quad (6.2.5)$$

$$P_{Down} = Ce^{-jkx} + De^{jkx} \quad (6.2.6)$$

kde k představuje vlnové číslo a koeficienty A , B , C , D představují komplexní amplitudy příslušných přichozích a odražených vln viz Obr. 13. Vlnové číslo k lze vyjádřit v komplexním tvaru a reflektovat tím částečný útlum ve formě termální disipace v pružném viskózním prostředí.

Komplexní tlak v bodech umístění jednotlivých čtyř mikrofonů lze vyjádřit pomocí následujících vztahů:

$$P_1 = Ae^{-jkx_1} + Be^{jkx_1} \quad (6.2.7)$$

$$P_2 = Ae^{-jkx_2} + Be^{jkx_2} \quad (6.2.8)$$

$$P_3 = Ce^{-jkx_3} + De^{jkx_3} \quad (6.2.9)$$

$$P_4 = Ce^{-jkx_4} + De^{jkx_4} \quad (6.2.10)$$

Komplexní koeficienty jednotlivých amplitud lze poté vyjádřit z naměřených dat takto:

$$A = \frac{j(P_1 e^{jkx_2} - P_2 e^{jkx_1})}{2 \sinh(x_1 - x_2)} \quad (6.2.11)$$

$$B = \frac{j(P_2 e^{-jkx_1} - P_1 e^{-jkx_2})}{2 \sinh(x_1 - x_2)} \quad (6.2.12)$$

$$C = \frac{j(P_3 e^{jkx_4} - P_4 e^{jkx_3})}{2 \sinh(x_3 - x_4)} \quad (6.2.13)$$

$$D = \frac{j(P_4 e^{-jkx_3} - P_3 e^{-jkx_4})}{2 \sinh(x_3 - x_4)} \quad (6.2.14)$$

Koeficienty A až D lze dále využít pro výpočet akustického tlaku a akustické rychlosti na předním i zadním povrchu vzorku. Vzájemný vztah těchto hodnot je možné vyjádřit přenosovou maticí, jejíž prvky lze určit na základě akustického tlaku změřeného pomocí 4 mikrofonů. Zjištěním těchto prvků přenosové matice lze tedy popsat akustické vlastnosti zkoumaného vzorku, tedy například také přenosovou ztrátu (*Transmission Loss*).

Předpokládejme tedy tloušťku zkoumaného vzorku d jako vzdálenost mezi přední a zadní plochou vzorku ve směru šíření příchozí vlny. Potom přenosová matice \mathbf{T} je definována jako

$$\begin{bmatrix} P \\ V \end{bmatrix}_{x=0} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ V \end{bmatrix}_{x=d} = \mathbf{T} \begin{bmatrix} P \\ V \end{bmatrix}_{x=d} \quad (6.2.15)$$

kde P je vnější akustický tlak a V je vnější normálová akustická rychlost, které lze vyjádřit pomocí amplitud pozitivně či negativně orientovaných tlakových vln. Konkrétně:

$$P|_{x=0} = A + B \quad (6.2.16)$$

$$V|_{x=0} = \frac{A - B}{\rho_0 c} \quad (6.2.17)$$

$$P|_{x=d} = C e^{-jkd} + D e^{jkd} \quad (6.2.18)$$

$$V|_{x=d} = \frac{C e^{-jkd} - D e^{jkd}}{\rho_0 c} \quad (6.2.19)$$

kde ρ_0 je hustota okolního vzduchu a c je okolní rychlost zvuku. Pokud tedy známe komplexní hodnoty koeficientů A až D , vypočtené z naměřených hodnot měřících mikrofonů v definovaných pozicích, lze vypočítat tlak a normálovou akustickou rychlost na přední i zadní ploše vzorku.

Koeficienty přenosové matice \mathbf{T} nelze získat přímo ze vzorce (6.2.15), který lze vyjádřit jako soustavu dvou rovnic se čtyřmi neznámými. Toto lze rozšířit na soustavu čtyř rovnic pomocí dalšího měření s různými okrajovými podmínkami, konkrétně s rozdílnou impedancí akustického uzávěru impedanční trubice. Jedná se o využití tzv. metody dvou zátěží (*Two-load method*, někdy také *Indirect method*) tak jak je popsána ve [52] a aplikovaná ve [42]. Díky dvou nezávislým měřením s různým impedančním uzávěrem lze přenosovou matici \mathbf{T} vyjádřit jako

$$\begin{bmatrix} P_1 & P_2 \\ V_1 & V_2 \end{bmatrix}_{x=0} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_1 & P_2 \\ V_1 & V_2 \end{bmatrix}_{x=d} \quad (6.2.20)$$

Kde dolní indexy 1 a 2 u tlaku a rychlosti určují dva různé stavy uzávěru. Prvky přenosové matice tedy lze vyjádřit následujícím vztahem:

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{P_1|_{x=d} V_2|_{x=d} - P_2|_{x=d} V_1|_{x=d}} \times \quad (6.2.21)$$

$$\times \begin{bmatrix} P_1|_{x=0} V_2|_{x=d} - P_2|_{x=0} V_1|_{x=d} & -P_1|_{x=0} P_2|_{x=d} + P_2|_{x=0} P_1|_{x=d} \\ V_1|_{x=0} V_2|_{x=d} - V_2|_{x=0} V_1|_{x=d} & -P_2|_{x=d} V_1|_{x=0} + P_1|_{x=d} V_2|_{x=0} \end{bmatrix}$$

Podle [53] bylo prokázáno, že pro oboustranně symetrické systémy platí rovnost koeficientů přenosové matice $T_{11} = T_{22}$. S využitím vzájemné symetrie lze výše uvedený vzorec (6.2.21) dle [53] zjednodušit s využitím faktu, že

$$T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21} = 1 \quad (6.2.22)$$

Pokud tedy vzorek splňuje podmínku vzájemné symetrie, lze přenosovou matici vyjádřit pouze s využitím hodnot z jediného měření (v tomto případě tedy není nutné kombinovat dvě měření s různým impedančním uzávěrem):

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \frac{1}{P|_{x=0} V|_{x=d} + P|_{x=d} V|_{x=0}} \times \quad (6.2.23)$$

$$\times \begin{bmatrix} P|_{x=d} V|_{x=d} + P|_{x=0} V|_{x=0} & P|_{x=0}^2 - P|_{x=d}^2 \\ V|_{x=0}^2 - V|_{x=d}^2 & P|_{x=d} V|_{x=d} + P|_{x=0} V|_{x=0} \end{bmatrix}$$

Výpočet pomocí vzorce (6.2.23) označuje Bolton jako metodu jedné zátěže (*One-load method*). S využitím prvků přenosové matice \mathbf{T} lze snadno určit akustické vlastnosti zkoumaného vzorku, tedy zejména koeficienty odrazu a přenosu či přenosovou ztrátu.

6.2.3 Výpočet koeficientu odrazu a přenosu

Předpokládejme oboustranně symetrický vzorek o tloušťce d umístěný mezi měřicí mikrofony v akustické impedanční trubici (viz Obr. 13). V případě dokonale bezodrazného uzávěru impedanční trubice lze předpokládat zpětně odraženou amplitudu D za nulovou. V části za vzorkem se tedy nachází pouze zvuková vlna C , která prošla vzorkem. V tom případě je možné definovat akustický tlak a rychlost na jednotlivých površích vzorku (viz vzorce 6.2.16 - 6.2.19) následovně:

$$P|_{x=0} = 1 + R_a \quad (6.2.24)$$

$$V|_{x=0} = \frac{1-R_a}{\rho_0 c} \quad (6.2.25)$$

$$P|_{x=d} = T_a e^{-jkd} \quad (6.2.26)$$

$$V|_{x=d} = \frac{T_a e^{-jkd}}{\rho_0 c} \quad (6.2.27)$$

Zde koeficienty odrazu R_a a přenosu T_a jsou definovány jako $R_a = B/A$, $T_a = C/A$. Je nutno zdůraznit, že uvedené platí pouze pro vzorek umístěný v bezodrazně ukončené impedanční trubici. Dosazením do vzorce (6.2.15) lze odvodit výpočetní vzorec pro koeficienty přenosu a odrazu normálové příchozí akustické vlny jako:

$$T_a = \frac{2e^{jkd}}{T_{11} + \frac{T_{12}}{\rho_0 c} + \rho_0 c T_{21} + T_{22}} \quad (6.2.28)$$

$$R_a = \frac{T_{11} + \frac{T_{12}}{\rho_0 c} - \rho_0 c T_{21} - T_{22}}{T_{11} + \frac{T_{12}}{\rho_0 c} + \rho_0 c T_{21} + T_{22}} \quad (6.2.29)$$

Použité koeficienty $T_{11} - T_{22}$ představují prvky přenosové matice \mathbf{T} spočtené dle vztahu (6.2.23). Normálová impedance povrchu vzorku v bezodrazně ukončené impedanční trubici může být vyjádřena jako

$$Z_a = \frac{T_{11} + \frac{T_{12}}{\rho_0 c}}{T_{21} + \frac{T_{22}}{\rho_0 c}} \quad (6.2.30)$$

Normálová přenosová ztráta vzorku TL (*Transmission Loss*) v decibelech může být zjištěna z koeficientu přenosu jako

$$TL = 10 \log \frac{1}{|T_a|^2} \quad (6.2.31)$$

6.2.4 Výpočet komplexního vlnového čísla a charakteristické impedance

Jak již bylo řečeno, uvedená čtyřmikrofonová metoda umožňuje experimentální zjištění mnoha akustických vlastností zkoumaného vzorku (např. akustická transmisivita, odrazivost, rychlost zvuku v materiálu, vlnové číslo). Dané platí pro kolmý dopad akustické vlny v akustické impedanční trubici, ovšem z dosažených výsledků lze odvodit např. i difúzní vlastnosti materiálu a další. Zkoumaným vzorkem obecně bývá obvykle zvolený akustický materiál. V kontextu této práce jsou experimenty a výsledky zaměřeny na semi-aktivní akustické metamateriály.

Jednou z veličin, popisující akustické vlastnosti materiálu je tzv. komplexní vlnové číslo k_p či komplexní charakteristická impedance materiálu $\rho_p c_p$. Vlnové číslo, popisující šíření vlnění v materiálu, lze vyjádřit hned několika způsoby:

$$k_p = \frac{1}{d} \cos^{-1} T_{11} \quad (6.2.32)$$

$$k_p = \frac{1}{d} \sin^{-1} \sqrt{-T_{12} T_{21}} \quad (6.2.33)$$

Charakteristická impedance akustického materiálu je poté jednoduše vyjádřena pomocí prvků přenosové matice \mathbf{T} :

$$\rho_p c_p = \sqrt{\frac{T_{12}}{T_{21}}} \quad (6.2.34)$$

Z výše uvedeného lze snadno zjistit další veličiny jako je komplexní rychlost zvuku v materiálu

$$c_p = \omega / k_p . \quad (6.2.35)$$

7 Semi-aktivní tlumení zvuku elektrodynamickým reproduktorem

Následující část popisuje výzkum využití elektrodynamického reproduktoru s připojenou impedanční zátěží jako akustického metamateriálu s vlastnostmi blízcími se dokonale bezodrazné ploše. Je zde využit simulační model reproduktoru v impedanční trubici, popsáný v kapitole 5.7. Vlastní princip funkce metody semi-aktivního tlumení, tzv. EMSD (*Electromagnetic shunt damping*), je založen na principu AEC viz kap. 5.6.

Jednotlivé podkapitoly obsahují popis impedančních zátěží, které je možné připojit k vlastnímu reproduktoru, výsledky simulačního modelu ideální připojené impedance pro zvolený model reproduktoru a zejména výsledky experimentální verifikace teoretických dat.

7.1 Model ideální impedance

Matematický model reproduktoru v akustické trubici byl podrobně popsán v kapitole 5.7, kde je představeno schéma náhradního obvodu elektrodynamického reproduktoru, obsahující všechny mechanické, elektrické i akustické parametry dle [22]. Tento model je pochopitelně nutno v souladu s principy popsány v kapitole 5.6 rozšířit o podmínku rovnosti akustické impedance prostředí a reproduktoru. Tedy za předpokladu, že sledovaným cílem je reproduktor v prostředí akustické trubice, který se chová jako (téměř) dokonale bezodrazná plocha, jak bylo popsáno ve [22] a [54].

Akustická impedance trubice je dle [55] dána vztahem:

$$Z_S = \frac{\rho_a c_0}{S_T} \quad (7.1.1)$$

kde ρ_A je hustota vzduchu, c_0 je rychlost zvuku a S_T plocha průřezu trubicí. Pro vlastní simulační výpočet byly zohledněny parametry zmíněných veličin obvyklé v lokalitě výzkumu, konkrétně hustota vzduchu závislá na atmosférickém tlaku, nadmořské výšce a teplotě, či rychlost zvuku.

$$\rho_A = \frac{101325 \cdot (1.0 - 0.0000225577 \cdot Z)^{5.2559}}{R_A \cdot T} \quad (7.1.2)$$

Kde vztah v čitateli představuje atmosférický tlak závislý na nadmořské výšce Z , R_A je specifická plynová konstanta pro suchý vzduch o hodnotě 287.058 J/(kg·K) a T je teplota v Kelvinech.

Přibližná rychlost šíření zvuku ve vzduchu byla získána ze vztahu

$$c_0 = 331.3 + 0.606 \cdot t \quad (7.1.3)$$

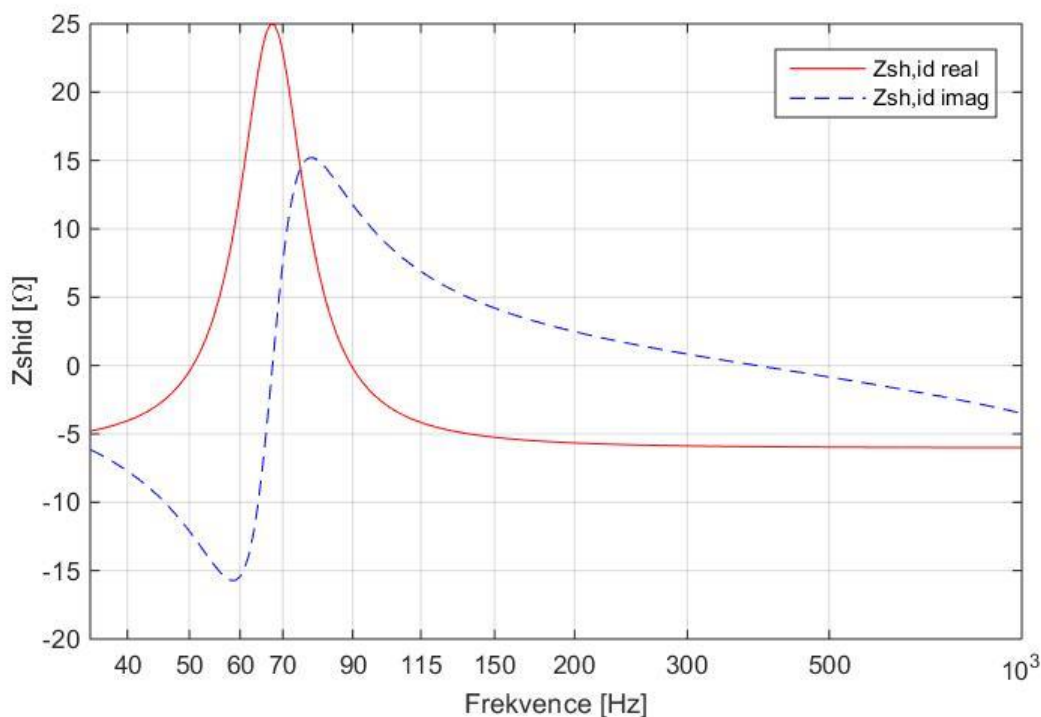
kde t představuje teplotu vzduchu ve °C. Takto dosažené hodnoty c_0 a ρ_A byly použity k získání akustické impedance trubice.

Za předpokladu, že hledáme vzájemně odpovídající impedanci membrány tlumicího reproduktoru $Z_S = Z_C$, je možné vzájemným dosazením vztahů (5.7.1) – (5.7.6) a (7.1.1) - (7.1.3) získat rovnici frekvenční závislosti ideální elektrické impedance tlumicího obvodu připojeného k reproduktoru [22]:

$$Z_{sh,id} = \frac{B_l^2}{Z_S S_D^2 - Z_{ac}} - Z_e \quad (7.1.3)$$

Zde je ideální připojená impedance $Z_{sh,id}$ vyjádřena jako funkce faktoru síly reproduktoru B_l , akustické impedance trubice Z_S , efektivní plochy reproduktoru S_D , efektivní akustické impedance reproduktoru Z_{ac} a vlastní elektrické impedance cívky reproduktoru Z_e .

Průběh vypočtené ideální teoretické impedance je zobrazen na obr. 22. Při výpočtu byly využity hodnoty m_{ms} , f_s , Q_{ms} a c_{ms} získané z technického listu použitého reproduktoru Monacor SPH-100, viz vzorec (5.7.3). Dále byla uvažována teplota vzduchu 20°C a nadmořská výška 400 m. n. m., která odpovídá nadmořské výšce vrstevnice probíhající areálem Technické univerzity v Liberci.



Obr. 22 – Vypočtený průběh ideální připojené impedance $Z_{sh,id}$ – reálná a imaginární část

Z průběhu vypočtené impedance je zřejmé, že pro frekvence vyšší než 90 Hz je nutné dosáhnout záporných hodnot reálné části impedance připojeného bočníku. Záporných hodnot impedance lze dosáhnout s využitím Konvertoru záporné impedance, tzv. obvodu NIC popsaného v kapitole 5.9.

Získané simulační výsledky byly podrobeny experimentální verifikaci za účelem ověření platnosti původních předpokladů o chování membrány elektrodynamického reproduktoru jako bezodrazného akustického metamateriálu. Hlavním cílem bylo ověření platnosti dosažených hodnot impedance připojeného bočníku.

7.2 Experimentální realizace dokonale bezodrazné plochy pomocí metody EMSD

Experimentální měřicí zařízení bylo postaveno na principu měření akustických vlastností materiálů v akustické impedanční trubici dle normy ISO 10534-2, jak bylo popsáno v kapitole 6.1. V akustické trubici byly vytvořeny otvory a redukční přípravky pro bezproblémové připojení měřicích mikrofونů tak, aby tělo mikrofону nezasahovalo do objemu trubice, ale kopírovalo její vnitřní povrch, viz obr. 23.

Schematické znázornění měřicí instalace je na obr. 9. Reálná instalace sestávala z několika dílů s přesně definovanými vnitřními rozměry, vzájemně pevně spojených přírubami. Zařízení bylo původně navrženo pro měření publikované ve [22]. Jednotlivé části jsou modulární a při drobném rozšíření použitelné i pro čtyřmikrofonovou metodu, teoreticky popsanou v kapitole 6.2. Celá měřicí instalace je zobrazena na obr. 24.



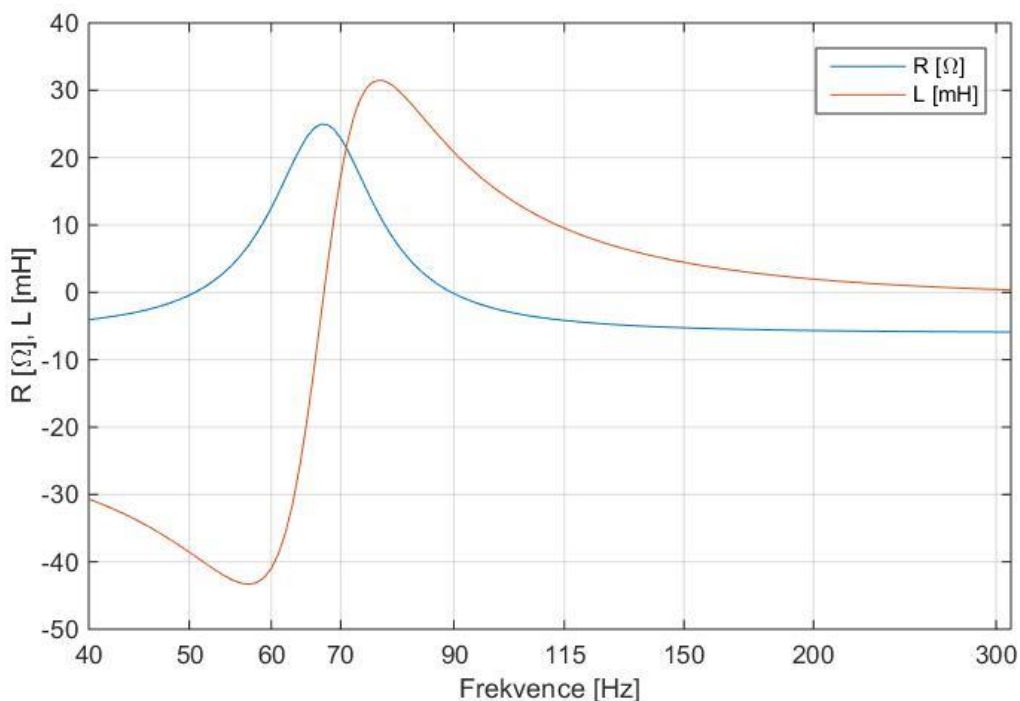
Obr. 23 – Fyzické připojení mikrofونů k impedanční trubici – pro dostupné modely měřicích mikrofونů byly vyrobeny odpovídající redukce tak, aby mikrofony nezasahovaly do vnitřního objemu trubice



Obr. 24 – Realizace měřicí instalace pro verifikaci impedance bočnicku pomocí dvoumikrofonové metody

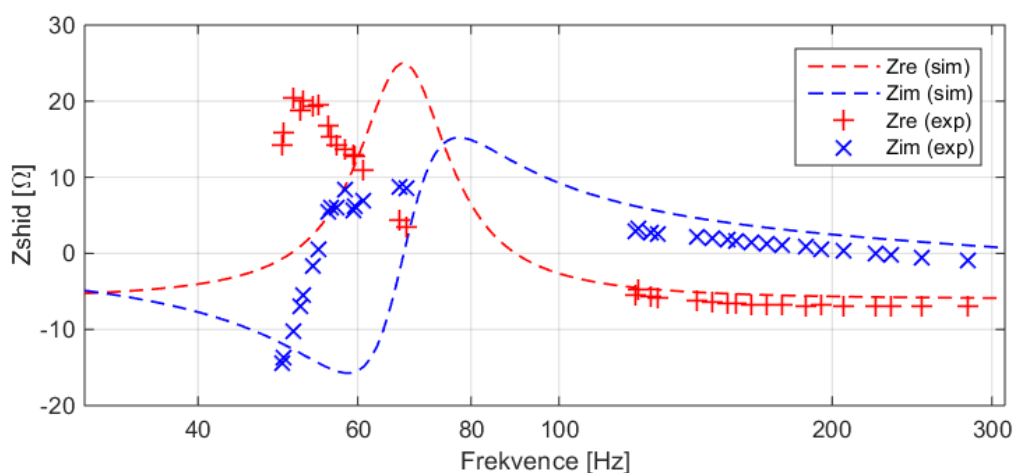
Pro verifikaci teoretické funkce semi-aktivního akustického uzávěru bylo prověřeno široké spektrum frekvencí s využitím různých druhů připojené impedance. Na základě výsledků simulace byly zvoleny zátěže s kladnou reálnou složkou, tvořené dipóly typu R, RL a RC. Pomocí R, sériového RL a paralelního RC obvodu byly realizovány frekvence od 50 do 70 Hz. Záporné zátěže využívající obvod NIC se podařilo realizovat v pásmu 120 až 300 Hz.

Skutečná hodnota impedance bočnicku byla v průběhu měření sledována pomocí analyzátoru Hioki RLC Tester při aktuální frekvenci maximálního akustického útlumu. Výše zmíněné frekvenční rozsahy byly pro realizaci experimentu zvoleny na základě analýzy proveditelnosti daných impedančních zátěží. Na obr. 25 je ilustrován ideální průběh hodnot prvků sériového RL bočnicku, značné části těchto hodnot však není možné v praxi vzhledem ke ztrátovému odporu reálné cívky dosáhnout, a to ani s využitím cívek s vysokým činitelem jakosti. Kombinací R, RL a RC bočnicků bylo tedy prověřeno pásmo 50 – 70 Hz.



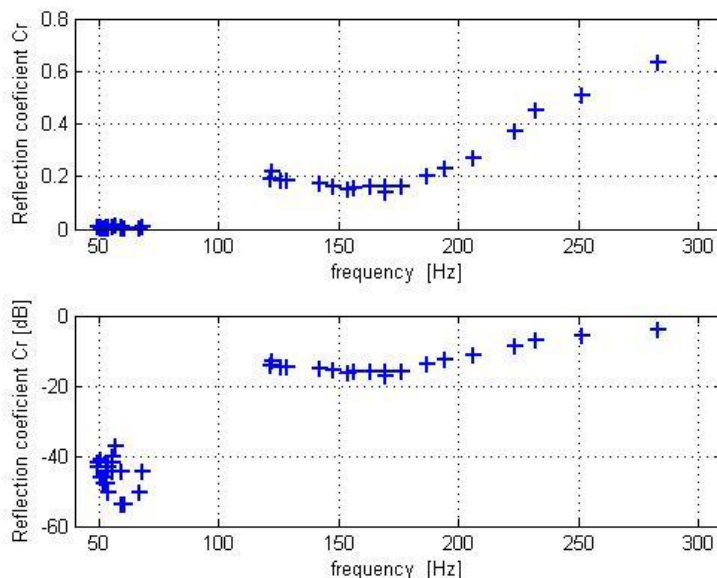
Obr. 25 – Ideální teoretické hodnoty LR bočníku dle simulace

Získané hodnoty ideální impedance bočníku z experimentu jsou označeny jako „exp“ a jejich průběh a proložení se simulačními výsledky (označeny jako „sim“) je na obr. 26. Experimentálně získané hodnoty jsou zde zobrazeny ve formě jednotlivých bodů. Měření probíhalo tak, že nejprve byly analyzovány akustické vlastnosti konkrétního nastavení bočníku a posléze byla RLC metrem ověřena reálná hodnota impedance. Nejedná se tedy o tabulkové hodnoty použitých součástek ale o skutečnou hodnotu impedance celého dvojbranu jako celku, a to pro frekvenci s nejmenším koeficientem odrazu (vzhledem k faktu, že impedance použitých bočníků je obecně frekvenčně závislý parametr).



Obr. 26 – Porovnání průběhu impedance teoretického simulačního modelu a experimentálně ověřených hodnot

Dosahované hodnoty činitele odrazu se značně lišily dle frekvenčního pásma. Pro pásmo 50 – 70 Hz, kde byly použity kombinace součástek s kladnou reálnou složkou impedance, se hodnota koeficientu odrazu pohybovala okolo 0.01, zatímco pro pásmo 120 – 300 Hz s NIC se koeficient odrazu pohyboval mezi 0.15 – 0.6. Získané hodnoty koeficientu odrazu jsou zobrazeny na obr. 27.



Obr. 27 – Dosažené hodnoty koeficientu odrazu ve dvou frekvenčním pásmech: 50 - 70 Hz a 120 – 300 Hz s obvodem NIC

Značný rozdíl ve výsledcích dvou frekvenčních pásem tkví ve stabilitě systému s NIC. Jak bylo předvedeno v [67] obvod s NIC se v použitém zapojení s aktuátorem chová jako oscilátor a teoreticky nejlepších hodnot útlumu dosahuje na mezi stability. Velký význam má poté vlastní obvodová realizace NIC při použití v semi-aktivním metamateriálu. Toto téma představuje další směr výzkumu, kterému se věnuje několik vědeckých týmů (viz rešerše současného stavu v kapitole 3.1) včetně týmu libereckého Laboratoře inteligentních materiálů a struktur.

8 Experimentální realizace měřicího systému pro analýzu dokonale nepropustné plochy

Konstrukce zařízení pro měření koeficientu akustického přenosu byla podrobně popsána v kapitole 6.2, a to včetně metod měření, vzorců pro výpočet akustických veličin i konkrétně použitého vybavení. Následující řádky se věnují praktické realizaci měření a jednotlivým krokům, které vedly k dosaženým výsledkům.

Návrh a testování měřicího systému probíhal v laboratořích TUL, kde vznikly první výsledky a kde byly řešeny jednotlivé problémy a optimalizace měřicího systému, stejně jako návrh a optimalizace stěžejního zkušebního vzorku – kompozitní tlumicí vrstvě realizované z nosného polykarbonátu a semi-aktivních MFC aktuátoru s připojeným bočником.

Vývoj a odladění měřicího systému následovala postupná analýza vzorků samotného polykarbonátu, kompozitu s elektrodami v rozpojeném a zkratovaném stavu a finálně i kompozitu s připojeným bočником.

Úvodní série měření proběhly v laboratořích TUL. Zde byla přibližně ověřena funkce čtyřmikrofonové metody a linearita celého systému. Stěžejní měření MFC kompozitu se podařilo realizovat v bezodrazné akustické komoře VÚTS v Liberci. Důvodem tohoto finálního „přeměření“ byla obava z vlivu akusticky nevhodného prostředí laboratoře – na rozdíl od dvoumikrofonové metody je při tomto způsobu měření akustická trubice otevřená do okolního prostoru a tedy i vnější či odražený zvukový signál se může dostat do zadní „Downstream“ části systému a ovlivnit výsledky. Za účelem minimalizace přechodových jevů byl sice navržen akustický impedanční uzávěr trubice (horna viz kapitola 6.2), nicméně vliv prostředí laboratoře s mnoha odrazy a dlouhou, všudypřítomnou „dozvukovou“ odezvou bezesporu výsledky ovlivnilo. Dalším významným bodem byla důkladná verifikace měřicího systému a impedanční trubice, která, jak bude předvedeno, objevila limitace stávajícího systému v oblasti velmi nízkých frekvencí.

8.1 Realizace měřicího systému

Samotný měřicí systém byl zkonstruován dle popisu v kapitole 6.2 a jednotlivých podkapitolách. Zkoumaný vzorek byl umístěn mezi dvě dvojice mikrofonů a rozdělil tak

trubici na dvě části: *Upstream* – část trubice před vzorkem a *Downstream* – část trubice za vzorkem (ve směru od zdroje signálu). Část *Downstream* byla uzavřena akustickým uzávěrem – hornou – vypočtenou za účelem impedančního přizpůsobení a minimalizaci odrazů na přechodu rozhraní trubice-okolí. Vzhledem k tomu, že uzávěr směřoval na rovnou stěnu (tj. obecný problém dlouhé impedanční trubice a dostupných prostor), byly před stěnu kvůli minimalizaci odrazů umístěny dostupné difúzně-pohlcující molitanové jehlany (viz obr. 28).



Obr. 28 – Umístění difúzních molitanových jehlanů proti vývodu akustické horny

Vlastní měření bylo řešeno formou synchronního záznamu čtyř nebo sedmi analogových kanálů s možností okamžité analýzy signálů a/nebo přímého uložení zaznamenaných dat. Systém byl buzen čistým sinusovým signálem o zvolené amplitudě. Rozsah amplitudy budicího signálu byl experimentálně zvolen (s ohledem na případné poškození budicího reproduktoru) na 0.1 – 1.0 V. Výstupní signál buzení byl připojen k lineárnímu zesilovači s patnáctinásobným zesílením, maximálním výkonem 15 W a výstupním rozsahem ± 15 V. Tento zesilovač byl přímo propojen s reproduktorem Monacor SPH-100.

Vzhledem k mechanickým vlastnostem reproduktoru, či přesněji řečeno celého řetězce reproduktoru a vzduchového sloupce v akustické impedanční trubici, docházelo při zavedení budicího signálu k přechodovému jevu, způsobenému mj. momentem setrvačnosti

mechanického systému. Tento přechodový jev se projevil na zaznamenaném signálu ve formě počátečního rozkmitání po dobu menší než 100 ms při spuštění systému či při změně frekvence budicího harmonického signálu. Aby byl tento přechodový jev systému s dostatečnou jistotou eliminován, bylo před vyhodnocením dat „zahozeno“ prvních 300 ms naměřeného signálu. 300 ms bylo zvoleno v souladu s principem předběžné obezřetnosti při analýze rezonančních oblastí celého systému, kdy rostla jak amplituda, tak délka trvání přechodového jevu. Při pozdějších měřeních byla analyzována linearita systému a bylo potvrzeno, že přechodový jev výrazně nepřekračuje 100 ms, původní hodnota však zůstala preventivně zachována.

Při měření mohly být současně zaznamenány tyto signály na jednotlivých kanálech:

- Kanál 0 – Napětí elektrod aktuátoru MFC1 (směrem k reproduktoru, tj. v *Upstream* části)
- Kanál 1 – Napětí elektrod aktuátoru MFC2 (směrem od reproduktoru, tj. v *Downstream* části)
- Kanál 2 – Výstup laserového vibrometru (měření rychlosti pohybu zadní části vzorku)
- Kanál 4 – Vstup prvního mikrofону s označením MIC1
- Kanál 5 – Vstup druhého mikrofону s označením MIC2
- Kanál 6 – Vstup třetího mikrofону s označením MIC3
- Kanál 7 – Vstup čtvrtého mikrofону s označením MIC4

Vzhledem k rozdílným (vysokým) impedancím zdrojů signálu na prvních třech kanálech musely být tyto galvanicky odděleny s použitím modulů DEWETRON DAQP-LV-BNC umístěných v modulárním zařízení DEWE-30-16. Jedná se o analogové napěťové zesilovače s velkým vstupním odporem ($> 1 \text{ M}\Omega$) a malým odporem výstupním ($< 10 \text{ }\Omega$), které byly MFC konfigurovány na vstupní rozsah $\pm 2.5 \text{ V}$ a pro Vibrometr $\pm 5 \text{ V}$.

Jako vibrometr byl použit OMETRON Portable Vibrometer VH-1000-D, zařízení využívající Helium-Neonový laser s vlnovou délkou 622 nm, jehož výstupní napětí je v rozsahu $\pm 4 \text{ V}$. Aplikační poznámka v manuálu k vibrometru hovoří o nutnosti umístit zařízení v násobku definované vzdálenosti od snímané plochy vzhledem k fyzikálním vlastnostem měření na základě interference laserových paprsků o určité vlnové délce.

Tyto první tři vstupní kanály byly odděleny jedním měřeným a následně nepoužitým kanálem s uzemněným vstupem – kanálem 3. Motivací bylo zaručené oddělení kanálů s rozdílnou vstupní impedancí. Více podrobností k tomuto lze nalézt v kap. 6.2.1.

Měřicí systém může pracovat buď se všemi sedmi vstupními kanály, nebo pouze se čtyřmi mikrofonními vstupy – kanály 4 - 7. Pro přehlednost byly vytvořeny dvě verze měřicího programu pro tyto dva různé počty vstupů. Zdrojový kód v Matlabu lze nalézt v přílohách, jedná se o soubory *Trubice4_Sweep.m* (pouze 4 mikrofonní kanály) a *Trubice4_Sweep_VoltageMFC.m* (měření všech sedmi kanálů).

Měření probíhalo se vzorkovací frekvencí 40 kS/s a 16bitovým rozlišením pro každý kanál, následné zpracování či ukládání probíhalo ve formátu Double (64bitový datový typ s plovoucí řádovou čárkou v souladu se standardem IEEE[®] 754).

8.1.1 Analýza časového signálu

Vzhledem k vysoké požadované přesnosti měření bylo zvoleno použití jednoduchého harmonického signálu na místo širokopásmového buzení pomocí bílého či jiného šumu. Tento přístup umožňuje velmi přesně definovat požadovanou frekvenci i její amplitudu a zcela jednoznačně určit amplitudu a fázi různých odražených či jiných vln.

Zpracování naměřeného signálu probíhalo dle vztahů v kap. 6.2.2 - 6.2.4. Veškeré operace byly prováděny ve fázorovém tvaru harmonického signálu:

$$\mathbf{U} = U \cdot e^{j\varphi} . \quad (8.1.1)$$

Při zpracování spojitého časového signálu je tedy nejprve zjištěna amplituda a fáze signálu o dané úhlové frekvenci. V prvním přiblížení byla pro tento účel využita metoda rychlé Fourierovy transformace (FFT), ovšem vzhledem k požadavku na shodně vysokou přesnost pro všechny měřené frekvence (tedy i ty, pro které nelze zajistit N-násobek vzorků v jedné periodě vzhledem ke vzorkovací frekvenci) a také vzhledem k tomu, že je předem známa přesná frekvence daného signálu, bylo přistoupeno k implementaci jiného algoritmu.

FFT je rychlá a efektivní implementace DFT (Diskrétní Fourierova Transformace), která snižuje náročnost zpracování n-rozměrného vzorku dat z $O(n^2)$ pro DFT na $O(n \log n)$. DFT, tedy funkce převádějící digitální signál časově závislý $(x_0, x_1, \dots, x_{N-1})$ na frekvenčně závislý $(X_0, X_1, \dots, X_{N-1})$, je pro signál o délce N vzorků definována jako

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \cdot e^{-j2\pi kn/N} \quad (8.1.2)$$

a pro vyhodnocení získaného frekvenčního spektra je nezbytná znalost vzorkovací frekvence. Ze získaného spektra je poté možné získat amplitudu všech obsažených frekvencí – v ideálním případě bychom tedy získali spektrum obsahující jediný bod s aktuálně měřenou frekvencí, její amplitudou i fází. Při reálném nasazení FFT v diskretním měřicím systému je velmi obtížně realizovatelné získat při každém měření pro každou měřenou frekvenci vhodný počet vzorků pro odpovídající délku periody, rozlišení FFT či podmínku 2^N rozměru okna. Pro eliminaci nespojitostí mohou být použity okénkovací funkce (např. *Hamming Window*), které ovšem vnášejí do výpočtu vlastní spektrum, jež je nutno kompenzovat.

Navržené řešení obchází daná omezení, je ale použitelné jen pro tento specifický deterministický případ, kdy je předem zřejmá přesná frekvence zkoumaného signálu. Řešení vychází z řešení soustavy lineárních rovnic a využívá funkci Matlabu *mldivide* (operand zpětné lomítka, „\“, *backlash*).

Funkce *mldivide* ve standardním tvaru $x = A \setminus B$ hledá řešení soustavy lineárních rovnic ve tvaru $A * x = B$. Matlab povoluje i alternativní zápis $x = \text{mldivide}(A, B)$. Vstupní matice musí mít shodný počet řádků, orientace dat v maticích specifická pro tuto úlohu je popsána dále v textu – pro lepší čitelnost je níže přiložen přímo i kód výpočtu.

Nejprve jsou vygenerovány dva referenční signály s jednotkovou amplitudou *sin* a *cos* o shodné délce a shodné frekvenci se změřeným signálem (naměřený signál, resp. signály jsou již po oříznutí přechodového jevu a jejich délka je po dobu zpracování konstantní). Pokud označíme matici oříznutých vstupních dat jako *dataCrop* a matici pomocných referenčních signálů jako *W*, potom kód operace bude vypadat takto:

```
t = (linspace(0, timeToAnalyze, length(dataCrop(:,1))))';
W = [cos(2*pi*F*t(1:(length(dataCrop(:,1)))))
     sin(2*pi*F*t(1:(length(dataCrop(:,1)))))];
C = (W\dataCrop(:, :));
amp = sqrt(C(1, :).^2 + C(2, :).^2);
phi = atan2(C(1, :), C(2, :));
```

Zde t je sloupcový vektor časových značek o délce analyzovaného signálu. W je dvousloupcová matice s referenčními signály \sin a \cos v jednotlivých sloupcích. $dataCrop$ je matice s oříznutými vstupními signály uspořádanými do čtyř nebo sedmi sloupců. Při zachování tohoto rozložení lze pro všechny vstupní kanály najednou vypočítat dva pomocné koeficienty C , představující koordináty v komplexní rovině, ze kterých jsou následně Pythagorovou větou získány parametry fázorů – fáze a amplituda ze vztahu (8.1.1):

$$U = \sqrt{C_1^2 + C_2^2} \quad (8.1.3)$$

$$\varphi = \text{arc tan2}(C_1, C_2) . \quad (8.1.4)$$

Použitá funkce atan2 představuje modifikaci inverzní trigonometrické funkce arkus tangens se dvěma vstupními parametry – souřadnicemi ve dvoudimensionálním prostoru.

Představená metoda umožňuje při zachování požadované struktury vstupních dat přesné a efektivní získání fázorové reprezentace časového signálu všech kanálů. V tomto formátu jsou poté prováděny všechny následné výpočty, jež by v časové doméně nebylo možné realizovat.

8.2 Kalibrace

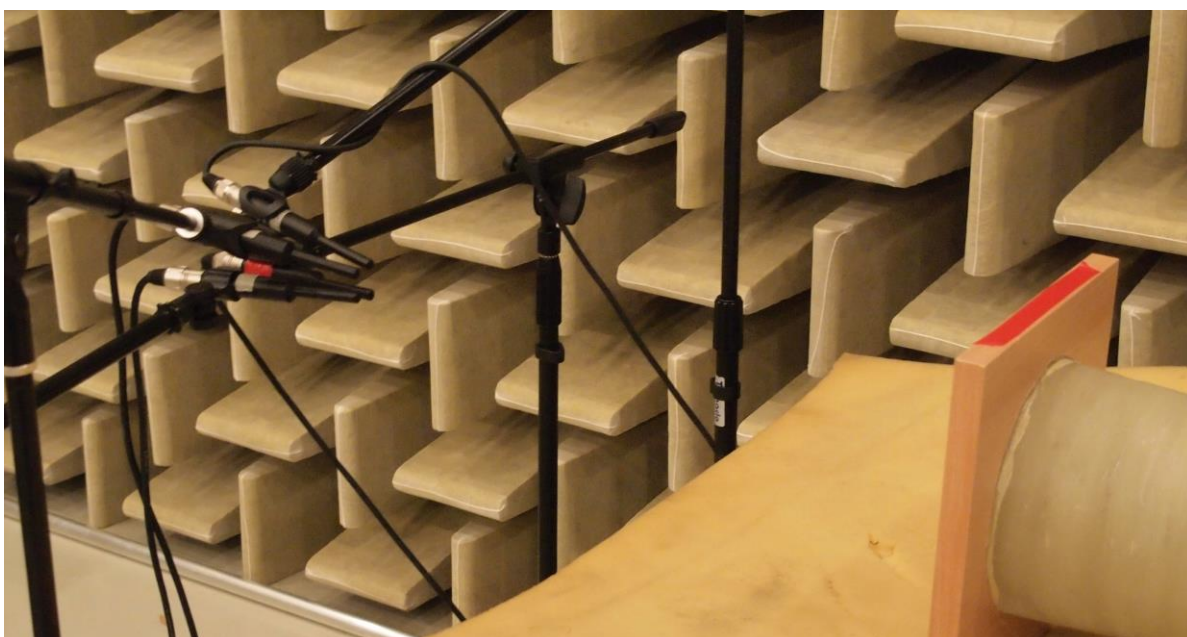
Před vlastním měřením je nutné provést kalibraci snímacího řetězce tak, aby byly vyloučeny rozdílné hodnoty zesílení jednotlivých mikrofonních kanálů. Za tímto účelem byl vytvořen kalibrační postup a program s názvem *kalibrace_sweep.m*. Pro realizaci čtyřmikrofonové metody byl zvolen dynamický rozsah budicího signálu 0,1 – 1,0 V. Jak bude předvedeno v následující kapitole 8.3.3, celý systém vykazuje lineární chování. Je tedy teoreticky možné zvolit libovolnou kalibrační amplitudu, při většině měření byla nastavena amplituda 0,2 V.

Kalibrace provede proměření všech vstupů pomocí již představených a používaných metod a uloží normalizované amplitudové a fázové charakteristiky jednotlivých kanálů. Klíčovým bodem pro korektní funkci této kalibrace je umístění mikrofonů.

Při měření v laboratořích TUL byly mikrofony umístěny dovnitř horny akustického uzávěru přibližně 4 cm před konec. Mikrofony byly umístěny na konstrukci nezasahující do horny, byly pevně spojeny dohromady páskou a nasměrovány tak, aby jednotlivé snímací

membrány byly stejně daleko od osy reproduktoru a aby ze 4 stran mířily na osu akustické trubice se shodným úhlem sklonu vůči ose. Tato varianta byla zvolena vzhledem k silnému vlivu prostředí a odrazům v místnosti, které činily kalibrační charakteristiky nepoužitelnými.

Během měření v bezodrazné komoře byly mikrofony umístěny na stojany před vývod horny a nasměrovány shodně vůči ose horny, resp. akustické trubice. Vzhledem k eliminaci okolních odrazů díky pohltivým obkladům akustické bezodrazné komory mohly být mikrofony umístěny pohodlně vně horny tak, aby žádná část jejich konstrukce nezasahovala do tvaru příchozí zvukové kuloplochy, šířící se z akustické trubice.

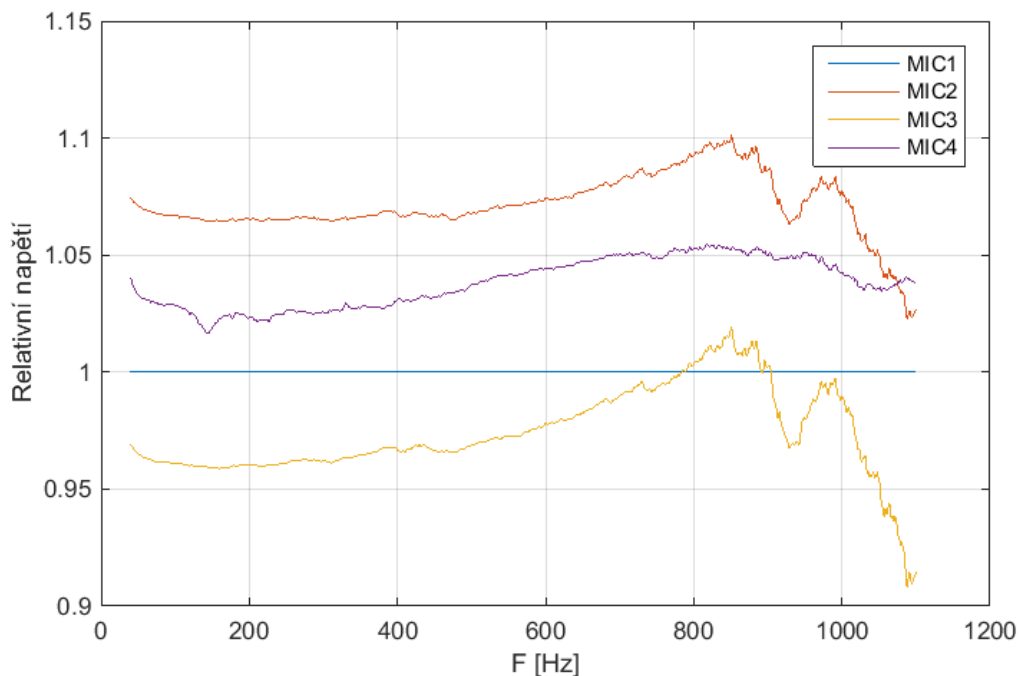


Obr. 29 – Pozice mikrofonů během kalibrace v bezodrazné komoře VÚTS

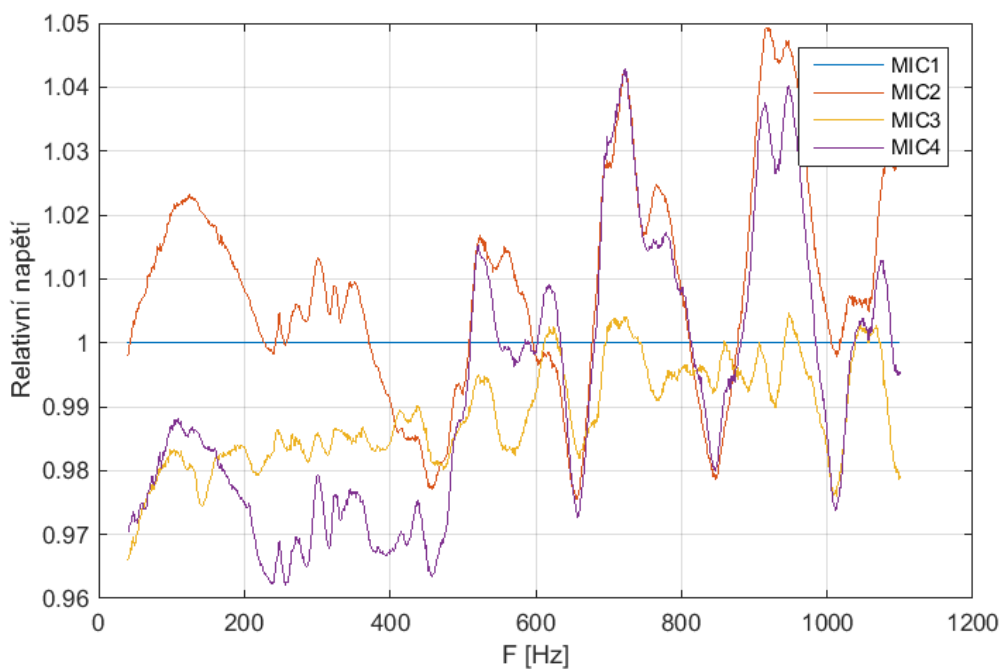
Naměřené hodnoty jsou ukládány do souboru s příponou .mat, který obsahuje vektor frekvenční osy a dvě matice s konstantami amplitudových a fázových korekcí. Tyto hodnoty se poté při vlastním měření násobí a odečítají od aktuálních hodnot odpovídajících kanálů a frekvencí.

Je doporučeno provést kalibrační měření vždy na začátku nové série měření, zejména pokud předtím bylo manipulováno s měřicím zařízením. Jednotlivé kanály a příslušné kabely a mikrofony jsou očíslovány tak, aby nedošlo k jejich záměně, pokud k ní však dojde, je nezbytně nutné provést znovu kompletní kalibrační měření.

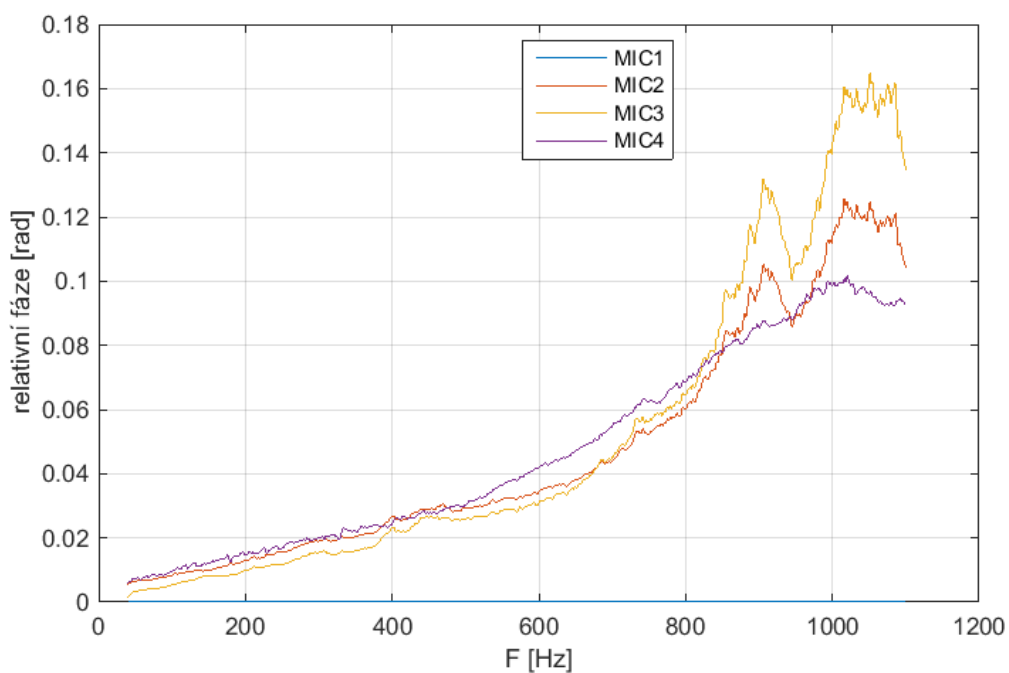
Příklad průběhu kalibračních charakteristik získaný v prostředí laboratoří TUL a VÚTS je zobrazen na obr. 30 - 33.



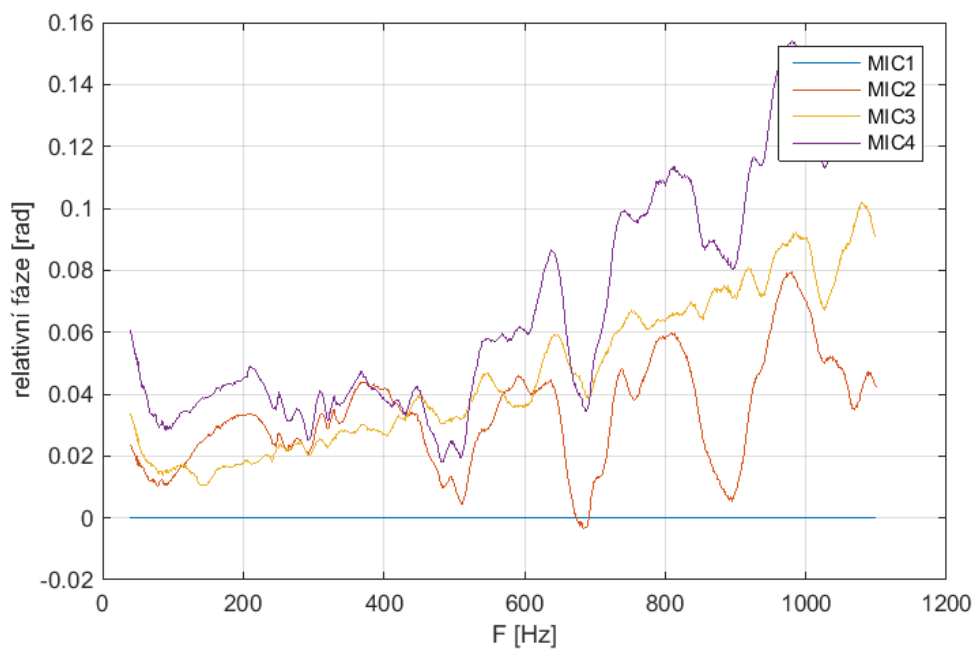
Obr. 30 – Amplitudové kalibrační charakteristiky čtyřmikrofonové metody získané v laboratořích TUL pro $F = 40 - 1100$ Hz



Obr. 31 – Amplitudové kalibrační charakteristiky z bezodrazné komory VÚTS



Obr. 32 – Fázové kalibrační charakteristiky čtyřmikrofonové metody získané v laboratořích TUL pro $F = 40 - 1100$ Hz



Obr. 33 – Fázové kalibrační charakteristiky z bezodrazné komory VÚTS

8.3 Výsledky měření

Měření probíhalo na instalaci popsané konstrukce a s využitím postupů, algoritmů a kalibračních konstant popsaných v předcházejících kapitolách. Po validaci funkce měřicího systému (tuhá kovová deska vs. „nic“ – prázdná trubice bez vloženého vzorku) byla vyslovena hypotéza o vlivu prostor laboratoře na výsledky měření, projevující se zejména v oblasti nízkých a velmi nízkých frekvencí (kolem 100 Hz až k 50 Hz). Tato hypotéza byla následně na základě měření v bezodrazné místnosti přehodnocena, jak bude popsáno, na vliv samotné konstrukce akustické impedanční trubice.

Dále byla analyzována linearita systému a chování MFC aktuátoru po přivedení vnějšího vlivu. Zde byly měřeny průběhy napětí obou aktuátorů a pomocí vibrometru i rychlost kmitání kompozitního vzorku ve středu plochy, tedy v místě teoretické maximální výchylky (problematice modální analýzy kmitajícího povrchu se autor věnuje ve své publikaci *Glass window vibrations analysis used for positioning of piezoelectric damping elements* pro 2D sklo větších rozměrů, v aktuálním kontextu redukce akustické úlohy do 1D uvnitř impedanční trubice je toto měření pouze okrajovou veličinou tzv. pro zajímavost).

Je nutné zdůraznit, že v případě měření průběhu napětí na MFC aktuátorech je jejich chování z hlediska odražené či prošlé vlny ovlivněno připojeným zařízením. Měření bylo realizováno před oddělovacím prvkem DEWETRON DAQP-LV-BNC se vstupní impedancí větší než 1 M Ω , z pohledu MFC se však jednalo o vysokoimpedanční připojenou zátěž, která ovlivnila chování aktuátoru.

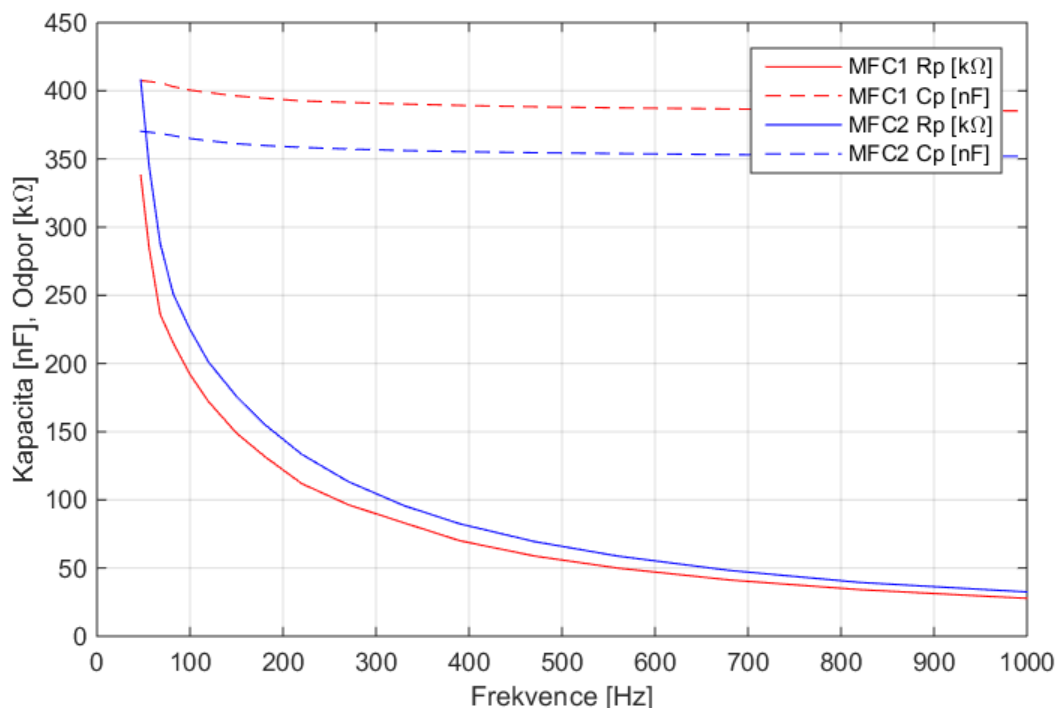
Před přípravou kompozitního vzorku byly proměřeny elektrické vlastnosti MFC aktuátorů a to jak obou samostatně, tak i v antiparalelním zapojení po nalepení na polykarbonátovou nosnou desku.

Vlastní akustické měření semi-aktivního vzorku bylo rozděleno do několika fází:

1. Měření polykarbonátové desky
2. Měření kompozitu polykarbonátu a dvou MFC s odpojenými elektrodami
3. Měření kompozitu se zkratovanými elektrodami (*short circuit*)
4. Měření kompozitu s připojenou impedanční zátěží
5. Měření kompozitu s připojeným NIC obvodem

8.3.1 Měření elektrických vlastností MFC

S využitím komplexního impedančního analyzátoru HIOKI byly nejprve proměřeny jednotlivé aktuátory MFC1 a MFC2 zvlášť. Výsledky byly zaznamenány ve formě parametrů náhradního paralelního RC obvodu. Vizualizace tohoto měření je zobrazena na obr. 34.



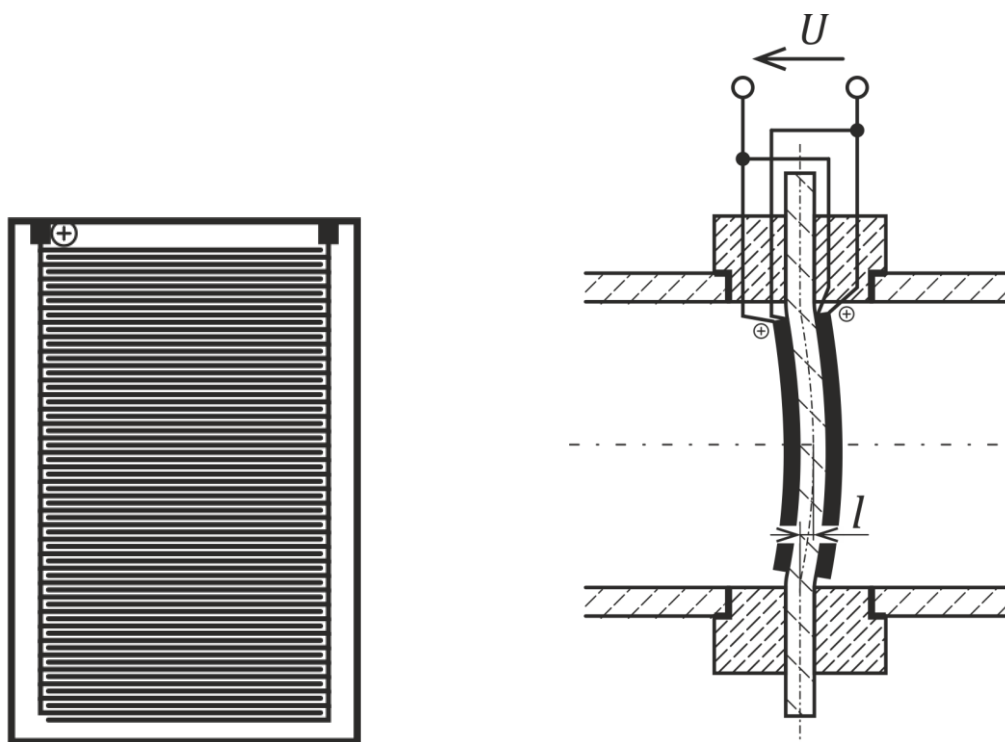
Obr. 34 – Měření impedance volných aktuátorů MFC1 a MFC2 v parametrech náhradního paralelního RC obvodu

Je zřejmé, že ač se jedná o stejný typ MFC aktuátorů 29H13 a hodnoty mají podobný průběh, v absolutních hodnotách je odchylka parametru kapacity průměrně 9% a v případě odporu 18%.

8.3.2 Konstrukce a základní vlastnosti kompozitního vzorku

Při výrobě MFC kompozitu byly aktuátory nalepeny na nosný polykarbonát z obou stran „čelem od sebe“. To znamená, že při působení externí síly (výchytky) na kompozit se na elektrodách aktuátorů objeví náboj opačné polarity. Z toho důvodu jsou aktuátory zapojeny antiparalelně. Teoreticky tedy budou přivedením napětí určité polarizace působit shodným

směrem (tak by to alespoň bylo v případě aktivního řízení aktuátoru řídicím systémem či signálovým generátorem). Schematické znázornění struktury MFC aktuátoru a antiparalelního zapojení kompozitu umístěného v akustické impedanční trubici je znázorněno na obr. 35.



Obr. 35 – Vlevo schématické znázornění vnitřní struktury MFC aktuátoru a umístění elektrod. Vpravo antiparalelní zapojení dvou MFC aktuátorů a elektromechanické chování kompozitu v akustické trubici při působení externí síly. [zdroj: M. Černík]

Jedná se o plnou polykarbonátovou desku s obchodním názvem MAKROCLEAR[®] tloušťky $h = 0,75 \text{ mm}$. MFC aktuátory typu 29H13 byly na vzorek přilepeny dvousložkovým epoxidovým lepidlem. Hlavní mechanické parametry materiálu uváděné v technickém listu¹ jsou: hustota $\rho = 1200 \text{ kg/m}^3$, modul pružnosti v tahu i v ohybu $E = 2300 \text{ MPa}$. Poissonovo číslo materiálu technický list neuvádí, tabulková hodnota je 0.37. Na základě těchto hodnot byl dle [68] proveden orientační výpočet základní rezonanční frekvence samotného upnutého polykarbonátu (Natural Frequencies of circular plate bending modes:

¹ Technický list Plné polykarbonátové desky MAKROCLEAR[®] [[https://www.titan-multiplast.cz/storage/titan_CatalogueModule-Download/52-file-File\[cs\]-polykarbonatove-desky-MAKROCLEAR.pdf](https://www.titan-multiplast.cz/storage/titan_CatalogueModule-Download/52-file-File[cs]-polykarbonatove-desky-MAKROCLEAR.pdf)]

Appendix H - Fixed Plate, Bessel Function). Nejprve byl vypočítán koeficient tuhosti (*Stiffness factor*)

$$D_e = \frac{E \cdot h^3}{12(1 - \mu^2)}. \quad (8.3.1)$$

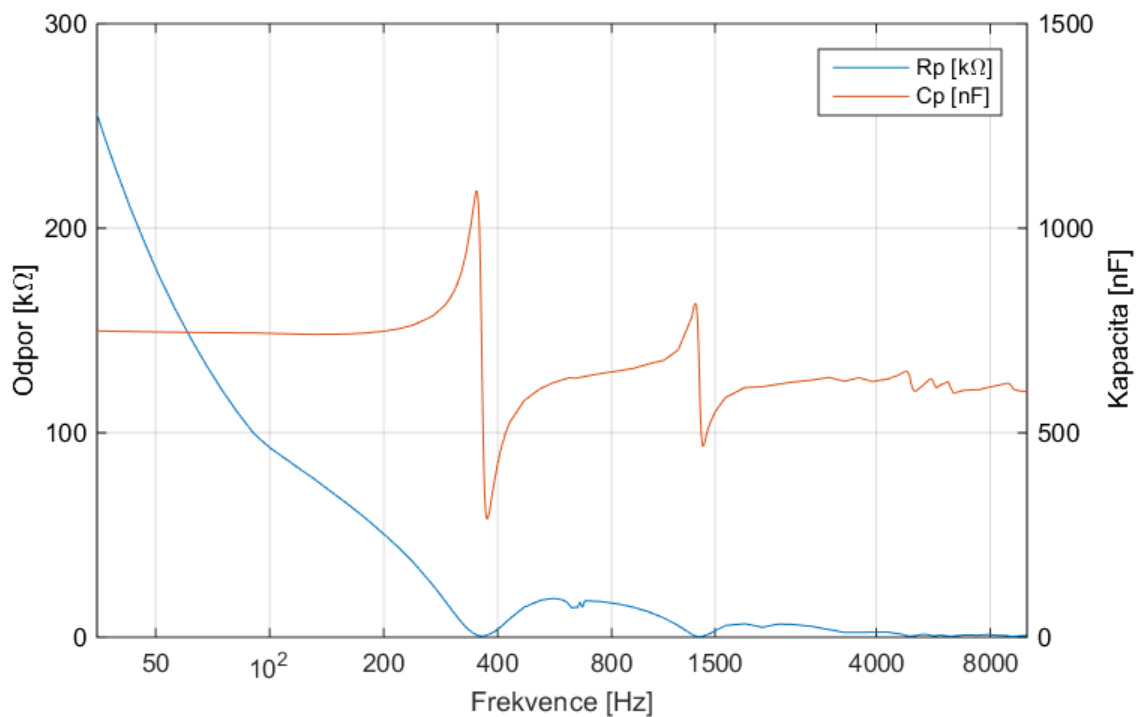
Úhlová rezonanční frekvence základního módu upnuté polykarbonátové desky je potom vyjádřena jako:

$$\omega = \frac{10.2158}{r^2} \sqrt{\frac{D_e}{\rho \cdot h}} \quad [\text{rad/s}]. \quad (8.3.2)$$

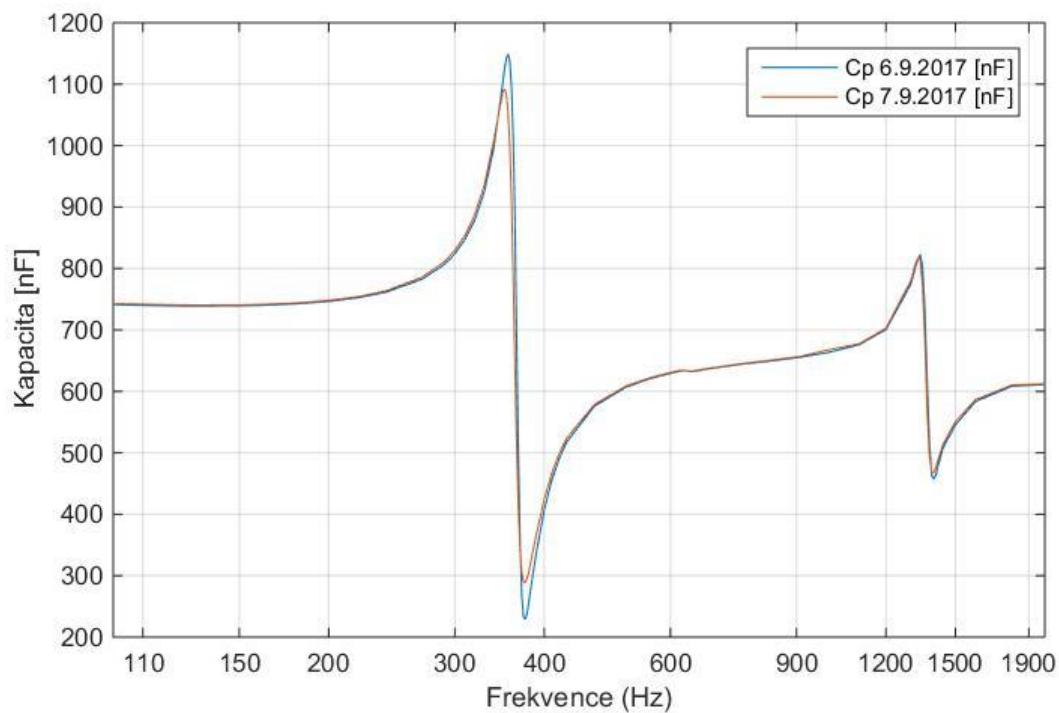
Pro vnitřní poloměr desky 0,05 m a výše popsané materiálové konstanty byla dosažena hodnota rezonanční frekvence 1318 rad/s, což odpovídá přibližně 210 Hz. Experimentálně zjištěná hodnota vlastní rezonanční frekvence polykarbonátu (viz obr. 49) byla 230 Hz. Disproporce mezi těmito hodnotami může být způsobena jednak nedokonalým upnutím a tedy nedodržením okrajové podmínky Raleighovy metody výpočtu, dále možnou nehomogenitou tloušťky desky z výroby – již pro hodnotu $h = 0,82 \text{ mm}$ vychází rezonanční frekvence přibližně 230 Hz.

MFC aktuátory nalepené na polykarbonátovou desku mají ve směru deformace Youngův modul pružnosti $E = 30 \text{ GPa}$, tedy zhruba 10x více než polykarbonát, při tloušťce aktuátoru 0,3 mm. Lze tedy předpokládat, že rezonanční frekvence finálního kompozitu bude oproti samotnému polykarbonátu výrazně posunutá (tento předpoklad potvrzují výsledky pozdějších měření – změna je ze 230 Hz na přibližně 410 Hz).

Hotový kompozit byl upnut do zkušebního držáku o průměru 0.1 m, ve kterém bude umístěn do akustické trubice. Po upnutí byly znovu proměřeny elektrické vlastnosti celého kompozitu z hlediska frekvenčně závislé impedance zařízení. Výsledky jsou opět zobrazeny ve formátu parametrů paralelního RC obvodu, jejich průběh je však velmi odlišný od předchozích měření samostatných MFC. Měření probíhalo s upnutým kompozitem tak, že upínací okruží bylo položeno na měkké molitanové podložce (za účelem minimalizace případných vnějších mechanických vlivů).

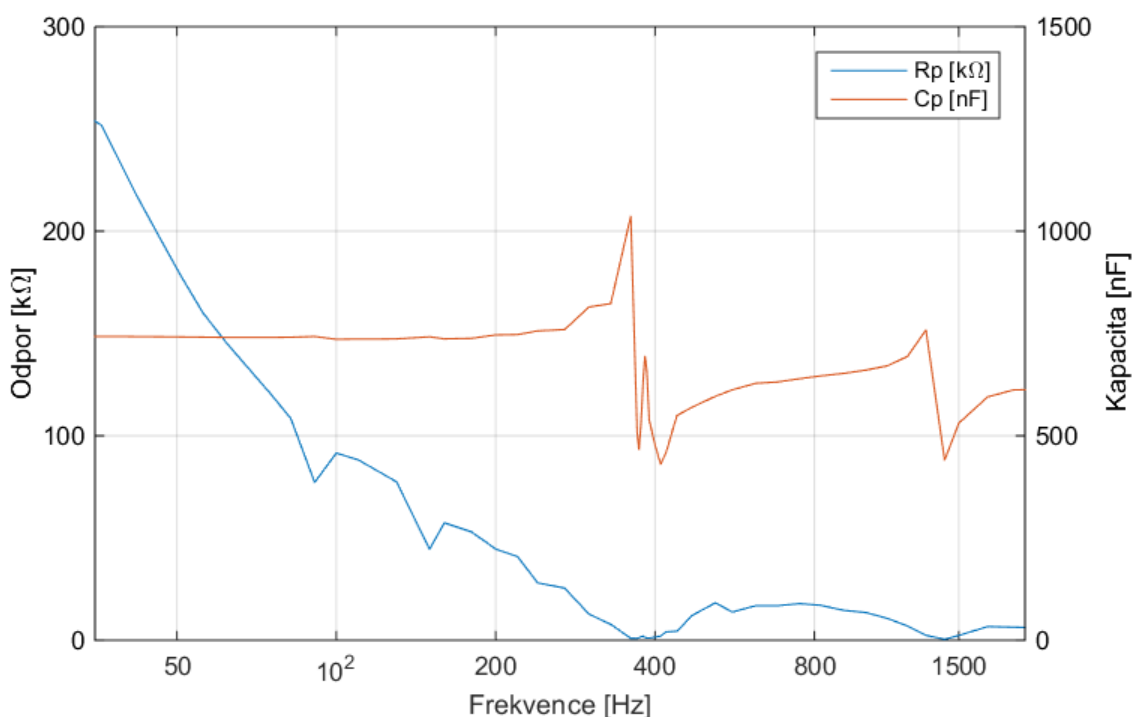


Obr. 36 – Měření impedance upnutého kompozitního vzorku v parametrech náhradního paralelního RC obvodu v širokém pásmu 33 Hz – 10 kHz



Obr. 37 – Porovnání dvou měření impedance upnutého kompozitního vzorku v datech 6. 9. 2017 a 7. 9. 2017

Měření kompozitu bylo několikrát zopakováno a průběh při stejném uložení kompozitního vzorku byl vždy velmi obdobný, jak je patrné na obr. 36 a 37. Velký vliv na naměřenou impedanci měla změna mechanických vlastností okolních vzduchových sloupců například při uzavření upínacího okruží pevnou deskou. Tento okolní vliv na průběh impedance je ilustrován shodným měřením po umístění upnutého vzorku do impedanční trubice. Elektrody antiparalelně propojených MFC byly opět shodně připojeny k impedančnímu analyzátoru Hioki. Výsledky tohoto měření lze nalézt na obr. 38.



Obr. 38 – Průběh impedance kompozitu v akustické trubici v parametrech náhradního paralelního RC

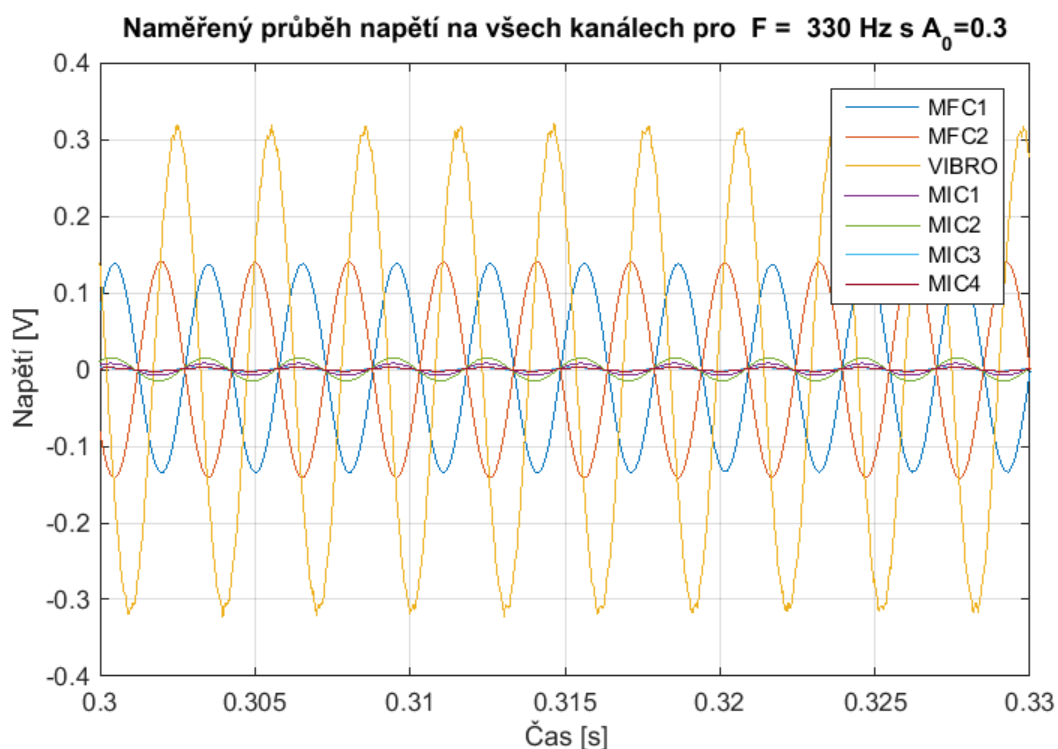
Zde je patrný značný vliv impedanční trubice na elektrické parametry MFC, resp. celého kompozitu, v oblasti 370 – 410 Hz. Tato oblast kolem 400 Hz bude zajímavá i pro další měření – následující kapitola, věnující se analýze linearitě systému, ukáže frekvenční charakteristiky jednotlivých kanálů. Z nich je patrné, že oblast kolem 400 Hz není v první *upstream* části ničím zajímavá, ovšem průběhy napětí MFC a zadních *downstream* mikrofonů zde ukazují rezonanční oblast. Na základě obr. 38 a následujících lze tedy

potvrdit předpoklad z úvodu kapitoly o vlivu odporu připojeného zařízení na MFC kompozit a jeho frekvenční vlastnosti.

8.3.3 Měření linearity systému

Vzhledem k omezenému výkonu dostupných výkonových prvků, použitých ve zkoumaném systému, bylo nezbytné nejprve ověřit lineární chování systému v daném rozsahu tak, aby bylo možné výsledky dosažené při malých amplitudách zobecnit i pro vyšší výkony v rámci předpokládaného budoucího výzkumu. Linearita systému byla zkoumána synchronním měřením všech sedmi možných vstupních kanálů, tj. napětí MFC, signálu vibrometru a čtyř mikrofonů. Jak již bylo řečeno, modul DEWETRON DAQP připojený k MFC má díky své vstupní impedanci (ačkoliv vysoké) vliv na chování kompozitu a tedy následující data nelze využít k serióznímu výpočtu koeficientů akustické transmise, odrazu apod. Tyto veličiny tedy nejsou z dat dosažených při této sérii měření vůbec počítány.

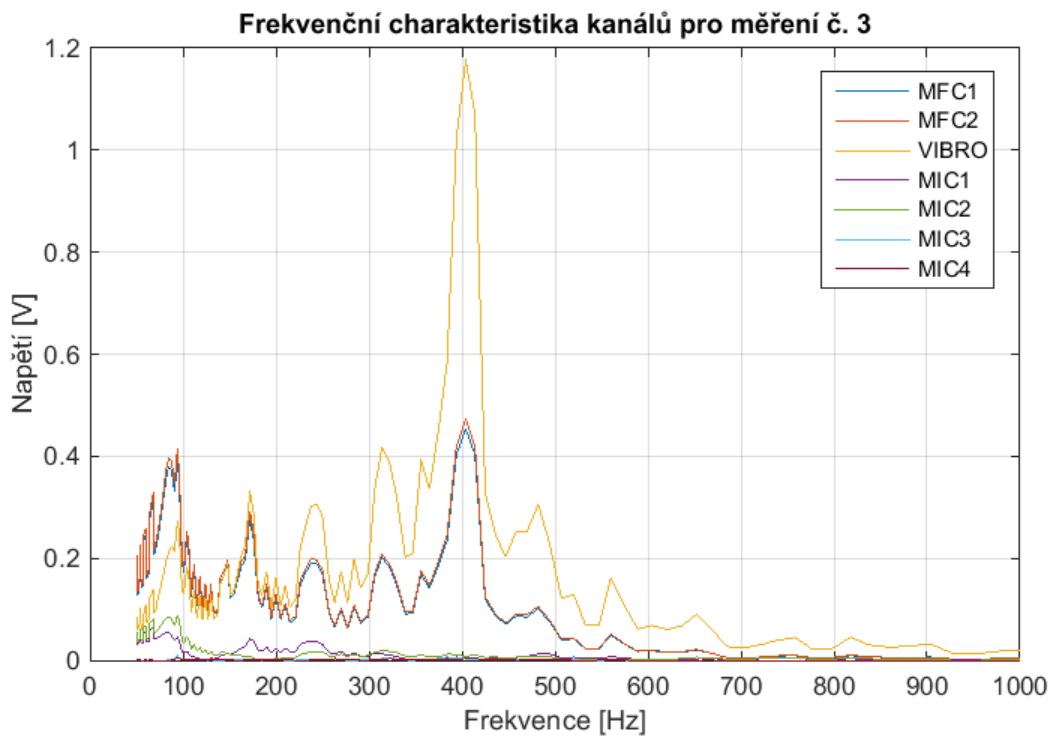
Bylo provedeno celkem sedm měření s různými amplitudami budicího signálu v rozsahu 0.1 – 1,0 V. Jednotlivé amplitudy byly zvoleny takto: 0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.6, 0.8, 1.0 V. Frekvenční rozsah této analýzy byl zvolen na 50 – 1000 Hz. Graf na obrázku 36 znázorňuje vybraný časový průběh jednotlivých kanálů pro budicí signál s amplitudou $A_0 = 0,3 V$ a $F = 330 Hz$. Graf obsahuje hrubá data bez jakýchkoliv úprav – průběh vibrometru proto reprezentuje momentální rychlost kmitání a amplituda zadních *downstream* mikrofonů je příliš malá pro jakékoliv optické vyhodnocení.



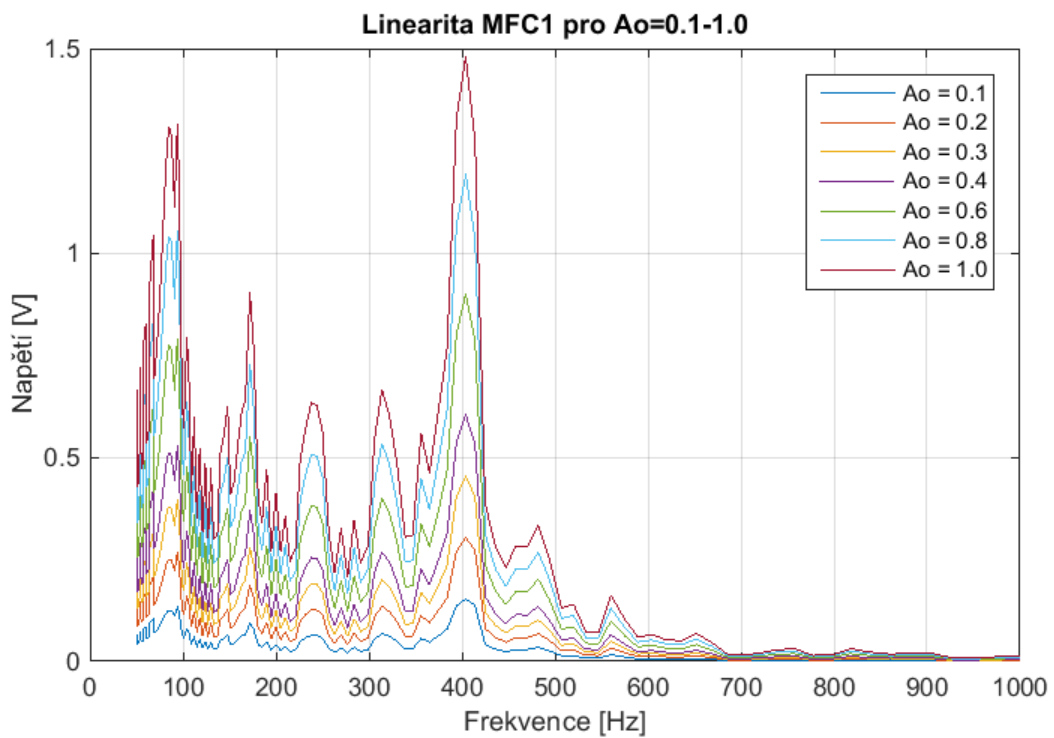
Obr. 39 – Časový průběh napětí sedmi měřených kanálů při analýze linearity signálu

Je zde však jednoznačně patrná opačná orientace MFC aktuátorů a průběh rychlosti kmitání, která má maximum v oblasti nulové výchylky, resp. rovnovážné polohy aktuátorů. Pro zobrazené měření je špičková rychlost kmitání středu kompozitu pro frekvenci 330 Hz změřená na přibližně 1,5 mm/s (vztah pro přepočítání je vzhledem k nastavenému měřicímu rozsahu vibrometru určen jako výstupní napětí ve V násobeno 5 mm/s).

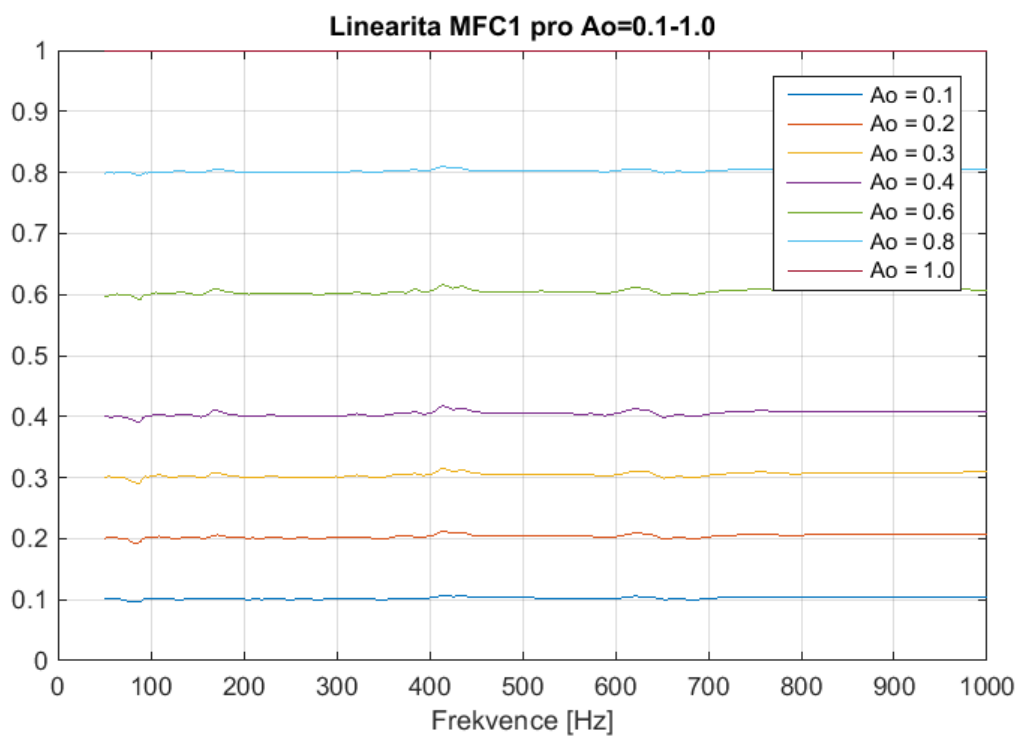
Stěžejní pro tuto část je srovnání průběhů jednotlivých kanálů pro různé amplitudy a jejich vzájemný poměr. Tyto výsledky jsou uvedeny na následujících grafech. Vzhledem k množství dat a grafů bylo vybráno několik reprezentativních příkladů, neboť jednotlivé průběhy jsou v naprosté většině případů velmi podobné.



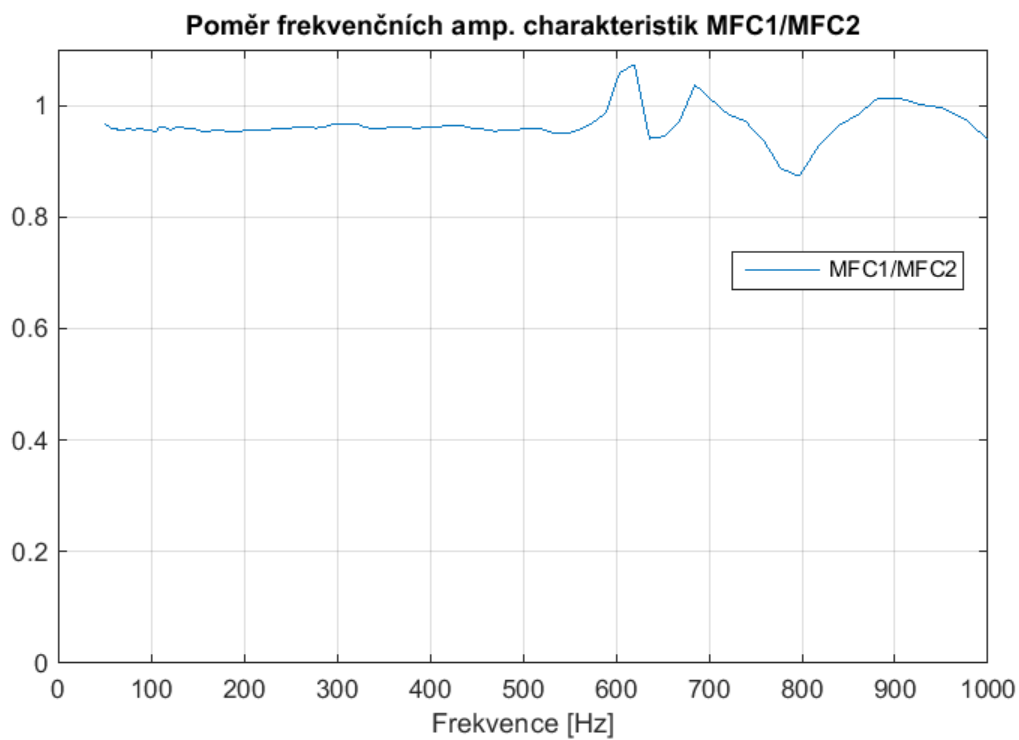
Obr. 40 – Amplitudová frekvenční charakteristika pro všech 7 vstupních kanálů při amplitudě budicího signálu 0,3 V (měření č. 3)



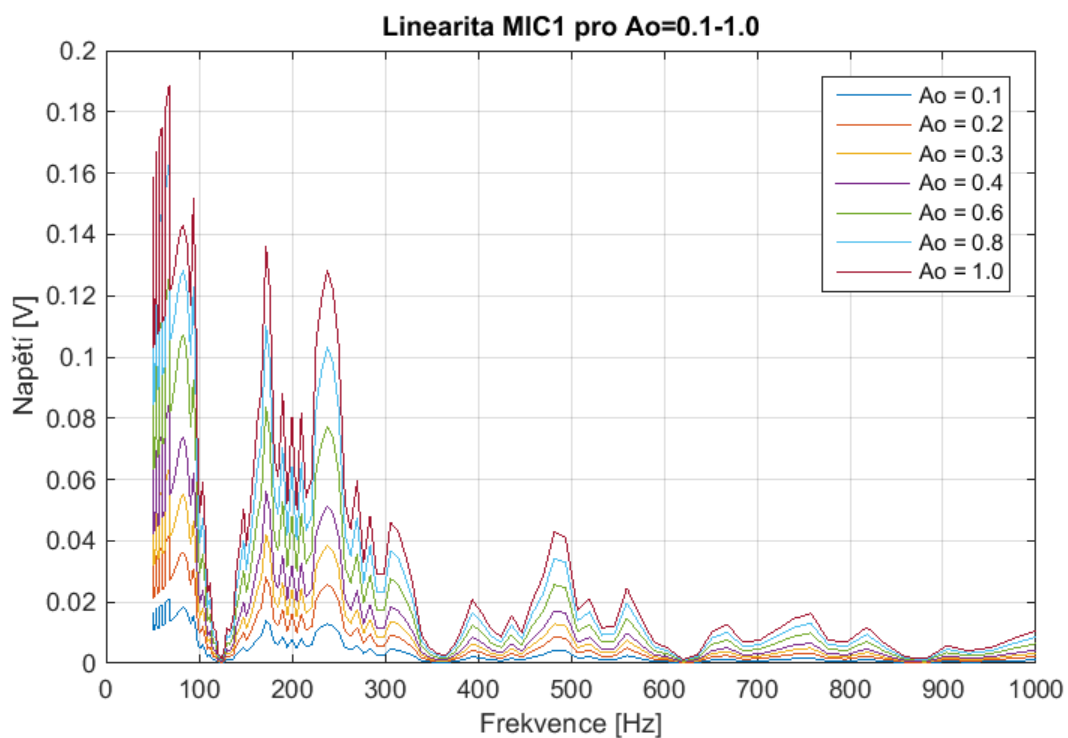
Obr. 41 – Skutečné charakteristiky MFC1 pro všechny měřené amplitudy



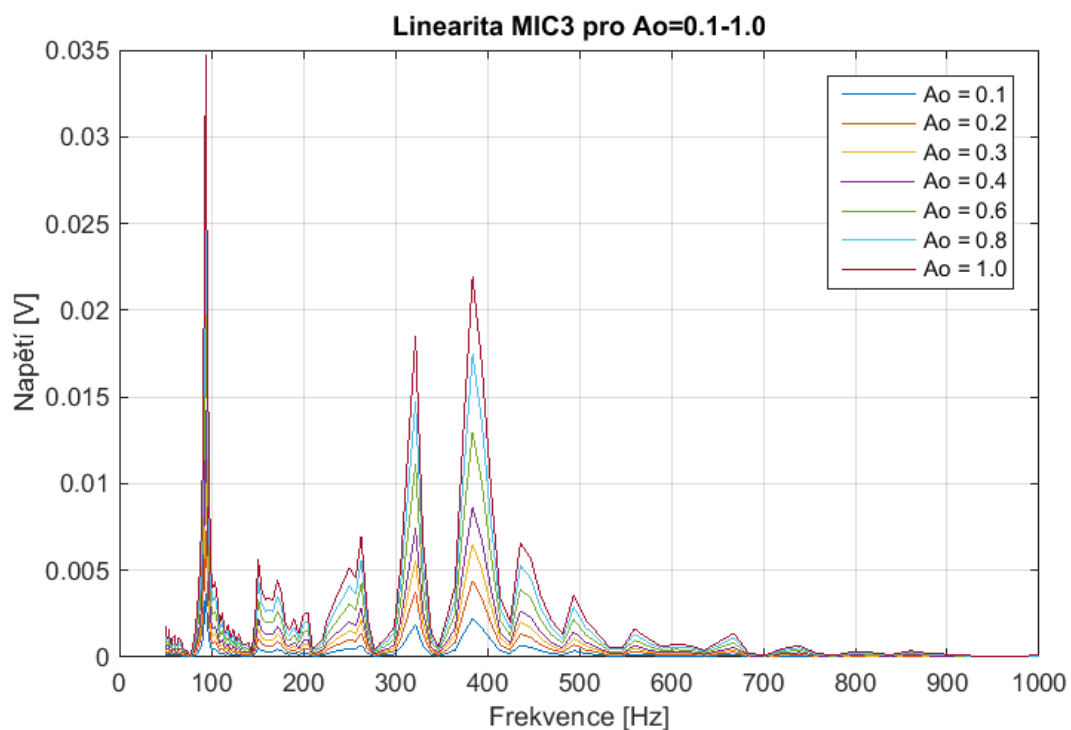
Obr. 42 – Normalizované průběhy charakteristik obou MFC dosti přesně odpovídají poměrům amplitud buzení



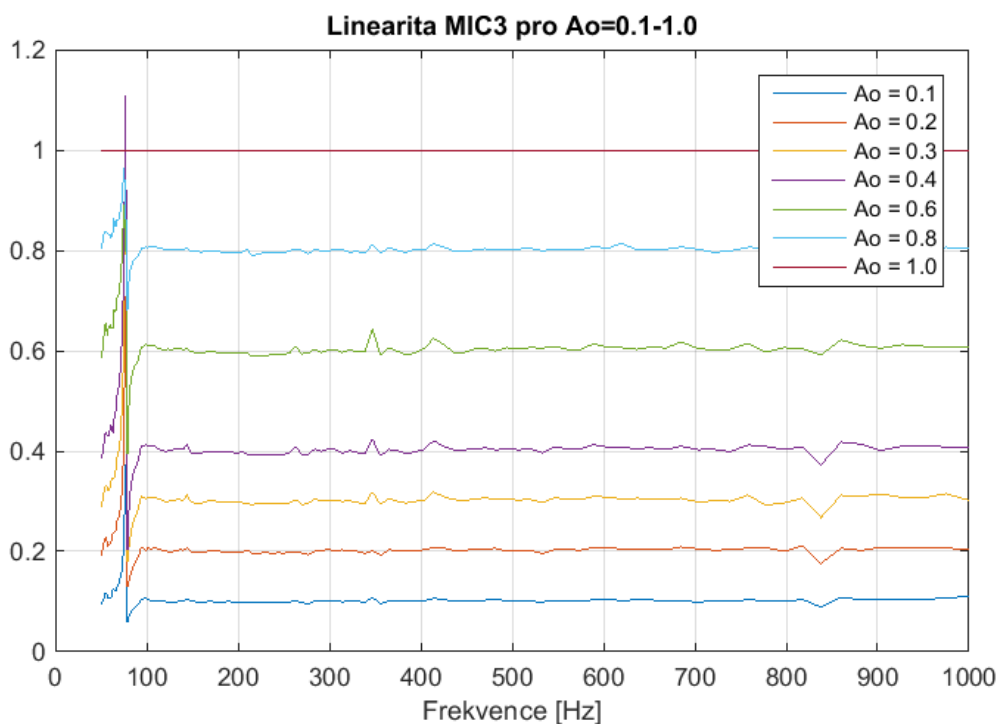
Obr. 43 – Poměr amplitudových charakteristik MFC aktuátorů koresponduje s výsledky v kapitole 8.3.1



Obr. 44 – Skutečné charakteristiky prvního mikrofonu MIC1 pro všechny měřené amplitudy. Oblast kolem 400 Hz není nijak významně „hlasitější“ než okolní frekvence



Obr. 45 – Skutečné charakteristiky MIC3 (za vzorkem) pro všechny měřené amplitudy. Oblast kolem 400 Hz je zde výrazně „hlasitější“ než před vzorkem



Obr. 46 – Normalizované amplitudové charakteristiky MIC3 v *downstream* části za vzorkem také velmi dobře odpovídají poměrům budícího signálu; ve spodní části spektra je patrná výrazná chyba měřená způsobená mechanickým přenosem vibrací a vlivem okolí

Jak již bylo řečeno, tato měření probíhala v akusticky ne zcela vyhovujícím prostředí laboratoří TUL. Přestože byly učiněny kroky za účelem minimalizace vlivu odrazů a okolního prostředí (impedanční přizpůsobení hornou, akustické jehlany, měření ve večerních hodinách), nelze vliv prostředí na výsledky zcela vyloučit. Z výsledků měření v bezodrazné komoře, prezentovaných dále, lze jednoznačně vyčíst velký vliv vlastní konstrukce akustické trubice na frekvence pod 130 Hz. Jak bude ukázáno, v tomto frekvenčním pásmu dochází zřejmě k rezonancím a významnému mechanickému přenosu energie vlastní trubicí. V této fázi měření však tato informace nebyla dosud zřejmá a chyby v oblasti do 100 Hz byly připisovány celkovému vlivu prostředí, zejména však akustickému prostředí laboratoře.

Z časových průběhů na obr. 39 je patrná zcela opačná fáze a téměř totožná amplituda MFC aktuátorů. Rozdíl v amplitudě je potvrzen i na obr. 43, který znázorňuje poměr amplitudových charakteristik aktuátorů oscilující okolo hodnoty 0.95, což potvrzuje zjištění z kapitoly 8.3.1 o neshodnosti aktuátorů. Tato různost by se ovšem díky antiparalelnímu propojení a protisměrné orientaci aktuátorů na semi-aktivním kompozitním vzorku neměla

negativně projevit – díky pevnému lepenému spoji bude jednoduše řečeno každý aktuátor tlumit dle svých možností a výsledné působení bude symetrickým součtem obou sil.

Dále jsou ukázány vybrané amplitudové charakteristiky a jejich normalizované průběhy. Všechna získaná data až na dílčí odchylky ukazují na velmi dobrou linearitu zkoumaného systému, kdy poměry mezi charakteristikami odpovídají poměru amplitudy budicího signálu. Na obr. 45 je patrná výrazná chyba u frekvence 77 Hz. Podobná chyba se v menším rozsahu objevila u všech mikrofonních kanálů, nikoliv však u napětí MFC ani vibrometru. Původní domněnka autora tedy souvisela s vlivem prostoru, další analýzy ukázaly na vliv impedanční trubice.

Jednoznačně největší míru nelinearity vykazala data z vibrometru, která ovšem nejsou pro tato měření nijak podstatná. Část výsledků vibrometru navíc obsahovala výrazný vysokofrekvenční šum v řádu kHz, jehož frekvence nijak nesouvisela s měřenou frekvencí a nemohlo se proto jednat o vyšší harmonickou budicího signálu. Současně se tato rušivá frekvence neprojevila na žádném jiném měřeném kanále. Použité mikrofony mají certifikovaný rozsah do 20 kHz a MFC aktuátory při použití jako senzor mají dle datasheetu propustné pásmo do stovek kHz v závislosti na rozměru, pokud by byla tedy tato frekvence v systému trubice, projevila by se jistě i na ostatních kanálech. Lze tedy předpokládat možné poškození použitého vibrometru či podobný problém. Vzhledem k malému významu výsledků vibrometru pro zpracovávané téma není těmto výsledkům nadále věnována pozornost.

Výsledky ostatních kanálů prokázaly ve zvoleném pracovním rozsahu vysokou míru linearity. Je tedy možné pro další měření zvolit jakoukoliv velikost amplitudy budicího signálu. Z praktického hlediska byla pro většinu měření na TUL zvolena kompromisní hodnota $A_0 = 0,3 V$. Tato hodnota zaručuje dostatečné vybuzení akustické trubice, je ve zkoumaném frekvenčním pásmu slyšitelná pouhým uchem a současně ještě není při delším působení nepříjemná pro sluchová ústrojí obsluhy. Měření v bezodrazné komoře bylo díky zanedbatelnému rušivému vlivu vnějšího prostředí a odrazů realizováno s nižší hlasitostí buzení s úrovní 0,2V a méně. Vzhledem k prokázané linearitě systému v daném rozsahu jsou tyto výsledky považovány za srovnatelné.

8.3.4 Měření akustických vlastností semi-aktivního vzorku

Tato kapitola představuje výsledky dosažené při měření v bezodrazné komoře Výzkumného ústavu textilních strojů (VÚTS) v Liberci. V této komoře právě probíhal dlouhodobý výzkum pian pro českého výrobce Petrof, podařilo se však zajistit komoru pro jednodenní měření, během kterého byly provedeny následující série měření:

- Kalibrační měření v bezodrazné komoře VÚTS
- Samotná impedanční trubice bez vzorku
- Měření vlastní polykarbonátové desky
- Měření kompozitu polykarbonátu a dvou MFC s odpojenými elektrodami (*open circuit*)
- Měření kompozitu se zkratovanými elektrodami (*short circuit*)
- Měření kompozitu s připojenou jednoduchou impedanční zátěží
- Měření kompozitu s připojeným NIC obvodem ve dvou základních konfiguracích

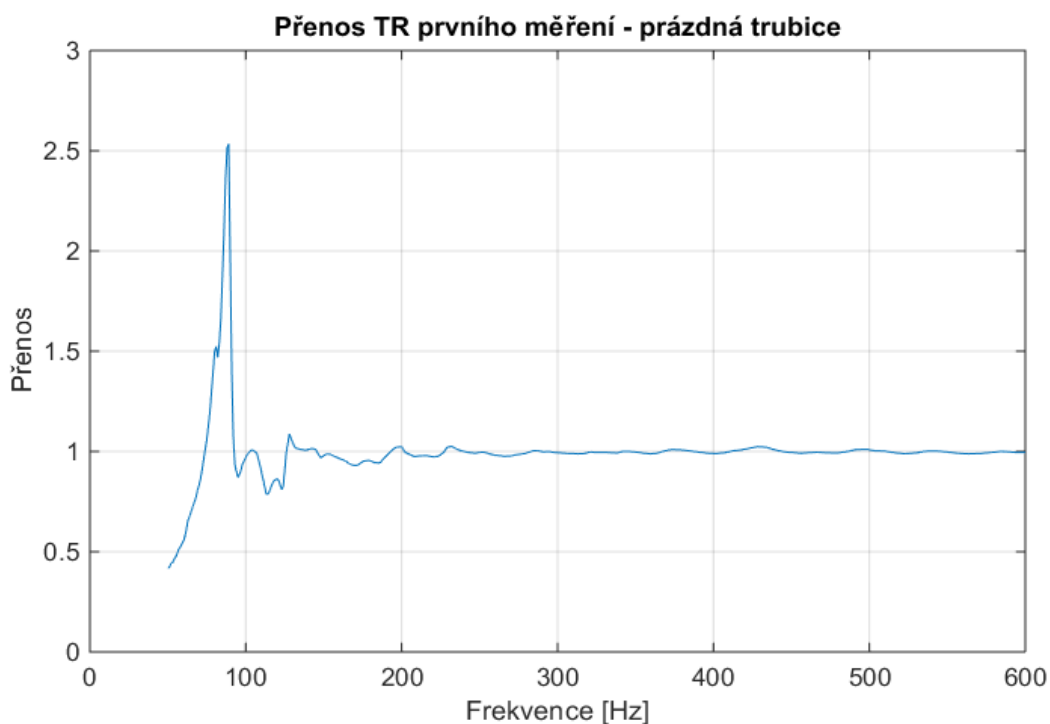
Při přípravě kalibračního měření byl velký důraz kladen na přesné umístění mikrofonů do stejné vzdálenosti od osy trubice a okraje akustické horny. Výsledkem je měření, kdy jsou mikrofony umístěny na stojanech v prostoru před ukončením trubice shodně vůči příchozí vlnoploše. Fotografie této realizace je na obr. 29.

Výsledky jsou zobrazeny na obr. 31 a 33 ve formě průběhu kalibrační kompenzační křivky pro jednotlivé mikrofony tak, že první z mikrofonů (MIC1) je považován za referenční a ostatní jsou srovnávány vůči jeho amplitudovému a fázovému průběhu.

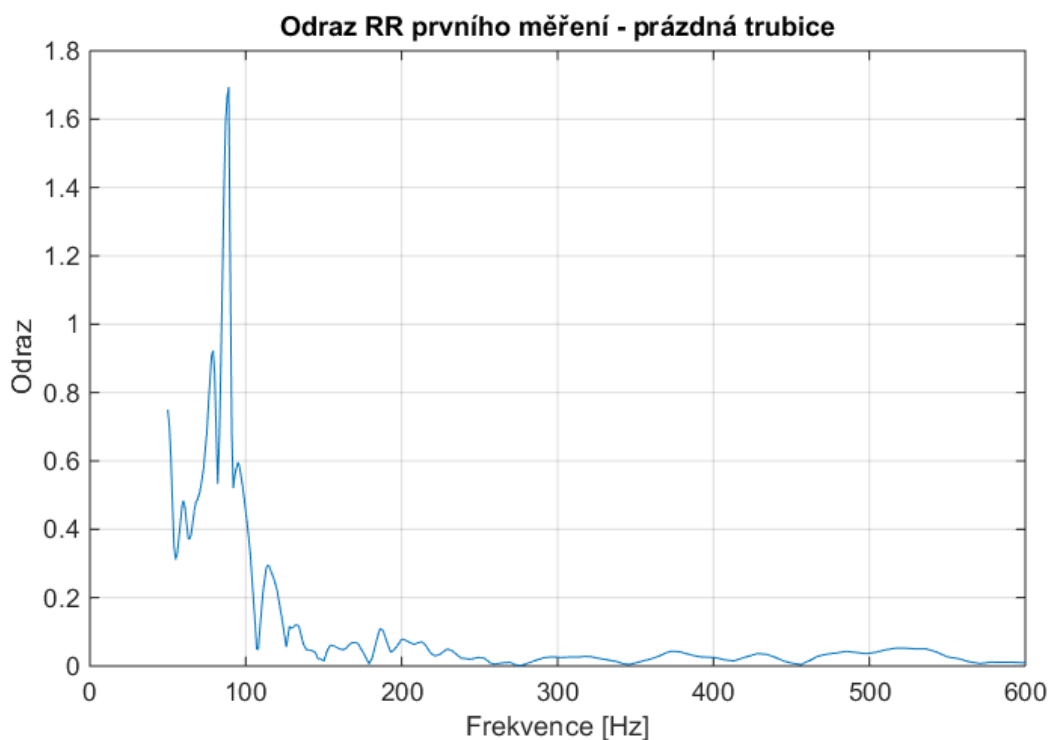
Při srovnání těchto výsledků s kalibračními křivkami z laboratoře TUL (obr. 30 a 32) je evidentní značný rozdíl v průběhu zejména amplitudové charakteristiky, což může souviset jak s umístěním mikrofonů uvnitř horny při měření TUL a případným vlivem prostoru, tak s nastavením mikrofonního předzesilovače, se kterým bylo v rámci transportu a sestavování ve VÚTS manipulováno.

Získané kalibrační křivky jsou aplikovány na naměřená data v průběhu zpracování, všechny získané hodnoty jsou tedy uloženy v původním stavu a kalibrace je aplikována až následně. Všechny následující průběhy a výsledky v sobě již zahrnují aplikované kalibrační křivky.

Proměření vlastní akustické impedanční trubice bez vloženého vzorku bylo zásadním a důležitým krokem. Jak již bylo řečeno dříve, během tohoto měření byly objeveny limity zvolené konstrukce impedanční trubice zkonstruované z průhledného polyakrylátu a vzájemně pospojovaných dílců. Konstrukce totiž zjevně mechanicky přenáší frekvence blízké vlastní rezonanční frekvenci systému. Vrchol a nejvyšší míra ovlivnění, zobrazená na následujících grafech přenosu a odrazu, je při frekvenci 89 Hz.



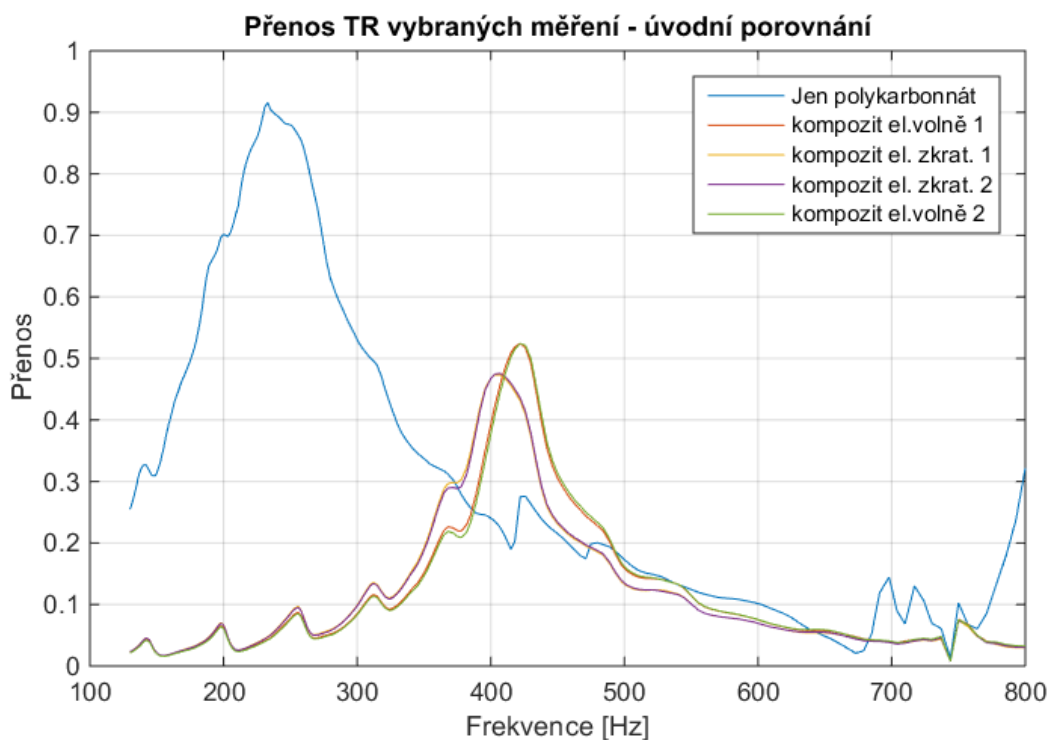
Obr. 47 – Přenosová charakteristika prázdné trubice (VÚTS) – ideální průběh by měla být konstantní hodnota 1



Obr. 48 – Odrazová charakteristika prázdné trubice (VÚTS) – ideální průběh by měla být konstantní nula

Z dosažených výsledků pro vlastní prázdnou akustickou trubici bylo určeno použitelné pásmo pro další měření jako 130 – 800 Hz. Dolní hranice 130 Hz byla zvolena vzhledem k reálným vlastnostem a možnostem měřicí trubice. Horní hranice 800 Hz byla zvolena ze dvou důvodů. Jednak leží hlavní předmět zájmu výzkumu kompozitního akustického metamateriálu ve frekvencích cca 200 – 500 Hz, dále v oblasti kolem 750 Hz leží frekvence kritická pro výpočet koeficientů odrazu. Její vlnová délka je totiž shodná se vzdáleností mikrofonů od vzorku (46 cm). Teoreticky tedy mikrofon může být umístěn do uzlu vlny – místa s nulovou výchylkou – a potom dochází při výpočtu k dělení nulou. Bude tedy zajímavé sledovat, jaký reálný vliv bude tento jev mít při měření s daným rozlišením frekvenční osy.

Následující graf prezentuje výsledky akustického přenosu ve zvoleném frekvenčním pásmu 130 – 800 Hz pro samotnou polykarbonátovou desku v porovnání s MFC kompozitem, tedy dvěma MFC aktuátory nalepenými na téže polykarbonátové desce.

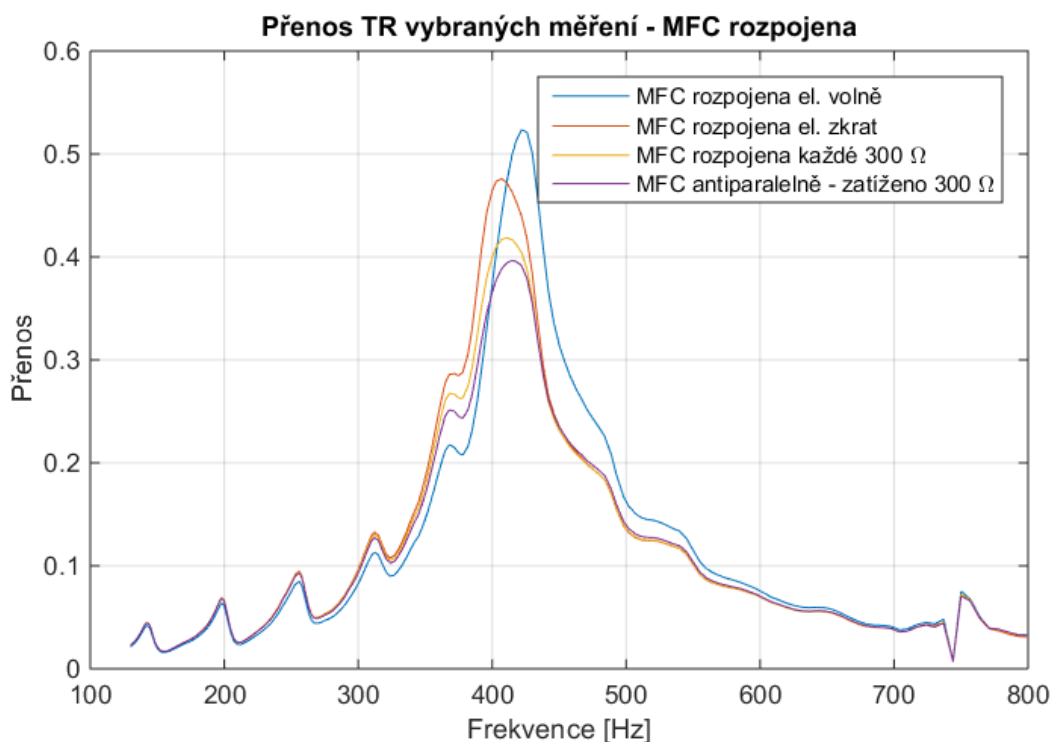


Obr. 49 – Porovnání přenosové charakteristiky samotné polykarbonátové desky s různým zapojením kompozitního vzorku (VÚTS)

Na obr. 49 jsou vedle přenosové charakteristiky samotného polykarbonátu zobrazeny průběhy pro různá zapojení elektrod kompozitu. Měření totiž probíhalo z oddělené místnosti vedle bezodrazné komory, kde byly spolu s obsluhou umístěny i všechny hlučné, aktivní či chlazené prvky tak, aby nebylo ovlivněno vlastní měření. Do této místnosti byly pomocí dlouhých kabelů vyvedeny i elektrody MFC aktuátorů tak, aby zde mohly být vzdáleně připojovány a modifikovány parametry impedanční zátěže.

Aby bylo ověřeno, že tyto „prodlužovací“ kabely nevnášejí do měřeného řetězce chybu, obsahuje obr. 49 srovnání měření s volnými a zkratovanými elektrodami antiparalelně propojených aktuátorů s připojeným prodlužovacím kabelem (měření 1) a bez něho (měření 2, elektrody zkratovány přímo u kompozitu). Je patrné, že oba průběhy s otevřenými elektrodami jsou dle očekávání zcela totožné. V případě zkratovaných elektrod (*short circuit*) je v několika bodech patrná drobná odchylka, která může být způsobena vnitřním odporem kabelu, který byt změřen na 0,4 Ω. Tato odchylka se pohybuje po většinu pásma kolem 1% a její maximum leží na frekvenci 378 Hz s hodnotou 3,7%. Vzhledem k velikosti

této odchylky a hlavně k velikosti dále připojovaných zátěží, které případný impedance vliv kabelu mnohonásobně umenší, je tato odchylka nadále zanedbána.



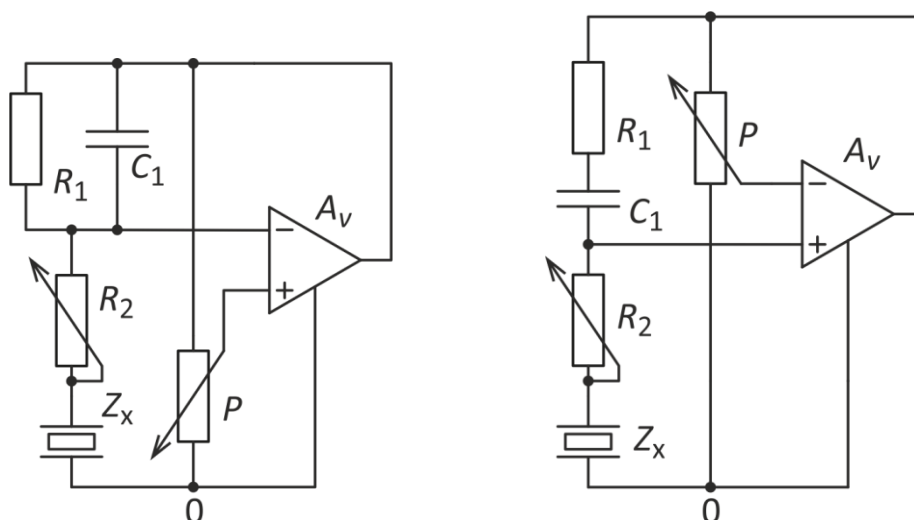
Obr. 50 – Porovnání přenosové charakteristiky kompozitu s různě zapojenými MFC aktuátory (VÚTS)

Dále bylo měřeno chování kompozitního vzorku se zcela rozpojenými MFC aktuátory (i přes elektrické odpojení elektrod jsou tyto stále spřaženy mechanickou vazbou, nelze je tedy označit za zcela nezávislé) a toto měření je srovnáno s antiparalelním zapojením MFC.

Výsledky měření z obr. 50 znázorňují chování kompozitu s různě zapojenými aktuátory. Je patrný rozdíl mezi samostatně otevřenými a samostatně zkratovanými elektrodami MFC, větší přínos však představuje základní zátěž ve formě jednoduchého 300 Ω odporu připojeného k samostatným MFC. Nejlepší výsledky, tj. největší útlum na dané rezonanční frekvenci, vykazuje antiparalelní propojení aktuátorů se shodným 300 Ω odporem. Rozdíly v rezonanční frekvenci jsou v daných konfiguracích zanedbatelné.

8.3.5 Výsledky měření s připojeným obvodem NIC

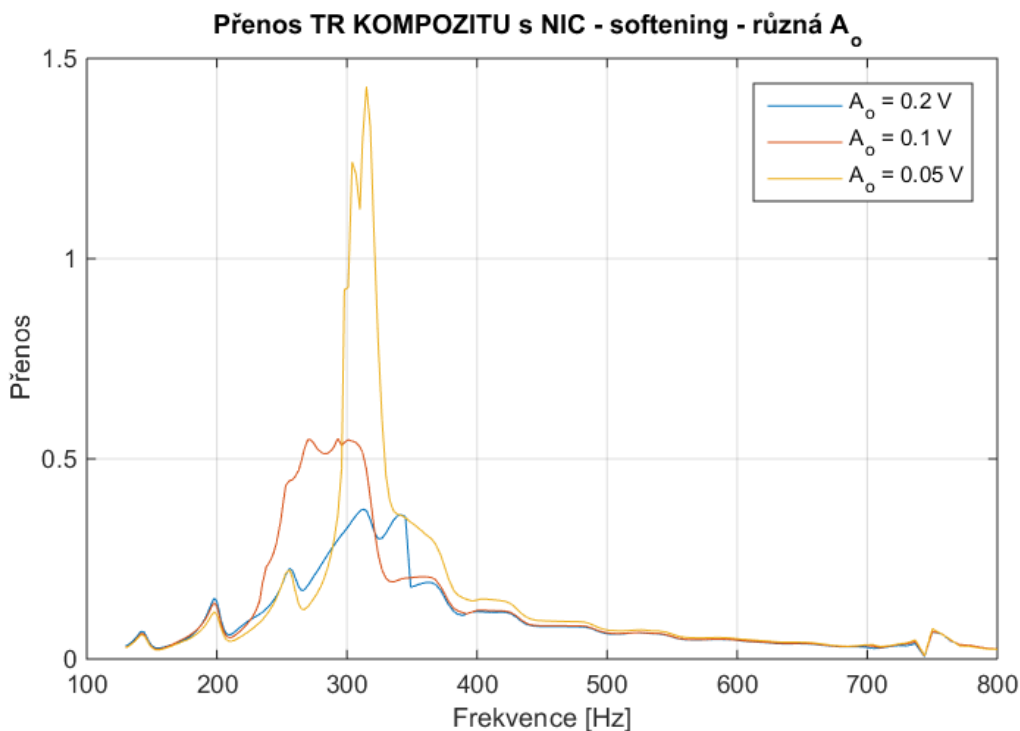
Obvod záporné impedance, tzv. NIC (*Negative Impedance Converter*) Byl připojen ke kompozitnímu vzorku ve dvou různých konfiguracích – základní obvod NIC pro změkčení vzorku *Softening* a základní NIC obvod pro zvýšení akustické tuhosti vzorku *Hardening*. Schematické obvodové zapojení těchto dvou variant obvodu, zobrazené na obr. 51, vychází ze zdrojů [31].



Obr. 51 – Vlevo obvodové zapojení NIC v konfiguraci *Softening*. Vpravo obvodové zapojení NIC v konfiguraci *Hardening*

V průběhu experimentů byly zvoleny hodnoty součástek $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 1 \mu\text{F}$. Jako operační zesilovač (OZ) byla použita součástka LF356N. Parametr Z_x na schématu představuje impedanci připojeného kompozitního vzorku. Parametr R_2 je nastavitelný potenciometr, jehož hodnota byla v průběhu měření měněna. Potenciometr P je určen pro přiblížení celého obvodu na hranici stability.

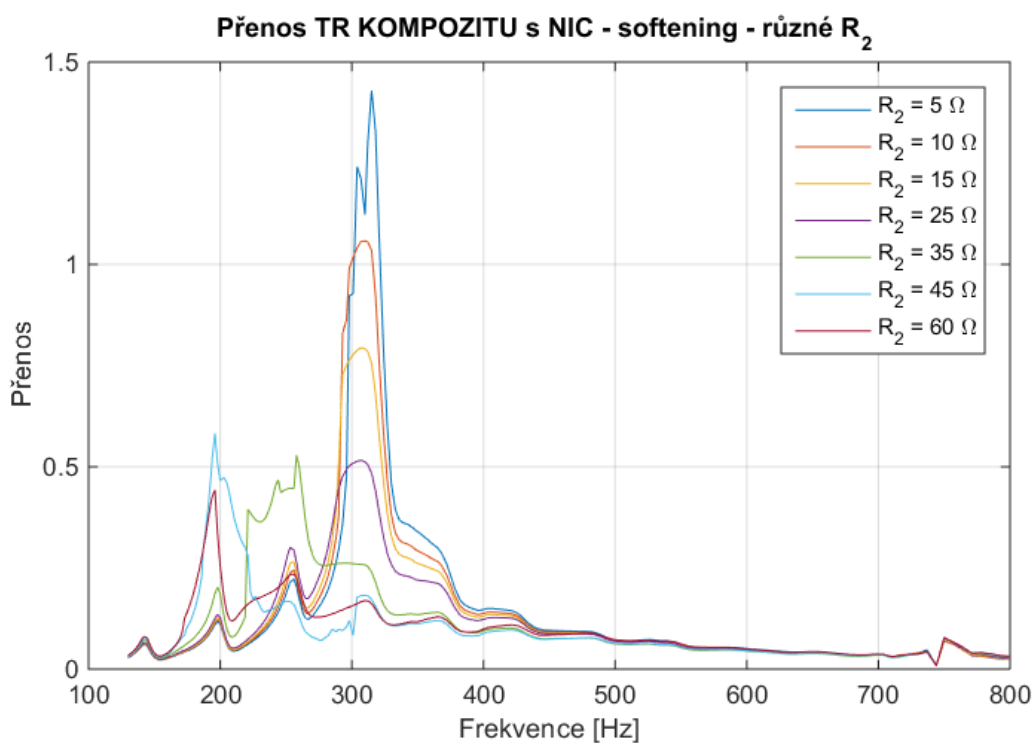
Měření probíhalo vždy tak, že byla nastavena hodnota R_2 a posléze byl obvod s pomocí potenciometru P přiveden těsně před hranici nestability. Stabilita obvodu byla zkoumána osciloskopem připojeným k výstupu OZ – v nestabilní oblasti se výstup OZ rozkmital až do saturace. Tento postup byl dodržen v případě obou variant NIC obvodu – *softening* i *hardening*. Nejprve však byla analyzována schopnost použitého OZ utlumit obvod i v saturaci a zde byly nalezeny zajímavé výsledky, průběh přenosu tohoto měření je zobrazen na obr. 52.



Obr. 52 – Počáteční testování možností NIC v režimu *softening*. Hodnota odporu $R_2 = 5 \Omega$. Pro vyšší amplitudy než 0.05 V se OZ dostával v oblasti rezonance do saturace

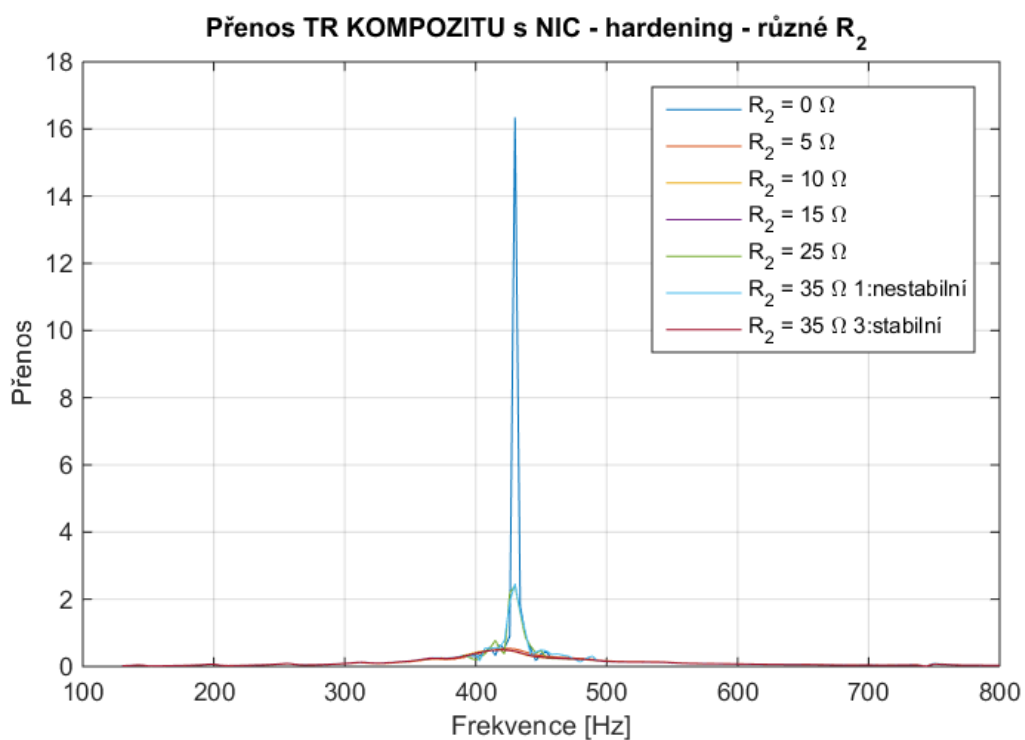
Jak lze vidět na obr. 52, průběh přenosu pro stejně nastavený obvod NIC se poměrně výrazně měnil s různou amplitudou výstupního budicího signálu. Zde je nutné doplnit, že pro $A_o > 0.05$ docházelo k saturaci OZ. Během saturace ochranné prvky OZ limitují výstup a OZ se dostane mimo lineární část své charakteristiky, obvod NIC tedy v tom okamžiku nepracuje tak, jak by měl. Byla tedy postupně snižována výstupní amplituda. Průvodní předpoklad byl takový, že se snižující se/mizějící saturací bude míra tlumení vzorku větší a tedy hodnota akustického přenosu se sníží. Z vizualizace na obr. 52 paradoxně vyplývá opak této jednoduché úvahy, což ovšem souvisí s naladěním celého obvodu. Jak bude předvedeno dále, frekvenční charakteristika závisí na hodnotách nastavitelných komponent, zde zejména hodnotě rezistoru R_2 . Pro saturovaný OZ je zde tedy zřejmý menší negativní vliv neoptimální nastavení parametrů, které se plně projeví v okamžiku plného pracovního rozsahu OZ, jehož bylo dosaženo s nejnižší budicí amplitudou $A_o = 0,05$ V.

Se zvolenou výstupní amplitudou byla posléze realizována série měření s odlišnou hodnotou zátěže R_2 viz obr. 53. Zde jsou patrné nejenom velké změny v hodnotě přenosu v rezonanci, ale také posun vlastní rezonanční frekvence systému z přibližně 300 na 250 a 200 Hz.

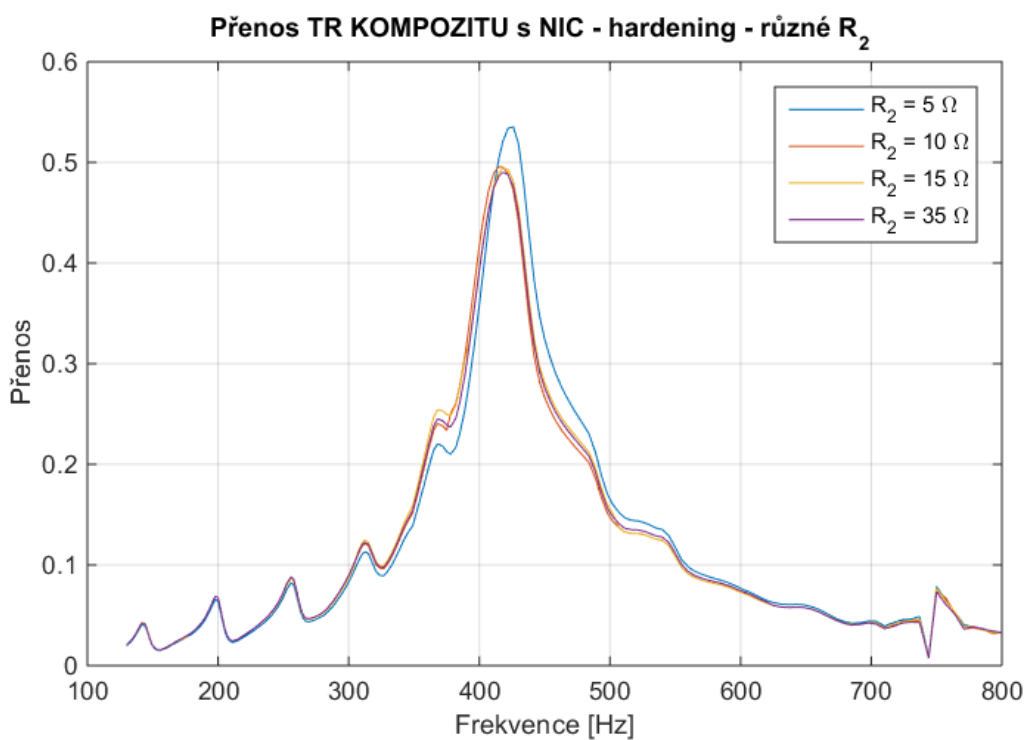


Obr. 53 – Přenosové charakteristiky kompozitního vzorku s připojeným změkčujícím „Softening“ NIC obvodem a různými hodnotami zátěže R_2

Obvod NIC ve variantě *Hardening*, tedy kombinace jejímž cílem by mělo být zvýšení akustické tuhosti semi-aktivního vzorku, dle zapojení na obr. 51, vykazoval větší sklony k nestabilitě než předchozí změkčující zapojení. Porovnání výsledků přenosu stabilního a nestabilního nastavení obvodu je znázorněno na obr. 54. Hned pro první výsledek s hodnotou $R_2 = 0 \Omega$ se nepodařilo najít vhodnou stabilní kombinaci parametrů a jak je patrné z průběhu tohoto nastavení, na rezonanční frekvenci 430 Hz došlo k mnohonásobnému zesílení zvukové vlny. Graf obsahuje celkem tři nestabilní průběhy, jejichž měřítko zcela devaluje informační hodnotu zbývajících měření. Tato jsou tedy znázorněny zvlášť na obr. 55.



Obr. 54 – Přenosové charakteristiky kompozitního vzorku s připojeným NIC *Hardening* obvodem a různými hodnotami zátěže R_2 . Jsou zobrazeny průběhy stabilního i nestabilního nastavení



Obr. 55 – Přenosové charakteristiky kompozitního vzorku s připojeným NIC *Hardening* obvodem a různými hodnotami zátěže R_2 ve stabilním nastavení

Varianta připojeného obvodu NIC *Hardening* nepřinesla očekávané výsledky. Srovnání průběhů na obr. 55 a 50 je zjevné, že připojený obvod NIC nepřinesl žádný očekávaný vliv na průběh akustické transmise, ba naopak důsledkem jeho připojení byly značné problémy se stabilitou ve velké části zapojení. Zatímco *Softening* varianta demonstrovala zcela jednoznačný laditelný vliv na zkoumanou kompozitní strukturu, jediným jednoznačně pozorovatelným důsledkem připojení obvodu *Hardening* byla nestabilita v oblasti rezonance a s tím spojený násobně zesílený přenos harmonického signálu vzorkem.

9 Diskuze a závěr

Následující podkapitoly jsou vždy rozděleny do dvou částí dle dvou hlavních témat, a to EMSD a dvoumikrofonová měřicí metoda a PSD a čtyřmikrofonová měřicí metoda. Nejprve jsou stručně shrnuty dosažené výsledky. Následuje diskuze nad získanými daty ve vztahu k původním předpokladům a dalšímu vývoji. V závěru je velmi stručně shrnuta celá práce a doporučeny směry dalšího vývoje.

9.1 Shrnutí výsledků

V rámci výzkumných témat Laboratoře inteligentních materiálů a struktur byla v minulosti zkonstruována polykarbonátová akustická impedanční trubice pro měření semi-aktivních vzorků dvoumikrofonovou metodou. Tato trubice byla použita pro ověření funkčnosti metody EMSD, výsledky byly publikovány ve [22]. V průběhu řešení této práce bylo toto zařízení aktualizováno na možnost měření s novými měřicími mikrofony Beyerdynamic a byl aktualizován SW měřicí a analytické části. Dále byl opětovně proveden simulační výpočet ideální impedance připojeného bočníku tak, aby zvolený aktuátor splňoval parametry dokonale bezodrazné plochy. Simulační výsledky byly posléze experimentálně verifikovány a výsledky těchto experimentů byly publikovány jako [54].

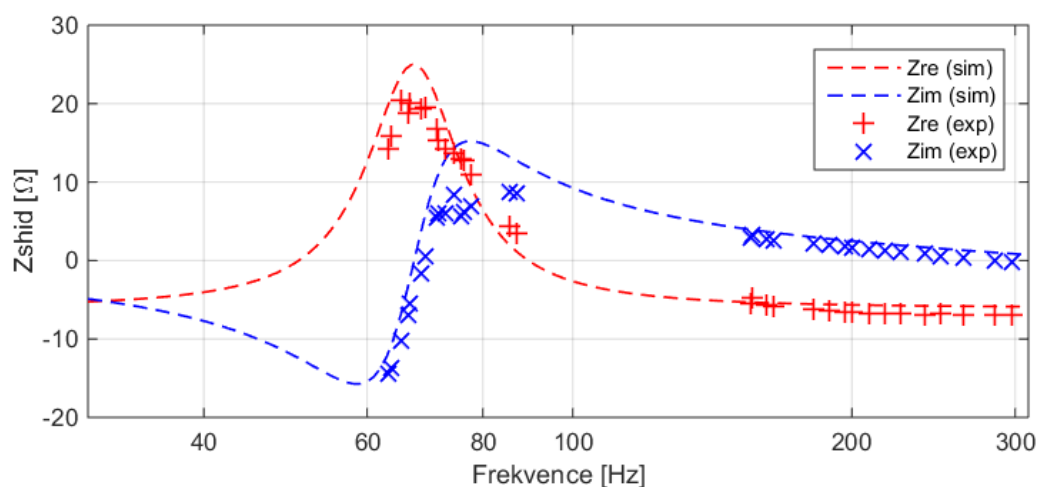
Pro účely dalších experimentů bylo posléze rozšířeno měřicí zařízení impedanční trubice dle [42] pro měření čtyřmikrofonovou metodou. Toto nové zařízení umožňuje analyzovat akustické vlastnosti zkoumaného vzorku v průběhu jediného měření, mezi hlavní výstupy metody patří charakteristiky odrazu a transmisivity. Pro potřeby těchto měření byl navržen obslužný SW v prostředí Matlab včetně kalibračního postupu a vizualizace výsledků.

Dále byl navržen kompozitní vzorek využívající dvojici MFC aktuátorů oboustranně přilepených k nosné polykarbonátové vrstvě. Elektrody MFC aktuátorů byly propojeny antiparalelně, systém se tedy z vnějšího pohledu chová jako jeden celek se dvěma elektrodami. Byly realizovány série měření, analyzující jak elektrické a akustické chování kompozitního vzorku s různými impedančními bočníky, tak vlastnosti a chování samotného měřicího systému. Část tohoto měření probíhala v prostředí bezodrazné akustické komory VÚTS v Liberci. Výsledky těchto měření jsou uvedeny v kap. 8.3.

9.2 Diskuze

Metoda EMSD (*Electromagnetic Shunt Damping*) využívá změny povrchové elasticity membrány elektrodynamického reproduktoru prostřednictvím připojeného elektrického bočnicku a faktoru elektromechanické vazby aktuátoru. Povrchová elasticita, resp. poddajnost systému membrány závisí mj. na tuhosti jeho závěsů, akustických vlastnostech okolí (např. je reproduktor vestavěn do konstrukce omezeného objemu) a nakonec přes elektrodynamickou vazbu i na impedanci připojeného obvodu. Extenzivní analýza vlastností zvoleného reproduktoru umístěného do akustické impedanční trubice částečně potvrdila výsledky předcházejících simulací. Výpočtem byl nasimulován ideální průběh komplexní impedance připojeného bočnicku tak, aby se povrch reproduktoru choval vůči příchozí akustické vlně jako dokonale bezodrazná plocha.

Na obr. 26 zobrazené proložení teoretického a experimentálně ověřeného průběhu impedance bočnicku demonstruje shodu ve tvaru reálného i imaginárního průběhu, ovšem experimentální výsledky jsou vůči teoretickým značně posunuté na frekvenční ose a malý rozdíl je i v absolutních hodnotách. Frekvenční posun byl v místě maxima reálné části impedance změřen na zhruba 15 Hz, tj. přibližně 28% odchylka. Výsledky měření po aplikaci „28%“ opravného koeficientu jsou zobrazeny níže na obr. 56 – je zřejmé, že vlastní hodnota experimentálních výsledků je nižší než výsledky simulace (v kladných i záporných hodnotách), zde ovšem relativní odchylka kolísá od méně než 10% do téměř 50%, což je dáno zejména malými hodnotami v oblasti kolem nulové hodnoty na ose Y. V absolutních hodnotách se tato odchylka pohybuje v desetinách až jednotkách Ω .



Obr. 56 – Proložení experimentálního a simulačního průběhu ideální impedance EMSD bočnicku s posunutím o 28% na frekvenční ose

Experiment byl realizován s využitím reálných obvodů připojeného tlumicího bočníku s využitím reálných součástek a obvodů R, L, C. Vzhledem k vlastnostem reálných komponent (např. nenulový vnitřní odpor reálné cívky) nebylo možné tímto způsobem validovat celé spojité frekvenční pásmo. Pro oblast záporné reálné impedance byl použit konvertor záporné impedance, NIC (*Negative Impedance Converter*), který ovšem do systému vnesl problém potenciální nestability zpětné vazby operačního zesilovače.

Částečná nehomogenita experimentálních výsledků s teoreticky simulovaným průběhem je způsobena kombinací faktorů, jejichž jednotlivou váhu nelze zcela přesně kvantifikovat. Jednou z příčin může být rozdílnost tabulkových hodnot jednotlivých použitých komponent, kdy například v případě reproduktoru byla velká část parametrů převzata tak, jak ji udává výrobce v technickém listu. Menší, možná dokonce zanedbatelný vliv může mít rozdílná rychlost šíření zvuku. V simulacích byla rychlost zvuku kalkulována na základě nadmořské výšky a průměrného tlaku, teploty a vlhkosti. Tyto parametry se mohly v okamžiku měření lišit, spolu s dalšími podobnými parametry uvažovanými v teoretickém výpočtu. Byl proto orientačně proveden výpočet pro různé tyto parametry. Projevený rozdíl ve výsledku byl tak malý, že vzhledem k neurčitosti dalších parametrů a vzhledem k tomu, že měření probíhalo ve více sériích s různými podmínkami (np. teplota vzduchu), byla nakonec průměrná hodnota považována za adekvátní a případné rozdíly za zanedbatelné.

Poměrně zásadní vliv na výsledky měření mohly mít mechanické vlastnosti vlastní akustické trubice. Vzhledem k velmi vysoké pořizovací ceně podobného profesionálního měřicího systému Brüel & Kjær byla v rámci Laboratoře inteligentních materiálů a struktur zkonstruována trubice vlastní konstrukce z průhledného polyakrylátu. Původně zamýšlené vlastnosti konstrukce měly umožnit měření odrazivosti materiálu od přibližně 50 Hz. Tento systém byl později rozšířen (jak bylo popsáno v odpovídajících kapitolách) i pro měření čtyřmikrofonovou metodou. Během testování tohoto rozšířeného (a tedy mj. výrazně delšího) systému impedanční trubice v bezodrazné komoře byl odhalen mechanický přenos nízkých frekvencí konstrukcí až do 130 Hz. Tato informace ovšem nebyla v době měření EMSD k dispozici. Taktéž tehdejší dvoumikrofonový systém není se současným čtyřmikrofonovým plně srovnatelný. Lze ovšem předpokládat vliv mechanického přenosu nízkých frekvencí i na tyto výsledky.

Ke zhodnocení míry vlivu tohoto případného přenosu nízkých frekvencí je ovšem nutno navrhnout metodiku proměření dvoumikrofonového systému akustické trubice v bezodrazné

místnosti. Měření čtyřmikrofonovou metodou předpokládají otevřený, uzavřený či impedančně přizpůsobený uzávěr trubice. V případě dvoumikrofonové metody, která analyzuje pouze odraz zvukové vlny, je však trubice vždy uzavřena zkoumaným vzorkem (elektrodynamickým reproduktorem). Analýza použitá v této práci proto není pro tento případ použitelná.

Pokud zanedbáme výše zmíněný potenciální problém (který ovšem skutečně může být zanedbatelný, neboť dvoumikrofonové zařízení je jednodušší, kratší a tím pádem i tužší), lze interpretovat dosažené výsledky jako pozitivní zprávu, potvrzující předpokládaný impedanční průběh. Dalším krokem by mohlo být například využití obvodu syntetizujícího komplexní impedanci k dosažení podobného průběhu a tento poté variovat změnou parametrů za současné analýzy koeficientu odrazu (jedno rychlé akustické měření trvá jednotky až desítky sekund dle jemnosti frekvenční osy).

Rozšíření měřicího systému akustické trubice za účelem zkoumání akustické transmise PSD (*Piezoelectric Shunt Damping*) kompozitního vzorku čtyřmikrofonovou metodou přineslo významný posun ve vnímání možností samotné trubice zvolených metod. Byl vytvořen systém modulární trubice včetně impedančního ukončení trubice hornou exponenciálního typu, včetně souvisejících součástí snímacího a vyhodnocujícího řetězce (SW, mikrofony, předzesilovače atd.). Taktéž byla definována kalibrační metodika pro tento měřicí systém. Pro celý systém impedanční trubice bylo definováno použitelné pásmo od 130 Hz.

Důležitým výsledkem je experimentální potvrzení linearitu navrženého systému, díky kterému lze provozovat experimenty i při nižších úrovních hlasitosti/výchylky. To umožňuje použít zesilovače, výkonové prvky či jejich prototypy o menších výkonech a po verifikaci daného přístupu/konstrukce/topologie teprve přenést úspěšný výsledek do systému s vyšším výkonem (a tedy mj. dražšími komponentami).

Dále vznikl kompozitní akustický vzorek na bázi MFC aktuátorů, byly změřeny jeho elektrické i akustické vlastnosti a analyzovány změny chování vzorku po připojení různých topologií tlumicího bočnicku (*shunt*). Nejprve byla potvrzena základní funkcionálnost navržené struktury vzorku. Dále byly připojeny dvě různé varianty bočnicku s obvodem NIC s označením *Softening* a *Hardening*, tedy topologie použité dle literatury ke změkčení piezoaktuátoru či naopak zvýšení jeho tuhosti. V případě varianty *Hardening* se nepodařilo získat relevantní výsledky – obvod měl buď zcela zanedbatelný vliv na transmisibilitu

vzorku, nebo způsoboval nestabilitu celého tlumicího systému a tím mnohonásobné zesílení rezonanční frekvence. Je tedy nutné analyzovat obvod z pohledu případné vady zařízení a vhodnosti zvolené topologie. Vzhledem k výsledkům v porovnání s literaturou je možné předpokládat vadu zařízení (např. studený spoj PCB), v tuto chvíli však tato domněnka není zatím opřena o žádná další relevantní fakta.

Obvod NIC topologie *Softening* vykázal naopak několik zajímavých výsledků. Průběh přenosu na obr. 52 ukazuje tři průběhy pro tři různé amplitudy budicího signálu tak, aby nebyla dosažena saturace OZ. Se zvyšující se amplitudou (intenzitou příchozího zvukového vlnění) se zvyšoval i odběr obvodu OZ a tento byl na výstupu v saturaci pro všechny kromě nejnižší budicí amplitudy. Paradoxně se však s nižší amplitudou (a bez saturace) zvyšoval akustický přenos vzorku, přestože logické očekávání by předpokládalo opačný výsledek.

V tomto případě je však nutné vzít v potaz i další neznámé, mezi které patří hodnoty a stability připojeného RC obvodu. Odpověď na otázku k paradoxnímu chování NIC je ukryta hned v následujícím obr. 53. Zde je pro různé hodnoty použitého rezistoru dosaženo velmi odlišných průběhů akustického přenosu. Je tedy pravděpodobné, že v případě obr. 52 se jednalo o nevhodné či nestabilní nastavení parametrů impedanční zátěže vzhledem k přenosové funkci OZ.

Výsledky tohoto měření prokázaly funkcionalitu celého systému v tom smyslu, že je možné pomocí představené topologie bočnicku měnit a ladit akustické vlastnosti navrženého kompozitního vzorku. Dále je k dispozici sada referenčních průběhů pro další série měření, které nebudou v daném okamžiku realizovány v bezodrazné komoře – lze tedy posoudit a kvantifikovat případný vliv prostředí (s ohledem na řečené limity vlastní trubice) a dále analyzovat strukturu a nastavení impedančního bočnicku.

Jedním ze stěžejních výsledků je vlastní funkčnost celého čtyřmikrofonového systému. Tento setup, sestavený s využitím profesionálních hudebních (nikoliv laboratorních) komponent, prokázal stabilní a použitelnou funkcionalitu ve frekvenčním pásmu nad 130 Hz. Pro srovnání je aktuální internetová cena použitého měřicího mikrofону menší než 5 tis. Kč. Laboratorní mikrofóny Brüel & Kjær se pohybují v cenové kategorii okolo 50 tis. Kč. Sestavený měřicí systém má však několik vlastností a frekvenčních limitací, která je nutné vzít v potaz při dalším vývoji.

Další potenciální nedostatek leží v horně, tedy impedančním uzávěru trubice. Na všech grafech s přenosovými charakteristikami (např. obr. 50) lze identifikovat lokální maxima, jakési vrcholky, na frekvencích cca 200, 250, 320 Hz atd. Podrobným zkoumáním naměřených dat a frekvenčních charakteristik jednotlivých mikrofonů bylo zjištěno, že tyto frekvence se vyskytují pouze v *Downstream* oblasti za vzorkem. Vzhledem k tomu, že tvar impedančního uzávěru byl s ohledem na možnosti výroby konstruován pro mezní frekvenci 64 Hz a tato hodnota může být mírně odlišná u reálně vyrobeného kusu, lze předpokládat, že zmíněné „vrcholky“ představují vyšší harmonické této frekvence. Pracovní (avšak poměrně pravděpodobná) varianta je tedy ta, že horna navrženého tvaru vnáší do měření tyto chyby.

Zde jsou dvě hlavní možnosti dalšího postupu – zkonstruovat novou hornu jiných parametrů za použití jiné technologie, případně porovnat výsledky v bezodrazné komoře s a bez připojené horny, případně spolu s dalšími dostupnými akustickými uzávěry. Další možností je vytvoření uzávěru na principu vloženého jehlanu s definovanými rozměry z vysoce pohltivého porézního materiálu (akustický molitan) podobně, jako uvádí publikace [51].

9.3 Závěr

Disertační práce se věnuje metodám semi-aktivnímu tlumení zvuku pomocí elektrodynamického reproduktoru (EMSD) a piezoelektrických aktuátorů (PSD). Důraz je kladen na problematiku měření akustických vlastností zkoumaných vzorků. Nejprve byl využit již existující systém měření odrazivosti vzorku dvoumikrofonovou metodou dle normy ISO 10534-2 pro experimentální ověření simulačních výsledků průběhu ideální impedance tlumicího bočnicku připojeného k elektrodynamickému reproduktoru v akustické trubici. Dosažené výsledky, publikované mj. v [54], demonstrují korelaci s teoreticky získaným průběhem, avšak současně také odchylku na frekvenční ose i v absolutních hodnotách reálné a imaginární impedance ideálního bočnicku.

Tento měřicí systém byl posléze rozšířen pro měření akustické transmisivity vzorku čtyřmikrofonovou metodou. Bylo provedeno ověření funkce snímacího řetězce a nalezené problémy byly eliminovány úpravou systému. Finální měřicí systém, včetně navrženého kalibračního postupu, byl otestován v prostředí bezodrazné komory VÚTS v Liberci, kde byly objeveny limitace v pásmu nízkých frekvencí a definováno použitelné pásmo od 130 Hz.

Čtyřmikrofonový měřicí systém byl použit pro zjištění vlastností a ověření funkcionality navrženého semi-aktivního kompozitního akustického vzorku využívajícího piezoelektrických MFC aktuátorů. Kompozitní vzorek byl analyzován z hlediska elektrických i akustických vlastností a jejich změn po připojení bočnicku s definovanou impedanční zátěží. Pro tento účel byly navrženy dvě topologie využívající konvertor záporné impedance (NIC), z nichž jedna se ukázala jako nefunkční a druhá vykazovala značný měřitelný vliv na chování a laditelnost kompozitního vzorku. Při těchto měřeních byl kladen důraz na akustickou transmisivitu, tedy přenos akustického tlaku skrz vzorek v daném frekvenčním pásmu. Během měření byla také identifikována parazitní rezonanční frekvence horny, použité jako impedanční přizpůsobení na konci akustické trubice.

V práci jsou diskutovány použité postupy a metody, dosažené výsledky i doporučené a možné směry dalšího vývoje. Výzkum probíhal s využitím zařízení Laboratoře inteligentních materiálů a struktur FM TUL, vedené prof. Ing. Pavlem Mokrým, Ph.D. Stěžejní byla spolupráce s Ing. Martinem Černíkem, Ph.D., jehož dřívější výsledky předkládaná práce rozvíjí.

Mezi stěžejní výstupy, které budou využity k dalšímu výzkumu v rámci tématu semi-aktivního tlumení zvuku a vibrací, lze zařadit rozšířené čtyřmikrofonové zařízení akustické trubice spolu se souvisejícími metodami a programovým vybavením, dále výsledky dosažené při experimentální verifikaci ideální impedance EMSD bočnicku a výsledky dosažené v bezodrazné komoře VÚTS, které mohou být použity jako referenční při dalším vývoji měřicího nebo tlumicího zařízení.

10 Použitá literatura a zdroje

- [1] World Health Organization. Fact sheet N°258: *Occupational and community noise*, 2001.
- [2] COGHLAN, A. News review 2007: Hidden harm from noise pollution, *Newscientist* 2635. 22 Dec., 2007.
- [3] BERGLUND, B.; LINDVALL, T.; SCHWELA, D. H. *Guidelines for community Noise*. World Health Organization. 1999.
- [4] Nařízení č. 272/2011 Sb. o ochraně zdraví před nepříznivými účinky hluku a vibrací. In: *Sbírka zákonů č. 97/2011*. 24. 8. 2011. pp. 3338-3351.
- [5] ČSN ISO 7196, *Akustika. Frekvenční váhová funkce pro měření infrazvuku*, Vydána 02/1997, <<http://www.csnormy.cz/norma/21574>>.
- [6] IEC 61672-1 ed 2.0, *Electroacoustics - Sound level meters - Part 1: Specifications*. Vydáno 2013-09-30.
- [7] MOKRÝ, P. Moderní trendy v tlumení hluku a vibrací pomocí piezoelektrických materiálů. *Silnice železnice*, 2/2009. ISSN 1803-8441.
- [8] WANG, K. A.; TSE, B. Adaptive Active Noise Control for Headphones Using the TMS320C30 DSP. University of California at Berkeley. 1997.
- [9] KUO, S.M.; MORGAN, D.R. Active Noise Control: A Tutorial Review. In: *Proceedings of the IEEE (Volume:87, Issue: 6)*, Jun 1999, pp. 943 – 973. ISSN: 0018-9219. DOI: 10.1109/5.763310.
- [10] WANG, K. A.; TSE, B. Adaptive Active Noise Control for Headphones Using the TMS320C30 DSP. University of California at Berkeley. 1997.
- [11] WEIGLHOFER, W.S. and LAKHTAKIA, A. (Eds.). *Introduction to Complex Mediums for Electromagnetics and Optics*, SPIE Press, Bellingham, WA, USA, 2003.

- [12] SHELBY, R.A. et al. Experimental Verification of a Negative Index of Refraction. *Science* (journal), 292 (5514), 2001. ISSN 0036-8075 (print), 1095-9203 (online).
- [13] CRASTER, R. V.; GUENNEAU, S. S. *Acoustic Metamaterials*, Springer Series in Materials Science, Vol. 166, 323 p., Springer 2013. ISBN 978-94-007-4813-2.
- [14] BONGARD, F.; LISSEK, H.; MOSIG, J. R. Acoustic transmission line metamaterial with negative/zero/positive refractive index. *Physical Review B*, 82, 2010.
- [15] DATE, M.; KUTANI, M.; SAKAI, S. Electrically controlled elasticity utilizing piezoelectric coupling. *Journal of Applied Physics*, 01/2000, 87(2):863-868. ISSN: 0021-8979. DOI: 10.1063/1.371954.
- [16] OKUBO, T.; KODAMA, H.; KIMURA, K.; YAMAMOTO, K.; FUKADA, E. and DATE, M. Sound-isolation and vibration-isolating efficiency piezoelectric materials connected to negative capacitance circuits. In: *Proceedings of 17th International Congress on Acoustics: Rome, September 2-7, 2001*. ISBN 8888387099.
- [17] BEHRENS, S; FLEMING, A.J.; MOHEIMANI, S.O.R. Electromagnetic shunt damping. In: *Proceedings of the 2003 IEEE/ASME International Conference on Advanced Intelligent Mechatronics (AIM 2003)*, volumes 1 AND 2, pages: 1145-1150. ISBN:0-7803-7759-1.
- [18] NIEDERBERGER, D.; BEHRENS, S.; FLEMING, A.J.; MOHEIMANI, S.O.R.; MORARI, M. Adaptive electromagnetic shunt damping. *IEEE/ASME TRANSACTIONS ON MECHATRONICS*, VOL. 11, NO. 1, FEBRUARY 2006, pages: 103-108, 2006. ISSN 1083-4435. DOI 10.1109/TMECH.2005.859844.
- [19] WANG, P.; ZHANG, X. Vibration Control via Electromagnetic Shunt Damping. In: *Proceedings of 4th International Symposium on Applied Electromagnetics and Mechanics (ISEM 2009)*, JSAEM 2009. ISBN: 978-4-931455-14-6.
- [20] NIU, H.; ZHANG, X.; XIE, S. et al. A new electromagnetic shunt damping treatment and vibration control of beam structures. *Smart Materials and Structures*, Volume 18, Issue 4. ISSN: 0964-1726.

- [21] ZHANG, X.; NIU, H.; YAN, B. A novel multimode negative inductance negative resistance shunted electromagnetic damping and its application on a cantilever plate. *Journal of Sound and Vibration*, Volume 331, Issue 10, 7 May 2012, pages 2257–2271. ISSN: 0022-460X.
- [22] ČERNÍK, M.; MOKRÝ, P. Sound reflection in an acoustic impedance tube terminated with a loudspeaker shunted by a negative impedance converter. *Smart Materials and Structures*, Volume 21, Issue 11 (November 2012). ISSN: 0964-1726.
- [23] ELLIOTT, S. J.; ZILLETTI, M. Scaling of electromagnetic transducers for shunt damping and energy harvesting. *Journal of Sound and Vibration*, Volume 333, Issue 8, April 2014, pages 2185-2195. ISSN: 0022-460X.
- [24] FUKADA, E.; SAKURAI, T. *Piezoelectricity in Polarized Poly(vinylidene fluoride) Films*. 1971. 656 p. DOI: 10.1295/polymj.2.656.
- [25] OHIGASHI, H. *Electromechanical Properties of Polarized Polyvinylidene Fluoride Films as Studied by the Piezoelectric Resonance Method*. 1976. 949 p. DOI: 10.1063/1.322685.
- [26] GAUTSCHI, G. *Piezoelectric Sensorics - Force Strain Pressure Acceleration* .| Springer 2002. ISBN: 978-3-642-07600-8. DOI: 10.1007/978-3-662-04732-3.
- [27] STRASSBERGER, M.; WALLER, H. Active noise reduction by structural control using piezo-electric actuators. *Mechatronics*. 2000-12-01, vol. 10, no. 8, p. 851–868. ISSN: 0957-4158. DOI: 10.1016/S0957-4158(99)00096-3.
- [28] TRINDADE, M. A.; BENJEDDOU, A.; OHAYON, R. Piezoelectric Active Vibration Control of Damped Sandwich Beams. *Journal of Sound and Vibration*. 2001-09-27, vol. 246, no. 4, p. 653–677. ISSN: 0022-460X. DOI: 10.1006/jsvi.2001.3712.
- [29] LESIEUTRE, G. A.; OTTMAN, G. K.; HOFMANN, H. F. Damping as a result of piezoelectric energy harvesting. *Journal of Sound and Vibration*. 2004-01-22, vol. 269, no. 3, p. 991–1001. ISSN: 0022-460X. DOI: 10.1016/S0022-460X(03)00210-4.

- [30] TSAI, M. S.; WANG, K. W. On the Structural Damping Characteristics of Active Piezoelectric Actuators with Passive Shunt. *Journal of Sound and Vibration*. 1999-03-18, vol. 221, no. 1, p. 1–22. ISSN: 0022-460X. DOI: 10.1006/jsvi.1998.1841.
- [31] FUKADA, E. et al. Sound isolation by piezoelectric polymer films connected to negative capacitance circuits. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*. 2004-04, vol. 11, no. 2, p. 328–333. DOI: 10.1109/TDEI.2004.1285904.
- [32] KIM, J.; LEE, J.-K. Broadband transmission noise reduction of smart panels featuring piezoelectric shunt circuits and sound-absorbing material. *The Journal of the Acoustical Society of America*. 2002-09, vol. 112, no. 3 Pt 1, p. 990–998. ISSN: 1520-8524. DOI: 10.1121/1.1497367.
- [33] MOKRY, P.; KODEJSKA, M.; SLUKA, T. On the vibration control using a piezoelectric actuator and a negative capacitor adjusted by a microprocessor. In *2007 Sixteenth IEEE International Symposium on the Applications of Ferroelectrics*. 2007-05, p. 786–789. ISSN: 2375-0448. DOI: 10.1109/ISAF.2007.4393402.
- [34] KODEJŠKA, M.; VÁCLAVÍK, J.; MOKRÝ, P. A system for the vibration suppression in the broad frequency range using a single piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor. In *2010 IEEE International Symposium on the Applications of Ferroelectrics (ISAF)*. 2010-08, p. 1–4. ISBN: 978-1-4244-8191-0. DOI: 10.1109/ISAF.2010.5712225.
- [35] NOVÁKOVÁ, K.; MOKRÝ, P. Numerical simulation of mechanical behavior of a Macro Fiber Composite piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor. In *2011 10th International Workshop on Electronics, Control, Measurement and Signals*. 2011-06, p. 1–5. ISBN: 978-1-61284-398-8. DOI: 10.1109/IWECMS.2011.5952380.
- [36] NOVAKOVA, K.; MOKRY, P.; VACLAVÍK, J. 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*. 2012-09, vol. 59, no. 9, p. 2004–2014. ISSN: 0885-3010. DOI: 10.1109/TUFFC.2012.2420.

- [37] YAMAMOTO, K. A Noise Reduction System Using Piezoelectric Materials. In *Railway Technology Avalanche No. 34*, March 23, 2011. Railway Technical Research Institute, Tokyo, Japan. Dostupné na:
<<https://www.rtri.or.jp/eng/publish/newsletter/pdf/34/RTA-34-201.pdf>>
- [38] NUNES-PEREIRA, J. et al. Energy harvesting performance of piezoelectric electrospun polymer fibers and polymer/ceramic composites. *Sensors and Actuators A: Physical*. 2013-07-01, vol. 196, no. Supplement C, p. 55–62. ISSN: 0924-4247. DOI: 10.1016/j.sna.2013.03.023.
- [39] HARNE, R. L. Theoretical investigations of energy harvesting efficiency from structural vibrations using piezoelectric and electromagnetic oscillators. *The Journal of the Acoustical Society of America*. 2012-07, vol. 132, no. 1, p. 162–172. ISSN 0001-4966. DOI: 10.1121/1.4725765.
- [40] ISO 10534-2, Acoustics – Determination of sound absorption coefficient and impedance in impedance tubes – Part 2: Transfer-function method.
- [41] BOLTON, J.S., YUN, J.P., POPE, J., APFEL, D. Development of a new sound transmission test for automotive sealant materials. *SAE 1997 Transactions - Journal of Passenger Cars - VI06-6*, pp. 2651 – 2658 (1997). DOI: 10.4271/971896.
- [42] BOLTON, J.S., YOO, T., OLIVIERI, O., Measurement of Normal Incidence Transmission Loss and Other Acoustical Properties of Materials Placed in a Standing Wave Tube. *Brüel & Kjær Technical Review No. 1*. ISSN: 0007–2621.
- [43] SCHOENHERR, S. E. *Recording Technology History* [online]. Notes revised July 6, 2005. Audio Engineering Society [cit. 10. 8. 2014]. Dostupné na:
<<http://www.aes.org/aeshc/docs/recording.technology.history/notes.html>>.
- [44] NORMANDIN, S.; WHELAN, M. *History and Types of Loudspeakers* [online]. Edison Tech Center 2011-2012, [cit. 10. 8. 2014]. Dostupné na:
<<http://www.edisontechcenter.org/speakers.html>>.

- [45] AUGSPURGER, G. L. Theory, Ingenuity, and Wizardry in Speaker Design. *Audio*, April 1987, pages 51-55. Originally published as: Theory, ingenuity, and wishful wizardry in loudspeaker design—A half-century of progress?. *Journal of the Acoustical Society of America* 77, No. 4, April 1985, p. 1303-1308, DOI: 10.1121/1.392070.
- [46] TAMURA, M.; YAMAGUCHI, T.; OYABA, T.; YOSHIMI, T. Electroacoustic Transducers with Piezoelectric High Polymer Films. *Journal of the Audio Engineering Society, JAES Volume 23, Issue 1*, pp. 21-26, February 1975. ISSN 15494950. Dostupné z: < <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=2718>>.
- [47] SYROVÝ, V. *Hudební akustika*. Akademie múzických umění v Praze, 2003, 427 s. ISBN 80-7331-901-2.
- [48] HANSEN, C. H. Fundamentals of acoustics. Goelzer, B., H. Hansen, CH, Sehrndt, GA (eds.) *Occupational Exposure to Noise: Evaluation, Prevention and Control*. World Health Organization, Geneva, 2001.
- [49] LISSEK, H. Shunt loudspeaker technique for use as acoustic liner. In: *Proceedings of the Internoise 2009: Innovations in Practical Noise Control*, Washington, DC: Institute of Noise Control Engineering of the USA, 2009, pp. 1-8.
- [50] KODEJŠKA, M. *Adaptivní metody potlačování přenosu vibrací: řešení rezonančních a širokofrekvenčních úloh*. Disertační práce. Liberec: TUL-FM, Ústav mechatroniky a technické informatiky, 2013.
- [51] JUNG, S. et al. Measurement of Sound Transmission Loss by Using Impedance Tubes. *Journal of the Korean Physical Society, Vol. 53, No. 2*, August 2008, pp. 596-600. DOI: 10.3938/jkps.53.596.
- [52] MUNJAL, M. L. *Acoustics of Ducts and Mufflers With Application to Exhaust and Ventilation System Design*. John Wiley & Sons, 1987-05-08. 360 p. ISBN: 978-0-471-84738-0.

- [53] SONG, B. H.; BOLTON, J. S. A transfer-matrix approach for estimating the characteristic impedance and wave numbers of limp and rigid porous materials. *The Journal of the Acoustical Society of America*. 2000-03, vol. 107, no. 3, p. 1131–1152. DOI: 10.1121/1.428404.
- [54] KAŠPÁREK, M., ČERNÍK, M., Experimental verification of an Electromagnetic Shunt Damping circuit parameters producing an anechoic surface inside an acoustic tube, *ICCC 2016*, art. no. 7501116, pp. 319-323.
- [55] OLSON, H. F., *Elements of Acoustical Engineering*, Second Edition, New York, D. Van Nostrand Company, Inc., 1957, p. 718.
- [56] ŠKVOR, Z., *Akustika a elektroakustika*, 1. vydání, Academia 2001, Praha, p. 527, ISBN 80-200-0461-0.
- [57] KOLMER, F., KYNCL, J., *Prostorová akustika*, 1. vydání, SNTL Praha, 1980, p. 244.
- [58] Piezo Technologies, an Amphenol Company, *An Overview of the Properties of Different Piezoceramic Materials - Technical Resource Paper*, [online]. Dostupné na: <<http://www.piezotechnologies.com/knowledge-desk/overview-piezo-materials>>.
- [59] WANG, Q.-M. et al. Electromechanical coupling and output efficiency of piezoelectric bending actuators. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*. 1999-05, vol. 46, no. 3, p. 638–646. DOI: 10.1109/58.764850.
- [60] Smart Material Corp., *MACRO FIBER COMPOSITE – MFC (MFC Datasheet and FAQ)*, [online]. Dostupné na: <https://www.smart-material.com/media/Datasheets/MFC_V2.3-Web-full-brochure.pdf>.
- [61] KANIK, M. et al. Spontaneous High Piezoelectricity in Poly(vinylidene fluoride) Nanoribbons Produced by Iterative Thermal Size Reduction Technique. *ACS Nano*, 2014-08-18. 9311–9323 p. DOI: 10.1021/nn503269b.
- [62] SINOCERA[®], PZT Material - Typical values of standard piezoelectric ceramic materials. [online]. Dostupné na: <http://sinocera.net/en/piezo_material.asp>.

- [63] Smart Material Corp., *Piezo Ceramic Fibers (Datasheet and FAQ)*, [online], dostupné na: <<https://www.smart-material.com/media/Datasheets/fibers-Version-2017.pdf>>.
- [64] SLUKA, T., MOKRY, P., Feedback control of piezoelectric actuator elastic properties in a vibration isolation system, *Ferroelectrics vol. 351*, červen 2007, p. 51-61. DOI: 10.1080/00150190701353051.
- [65] KOLBREK, B., Horn Theory: An Introduction, Part 1, audioXpress, březen 2008, [online], dostupné na: <<http://www.audioxpress.com/assets/upload/files/kolbrek2884.pdf>>
- [66] National Instrument Corp., *DAQ X Series User Manual*, [online], dostupné na: <<http://www.ni.com/pdf/manuals/370784g.pdf>>.
- [67] SLUKA, T., Noise and vibration control using piezoelectric elements shunted by a negative capacitor, PhD thesis, Technická univerzita v Liberci, Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií, 2007.
- [68] IRVINE, T., Natural frequencies of circular plate bending modes, Revision F, 17. 2. 2012. [online], dostupné na: <<http://www.vibrationdata.com/circular.pdf>>.
- [69] NAHIN, P. J. *The Science of Radio: with MATLAB® and Electronics Workbench® Demonstrations*. Springer Science & Business Media, 2001-06-08. 516 p. ISBN: 978-0-387-95150-8.
- [70] MOKRÝ, P., STEIGER, K., VÁCLAVÍK, J., PSOTA, P., DOLEČEK, R., MÁRTON, P., KODEJŠKA, M. and ČERNÍK, M. Noise shielding using active acoustic metamaterials with electronically tunable acoustic impedance. In : *INTERNOISE 2014 - 43rd International Congress on Noise Control Engineering: Improving the World Through Noise Control* [online]. 2014. Available from: <https://www.scopus.com/inward/record.uri?eid=2-s2.0-85000103621&partnerID=40&md5=de7b6f296c22eb85f18821eca1c8686d>

11 Publikační činnost autora

- [0] (*probíhá recenzní řízení, předp. výsledek 2018*) KAŠPÁREK, M., ČERNÍK, M., URBÁNKOVÁ, J., MOKRÝ, P., Multimicrophone measurement of semiactive samples in an acoustic tube, *Novel Trends Production Devices and Systems IV, Materials Science Forum*, Trans Tech Publications Inc.
- [1] SKŘIVÁNEK, J., BÍLEK, M., KAŠPÁREK, M., Control Optimisation of the New Drive of Small Diameter Knitting Machines, *Autex Research Journal*, 17 (1), pp. 1-5, (2017) DOI:10.1515/aut-2015-0024.
- [2] SKŘIVÁNEK, J., BÍLEK, M., BAŤKA, O., KAŠPÁREK, M., Electronic Link Between the Needle Cylinder and the Dial of the Small Diameter Knitting Machine, *Advances in Mechanism Design II, Mechanisms and Machine Science, vol 44*, Springer Verlag 2017, p. 331–336, DOI: 10.1007/978-3-319-44087-3_44, ISBN: 978-3-319-44086-6.
- [3] KAŠPÁREK, M., ČERNÍK, M., Experimental verification of an Electromagnetic Shunt Damping circuit parameters producing an anechoic surface inside an acoustic tube, *Proceedings of the 2016 17th International Carpathian Control Conference (ICCC 2016)*, pp. 319-323, IEEE Catalog No.: CFP1642L-USB, ISBN: 978-1-4673-8605-0
- [4] SALAMAJ, M., KAŠPÁREK, M., OWCZARKOWSKI, A., REGULSKI, R., *Bezpieczne rozwiązania sprzętowe wykorzystywane w systemach krytycznych*, Wydaw. Instytutu Inżynierii Bezpieczeństwa i Nauk o Pracy Uniwersytetu Zielonogórskiego, Problemy inżynierii bezpieczeństwa i nauk o pracy, pp.151-163, 2015, ISBN: 9788394151607.
- [5] OWCZAREK, P., RYBARCYK, D., SEDZIAK, D., KAŠPÁREK, M., HMI with Vision System to Control Manipulator by Operator Hand Movement, *Progress in Automation, Robotics and Measuring Techniques, Advances in Intelligent Systems and Computing*, Springer Verlag 2015, pp. 201–209. DOI: 10.1007/978-3-319-15847-1_20, ISBN: 978-3-319-15846-4.
- [6] KAŠPÁREK, M., ČERNÍK, M., Parameters of a shunt damping the electrodynamic loudspeaker utilized to damp the sound reflection in an acoustic tube, *Proceedings of*

MicroTherm 2015, pp. 186-191, ISBN 978-83-932197-3-5.

- [7] KAŠPÁREK, M., Glass window vibrations analysis used for positioning of piezoelectric damping elements, *Proceedings of the 2014 15th International Carpathian Control Conference (ICCC 2014)*, IEEE Catalog Number: CFP1442L-CDR, ISBN: 978-1-4799-3527-7.
- [8] KAŠPÁREK, M.; OWCZAREK, P. Development of a tool for out-of-plane vibration visualization with the VISIONAIR project. In: *Proceedings of Principia Cybernetica 2014*, 3. – 5. 09. 2014, Bratislava a Kočovce, Slovenská republika. ISBN 978-80-227-4220-7.
- [9] KAŠPÁREK, M. Eltroacoustic Transducers - Development and Application. In: *Workshop for Ph.D. Students of Faculty of Textile Engineering and Faculty of Mechanical Engineering TUL*. 16th - 19th of September 2014. ISBN 978-80-7494-100-9.
- [10] KAŠPÁREK, M.; SKŘIVÁNEK, J.; BÍLEK, M., Utilization of digitally controlled servo drives in simplification of mechanical machine structure and controllability analysis. In: *Proceedings of the international conference held at Karkonosze College in Jelenia Góra 13-14 November 2013*. ISBN 978-83-61955-32-0.
- [11] KAŠPÁREK, M. Development of measuring system for spectral analysis of the piezoelectric damping assembly. In: *Sborník Workshopu Světlanka 2013*, Technická univerzita v Liberci 2013. ISBN 978-80-7372-987-5.
- [12] KAŠPÁREK, M.; STANISLAV, L., Rozšíření předmětu Počítačová grafika o práci s moderním hardwarově akcelerovaným grafickým enginem Unreal. In: *Sborník příspěvků Mezinárodní Masarykovy konference pro doktorandy a mladé vědecké pracovníky 2013*. Hradec Králové: MAGNANIMITAS. 4. vyd. 2013. ISBN 978-80-87952-00-9, ETTN 042-13-13025-12-6.
- [13] KAŠPÁREK, M.; OWCZAREK, P.; BACHMAN, P. Design of control system for accurate steering assembly of piezoelectric bending actuators. In: *Proceedings of International Interdisciplinary PhD Workshop 2013*. ISBN 978-80-214-4759-2.

- [14] KAŠPÁREK, M. Application of Matlab for real time spectral analysis and transfer visualisation. In: *Technical Computing Prague 2013*, 21. ročník, 13. 11. 2013, Humusoft.
- [15] Kašpárek, M. Tlumení hluku a vibrací – moderní semi-aktivní metody. In: *Sborník Workshopu Světlanka 2012*, Technická univerzita v Liberci 2012. ISBN 978-80-7372-891-5.
- [16] KAŠPÁREK, M. Moderní RISC architektura - má co nabídnout ve srovnání s procesory x86. *Sborník Workshopu Světlanka 2011*, Technická univerzita v Liberci 2011. ISBN 978-80-7372-765-9.

12 Výsledky v oblasti vědeckovýzkumné činnosti

- [1] *Technologie výroby samonosných spodních cívek. Ověřená technologie. (2015). Autoři výsledku: Jozef Kaniok (FS), Jaroslav Beran (FS), Vratislav Procházka (FS), Michal Kašpárek (FS), Michal Amrich (neTUL), Josef Skřivánek (FS).*

- [2] *Samonosná cívka s křížovým návínem spodní niti pro šicí stroje. Užitný vzor. (2015). Autoři výsledku: Jaroslav Beran (FS), Jozef Kaniok (FS), Michal Kašpárek (FS), Vratislav Procházka (CXI).*

- [3] *Výzkum procesů textilních a jednoúčelových strojů. Souhrnná výzkumná zpráva. (2016). Autoři výsledku: Jaroslav Beran (FS), Martin Bílek (FS), Jozef Kaniok (FS), Jaroslav Kopal (FS), Martin Konečný (FS), Šimon Kovář (FS), Vratislav Procházka (FS), Jan Valtera (FS), Petr Žabka (CXI), Michal Kašpárek (FS), Jiří Komárek (FS), Miroslava Konečná (FS), Anil Kumar (FS), Josef Skřivánek (FS), Ondřej Bařka (FS), Michal Strnad (FS).*

- [4] *Způsob navíjení samonosné cívky a samonosná cívka s křížovým návínem spodní niti pro šicí stroje. Patent. (2016). Autoři výsledku: Jaroslav Beran (FS), Jozef Kaniok (FS), Vratislav Procházka (FS), Michal Kašpárek (FS).*

13 Publikace autora v zájmové oblasti

Populárně technicko-historický seriál *Vývoj záznamových zařízení* pro časopis *Muzikus*, celkem 21 dílů:

- [1] KAŠPÁREK, M. Počátky. Vývoj záznamových zařízení I. *Muzikus*. 2012, č. 04, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2012. ISSN 1210-1443.
- [2] KAŠPÁREK, M. Děrné štítky. Vývoj záznamových zařízení II. *Muzikus*. 2012, č. 05, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2012. ISSN 1210-1443.
- [3] KAŠPÁREK, M. Notový záznam. Vývoj záznamových zařízení III. *Muzikus*. 2012, č. 06, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2012. ISSN 1210-1443.
- [4] KAŠPÁREK, M. Od telegrafu k fonografu. Vývoj záznamových zařízení IV. *Muzikus*. 2012, č. 07, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2012. ISSN 1210-1443.
- [5] KAŠPÁREK, M. Fonograf. Vývoj záznamových zařízení V. *Muzikus*. 2012, č. 08, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2012. ISSN 1210-1443.
- [6] KAŠPÁREK, M. Vynález gramofonu. Vývoj záznamových zařízení VI. *Muzikus*. 2012, č. 09, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2012. ISSN 1210-1443.
- [7] KAŠPÁREK, M. Gramofon vs. fonograf. Vývoj záznamových zařízení VII. *Muzikus*. 2012, č. 10, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2012. ISSN 1210-1443.
- [8] KAŠPÁREK, M. 125 let gramofonové desky. Vývoj záznamových zařízení VIII. *Muzikus*. 2012, č. 11, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2012. ISSN 1210-1443.
- [9] KAŠPÁREK, M. Vznik optického zvukového záznamu. Vývoj záznamových zařízení IX. *Muzikus*. 2012, č. 12, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2012. ISSN 1210-1443.
- [10] KAŠPÁREK, M. Vynález mikrofону. Vývoj záznamových zařízení X. *Muzikus*. 2013, č. 01, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2013. ISSN 1210-1443.
- [11] KAŠPÁREK, M. Mikrofóny dříve a dnes. Vývoj záznamových zařízení XI. *Muzikus*. 2013, č. 02, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2013. ISSN 1210-1443.

- [12] KAŠPÁREK, M. Začátek elektrické éry. Vývoj záznamových zařízení XII. *Muzikus*. 2013, č. 03, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2013. ISSN 1210-1443.
- [13] KAŠPÁREK, M. Rozhlas. Vývoj záznamových zařízení XIII. *Muzikus*. 2013, č. 04, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2013. ISSN 1210-1443.
- [14] KAŠPÁREK, M. Magnetický záznam. Vývoj záznamových zařízení XIV. *Muzikus*. 2013, č. 05, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2013. ISSN 1210-1443.
- [15] KAŠPÁREK, M. Hudba pro masy. Vývoj záznamových zařízení XV. *Muzikus*. 2013, č. 06, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2013. ISSN 1210-1443.
- [16] KAŠPÁREK, M. Reprodukory I – Vznik prvních elektroakustických měničů. Vývoj záznamových zařízení XVI. *Muzikus*. 2013, č. 07, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2013. ISSN 1210-1443.
- [17] KAŠPÁREK, M. Reprodukory II – Vícepásmové systémy a prostorový zvuk. Vývoj záznamových zařízení XVII. *Muzikus*. 2013, č. 08, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2013. ISSN 1210-1443.
- [18] KAŠPÁREK, M. Mixážní pult. Vývoj záznamových zařízení XVIII. *Muzikus*. 2013, č. 09, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2013. ISSN 1210-1443.
- [19] KAŠPÁREK, M. Videozáznam. Vývoj záznamových zařízení XIX. *Muzikus*. 2013, č. 10, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2013. ISSN 1210-1443.
- [20] KAŠPÁREK, M. Digitální technologie – Nástup jedničky a nuly. Vývoj záznamových zařízení XX. *Muzikus*. 2013, č. 11, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2013. ISSN 1210-1443.
- [21] KAŠPÁREK, M. Digitální záznam – technologie dneška i zítřka. *Vývoj záznamových zařízení XXI*. *Muzikus*. 2013, č. 12, s. 100-101. Praha: Muzikus s.r.o., 2013. ISSN 1210-1443.

14 Seznam příloh

Příloha A: Odborný životopis autora

Příloha B: Komentované zdrojové kódy