

Design of active tunable acoustic metamaterials and metasurfaces

Dissertation

Study programme:	P3901 – Applied Sciences in Engineering
Study branch:	3901V055 – Applied Sciences in Engineering
Author:	Ing. Jan Václavík
Supervisor:	prof. Ing. Pavel Mokrý, Ph.D.





Návrh aktivních laditelných akustických metamateriálů a metapovrchů

Disertační práce

Studijní program:	P3901 – Aplikované vědy v inženýrství
Studijní obor:	3901V055 – Aplikované vědy v inženýrství
Autor práce:	Ing. Jan Václavík
Vedoucí práce:	prof. Ing. Pavel Mokrý, Ph.D.



Prohlášení

Prohlašuji, že svou disertační práci jsem vypracoval samostatně jako původní dílo s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím mé disertační práce a konzultantem.

Jsem si vědom toho, 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 nezasahuje do mých autorských práv užitím mé disertační práce pro vnitřní potřebu Technické univerzity v Liberci.

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

Současně čestně prohlašuji, že text elektronické podoby práce vložený do IS STAG se shoduje s textem tištěné podoby práce.

Beru na vědomí, že má disertační práce bude zveřejněna Technickou univerzitou v Liberci v souladu s § 47b zákona č. 111/1998 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů.

Jsem si vědom následků, které podle zákona o vysokých školách mohou vyplývat z porušení tohoto prohlášení.

30. 3. 2021

Ing. Jan Václavík

Design of active tunable acoustic metamaterials and metasurfaces

Abstract

The Dissertation focuses is focused on a basic research of design methods and fundamental properties of active acoustic and mechanical metamaterials and on a research of method for active control of their parameters in changing operational conditions. Acoustic tunable (active) metamaterials will be constructed as multilayer composite shells with piezoelectric elements. Mechanical tunable (active) metamaterials will be realized as bulk piezoelectric elements. Active control of their acoustic impedance or mechanical properties will be achieved by connecting the piezoelectric elements to active electric shunt circuits with negative impedance converters or digital synthetic impedance. The aim of the dissertation is to achieve extreme values of acoustic impedance or material stiffness, ie zero, infinite or negative, and to study conditions under whis is possible to achive such values. Methods to control the sound field and to control the propagation of the acoustic energy through the metasurface will be analyzed. The stability of acoustic properties of metasurfaces in changing operational conditions will be studied and an adaptive control algorithm will be adapted to increase the such stability. Finally, the above studies will be applied to the issue of general manipulation of the acoustic wave at the interface in accordance with the generalized Snell's law. On the selected case of beam stearing the design of active acoustic metasurfaces for control of amplitude and phase of acoustic transmission coefficient will be studied.

Návrh aktivních laditelných akustických metamateriálů a metapovrchů

Abstrakt

Předkládaná disertační práce je zaměřena na základní výzkum návrhových metod a základních vlastností aktivních akustických a mechanických metamateriálů a dále na výzkum metod pro aktivní řízení jejich parametrů v proměnných provozních podmínkách. Akustické laditelné (aktivní) metamateriály budou realizovány jako vrstvené kompozitní skořepiny s piezoelektrickými prvky. Mechanické laditelné (aktivní) metamateriály budou realizovány jako objemové piezoelektrické prvky. Aktivního řízení jejich akustické impedance nebo mechanických vlastností bude docíleno připojením piezoelektrické části metamateriálu k aktivnímu elektrickému jednobranu se záporným impedančním měničem nebo digitální syntetické impedanci. Cílem disertační práce je docílení extremálních hodnot akustické impedance či tuhosti materiálu, tj. nulových, nekonečných či záporných, a studium podmínek, za kterých je možné těchto hodnot dosáhnout. Budou studovány metody řízení zvukového pole a toku akustických energií při průchodu metapovrchem a ve volném prostoru. Bude studována stabilita akustických vlastností metapovrchů v proměnných provozních podmínkách a bude aplikován algoritmus adaptivního řízení pro zvýšení této stability. V závěru práce budou výše uvedené studie aplikovány na problematiku obecné manipulace s akustickou vlnou na rozhraní v souladu se zobecněným Snellovým zákonem. Na vybraném případu odklonu vlny bude studován návrh aktivních akustických metapovrchů pro řízení amplitudy a fáze akustického přenosu.

Poděkování

Rád bych poděkoval všem svým kolegům, kteří mi radou, vědeckou i osobní diskusí a cennou zpětnou vazbou pomohli při tvorbě obsahu i formy disertační práce.

Především bych rád poděkoval svému školiteli prof. Pavlu Mokrému za neúnavné, pozitivní vedení a rady, které mi během tvorby práce poskytoval a kolegům Jakubu Nečáskovi, Martinu Černíkovi, Kateřině Steiger a Miloši Kodejškovi za analýzy a hodiny strávené v laboratořích při experimentech, které se nechtěly povést. V neposlední řadě bych chtěl vyjádřit díky své rodině a mým blízkým přátelům za morální podporu.

Prohlášení o osobním přínosu

Tato disertační práce byla zpracována v rámci výzkumných projektů Grantové agentury ČR:

- 13-10365S Plošné akustické metamateriály s aktivním řízením akustické impedance (Planar acoustic metamaterials with the active control of acoustic impedance)
- 16-11965S Adaptivní akustické metapovrchy pro aktivní řízení zvukového pole (Adaptive acoustic metasurfaces for the active sound field control)

Výsledky těchto dvou projektů byly dosaženy ve spolupráci těchto spolupracovníků: Pavel Mokrý, Martin Černík, Miloš Kodejška, Pavel Márton, Miroslav Šulc, Pavel Psota, Roman Doleček, Kateřina Steiger, Jakub Nečásek, Zbyněk Koldovský a David Vápenka.

Prohlašuje se, že Jan Václavík je, ve výše uvedených projektech, dominantně odpovědný za následující aktivity:

- návrh analogové a digitální elektroniky,
- konstrukce mechanických částí aktivních laditelných metamateriálů a metapovrchů,
- návrh měřicích soustav pro elektrická, akustická a vibrační měření,
- provádění akustických a vibračních měření,
- interpretace naměřených dat,
- návrh adaptivních algoritmů pro řízení akustické a mechanické impedance,
- analýzy stability elektronických systémů a metamateriálů,
- publikační činnost.

Vzhledem k interdisciplinární povaze výše zmíněných projektů se prohlašuje, že Jan Václavík je odpovědný za přibližně 30 % všech výsledků výzkumu dosažených v projektech.

Prohlašuje se, že Jan Václavík je jediným autorem výsledků uvedených v této disertační práci, pokud není uvedeno jinak.

Za ostatní spolupracovníky: P

Pavel Mokrý

Obsah

Pı	rohlá	išení			v
A	bstra	akt			vii
Po	oděk	ování			ix
Pı	rohlá	išení o osobním přínosu			xi
Se	eznar	n obrázků			xv
Se	eznar	n tabulek	2	xx	vii
Se	eznar	n zkratek		xy	cxi
Se	eznar	n symbolů	х	ху	ciii
1	Úvo	bd			1
	1.1	Motivace		•	2
	1.2	Definice otevřených problémů v oboru a cílů disertační práce			3
	1.3	Struktura disertační práce		•	4
2	Pri	ncipy a současný stav problematiky			7
	2.1	Princip přenosu hluku a vibrací	•	•	7
	2.2	Současný stav problematiky		•	9
	2.3	Laditelné (aktivní) akustické metamateriály		•	10
	2.4	Princip aktivního řízení tuhosti		•	10
		2.4.1 Piezoelektrické stavové rovnice			11

		2.4.2	Piezoelektrický aktuátor připojený ke kapacitnímu bočníku	12
		2.4.3	Aktivní řízení akustické impedance	14
3	Zař	ízení n	a bázi metamateriálů	15
	3.1	Mecha	nický metamateriál pro tlumení vibrací	15
	3.2	Aktivi	ní akustický metapovrch pro potlačování hluku	17
	3.3	Shrnu	tí	20
4	Exp	erime	ntální metody pro charakterizaci metamateriálů	21
	4.1	Sousta	ava pro akustická měření	21
	4.2	Digitá	lní holografická interferometrie	24
	4.3	Měřen	í toků elektrické energie	27
	4.4	Shrnu	tí	28
5	Kor	nstruko	ce bočníku	29
	5.1	Příkla	dy realizací obvodu záporné kapacity	29
		5.1.1	Základní topologie NC obvodu	29
		5.1.2	Topologie NC obvodu pro práci v blízkosti mechanické rezonance	31
		5.1.3	Topologie NC obvodu pro akustické metapovrchy $\ .\ .\ .\ .$	31
	5.2	Energe	etická účinnost	32
		5.2.1	Lineární výkonový zesilovač (třída AB, B)	34
		5.2.2	Spínaný výkonový zesilovač (třída D)	34
		5.2.3	Experimentální výsledky	36
	5.3	Shrnu	tí	40
6	Ada	aptivní	metapovrchy	43
	6.1	Ladite	elný akustický metapovrch s pevným nastavením $\hfill\hfill$	43
		6.1.1	Akustické vlastnosti laditelného akustického metapovrchu	44
		6.1.2	Záporná akustická impedance laditelného akustického meta- povrchu	45
	6.2	Adapt	ivní akustické metapovrchy	49

		6.2.1	Obvod negativní impedance pro testování adaptivního meta- povrchu	. 51
		6.2.2	Měřicí systém pro testování adaptivního metapovrchu při mě- nících se provozních podmínkách	. 52
		6.2.3	Výsledky experimentu	. 52
		6.2.4	Shrnutí	. 55
7	Met	tapovr	ch pro difrakční akustické struktury	57
	7.1	Mode	l prohnuté membrány a skořepiny	63
	7.2	Exper ampli	[.] imentální zařízení pro řízení tudy a fáze	. 65
	7.3	Určen experi	í impedance aktuátoru imentálních AAMS	. 71
	7.4	Metoo	ly měření	. 78
	7.5	Výsle	dky měření na experimentálním zařízení PVDF1	. 83
	7.6	Výsle	dky měření na experimentálním zařízení PVDF2	. 84
	7.7	Výsle	dky měření na experimentálním zařízení MFC2	. 90
	7.8	Shrnu	tí	. 91
8	Záv	ěr		97
	8.1	Shrnu	tí výsledků modelování aktivních metamateriálů a metapovrchů	97
	8.2	Shrnu	tí měřicích metod	. 98
	8.3	Shrnu	tí adaptivních metapovrchů	. 99
	8.4	Shrnu	tí metapovrchů pro difrakční akustické struktury \ldots	. 100
Po	oužit	á liter	atura	108
A	Sez	nam p	ublikací	109
	A.1	Publil	kace autora spadající do tématu disertační práce	. 109
	A.2	Publi	kace autora mimo zaměření disertační práce	. 112

Seznam obrázků

2.1	Odraz a průchod zvukové vlny na rozhraní dvou médií s různými cha- rakteristickými akustickými impedancemi z_S a z_L , které jsou odděleny membránou se specifickou akustickou impedancí z_m
2.2	Schéma vztahu stavových veličin pro (a) d_{33} - a (b) d_{31} - módy piezo- elektrického aktuátoru. Symboly U a Q odpovídají napětí a náboji na elektrodách. Symboly l_1 , l_2 , a l_3 jsou rozměru piezoelektrického aktuátoru v soustavě os x_1 , x_2 a x_3 . E_3 je intenzita elektrického pole podél osy x_3 . Symboly Δl_3 a Δl_1 odpovídají prodloužení aktuátoru v módech d_{33} - a d_{31} . Symboly F_3 a F_1 označují síly působící na piezo- elektrický aktuátor v módu d_{33} - resp. d_{31}
2.3	Vzájemná vazba mezi piezoelektrickým aktuátorem a kapacitním boč- níkem při v metodě řízení tuhosti. Piezoelektrický aktuátor s kapaci- tou C_S^F vystavený dynamickému síle F . V situaci, kdy je piezoelek- trický aktuátor připojen ke vnějšímu kondenzátoru $C_{\rm NC}$, symbol V označuje napětí společné elektrody, F označuje vnější působící sílu, Q je náboj na elektrodě piezoelektrického aktuátoru, Δl je celkové prodloužení piezoelektrického aktuátoru
2.4	Efektivní tuhost aktuátoru v závislosti na poměru kapacit aktuátoru a bočníku. Když se hodnota vnější kapacitance $C_{\rm NC}$ blíží hodnotě $-C_s^F$, dochází k výraznému poklesu efektivní tuhosti aktuátoru. Takový stav lze s výhodou využít v zařízeních pro izolaci vibrací
3.1	Schéma systému potlačování přenosu vibrací na bázi semiaktivního piezoelektrického tlumení. Systém se skládá ze snímače síly a prvku pro tlumení vibrací o tuhosti K a koeficientu tlumení B vloženého mezi zdroj vibrací (shaker) a hmotnost M , která by měla být vibračně izolována. Amplitudy zdrojových a přenášených vibrací u_1 a u_2 jsou měřeny pomocí akcelerometrů (a). Vibro-izolačním elementem, který je v této práci použit, je piezoelektrický aktuátor s kapacitou C_S připojený k bočníku se zápornou kapacitou $C_{\rm NC}$. (b)

3.2	3D model uvažovaného aktivního akustického metapovrchu, který je
	tvořen zakřivenou skleněnou deskou vetknutou za okraje do tuhého
	ocelového rámu. Na povrch desky jsou přilepeny piezoelektrické ak-
	tuátory typu MFC (Macro Fiber Composite). Na skleněnou desku
	dopadá zvuková vlna akustického tlaku, což způsobuje její deformaci
	(vibrace). Následkem je rozdělení dopadající vlny na prošlou a odra-
	ženou, přičemž nedochází k významné absorpci energie

18

22

4.1 Schéma akustického měření z_m a TL (Transmission Loss) pro hodnocení vlastností AMM. Skleněná deska tvoří víko zvukotěsného boxu s reproduktorem, který je zdrojem akustického tlaku. Mikrofony MIC IN a MIC OUT měří rozdíl akustického tlaku protilehlých stran stran skleněné desky. Laserový dopplerovský vibrometr měří okamžitou amplitudu rychlosti vibrací středového bodu desky. Měřené signály jsou pomocí DAQ modulu digitalizovány a z nich je následně vypočtena hodnota akustické přenosové ztráty TL. Upraveno z [35].

4.2	Schéma optické soustavy pro digitální holografii: BC - akusto-optický modulátor (Braggova cela), BS - dělič svazku, I - irisová clona, SF - prostorový filtr, M - zrcadlo, FG - funkční generátor, D - zdroj, CO - kolimační čočka. Převzato z [33]	22
4.3	Elektrické schéma uspořádání měření elektrických a mechanických toků v systémech s AMMM a AAMM. Výstupní signály z piezo- elektrického snímače síly a akcelerometrů jsou nábojovými zesilovači převedeny na napěťové signály, které jsou dále připojeny na vstupní kanály č. 1-3 měřicí karty (National Instrument). Kanály č. 4 a č. 5 měří svorkové napětí a proud procházející piezoelektrického aktuá- toru. Kanál 6 měří napájecí proud NC obvodu.	27
5.1	Elektrické schéma piezoelektrického aktuátoru s bočníkem ve formě záporné kapacity. Prvek se zápornou kapacitou je realizován pomocí jednoduchého obvodu s operačním zesilovačem ve smyčce zpětné vazby. Pomocí proměnných odporů R_0 a R_1 je možné nastavit reál- nou a imaginární část jeho zdánlivé kapacity.	30
5.2	Elektrické schéma piezoelektrického aktuátoru připojeného k obvodu se zápornou kapacitou se zvýšenou stabilitou v blízkosti rezonanční frekvence. Nastavitelné odpory R_0 a R_1 umožňují řízení hodnoty re- álné a imaginární části záporné kapacity.	31
5.3	Elektrické schéma bočníku aktivního akustického metapovrchu s MFC (Macro Fiber Composite) aktuátory. Aktuátory jsou připo- jené k obvodu záporné kapacity s topologií pro úzkou frekvenční oblast.	32

5.4	Elektrické schéma výkonového stupně syntetické negativní impe- dance, které je realizován jako lineárním výkonový zesilovač třídy AB či B. Tranzistory Q_1 a Q_2 pracují jako elektricky řízené odpory, které však umožňují pouze jednosměrný tok energie ve směru zdroj \rightarrow za- řízení.	34
5.5	Elektrické schéma výkonového stupně syntetické negativní impe- dance, které je realizován v topologii spínaného tranzistorového půl- můstku (třída D). V tomto uspořádání fungují unipolární, polem řízené tranzistory Q_1 a Q_2 jako elektrické spínače, což umožňuje volný, obousměrný tok energie mezi napájecím zdrojem a zatěžovací impedancí a v zásadě eliminuje maření energie	35
5.6	Časové průběhy hodnot elektrických veličin ve spínaném výkonovém zesilovači. Harmonická časová závislost vstupního napětí V_{input} (nahoře), budící napěťové signály, které řídí hradla polem řízených tranzistorů Q_1 a Q_2 (viz obr. 5.5) (uprostřed), výstupní napětí a proud vycházející z výkonového stupně syntetické impedance (dole)	36
5.7	Frekvenční závislost amplitudy (plné čáry) a argumentu (přerušované čáry) harmonického průběhu síly přenášené přes piezoelektrický ak- tuátor (horní graf). Frekvenční závislost mechanického vstupního vý- konu (plné čáry) a amplitudy zrychlení zdroje vibrací (přerušovaná čára) v systému (spodní graf). V horním grafu jsou naměřené hodnoty kalibrovaných komplexních hodnot síly (prázdné značky) porovnány s hodnotami síly vypočtenými pomocí rovnice (3.6) (plné značky). Ve spodním grafu jsou hodnoty mechanického vstupního výkonu vy- počtené z naměřených údajů o síle a zrychlení zdroje vibrací (prázdná kolečka) porovnány s hodnotami mechanického vstupního výkonu zís- kaného pomocí rovnice (3.6) z naměřených hodnot zrychlení a para- metrů systému (plná kolečka).	37
5.8	Frekvenční závislost přenosu vibrací přes piezoelektrický aktuátor pro 3 elektrické konfigurace bočníku: piezoelektrický aktuátor odpojen od syntetické impedance (silná čára), piezoelektrický aktuátor připojen k syntetické impedancí s lineárním koncovým stupněm (plné čáry) a spínaným koncovým stupněm (přerušované čáry)	38
5.9	Frekvenční závislosti amplitudy síly přenášené přes piezoelektrický aktuátor s rozpojenými elektrodami (silná čára) a piezoelektrický aktuátor zatížený syntetickou impedancí s lineárním (plné čáry) a spínaným (přerušované čáry) výkonovým zesilovačem.	39

5.10	Frekvenční závislosti mechanického výkonu přenášeného ze zdroje vibrací na piezoelektrický aktuátor pro různé konfigurace obvodu bočníku: odpojený (silná čára), syntetická impedance s lineárním (plná čára) a spínaným (čárkovaná čára) výkonovým zesilovače. Záporné hodnoty mechanického příkonu indikují situaci, kdy je mechanická energie dodávána z piezoelektrického aktuátoru do zdroje vibrací.	40
5.11	Frekvenční závislost elektrického výkonu přenášeného mezi piezoelek- trickým aktuátorem a obvodem negativní impedance s lineárním vý- konovým zesilovačem	41
5.12	Frekvenční závislosti celkového příkonu (bez klidového příkonu) obvodů negativních impedancí s lineárním (plné čáry) a spínaným (přerušované čáry) výstupním výkonovým stupněm. Je patrné snížení celkového příkonu o více než 80 % v případě použití obvodu se spínaným koncovým stupněm.	42
6.1	Frekvenční závislosti akustické ztráty (a) a amplitudy vibrací (b) akustického metapovrchu tvořeného zakřivenou skleněnou skořepinu s MFC aktuátory ve frekvenčním rozsahu od 230 Hz do 400 Hz. Amplituda vibrací je normalizovaná na tlakovou diferenci mezi přední a zadní stranou metapovrchu. Křivky s prázdnými a plnými kruhovými značkami odpovídají akustické ztrátě měřené metodami LDV a FSDH při odpojeném obvodu negativní impedance. Křivky s trojúhelníkovými a čtvercovými značkami odpovídají měřením s připojeným obvodem nastaveným pro minimum přenosu na frekvencích 247 Hz a 258 Hz dle rovnic (6.1(a)) a (6.1(b)). Graf (a) ukazuje, že se působením připojeného obvodu zvýšila akustická ztráta TL o 36,6 dB při 247,0 Hz a o 25,0 dB při 257,9 Hz.	46
6.2	Profil amplitudy vibračního módu akustického metapovrchu měřený metodou FSDH na frekvenci 258 Hz s odpojeným (a) a připojeným (b) obvodem negativní impedance. (Měření provedl Ing. Pavel Psota, Ph. D. a Ing. Roman Doleček, Ph. D.)	47
6.3	Frekvenční závislost akustické ztráty modelu laditelného akustického metapovrchu s elektricky odpojenými MFC aktuátory (modrá čára) a v situaci, kdy jsou MFC aktuátory připojeny k obvodu negativní impedance (tmavě žlutá čára). Teoretické hodnoty akustické ztráty vypočtené pomocí rovnice (3.7) jsou vyznačeny červenou přerušova- nou čárou	47

6.4	Reálná (a) a imaginární (b) část inverzní specifické akustické impe- dance $1/z_m$ (v m μ Pa ⁻¹ s ⁻¹) laditelného akustického metamateriálu vynesené v závislosti na frekvenci a absolutní hodnotě parametru $ \alpha $. Červené čáry označují nulové hodnoty reálných a imaginárních částí $1/z_m$. Průsečík červených křivek vyznačuje optimální nastavení ob- vodu negativní impedance, při kterém byla dosažena přenosová ztráta 40 dB.	48
6.5	Horní (a) a spodní (b) pohled na akustický metapovrch použitý v experimentu s adaptivního řízení tuhosti. Skládá se ze zakřivené skle- něné desky upevněné v pevném ocelovém rámu. Piezoelektrické ak- tuátory a senzory typu MFC jsou přilepeny na horní i spodní povrch skleněné skořepiny.	50
6.6	Schéma zapojení adaptivního akustického metapovrchu (AAMS) v experimentu adaptivního řízení tuhosti, resp. z_m a TL. Dvěma kanály měřicího systému (NI-DAQ, PC) jsou snímána napětí MFC aktuátorů a snímačů. Na schématu nejsou vyneseny kanály použité pro akustická měření, snímající akustické tlaky a amplitudu vibrací povrchu. Boč- ník AAMS ve formě digitální syntetické impedance emuluje obvod s impedancí $Z_{\rm NC} = (-R_0 - X_{C_0}) R_2.$	51
6.7	Schéma měřicí akustických parametrů AAMS při měnících se pro- vozních podmínkách. Mikrofony a LDV (Laser Doppler Vibrometer) je určována TL. V experimentu je zapojen teplovzdušný zdroj, jehož pomocí je měněna provozní teplota AAMS. Upraveno z [49]	52
6.8	Časová záznam závislost akustické ztráty AAMS na frekvenci 260 Hz při fixním a adaptivním režimu provozu obvodu negativní kapacity (NC) v experimentu s měnícími se provozními podmínkami AAMS. V oblasti označené <i>Heater ON</i> byl zapnut teplovzdušný zdroj. V oka- mžiku T=1600 s byl spuštěn algoritmus automatického nastavení pa- rametrů, který po cca 300 s obnovil TL na původní hodnotu	53
6.9	Frekvenční závislost akustické ztráty skrz adaptivní akustický meta- povrch v několika fázích akustického experimentu znázorněného na obr. 6.8.	54
6.10	Ukázka funkce adaptivního akustického metapovrchu. Barva konturového grafu označuje absolutní hodnotu rychlosti částic v blízkosti adaptivního akustického metapovrchu. Modrá a červená barva odpovídají minimálním a maximálním hodnotám této rychlosti. Čárkované čáry jsou vrstevnice fázového rozdílu signálů rychlosti a napětí na svorkách aktuátorů. Vynesené body označují hodnoty elektrických parametrů $-C_0$ a $-R_1$ ekvivalentního elektrického obvodu emulovaného v DSI v průběhu času experimentu.	55

7.1	Simulace akustického pole po průchodu vlny rozhraním s fázovým gradientem. Převzato z [9]
7.2	Ilustrace změny směru šíření vlny po průchodu rozhraním měnícím fázi v závislosti na příčné poloze x . z_a je specifická akustická impedance prostředí, z_m akustická impedance rozhraní a $\varphi(x)$ je inkrement fáze, kterou akustická vlna získá po průchodu rozhraním
7.3	Aproximace spojitého, lineárního průběhu inkrementu fáze akustické vlny po průchodu rozhraním pomocí schodové funkce odpovídající diskrétním AAMS
7.4	Pravděpodobné aproximace spojitého průběhu, lineárního průběhu inkrementu fáze akustické vlny po průchodu rozhraním (a) při realizaci pomocí diskrétních AAMS (b), (c)
7.5	Reziduum fáze po aproximaci lineární změny fáze na rozhraní stup- ňovitou funkcí. Reziduální amplituda tvoří difraktivní fázový povrch. 60
7.6	Ideový model válcově zakřivené membrány použitý pro analýzu možností nezávislého řízení poměru akustických tlaků p_t/p_i . Membrána je definována poloměrem křivosti R a tloušťkou materiálu h 60
7.7	Modelové závislosti (a) absolutní hodnoty a (b) fáze přenosu akus- tického tlaku (p_t/p_i) válcově zakřivené membrány na parametrech externího obvodu R_S a C_S . Doplněné přímky odpovídají vztahu $C_S = \operatorname{Re}([i\omega (Z_{CRIT} - R_S)]^{-1})$, kde červená odpovídá $Z_{CRIT} = Z_S (-1 + k^2)^{-1}$ a prochází bodem maximální tuhosti membrány, zelená odpovídá $Z_{CRIT} = -Z_S$ a tudíž prochází bodem nulové tuhosti membrány. Z_S je impedance aktuátoru. Pomocí parametrů R_S a C_S je možné vy- brat vhodnou kombinaci amplitudy a fáze, ovšem s úvahou stability zvoleného pracovního bodu
7.8	Modelové závislosti (a) absolutní hodnoty a (b) fáze přenosu akustic- kého tlaku (p_t/p_i) válcově zakřivené membrány na <i>reálné a ima- ginární složce parametru</i> α . Doplněné přímky odpovídají vztahu $C_{\rm S} = \operatorname{Re}([i\omega (Z_{\rm CRIT} - R_{\rm S})]^{-1})$, kde <i>červená</i> odpovídá $Z_{\rm CRIT} = Z_{\rm S} (-1 + k^2)^{-1}$ a prochází bodem maximální tuhosti membrány, <i>zelená</i> odpovídá $Z_{\rm CRIT} = -Z_{\rm S}$ a tudíž prochází bodem nulové tuhosti membrány. $Z_{\rm S}$ je impedance aktuátoru

7.9	Topografický graf absolutní hodnoty přenosu akustického tlaku p_t/p_i teoretického modelu válcově zakřivené membrány, doplněný vrstev- nicemi fáze, v závislosti na (a) parametrech připojeného bočníku a (b) reálné a imaginární složce parametru α . Graf zobrazuje do- sažitelné kombinace amplitudy a fáze. Doplněné přímky odpovídají vztahu $C_{\rm S}={\rm Re}([i\omega (Z_{\rm CRIT} - R_{\rm S})]^{-1})$, kde červená odpovídá $Z_{\rm CRIT} =$ $Z_{\rm S} (-1 + k^2)^{-1}$ a prochází bodem maximální tuhosti membrány, ze- lená odpovídá $Z_{\rm CRIT} = -Z_{\rm S}$ a tudíž prochází bodem nulové tuhosti membrány. $Z_{\rm S}$ je impedance aktuátoru	64
7.10	Frekvenční charakteristika akustického přenosu p_t/p_i zakřivené skoře- piny s výškou $a=100$ mm dle modelu (7.9) pro různé hodnoty křivosti ξ . Je patrná závislost na křivosti skořepiny. Ačkoliv není zcela srov- natelná, vykazuje podobnost s naměřenými daty AAMS <i>MFC2</i> (viz. obr. 7.32 a 7.33)	66
7.11	Elektrické náhradní schéma zkoumaných AAMS pro řízení fáze a amplitudy prošlé akustické vlny. Bočník AAMS je tvořen DSI (digitální syntetickou impedancí) emulující obvod s impedancí $Z_{NC} = (R_1 + X_{C_2}) R_2.$	67
7.12	PETG nosič membrány AAMS <i>PVDF2</i> definující její křivost. Nosič membrány, spolu s deskou ke které je plochou stanou přisazen, tvoří víko akustického boxu popsaného v kapitole 4.1.	68
7.13	Pohled na experimentální AAMS označený jako $PVDF1$ demonstru- jící tvarování a upevnění membrány. Je tvořený 3D tištěným PETG rámem s poloměrem křivosti $R = 400$ mm a PVDF fólií (TE Con- nectivity) o tloušťce 110 μ m. Ta je připevněna k rámu pomocí samo- lepící kaptonové pásky se silikonovým lepidlem. AMMS je připevněný k víku akustického boxu.	69
7.14	Druhý experimentální model AAMS označený jako $PVDF2$ s modifikovaným rámem z 3D tištěného PETG rámem a PVDF fólií (KU-REHA CORPORATION) o tloušťce 40 μ m. Ta je připevněna k rámu pomocí kaptonové lepící pásky. AMMS je připevněný k víku akustického boxu.	69
7.15	Třetí experimentální model AAMS označený jako <i>MFC1</i> se sklolami- nátovou skořepinou s MFC aktuátorem připevněným k 3D tištěnému PETG rámu prostřednictvím tenkých listových pružin. Rozměry sko- řepiny jsou 75×60 mm. AAMS je zasazen do víka akustického boxu vyztuženého kovovými profily.	70

7.16	Detail upevnění čtvrtého experimentálního modelu AAMS <i>MFC2</i> se sklolaminátovou skořepinou s MFC aktuátorem pevně přilepeným k 3D tištěnému PETG rámu, efektivně tvořícím vetknuté uložení. AAMS je označený jako <i>MFC2</i> . Rozměry skořepiny jsou 75×60 mm. AAMS je zasazen do víka akustického boxu vyztuženého kovovými profily.	71
7.17	Změřená impedance (a) aktuátoru zařízení <i>PVDF1</i> a fit (b) obvodo- vých náhrad Z_S . Skupina sérioparalelních kombinací (červená, fialová a modrá) se překrývá. Naměřená data nejlépe popisuje $R_P (C_S + R_S) + C_{S2}$ (žlutá), ale pro další analýzy byla použita jednodušší vari- anta $R_P C_P + R_S$ (červená)	74
7.18	Změřená impedance (a) aktuátoru zařízení $PVDF2$ a fit (b) obvodo- vých náhrad Z_S . Skupina sérioparalelních kombinací (červená, fialová a modrá) se překrývá. Naměřená data nejlépe popisuje $R_P (C_S + R_S) + C_{S2}$ (žlutá), ale pro další analýzy byla použita jednodušší vari- anta $R_P C_P + R_S$ (červená)	75
7.19	Změřená impedance (a) aktuátoru zařízení <i>MFC1</i> a fit (b) obvodo- vých náhrad Z_s . Skupina sérioparalelních kombinací (červená, fialová a modrá) se překrývá. Naměřená data nejlépe popisuje $R_P (C_S + R_S) + C_{S2}$ (žlutá), ale pro další analýzy byla použita jednodušší vari- anta $R_P C_P + R_S$ (červená)	76
7.20	Změřená impedance (a) aktuátoru zařízení $MFC2$ a fit (b) obvodo- vých náhrad Z_s . Skupina sérioparalelních kombinací (červená, fialová a modrá) se překrývá. Naměřená data nejlépe popisuje $R_P (C_S + R_S) + C_{S2}$ (žlutá), ale pro další analýzy byla použita jednodušší vari- anta $R_P C_P + R_S$ (červená)	77
7.21	Mapa stability v rovině komplexních hodnot α určená z měření efek- tivní hodnoty svorkového napětí aktuátoru U_{ACT} bez buzení na zaří- zení <i>MFC2</i> pro široký rozsah parametrů R_1 a C_2 bočníku realizova- ného pomocí DSI. Za hranicí stability se systém spontánně rozkmitá, čímž lze rozhodnout o stabilitě daného pracovního bodu. Pro přehled- nost bylo napětí aktuátoru U_{ACT} normalizováno hodnotou 0,05 V a barevná škála grafu omezena na rozsah 0 až 10. Červená linka předsta- vuje předpokládanou hranici stability dle vztahu $\text{Im}(Z_{C0} + Z_{NC}) = 0$ použitá pro další zpracování dat	82
7.22	Frekvenční závislost amplitudy vnějšího akustického tlaku (p_t) za- řízení $PVDF1$ při přímém buzení aktuátoru. Zařízení se chová jako reproduktor a z charakteristiky jsou patrné vlastní frekvence membrány.	84
7.23	Akustická přenosová frekvenční charakteristika zařízení $PVDF1$ v rozsahu 200 až 3000 Hz při buzení tlakovým reproduktorem akustického boxu. Amplituda (a) a fáze (b) akustického přenosu $p_t/p_i.\$.	85

7.24	Mapa stability získaná měřením efektivní hodnoty napětí na svor- kách aktuátoru $PVDF1 U_{ACT}$ bez buzení. Napětí je normalizované empiricky zvolenou konstantou 0,05 V, indikující rozhraní stability soustavy PVDF1-DSI v rovině komplexních hodnot α . Hodnota 1 je uvažována jako plně nestabilní, hodnota 0 jako plně stabilní. Červeně je vyznačena teoretická hranice stability použitá pro výběr stabilních a nestabilních pracovních bodů	85
7.25	Mapa amplitudy (a) a fáze (b) akustického přenosu p_t/p_i v rovině komplexních hodnot α pro zařízení <i>PVDF1</i> . Červeně je vyznačena teoretická hranice stability. Černě pak body měření vyhodnocené jako nestabilní.	86
7.26	Plocha možných kombinací amplitudy a fáze přenesené vlny experi- mentálního AAMS <i>PVDF1</i> změřená při $f = 280$ Hz, $R_2 = 250$ k Ω . Modře jsou vyznačené pracovní body odpovídající stabilní oblasti v rovině komplexních hodnot α , červeně pak nestabilní pracovní body. Oblast stabilních pracovních bodů je roztříštěná, pravděpodobně v důsledku lokálního borcení plochy membrány (není uniformě zakřive- ným povrchem).	86
7.27	Frekvenční závislost amplitudy vnějšího akustického tlaku (p_t) zaří- zení $PVDF2$ při přímém buzení aktuátoru bez buzení tlakovým repro- duktorem akustického boxu. Zařízení je provozované v režimu repro- duktoru a z charakteristiky je dobře patrná nejnižší vlastní frekvence membrány a poměrně složitá struktura další módů	87
7.28	Akustická přenosová frekvenční charakteristika zařízení $PVDF2$ v rozsahu 200 až 3000 Hz při buzení tlakovým reproduktorem akustického boxu. Amplituda (a) a fáze (b) akustického přenosu $p_t/p_i.\$.	88
7.29	Mapa stability získaná měřením efektivní hodnoty napětí na svor- kách aktuátoru $PVDF2$ U_{ACT} bez buzení. Napětí je normalizované empiricky zvolenou konstantou 0,07 V, indikující rozhraní stability soustavy PVDF2-DSI v rovině komplexních hodnot α . Hodnota 1 je uvažována jako plně nestabilní, hodnota 0 jako plně stabilní. Červeně je vyznačena teoretická hranice stability	88
7.30	Mapa amplitudy (a) a fáze (b) akustického přenosu p_t/p_i v rovině komplexních hodnot α . Červeně je vyznačena teoretická hranice stabi- lity, která je použita pro rozdělení pracovních bodů na stabilní (nízké hodnoty $\operatorname{Re}(\alpha)$) a nestabilní (vyšší hodnoty $\operatorname{Re}(\alpha)$)	89
7.31	Plocha možných kombinací amplitudy a fáze přenesené vlny experi- mentálního AAMS $PVDF2$ změřená při $f = 205$ Hz, $R_2 = 250$ k Ω . Modře jsou vyznačené pracovní body vyhodnocené jako stabilní, čer- veně pak nestabilní. Oblast stabilních pracovních bodů je lépe defi-	0.0
	novana, avšak mala, zejména v rozsahu amplitud	89

7.32	Frekvenční charakteristika výstupního akustického tlaku (p_t) a na- pětí na elektrodách snímacího proužku na vnitřní straně aktuátoru (U_{SENS}) zařízení <i>MFC2</i> při přímém buzení aktuátoru bez buzení tla- kovým reproduktorem akustického boxu. Zařízení je provozované v režimu reproduktoru. Z charakteristiky je patrná modální struktura válcově zakřivené membrány. Dobře je to patrné na napětí U_{SENS} , které vykazuje podobnost s teoretickým modelem 7.10	91
7.33	Akustická přenosová frekvenční charakteristika zařízení $MFC2$ v rozsahu 200 až 3000 Hz při buzení tlakovým reproduktorem akustického boxu. Amplituda (a) a fáze (b) akustického přenosu p_t/p_i a napětí snímacího proužku na vnitřní straně MFC aktuátoru U_{SENS}	92
7.34	Mapa stability získaná měřením efektivní hodnoty napětí na svor- kách aktuátoru MFC2 U_{ACT} bez buzení. Napětí je normalizované empiricky zvolenou konstantou 0,05 V, indikující rozhraní stability soustavy MFC2-DSI v rovině komplexních hodnot α . Hodnota 1 je uvažována jako plně nestabilní, hodnota 0 jako plně stabilní. Červeně je vyznačena teoretická hranice stability.	92
7.35	Mapa amplitudy (a) a fáze (b) akustického přenosu p_t/p_i v rovině komplexních hodnot α . Červeně je vyznačena teoretická hranice sta- bility, černě pak body označené jako nestabilní	93
7.36	Plocha možných kombinací amplitudy a fáze přenesené vlny experi- mentálního AAMS MFC2 změřená při $f = 1000$ Hz, $R_2 = 170$ k Ω . Modře jsou vyznačené pracovní body odpovídající stabilní oblasti v rovině komplexních hodnot α , červeně pak nestabilní. Oblast je uza- vřená a dobře rozdělená, tudíž indikuje dobrou použitelnost pro apli- kaci řízení fáze a amplitudy.	93
7.37	Data pro 4 závislosti parametru $R_1 = f(\varphi_{C_t})$ náhradní impedance bočníku <i>MFC2</i> , která budou používána řízení fáze akustického pře- nosu $\varphi_{C_t} = f(R_1, C_2)$. Body jsou vynesena vybraná naměřená data stabilních pracovních bodů pro zvolenou hodnotu $ C_t $ s tolerancí $\pm 2,5\%$. Křivky pak odpovídají polynomiálním závislostem parame- tru R_1 nafitovaným do vybraných dat. Polynomiální závislosti jsou výhodné pro programové řízení přenosu AAMS	94
7.38	Data pro 4 závislosti parametru $C_2 = f(\varphi_{C_t})$ náhradní impedance bočníku <i>MFC2</i> , která budou používána řízení fáze akustického pře- nosu $\varphi_{C_t} = f(R_1, C_2)$. Body jsou vynesena vybraná naměřená data stabilních pracovních bodů pro zvolenou hodnotu $ C_t $ s tolerancí $\pm 2,5\%$. Křivky pak odpovídají polynomiálním závislostem parame- tru C_2 nafitovaným do vybraných dat. Polynomiální závislosti jsou výhodné pro programové řízení přenosu AAMS	95

Seznam tabulek

5.1	Výkon mařený na koncových tranzistorech lineárního výkonového ze- silovače (v procentech) v závislosti na komplexním charakteru impe- dance zátěže.	34
7.1	Parametry náhradních obyodů aktuátoru AAMS <i>PVDF1</i>	72
7.2	Parametry náhradních obvodů aktuátoru AAMS <i>PVDF2</i>	73
7.3	Parametry náhradních obvodů aktuátor u AAMS $\mathit{MFC1}$	73
7.4	Parametry náhradních obvodů aktuátoru AAMS MFC2	73

Seznam zkratek

AEC	Active Elasticity Control (Aktivní řízení tuhosti)
AMM	Acoustic metamaterial (Akustický metamateriál)
AMS	Acoustic metasurface (Akustický metapovrch)
AAMM	Active acoustic metamaterial (Aktivní akustický metamateriál)
AAMS	Active acoustic metasurface (Aktivní akustický metapovrch)
AMMM	Active mechanical metamaterial (Aktivní mechanický metamateriál)
APSD	Active piezoelectric shunt damping
AVC	Active vibration control (Aktivní řízení vibrací)
DHI	Digital holographic interferometry (Digitální holografická interferometrie)
DSI	Digital synthetic impedance (Digitální syntetická impedance)
LDV	Laser Doppler vibrometer (Laserový dopplerovský vibrometr)
MFC	Macro fiber composite
NC	Negative capacitor (Kondezátor se zápornou kapacitou)
NER	Negative elasticity regime (Režim záporné elasticity)
PSD	Piezoelectric shunt damping (Tlumení piezoelektrickými prvky s bočníkem)
NID	Noise isolation device (Zařízení pro odstínění hluku)

Seznam symbolů

- TL Akustická přenosová ztráta
- p Akustický tlak
- c Rychlost zvuku ve vzduchu
- Y Youngův modul
- Q Mechnická jakost
- *ρ* Hustota
- B Objemový modul pružnosti
- Z Akustická impedance
- v Okamžitá rychlost nebo rychlost částic
- S Plocha
- C_r Reflexní koeficient
- C_t Transmisní koeficient
- ω Úhlová frekvence
- E_i Intenzita elektrického pole
- D_i Elektrická indukce
- S_{ij} Mechanická deformace
- T_{ij} Mechanické napětí
- ε_{ik} Permitivita
- d_{ikl} Piezoelektrický koeficient
- s_{ijkl} Elastická poddajnost
- F Síla
- K Tuhost
- $d^{(s)}$ Piezoelektrický koeficient ve režimu senzoru
- $d^{(a)}$ Piezoelektrický koeficient ve režimu aktuátoru
- M Hmotnost
- C_S Kapacita aktuátoru
- $C_{\rm NC}$ Záporný kondenzátor nebo kapacita
- u Amplituda vibrací
- R Elektrický odpor

1 Úvod

Hluk a vibrace. To jsou jevy, které negativně ovlivňují jak osobní pohodu člověka, tak i funkci strojů a zařízení. Některé typy hluků a vibrací jsou naopak chtěné či pozitivně přijímané. Takovým příkladem může být *příjemné ticho*. Mezi příklady příjemného ticha lze zařadit například šum listí v korunách stromů v jarním vánku, svěží zurčení potůčku v horkém letním dni, ranní zpěv ptáků, nebo bzukot hmyzu na rozkvetlé jarní louce. Požadavek na příjemné ticho přestavuje v současné době hlavní motivaci při potlačování hluku v životním prostředí. V nově vznikající koncepci tzv. *soundscape planning* [1], je pozornost zaměřena na zvuky, které lidé chtějí nebo preferují slyšet a akustické prostředí je považováno za nedílnou součást životního prostředí. Absolutního ticho není to, co chceme ve venkovním či vnitřním akustickém prostředí dosáhnout. Implementace této nové koncepce vyžaduje nový přístup k potlačování hluku. Strategie absolutního potlačení všech hluků vytváří nepřirozené zvukové prostředí a je překonávána možnostmi, které nabízí moderní technologie. Ty umožňují realizovat nový přístup, jenž dokáže eliminovat pouze vybrané, nežádoucí hluky a zpříjemnit zvukové prostředí v kontrolovaném prostoru.

Uskutečnění výše zmíněných principů soundscape planning je podmíněna výzkumem a vývojem efektivních nástrojů pro přesné a detailní řízení šíření zvuku v kontrolovaném prostoru. Jednou z možných variant takovýchto nástrojů je pokročilé řízení přenosu zvuku přes akustická rozhraní. Takto pokročilé řízení zvukového pole a šíření zvukových vln skrz rozhraní však vyžaduje takové hodnoty akustických či mechanických vlastností tohoto rozhraní, které nejsou v přírodě pozorovány. Akustická rozhraní s těmito vlastnostmi se pak nazývají akustické metamateriály (AMM) [2, 3, 4, 5].

V případě tlumení vibrací není typickým kritériem otázka komfortu, ale konstrukčních limitů. Pasivní vibroizolační prvky dokáží a spolehlivě eliminovat velkou část nechtěných vibrací, avšak za cenu konstrukčně neakceptovatelných rozměrů či hmotnosti. Rozměr a hmotnost lze minimalizovat použitím vhodných materiálů, které je možné definovat (hustota, komplexní modul pružnosti, frekvenční charakteristiky apod.). Výsledkem může být materiál s parametry či kombinací parametrů, které nejsou přirozeně dostupné. Příkladem mohou být požadavky na velmi nízké, vysoké či negativní moduly pružnosti v určitém frekvenčním pásmu, tj. velmi podobné požadavky jako v případě akustických metamateriálů, a vede na *mechanický metamateriál* (MM).

V rámci této disertační práce bude pozornost zaměřena na speciální formu AMM,

které tvoří rozhraní mezi dvěma akustickými médii. Poprvé byla tato forma akustických metamateriálů zkonstruována a pojmenována jako *akustický metapovrch* (angl. Acoustic Metasurface, AMS) v práci [6]. Od té doby se AMS staly předmětem intenzivního výzkumu v oblasti akustiky, což vedlo k mnoha zajímavým výsledkům publikovaným v prestižních vědeckých časopisech jako Nature Materials [7, 8], Nature Communications [9, 10, 11], atd. Téma je stále živé a generuje mnoho nových otázek v souvislosti s rozšiřujícím množstvím aplikací těchto principů.

1.1 Motivace

Výše uvedené odstavce jasně naznačují, že jedněmi z nejdůležitějších aplikací akustických metamateriálů a metapovrchů jsou pokročilé metody potlačování hluku a vibrací. V dnešní době představuje zvýšená hladina hluku v městských oblastech věčný ekologický problém s vážným vlivem na lidské zdraví. Je známo, že velkou část rušivého hluku vytvářejí vibrace velkých rovinných ploch, jako jsou okna, pružné krycí panely, skleněné fasády atd. V této práci bude ukázáno, že nízká účinnost stínění hluku velkých plošných struktur je způsobena nízkými hodnotami jejich tuhosti v ohybu. Řešení problému nízké účinnosti ve stínění hluku velkých plošných struktur lze tedy převést na řešení problému zvýšení jejich ohybové tuhosti.

Ohybovou tuhost velkých plošných struktur je možné zvýšit buď prostřednictvím pasivních anebo pomocí aktivních metod. Pasivní metody jsou nejčastěji založeny na zvýšení hmotnosti jednotkové plochy plošné struktury. Jedná se například o panely s dvojitým zasklením a použití vrstvených skleněných desek [12]. Bohužel tyto postupy obvykle nepřináší významný příspěvek ke zvukovému stínění ve frekvenční oblasti pod 1 kHz. Pasivní metody jsou účinné při snižování přenosu hluku s frekvencemi nad 1 kHz, přičemž tato hodnota typicky odpovídá rezonanční frekvenci těchto systémů.

Podobně bylo demonstrováno několik systémů stínění hluku založených na potlačování hluku využívající pokročilých aktivním metod. Příkladem je např. adaptivní regulátor s dopřednou zpětnou vazbou pro omezení přenášeného hluku přes okna s dvojitým zasklením popsaný v pracích [13, 14]. Dalším příkladem je tzv. *aktivní potlačování strukturálních vibrací* (angl. Active Structural Acoustic Control, ASAC), které bylo vyvinuto s cílem potlačování hluku vyzařovaného z chvějících se mechanických struktur. Fuller se spolupracovníky v práci [15] představili v tomto ohledu jednu z průkopnických prací demonstrujících aktivní potlačování vibrací velkých rovinných struktur a potenciální účinnost piezoelektrických akčních členů. Tyto metody byly následně aplikovány na pasivní systémy s dvojitým zasklením a modifikovány tak, aby se zlepšil útlum hluku, jak bylo ukázáno v pracích [16, 17].

Bohužel použití čistě aktivních metod na potlačování strukturních vibrací velkých plošných struktur vyžaduje pokročilou znalost strukturně-akustických interakcí v uvažovaném systému. Kromě toho robustní a složité řídicí algoritmy kladou vysoké nároky na výpočetní výkon výpočetní elektroniky. Výsledkem je, že tyto požadavky
obecně vedou k poměrně finančně nákladným a energeticky náročným systémům, což komplikuje jejich použití v reálných produktech.

V předložené disertační práci je představen a použit alternativní přístup k potlačení přenosu hluku. Efektu redukce hluku lze dosáhnout pomocí přístupu označeného jako tzv. *semiaktivního řízení*. Při dopadu akustické vlny na plošnou strukturu (např. okno), se část energie dopadající vlny odrazí. Tento odraz je zdrojem budící síly, která způsobí vibraci této plošné struktury. Takto vybuzené vibrace následně představují zdroj zvuku v akustickém prostředí za zkoumanou plošnou strukturou. Je možné snadno ukázat, že čím větší je amplituda vibrací plošné struktury v normálovém směru, tím větší je množství akustické energie přenášené skrz tuto strukturu. Je zřejmé, že amplituda vibrací závisí na specifické akustické impedanci plošné struktury, tím vyšší je hodnota její specifické akustické impedance.

V mnoha praktických aplikacích je bohužel zvýšení hmotnosti struktury nežádoucí. Náš vědecký zájem proto zaměřuje na hledání způsobů, jak zvýšit hodnotu specifické akustické impedance skleněné desky bez zvýšení hmotnosti konstrukce. Náš přístup je založen na implementaci kompozitní skleněné skořepiny s aktivními piezoelektrickými aktuátory, které jsou připojené k elektronickým obvodům tvořící bočníky se požadovanou laditelnou impedancí. Takto vytvořený systém se nazývá *aktivní akustický metamateriál* (angl. Active Acoustic Metamaterial, AAMM), viz např. práce [18, 19]. V ideální implementaci tato metoda kombinuje výhody pasivního i aktivního přístupu: vysoká účinnost, jednoduchá technická implementace, minimální hmotnost a velikost, nízké náklady a malé externí napájení.

1.2 Definice otevřených problémů v oboru a cílů disertační práce

Přes mnoho pozoruhodných vlastností a zajímavých fyzikálních jevů, které se v AMS odehrávají, vykazují i dvě zásadní nevýhody: (i) AMS obvykle fungují pouze v úzkém frekvenčním rozsahu kolem své vnitřní rezonanční frekvence; (ii) vnitřní rezonanční frekvenci obvykle nelze změnit, jakmile je AMS vyroben. Za účelem odstranění těchto nevýhod bude v níže předkládané disertační práci důkladně rozpracován koncept *adaptivních akustických metapovrchů* (angl. Adaptive Acoustic Metasurfaces, AAMS).

Na základě motivace představené v předchozí části jsou definované následující výzkumné cíle disertační práce:

1. Vývoj metod umožňujících aktivní řízení akustické (nebo mechanické) impedance dvourozměrných struktur za měnících se provozních podmínek a v širokém frekvenčním rozsahu.

- 2. Konstrukce takových systémů, které představují rovinné akustické metamateriály. To znamená, že hodnoty určitých akustických parametrů konstruovaných struktur jsou extrémní, tj. *velmi nízké, velmi vysoké* nebo *záporné*.
- 3. Analýza metod pro optimální návrh elektronických výkonových obvodů, které minimalizují spotřebu elektrické energie.
- 4. Analýza stability aktivních akustických metamateriálů a metapovrchů.
- 5. Konstrukce laditelných aktivních akustických metapovrchů a jejich využití v systémech pro řízení zvukového pole s využitím principů zobecněného Snellova zákona.

V oblasti aktivního řízení akustické impedance jsou uvažovány následující dva cíle. Jako první cíl je uvažováno dosažení extrémních hodnot akustické impedance (blízké nule či nekonečnu), které by měly okamžité aplikace v systémech stínění hluku a izolace vibrací. Jako druhý cíl je uvažována konstrukce a analýza systému, jehož akustická impedance může být nastavena prostřednictvím elektronických prostředků na libovolnou a stabilní hodnotu. Tento systém by měl okamžité uplatnění v zařízeních pohlcujících zvuk a v rozšiřování frekvenční odezvy konvenčních (pasivních) akustických metamateriálů a metapovrchů.

Průmyslové aplikace často vyžadují robustnost systému při měnících se provozních podmínkách. V případě piezoelektrických materiálů má teplota nejsilnější vliv na hodnoty materiálových parametrů, protože většina komerčně používaných piezoelektrických materiálů jsou feroelektrické keramiky s výraznou teplotní závislostí materiálových parametrů. V pracích [20, 21, 22, 23] bylo ukázáno, že účinné potlačení hluku nebo vibrací s využitím aktivních metamateriálů vyžaduje přesné nastavení parametrů systému, který je současně velmi blízko k okraji oblasti stability. Proto i nepatrná změna (přibližně 1° C) teploty systému (např. v důsledku změny okolní teploty, tepelné radiační zátěže, vystavení světlu atd.) má za následek pokles efektu odstínění vibrací nebo hluku či úplnou destabilizaci celého systému.

1.3 Struktura disertační práce

Disertační práce má 8 kapitol. Kapitola 2 nastiňuje teoretické pozadí tématu dizertační práce a představuje aktuální stav poznání v oblasti aktivních akustických metamateriálů a metapovrchů. Zařízení studovaná v této práci jsou pak popsána v kapitole 3. Metody charakterizace akustických vlastností aktivních akustických metapovrchů jsou uvedeny v kapitole 4. Kapitola 5 představuje klíčové výsledky v otázkách designu elektroniky pro aktivní akustické metapovrchy, přičemž je kladen důraz na analýzu celkové energetické účinnosti obvodu negativní impedance. Hlavní výsledky týkající se návrhu, charakterizace a analýzy adaptivních akustických metapovrchů jsou uvedeny v kapitole 6. Část této kapitoly se zabývá řízenou změnou akustických vlastností aktivního akustického metapovrchu. Další část je pak věnována vlivu vnějších podmínek na stabilitu nastavených parametrů materiálu a algoritmu pro automatické udržování těchto parametrů. V kapitole 7 je uveden přehled konstrukce, metod charakterizace a výsledků vztahujících se k aplikaci akustických metapovrchů pro konstrukci akustického rozhraní umožňující manipulaci s fází procházející vlny, dovolující např. nepřirozenou změnu směru šíření vlny po průchodu rozhraním. Část kapitoly je věnována aktivní akustickým metapovrchů pro odklon akustického svazku, přičemž představuje některé detaily konstrukce zařízení a naměřené výsledky. Závěry jsou shrnuty v kapitole 8.

2 Principy a současný stav problematiky

2.1 Princip přenosu hluku a vibrací

Hluk a vibrace jsou, vzhledem k jejich fyzické povaze, doprovázeny tokem mechanické nebo akustické energie. Šíření akustické energie materiálem a odraz akustických vln na rozhraní dvou různých materiálů je pak řízen fyzikální vlastností nazvanou akustická impedance Z (v Pa s m⁻³). Jedná se o frekvenčně závislou fyzikální veličinu (extenzivní materiálovou konstantu), která je definována jako akustický akustický tlak p dělený rychlostí částic média v a povrchovou plochou S, skrze kterou se akustická vlna šíří:

$$Z = p/(vS). \tag{2.1}$$

Při analýze akustických vlastností plošných struktur je vhodné vyjádřit akustickou impedanci na jednotku plochy zavedením fyzikální veličiny nazvané specifická akustická impedance (v Pa s⁻¹). Pokud se zvuková vlna šíří v médiu, je její vlnový pohyb charakterizován fyzikální vlastností nazývanou charakteristická akustická impedance z_0 (v Pa s m⁻¹):

$$z_0 = \sqrt{\varrho B},\tag{2.2}$$

kde ϱ a B jsou symboly pro hustotu a modul objemové pružnosti.

Úlohu akustické impedance v zařízeních pro potlačení hluku a vibrací lze snadno demonstrovat na jednoduchém příkladu znázorněném na obr. 2.1. Mějme rozhraní dvou akustických médií s různými charakteristickými akustickými impedancemi z_s a z_L . Rozhraní je reprezentováno membránou se specifickou akustickou impedancí z_m . Zdroj zvuku, umístěný na levé straně od membrány, produkuje zvukovou vlnu s amplitudou akustického tlaku p_i . Na rozhraní médií a membrány se část vlny odráží a část prochází do média vpravo. Amplitudy akustického tlaku odražených a prošlých vln jsou označeny symboly p_r a p_t . V tomto systému je definován koeficient odrazivosti (reflexe), $C_r = p_r/p_i$, a koeficient průzvučnosti (zvukové propustnosti), $C_t = p_t/p_i$. Hodnoty C_r a C_t je možné vypočítat, pro případ na obr. 2.1, řešením rovnice pohybu membrány $p_i + p_r - p_t = z_m v$ a rovnice pro kontinuitu rychlosti částic na rozhraní $v = p_t/z_L = (p_i - p_r)/z_s$. Výsledek řešení ukazuje, že koeficienty



Obr. 2.1: Odraz a průchod zvukové vlny na rozhraní dvou médií s různými charakteristickými akustickými impedancemi z_S a z_L , které jsou odděleny membránou se specifickou akustickou impedancí z_m .

odrazivosti a propustnosti jsou vyjádřitelné jako funkce akustických impedancí:

$$C_r = \frac{z_L + z_m - z_S}{z_L + z_m + z_S},$$
 and $C_t = \frac{2z_L}{z_L + z_m + z_S}.$ (2.3)

Množství přenášené akustické potenciální energie je vhodné vyjádřit v logaritmickém měřítku zavedením fyzikální veličiny zvané akustická přenosová ztráta TL = $20 \log_{10} |1/C_t|$. V případě shodné charakteristické akustická impedance na obou stranách membrány, tj. $z_S = z_L = z_a$, má akustická přenosová ztráta tvar:

$$TL = 20 \log_{10} \left| 1 + \frac{z_m}{2z_a} \right|,$$
 (2.4)

kde $z_a = \rho_0 c$ je charakteristická akustická impedance vzduchu, přičemž ρ_0 je hustota vzduchu a c rychlost zvuku ve vzduchu.

Uvažujme, že je možné libovolně řídit hodnotu specifické akustické impedance membrány z_m . Podíváme-li se na vzorce uvedené v rovnici (2.3), je možné identifikovat dvě aplikačně zajímavé situace:

- (i) V případě, že $z_m = z_S z_L$ je hodnota činitele zvukové odrazivosti rovna nule a tudíž zvuk není odrážen rozhraním. Takovou situaci lze popsat jako *dokonale akusticky absorbující povrch*.
- (ii) Pro z_m blížící se nekonečnu, jde hodnota činitele zvukové průzvučnosti k nule a veškerá akustická energie je odrážena zpět ke zdroji. Takový systém vykazuje dokonalé akustické stínění.

Je zřejmé, že konstrukce obou výše uvedených zařízení, ať už pro řízení přenosu hluku či přenosu vibrací, typicky vyžaduje hodnoty akustických impedancí, které nejsou v přirozených materiálech dostupné. Později bude ukázáno, jak lze požadovaných hodnot dosáhnout prostřednictvím tzv. aktivního řízení akustických impedancí. Základním prostředkem pro aktivní řízení akustické impedance vibrujících struktur je použití piezoelektrických aktuátorů, které jsou připojeny k pasivním nebo aktivním bočníkům. Aktuátory jsou mechanicky spojeny s vibrující strukturou (v uzlových bodech nebo plošně přilepeny) a stávají se nedílnou součástí celé struktury. Zařízení postavená na tomto konceptu představují skupinu tzv. aktivních akustických metamateriálů, které se vyznačují tím, že jejich akustické vlastnosti lze aktivně ovlivňovat prostřednictvím elektrického pole. Jedním z cílů práce je studium metod pro přesné, aktivní řízení akustických impedancí velkých plošných struktur.

2.2 Současný stav problematiky

Termín metamateriál (angl. metamaterial) byl poprvé zmíněn v roce 1999 Rodgerem M. Walserem z University of Texas v Austinu a následně definován jako makroskopický kompozit s specifickou třírozměrnou periodickou buňkovou strukturu. Struktura materiálu je navržena tak, aby produkovala specifickou odezvu na dané buzení, přičemž tato odezva není získatelná s materiály vyskytujícími se v přírodě [24]. Ačkoliv první metamateriály byly elektromagnetického typu [25], velmi rychle se stal výzkum *akoustických metamateriálů* novým tématem v oblasti akustiky [5, 26, 27].

Akustické metamateriály jsou mikrostrukturované kompozity s buňkovou strukturou, která tvoří řadu konvenčních akustických (např. Helmholtzových) rezonátorů, které jsou komplexně propojeny či vázány. Při průchodu rezonancí příslušného rezonátoru, dojde k náhlé změně fázového zpoždění mezi jeho odezvou (rychlostí částic) na hnací sílu (akustický tlak) o 180° a amplituda rychlosti částic dosáhne maxima. Výsledné makroskopické akustické vlastnosti metamateriálu jsou dány konstruktivní nebo destruktivní interferencí maxim amplitudové odezvy všech rezonátorů.

Primárním cílem výzkumu metamateriálů je vývoj materiálů s negativním indexem lomu. Realizace takového materiálu, pracujícího ve slyšitelném kmitočtovém pásmu, by měla okamžité uplatnění v oblasti řízení hluku a vibrací. Jednorozměrný metamateriál s negativním indexem lomu byl v poslední době realizován ve formě akustického vedení (trubice) s periodickou distribucí membrán a otevřených kanálů [5].

Další možností, kterou použití akustických metamateriálů nabízejí, je realizace akustických super-čoček, které mohou mít prostorové rozlišení kratší než je vlnová délka [26], stejně tak jako realizace speciálních akustických filtrů či akustických stínících panelů s absolutní pohltivostí.

Největší nevýhodou pasivních metamateriálů a zařízení na nich postavených je, že zmíněných pozoruhodných vlastností lze dosáhnout pouze v omezeném rozsahu zvukových frekvencí. To je způsobeno úzkou oblastí frekvencí, ve které vázané rezonátory produkují požadovaný efekt. Díky tomu jsou aplikované pouze ve velmi speciálních příkladech. Větší rozšíření takových zařízení by umožnily metamateriály s dynamicky laditelnými vlastnostmi. Možnosti, jak toho dosáhnout, jsou popsány v následující části.

2.3 Laditelné (aktivní) akustické metamateriály

Nejpřímější metodou ladění akustických rezonátoru tvořící metamateriál je mechanická změna rozměru kavity těchto rezonátorů. Reálná realizace je však obtížná. Jinou možností je zkonstruovat rezonátory s využitím elektroakustických převodníků, které jsou připojeny k pasivním nebo aktivním elektrickým bočníkům. V takové konstrukci jsou vnitřní rezonance metamateriálu podřízeny interakcí se bočníky. Pomocí této elektroakustické vazby je možné ladit rezonanční frekvence akustických rezonátorů metamateriálu a, pokud to aplikace vyžaduje, zcela modifikovat frekvenční odezvu klíčových akustických vlastností systému. To může přinést kvalitativně nové funkce, které umožní zpřístupnit akustické metamateriály reálným aplikacím.

Koncept tzv. aktivních akustických materiálů s laditelnou akustickou impedancí byl poprvé představen v práci [27] a realizován pomocí elektrodynamických reproduktorů s pasivními bočníky. Vzhledem k elektroakustické ekvivalenci elektrodynamických převodníků (reproduktorů) a piezoelektrických převodníků je zřejmé, že stejného efektu, tj. laditelné akustické impedance, lze dosáhnout pomocí *piezoelektrických převodníků*.

Princip laditelné akustické impedance plošných struktur s piezoelektrickými měniči je založen na skutečnosti, že hodnota specifické akustické impedance z_m obecně závisí na makroskopických (resp. efektivních) elastických vlastnostech struktury, tj.:

$$z_m = g_\omega\left(Y\right),\tag{2.5}$$

kde Y je makroskopický modul pružnosti analyzované struktury. Funkce g_{ω} bude obecně závislá na úhlové frekvenci ω dopadající zvukové vlny, v důsledku frekvenčních vlastností struktury a frekvenční závislosti Y.

V následující části bude ukázáno, že je možné dosáhnout extrémních (tj. nulových nebo nekonečných) či dokonce záporných hodnot akustické impedance z_m za použití metody nazvané *Aktivní řízení tuhosti* (angl. Active Elasticity Control, AEC).

2.4 Princip aktivního řízení tuhosti

Největší výhodou piezoelektrických materiálů je lineární vztah mezi elektrickými a mechanickými stavovými veličinami v piezoelektrickém aktuátoru. To umožňuje realizovat elektroakustické měniče s jednoduchou konstrukcí, nízkou cenou a rychlou odezvou bez zkreslení přenášeného signálu a mnoha dalšími výhodami. Výše



Obr. 2.2: Schéma vztahu stavových veličin pro (a) d_{33} - a (b) d_{31} - módy piezoelektrického aktuátoru. Symboly U a Q odpovídají napětí a náboji na elektrodách. Symboly l_1 , l_2 , a l_3 jsou rozměru piezoelektrického aktuátoru v soustavě os x_1 , x_2 a x_3 . E_3 je intenzita elektrického pole podél osy x_3 . Symboly Δl_3 a Δl_1 odpovídají prodloužení aktuátoru v módech d_{33} - a d_{31} . Symboly F_3 a F_1 označují síly působící na piezoelektrický aktuátor v módu d_{33} - resp. d_{31} .

uvedené základní vlastnosti piezoelektrického materiálu jej předurčují jako ideální stavební prvek pro konstrukci extrémně jednoduchých zařízení pro potlačení hluku a vibrací využívající metodu tzv. aktivního řízení tuhosti piezoelektrických materiálů. Základní principy a realizace této metody jsou uvedeny v popsány v následující části.

2.4.1 Piezoelektrické stavové rovnice

Elektrický a mechanický stav piezoelektrického materiálu je popsán intenzitou elektrického pole E_i , elektrickou indukcí D_i , mechanickým napětím T_{ij} a deformací S_{ij} .

V důsledku termodynamických zákonů je jedna elektrická a jedna mechanická stavová veličina nezávislá v piezoelektrickém materiálu (tj. specifikovaném okrajovými podmínkami) a zbývající dvě stavové veličiny jsou termodynamicky závislé.

To znamená, že existují 4 možnosti, jak lze jednoznačně popsat lokální rovnovážný stav v nekonečně malém objemu piezoelektrického materiálu. Jedna z možných variant je:

$$D_i = \varepsilon_{ik} E_k + d_{ikl} T_{kl}, \tag{2.6}$$

$$S_{ij} = d_{kij} E_k + s_{ijkl} T_{kl}, \qquad (2.7)$$

kde symbol
y $\varepsilon_{ik},\,d_{ikl}$ a s_{ijkl} označují prostorové složky permitivity, piezo
elektrického koeficientu a poddajnosti materiálu.

Většina elektroakustických piezoelektrických převodníků pracuje ve dvou režimech, ilustrovaných na obr. 2.2. V případě, kdy je směr působící síly $F_i = (0, 0, F_3)_i$ rovnoběžný s orientací aplikovaného elektrického pole $E_i = (0, 0, E_3)_i$, pracuje piezoelektrický převodník v režimu d_{33} (viz obr. 2.2(a)). V případě konstantních hodnot stavových veličin S_{ij} , T_{ij} , E_i a D_i v celém objemu převodníku, je možné provést integraci (2.6) a (2.7) nad jeho objemem, čímž získáváme:

$$Q = C_s U + d F_3, \tag{2.8}$$

$$\Delta l_3 = d U + (1/K_{S,33}) F_3, \tag{2.9}$$

kde

$$C_S = \varepsilon_{33} \, l_1 l_2 / l_3, \tag{2.10}$$

$$K_{S,33} = (1/s_{3333}) \, l_1 l_2 / l_3 = Y \, l_1 l_2 / l_3, \tag{2.11}$$

$$d = d_{333} \tag{2.12}$$

a

$$Y = 1/s_{3333} \tag{2.13}$$

jsou kapacity, tuhosti, piezoelektrické koeficienty a efektivní modul pružnosti celého piezoelektrického převodníku, pracujícího v d_{33} -módu. V tomto režimu obvykle pracují piezoelektrické keramické a elektretové elektroakustické převodníky.

Pokud je působící síla kolmá na orientaci externího elektrické pole, tj. $F_i = (F_1, 0, 0)_i$, je mód funkce piezoelektrického převodníku označován jako d_{31} (viz. obr. 2.2(b)). Za předpokladu konstantních hodnot jednotlivých stavových veličin v celém objemu piezoelektrického převodníku, získáme jejich integrací následující rovnice:

$$Q = C_s U + d^{(s)} F_1, (2.14)$$

$$\Delta l_1 = d^{(a)} U + (1/K_{S,31}) F_1, \qquad (2.15)$$

kde $K_{S,31} = (1/s_{1111}) l_2 l_3/l_1$, $d^{(s)} = d_{311} l_1/l_3$ a $d^{(a)} = d_{311} l_3/l_1$ jsou tuhost a efektivní přímé a inverzní piezoelektrické koeficienty piezoelektrického převodníku, pracujícího v d_{31} -módu. V tomto režimu obvykle pracují plošné piezoelektrické převodníky na bázi polymerů a piezoelektrických kompozitů.

2.4.2 Piezoelektrický aktuátor připojený ke kapacitnímu bočníku

Efektivní tuhost elektricky zatíženého piezoelektrického aktuátoru je dána superpozicí Hookova zákona a přímých a inverzních piezoelektrických jevů. Tento stav je ilustrován elektrickým schématem na obr. 2.3. Pro náboj Q a deformaci Δl vytvořené působením vnější síly F platí piezoelektrické rovnice:

$$Q = dF + C_s^F V, (2.16a)$$

$$\Delta l = (1/K_s^V) F + dV, \qquad (2.16b)$$



Obr. 2.3: Vzájemná vazba mezi piezoelektrickým aktuátorem a kapacitním bočníkem při v metodě řízení tuhosti. Piezoelektrický aktuátor s kapacitou C_S^F vystavený dynamickému síle F. V situaci, kdy je piezoelektrický aktuátor připojen ke vnějšímu kondenzátoru $C_{\rm NC}$, symbol V označuje napětí společné elektrody, F označuje vnější působící sílu, Q je náboj na elektrodě piezoelektrického aktuátoru, Δl je celkové prodloužení piezoelektrického aktuátoru.

kde d je piezoelektrický koeficient, C_s^F kapacita mechanicky volného aktuátoru (tj. při F = 0) a K_s^V tuhost piezoelektrického aktuátoru při zkratovaných elektrodách (tj. při V = 0). Piezoelektrické rovnice jsou vázány s rovnicí napětí na elektrodách aktuátoru, které je určené připojeným elektrickým obvodem s kapacitou $C_{\rm NC}$:

$$V = -Q/C_{\rm NC}.\tag{2.16c}$$

Efektivní tuhost elektricky zatíženého aktuátoru je pak dána následujícím vztahem [28]:

$$K(C_{\rm NC}) = \frac{F}{\Delta l} = K_s^V \left(\frac{1 + C_{\rm NC}/C_s^F}{1 - k^2 + C_{\rm NC}/C_s^F} \right),$$
(2.17)

kde $k^2 = d^2 K_s^V / C_s^F$ je koeficient elektromechanické vazby. Výše uvedené rovnice mohou být, s použitím vztahu (2.13), vyjádřeny ve tvaru modulu pružnosti:

$$Y(C_{\rm NC}) = Y_s^V \left(1 + \frac{k^2}{1 - k^2 + C_{\rm NC}/C_s^F} \right), \qquad (2.18)$$

kde Y_s je modul pružnosti piezoelektrického aktuátoru. Vztah vyjádřený rovnicí (2.18) ve skutečnosti představuje vzájemně prosté zobrazení mezi komplexními rovinami hodnot externí kapacity $C_{\rm NC}$ a modulu pružnosti Y, viz [29].

Toto zobrazení je vhodné označit symbolem f, tj.:

$$Y = f\left(C_{\rm NC}\right). \tag{2.19}$$

Obrázek 2.4 ukazuje efektivní tuhost piezoelektrického aktuátoru K s připojeným bočníkem ve formě kondenzátoru o kapacitě $C_{\rm NC}$ v závislosti na poměru jejich kapacit $C_{\rm NC}/C_s^F$. Z rovnice (2.18) plyne, že s kladnými hodnotami kapacity bočníku $C_{\rm NC}$ lze efektivní hodnotu modulu pružnost měnit v rozsahu cca 50% nominální hodnoty. Avšak v případě záporných hodnot kapacity připojeného bočníku je možné získat prakticky neomezený rozsah efektivních modulů pružnosti. V rámci tohoto rozsahu lze identifikovat tři oblasti, zajímavé v oblasti problematiky aktivního řízení tuhosti:



Obr. 2.4: Efektivní tuhost aktuátoru v závislosti na poměru kapacit aktuátoru a bočníku. Když se hodnota vnější kapacitance $C_{\rm NC}$ blíží hodnotě $-C_s^F$, dochází k výraznému poklesu efektivní tuhosti aktuátoru. Takový stav lze s výhodou využít v zařízeních pro izolaci vibrací.

- (i) $C_{\rm NC}/C_S < -1$ vede na snížení efektivního modul pružnosti vůči nominální hodnotě $0 < Y \ll Y_S$ a aktuátor se stává poddajnějším.
- (ii) $C_{\rm NC}/C_S > -1 + k^2$, vede na zvýšení efektivního modul pružnosti vůči nominální hodnotě $Y \gg Y_S$ a aktuátor se stává tužším.
- (iii) $-1 < C_{\rm NC}/C_S < -1 + k^2$, posouvá efektivního modul pružnosti do záporných hodnot, tj. Y < 0. Velmi specifický případ, reprezentující materiál, který nemá v přírodě obdobu.

2.4.3 Aktivní řízení akustické impedance

Z výše uvedených rovnic je patrné, že existuje přímá závislost hodnot specifické akustické impedance z_m AAMM na hodnotě kapacity připojeného bočníku $C_{\rm NC}$:

$$z_m = g_\omega \left(f\left(C_{\rm NC}\right) \right). \tag{2.20}$$

Protože jsou, za výše uvedených podmínek, obě funkce f a g_{ω} vzájemně jednoznačným zobrazením mezi dvěma komplexními rovinami, existují jim inverzní funkce f^{-1} and g_{ω}^{-1} . Díky tomu je možné najít hodnotu kapacity $C_{\rm NC}$, která způsobuje požadovanou hodnotu specifické akustické impedance z_m :

$$C_{\rm NC} = f^{-1} \left(g_{\omega}^{-1} \left(z_m \right) \right).$$
(2.21)

3 Zařízení na bázi metamateriálů

Konstrukce zařízení představující aktivních metamateriál (AMM) je po teoretické stránce velmi jednoduchá. Jedná se pouze o spojení piezoelektrického aktuátoru s elektrickým bočníkem. Vzhledem ke stabilitě elektroniky, vzájemným vazbám elektroakustických převodníkům či požadavkům na energetickou účinnost, je konstrukce reálného zařízení na bázi aktivního metamateriálu poměrně složitý problém. Z tohoto důvodu byly, pro potřeby této disertační práce, analyzovány dva specifické typy takových zařízení.

Vlastnosti metamateriálů, při jejichž analýze není nutné uvažovat jejich modální vlastnosti, budou diskutovány na tzv. *mechanickém metamateriálu pro tlumení vibrací*. Jeho praktickou realizací je jednorozměrné zařízení typu hmota-pružina, na němž je možné ověřit koncept řešení.

Na základě ověřeného konceptu řešení je pak vybudován a analyzován *aktivní* akustický metapovrch pro tlumení hluku a řízení zvukového pole. Ve srovnání s mechanickým aktivním metamateriálem se jedná o obecně dvourozměrné, plošné zařízení s rozloženými materiálovými parametry, přičemž na jeho funkci mají zásadní vliv jednotlivé vibrační módy a je nutné s nimi počítat od počátku jeho návrhu.

3.1 Mechanický metamateriál pro tlumení vibrací

Na obrázku 3.1(a) je schéma mechanické části vibro-izolačního systému, který představuje jednu elementární konstrukční jednotku *aktivního mechanického metamateriálu* (AMMM). Tento AMMM bude v dalších částech disertační práce použit jednak pro studium metod a nástrojů řízení AMMM a také pro analýzu energetických toků v takovém systému. K teoretické analýze energetických toků v AMMM a vyhodnocení účinnosti izolace vibrací, je vhodné vytvořit model dynamické odezvy tohoto systému. Vybrán byl postup založený na metodice prezentované v klasické literatuře [30].

Přenos vibrací viskoelastickým prvkem o tuhosti K se ztrátovým činitelem B na objekt o hmotnosti M je dán (i) pohybovou rovnicí pro hmotu M a (ii) stavovou



Obr. 3.1: Schéma systému potlačování přenosu vibrací na bázi semiaktivního piezoelektrického tlumení. Systém se skládá ze snímače síly a prvku pro tlumení vibrací o tuhosti K a koeficientu tlumení B vloženého mezi zdroj vibrací (shaker) a hmotnost M, která by měla být vibračně izolována. Amplitudy zdrojových a přenášených vibrací u_1 a u_2 jsou měřeny pomocí akcelerometrů (a). Vibro-izolačním elementem, který je v této práci použit, je piezoelektrický aktuátor s kapacitou C_S připojený k bočníku se zápornou kapacitou $C_{\rm NC}$. (b)

rovnicí viskoelastického prvku:

$$M \frac{d^2 u_2}{dt^2} + F = 0, (3.1)$$

$$F + B \frac{d(u_1 - u_2)}{dt} + K(u_1 - u_2) = 0, \qquad (3.2)$$

kde F označuje sílu přenášenou na objekt skrz vibroizolační (viskoelastický) element. Nejjednodušší případ, který dobře reprezentuje skutečnost a bude dále analyzován, je přenos harmonických vibrací o úhlové frekvenci ω . Nyní je vhodné zavést vztah pro přenos vibrací jako poměr amplitud vstupních a přenesených vibrací. Pro účely další analýzy experimentálních dat prezentovaných v disertační práci je možné tento vztah získat vyjádřit přímým řešením rovnic (3.1) a (3.2):

$$TR = \left| \frac{u_2}{u_1} \right| = \omega_0 \sqrt{\frac{Q^2 \omega_0^2 + \omega^2}{Q^2 \left(\omega^2 - \omega_0^2\right)^2 + \omega^2 \omega_0^2}},$$
(3.3)

kde $Q = \sqrt{MK}/B$ odpovídá mechanickému činiteli jakosti a symbol $\omega_0 = \sqrt{K/M}$ značí rezonanční frekvencí.

Časová závislost přenášené síly F(t) pro danou úhlovou frekvenci ω je:

$$F(t) = \operatorname{Re}\left(F_0 e^{i\omega t}\right) = \frac{\omega_0 A_1 M}{Q^2 \left(\omega^2 - \omega_0^2\right)^2 + \omega^2 \omega_0^2} \times \left\{ \left[Q^2 \left(\omega_0^2 - \omega^2\right) + \omega^2\right] \omega_0 \cos\left(\omega t\right) + \omega^3 Q \sin\left(\omega t\right) \right\},\tag{3.4}$$

kde A_1 označuje amplitudu zrychlení vstupních vibrací. Amplituda síly F_0 může být zjednodušena na vztah:

$$F_0 = A_1 M \left[1 + \frac{Q\omega^2}{Q(\omega_0^2 - \omega^2) + i\omega\omega_0} \right], \qquad (3.5)$$

kde $i = \sqrt{-1}$.

Mechanický vstupní výkon systému je dán střední hodnotou skalárního součinu okamžité síly F(t) generované vibračním stolkem a okamžitou rychlostí $v_1(t) = (A_1/\omega) \sin(\omega t)$ stolku přes jednu periodu $T = 2\pi/\omega$ pohybu:

$$P_{mi} = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} F(t) v_1(t) dt = \frac{(1/2) \omega_0 \omega^2 A_1^2 M Q}{Q^2 (\omega^2 - \omega_0^2)^2 + \omega^2 \omega_0^2}.$$
(3.6)

Z rovnice je patrné, že nad rezonanční frekvencí ω_0 , lze přenos vibrací a mechanický vstupní výkon aproximovat jako $TR \approx \omega_0 / (\omega Q)$ a $P_{mi} = \omega_0 A_1^2 M Q / (2\omega^2 Q)$. Se snižující se hodnotou tuhosti K, dochází k posunu rezonanční frekvence ω_0 směrem k nižším frekvencím a zároveň tak klesá i hodnota přenosu TR harmonických vibrací pro úhlové frekvence $\omega > \omega_0$.

Lze tak snadno realizovat prvek, který dovoluje elektronické řízení jeho efektivní tuhosti, vyžadující pouze piezoelektrický aktuátor připojený k bočníku se specifickou hodnotou záporné kapacity. Ten umožňuje, pomocí metod aktivního řízení tuhosti dosáhnout *nulových* či dokonce *záporných* hodnot efektivní tuhosti K, jak bylo popsáno v části 2.4.

3.2 Aktivní akustický metapovrch pro potlačování hluku

Z předchozích kapitol je zřejmé, že konstrukce dokonalého hlukového odstínění, obvykle vyžaduje takové hodnoty akustické impedance, které nelze dosáhnout s přirozeně dostupnými materiály. Systémy, které těchto vlastností dosahují, se často nazývají *laditelné* nebo *aktivní akustické metapovrchy* (AAMS), viz např. [18, 19].

Jednou z řešených oblastí disertační práce je analýza vlastností a studium metod pro aktivní řízení akustické impedance velkých plošných struktur AAMS. Stejně jako v případě AMMM, je účinným způsobem řízení akustické impedance vibrační struktury AAMS použití piezoelektrických převodníků, které jsou připojeny k pasivním nebo aktivním elektronickým bočníkům.

V této práci je uvažován AAMS, který se skládá ze zakřivené skleněné desky tloušťky h_g o reciproké hodnotě poloměru křivosti ξ . Zakřivená skleněná deska je



Obr. 3.2: 3D model uvažovaného aktivního akustického metapovrchu, který je tvořen zakřivenou skleněnou deskou vetknutou za okraje do tuhého ocelového rámu. Na povrch desky jsou přilepeny piezoelektrické aktuátory typu MFC (Macro Fiber Composite). Na skleněnou desku dopadá zvuková vlna akustického tlaku, což způsobuje její deformaci (vibrace). Následkem je rozdělení dopadající vlny na prošlou a odraženou, přičemž nedochází k významné absorpci energie.

upevněna na svých okrajích v tuhém ocelovém rámu o vnitřních rozměrech a a b. Na horním povrchu skleněné desky jsou připevněny piezoelektrické kompozitní aktuátory typu MFC o tloušťce $h_{\rm MFC}$, jak je znázorněno na obrázku 3.2. Výhodou použití aktuátorů typu MFC (Macro Fiber Composite) je jejich ohebnost, která eliminuje potenciální problémy při aplikaci na křehkých vibrujících strukturách, jako jsou např. skleněné desky. Další informace o těchto aktuátorech lze nalézt v [31].

Úspěšná implementace této konstrukce zásadně závisí na správném umístění MFC aktuátorů na povrchu AAMS a to v důsledku komplikovaného rozložení uzlů a kmiten významných vibračních módů. Konfigurace MFC byla zvolena na základě analýz provedených [32] a podrobného měření tvarů vibračním módů AAMS pomocí digitální holografické interferometrie (DHI) [33] popsaném v následující kapitole. Tato konfigurace je na znázorněna v obr. 3.2 a dovoluje, při vhodném zapojení elektrod aktuátorů, potlačení většiny nízkofrekvenčních vibračních módů.

Podle analytického modelu obecně zakřivené skleněné skořepiny pravoúhlého půdorysu a FEM modelu planární a zakřivené skleněné desky publikovaném v [34], lze specifickou akustickou impedanci zakřivené obdélníkové skleněné skořepiny, ve frekvenčním rozsahu blízko nejnižší rezonanční frekvence, aproximovat vztahem:

$$z_m(\omega) \approx \frac{\pi^2 \left(G \zeta + 2Y h \xi^2 - (1 - \nu) \rho h \omega^2\right)}{8i \omega a^2 b^2 (1 - \nu)},$$
(3.7)

kde

$$\zeta = \pi^4 (1 - \nu)^2 (1 + \nu) \left[1/b^2 + 1/a^2 \right]^2, \qquad (3.8)$$

$$Y = \frac{Y_g h_g + Y_{\rm MFC} h_{\rm MFC}}{h_g + h_{\rm MFC}},\tag{3.9}$$

$$G = \frac{Y_g^2 h_g^4 + Y_{\rm MFC}^2 h_{\rm MFC}^4 + 2Y_g Y_{\rm MFC} h_g h_{\rm MFC} \left(2h_g^2 + 3h_g h_{\rm MFC} + 2h_{\rm MFC}^2\right)}{12 \left(1 - \nu^2\right) \left(Y_g h_g + Y_{\rm MFC} h_{\rm MFC}\right)} (3.10)$$

kde Y_g , ν a ρ jsou modul pružnosti, Poissonovo číslo a hustota materiálu skleněné skořepiny. Symbol $Y_{\rm MFC}$ označuje modul pružnosti piezoelektrického MFC aktuátoru, ω je úhlovou frekvencí dopadající zvukové vlny.

Ze vztahů (3.7)-(3.10) je snadno odvoditelné, že čím vyšší je efektivní hodnota modulu pružnosti MFC aktuátoru, tím vyšší je hodnota specifické akustické impedance z_m celého AAMS. Zaměříme-li se na jednu frekvenci ω z frekvenčním rozsahu blízkého nejnižší rezonanční frekvence zakřivené obdélníkové skleněné desky, představuje vztah (3.7) vzájemně jednoznačné zobrazení komplexních hodnot $Y_{\rm MFC}$ a z_m . Stejně jako v případě AMM, označíme toto zobrazení symbolem g_{ω} , tj. $z_m = g_{\omega} (Y_{\rm MFC})$.

Pro řízení makroskopických elastických vlastností MFC aktuátorů byla využita metoda popsaná v práci [28], která byla popsána výše v části 2.4.

Za účelem získání experimentálních dat byl zkonstruován model výše popsaného AAMS znázorněný na obr. 3.2. Skleněná skořepina modelu byla vyrobena technikou zvanou *lehání* následujícím způsobem. Nejprve byla vyfrézována forma na tvarování skla z nerezové oceli (AISI 304) s profilem $z_{max} \sin(\pi x/a) \sin(\pi y/b)$ kde a = 0, 42 m, b = 0, 3 m a $z_{max} = 5$ mm. Obdélníkový kus skla typu FLOAT o tloušťce 4 mm a rozměrech 0,445 m×0,318 m byl přiložen na vyrobenou formu a plynule ohřát v peci na teplotu cca 680 °C, při které dojde k samovolné deformaci gravitačním působením a zároveň nedojde k významnému tečení. S prodlevou na této teplotě došlo k *lehnutí* skleněné desky na povrch formy. Celá sestava pak byla vychlazena dle specifického teplotního profilu zabraňujícího krystalizaci skla a zároveň minimalizujícího vzniku vysokého mechanické pnutí. Tím získala skleněná deska požadovaný profil.

Na vnější stranu skleněné skořepiny pak byly epoxidovým lepidlem připevněny MFC aktuátory. V rámci úvodních experimentů, byly elektrody všech MFC aktuátorů spojeny paralelně a připojeny k obvodu záporné kapacity, což je nejjednodušší a zároveň použitelná konfigurace pro základní módy kmitů této sestavy.

Skleněná skořepina s aktuátory je při experimentech typicky upínána do připraveného kovového rámu. Protože není možné skořepinu dokonale pevně vetknout, je vliv upnutí (a tedy i okrajových podmínky popisujících diferenciálních rovnic) zvažován při vyhodnocení experimentálních dat. Typické uvažované okrajové podmínky odpovídají elastickému upnutí, tedy moment i posunutí jsou nenulové.

3.3 Shrnutí

V kapitole byly představeny dvě zařízení představující aktivní metamateriály na bázi piezoelektrických prvků s elektrickými bočníky. Prvním byla realizace aktivního mechanického metamateriálu (AMMM) pro tlumení vibrací ve na bázi piezoelektrického objemového aktuátoru. Pro tento systém byl vypracován matematický model, který bude dále v práci používán pro hodnocení energetických toků a metod řízení efektivních vlastností metamateriálu.

Druhým navrženým a realizovaným zařízením je aktivní akustický metapovrch (AAMM) ve formě skleněné skořepiny s MFC aktuátory. Ten byl nejprve teoreticky popsán a je pro něj známa aproximace akustického chování v okolí první rezonanční frekvence i v závislosti na změně tuhosti aktuátorů díky připojenému bočníku.

4 Experimentální metody pro charakterizaci metamateriálů

V této kapitole budou stručně popsány postupy použité při experimentálním ověření vlastností AAMM a AMMM. Spadají do tří kategorií:

- (i) Akustické charakteristiky.
- (ii) Vibrační módy.
- (iii) Energetické toky.

Vibračním módům je věnována zvýšená pozornost, neboť silně ovlivňují chování plošných akustických metamateriálů. Proto je v kapitole detailněji popsána jedna z technik holografické interferometrie použitá pro vizualizaci a kvantifikaci plošných vibrací metamateriálu.

4.1 Soustava pro akustická měření

Ideou funkce AAMS popsaného v předchozí kapitole je aktivní řízení specifické akustické impedance, která se při aplikaci AAMS v oblasti potlačení hluku promítá do hodnot přenesené intenzity zvuku. Tento efekt je vhodné kvantifikovat měřením hodnoty TL a proto byl zkonstruován laboratorní systém pro jednoduché a rychlé specifické akustické impedance materiálu či zařízení (AAMS), který zároveň poskytuje informaci o hodnotách TL. Použitá metoda, původně popsaná v pracích [36, 37], využívá hodnoty rozdílu akustického tlaku na protilehlých stranách měřeného AAMS a hodnoty normálové rychlosti vibrací jeho povrchu.

Obrázek 4.1 ukazuje schéma experimentální aparatury pro měření akustické přenosové ztráty TL. AAMS popsaný v kapitole 3.2 byl upnut do ocelového rámu o vnitřních rozměrech $0,42\times0,3$ mm. Takto upnutý AAMS tvoří víko zvukotěsného boxu s reproduktorem UNI-PEX P-500, kterým je generována dopadající zvuková vlna. Pomocí mikrofonů MIC-IN, umístěným uvnitř boxu, a vnějšího MIC-OUT je měřen rozdíl akustických tlaků Δp . Mikrofony jsou umístěny přibližně 1 cm před a za středem skleněné desky AAMS. *Laserovým dopplerovským vibrometrem* je pak



Obr. 4.1: Schéma akustického měření z_m a TL (Transmission Loss) pro hodnocení vlastností AMM. Skleněná deska tvoří víko zvukotěsného boxu s reproduktorem, který je zdrojem akustického tlaku. Mikrofony MIC IN a MIC OUT měří rozdíl akustického tlaku protilehlých stran stran skleněné desky. Laserový dopplerovský vibrometr měří okamžitou amplitudu rychlosti vibrací středového bodu desky. Měřené signály jsou pomocí DAQ modulu digitalizovány a z nich je následně vypočtena hodnota akustické přenosové ztráty TL. Upraveno z [35].



Obr. 4.2: Schéma optické soustavy pro digitální holografii: BC - akusto-optický modulátor (Braggova cela), BS - dělič svazku, I - irisová clona, SF - prostorový filtr, M - zrcadlo, FG - funkční generátor, D - zdroj, CO - kolimační čočka. Převzato z [33].

měřena amplituda rychlosti vibrací V ve zvoleném bodě skleněné desky. Měření je typicky prováděno v geometrickém středu desky a je tedy nutné při vyhodnocování výsledků uvažovat modální strukturu kmitů AAMS. Specifickou akustickou impedanci z_m lze aproximovat poměrem $\Delta p/v$ a z ní lze dále vypočítat hodnotu akustické ztráty TL dle rovnice (2.4).

Tento způsob měření nabízí je poměrně jednoduchý, rychlý a dosahuje přijatelné přesnosti v nízkofrekvenčním rozsahu. Rychlost měření je závislá na metodě zpracování dat a požadované přesnosti, která je do značné míry ovlivněna vlivem ruchů a vibrací přicházejících z vnějšího prostředí. Ty lze významně eliminovat delší akvizicí dat a následnou filtrací a statistickým zpracování. Celková doba měření se pak pohybuje od jednotek sekund do desítek minut.

Jednoduchost této metody však s sebou nese několik problémů, které ovlivňují její přesnost a se kterými je potřeba uvažovat při následné analýze dat:

- (i) Vzhledem k přítomnosti modální struktury zvukového pole uvnitř boxu, není vždy zajištěné, že vnitřní mikrofon měří tlak, který působí na skleněnou sko-řepinu (AAMS). Numerické simulace akustického boxu pomocí softwaru FEM COMSOL, provedené Ing. Kateřinou Steiger, ukázaly, že rozložení akustického tlaku na vnitřním povrchu skleněné desky je do 700 Hz dostatečně rovnoměrné. Pro vyšší frekvence vzniká modální struktura akustického tlaku v akustickém boxu a měření jedním vnitřním mikrofonem přestává být postačující k plné charakterizaci tlaku působícího na měřený AAMS. Avšak ty samé FEM simulace ukazují, že na efektivní hodnotu TL má tlaková nerovnoměrnost výrazně menší vliv než rezonanční vibrační módy skleněné skořepiny AAMS.
- (ii) Vzhledem k směrovosti mikrofonu a tvaru akustického pole vyzařovaného skleněnou skořepinou, nemusí vnější mikrofon přesně měřit celkový akustický tlak, který je přes skořepinu přenášen. Simulace v prostředí COMSOL opět ukázaly, že se nejedná o závažný problém, protože se akustická vlna vně boxu pohybuje více či méně ve volném prostoru a rozložení akustického tlaku na povrchu skořepiny zůstává rovnoměrné až do 1 kHz.
- (iii) Amplituda vibrací ve středu nepopisuje integrální efekt vibrací skleněné skořepiny, která má být použita v rovnici (2.1) pro specifickou akustickou impedanci. Přesnost akustického měření TL v oblasti vysokých frekvencí může být významně limitována v důsledku přítomnosti vibračních uzlů a kmiten na povrchu AAMS, neboť nejsou detekovatelné pomocí jednobodového měření LDV. Naproti tomu, mohou být hodnoty TL určené pomocí tohoto postupu přímo srovnány s numerickými daty z FEM modelu v prostředí COMSOL, za předpokladu, že při jejich získání bude použito metodiky ekvivalentní experimentu. Tato nevýhoda byla adresována použitím níže popsané metody holografické interferometrie namísto jednobodovým měřením LDV.

4.2 Digitální holografická interferometrie

Jak bylo výše zmíněno, velkým problémem systému pro měření TL je nejistota při měření amplitudy rychlosti vibrací AAMS. Díky módům kmitů AAMS může vést jednobodové měření pomocí LDV k významné chybě. Nabízí se možnost měření použitím LDV ve více bodech pomocí jednoho přístroje a s opakováním experimentu, což je náročné na čas. Dále je možné provézt měření 2D LDV využívající 1D LDV ve spojení se skenovacím systémem, což je efektivnější v časové oblasti, ale finančně náročné. Alternativou k tomuto přístupu je současné měření ve více bodech pomocí několika LDV přístrojů, což je finančně náročné, avšak bez navýšení nároků na čas. Vzhledem k tomu, že ani jeden z předchozích postupů není bezchybný, rozhodli jsme se využít ve spolupráci se Skupinou optických měření zcela jiný přístup, než jsou metody využívající dopplerovského efektu. Pro zachycení efektu vyšších vibračních módů na přenos zvuku přes AAMS byla zvolena digitální implementace jedné z holografických metod nazvaná *Time Averaged Frequency Shifted Holographic Interferometry* (TAFSHI).

Metoda digitální holografické interferometrie (DHI) pro měření TL byly vyvinuty a testovány v Laboratoři optických metod měření Fakulty mechatroniky, informatiky a mezioborových studií viz práce [38, 33]. Následující část disertační práce bude věnována stručnému popisu principů a implementace metod DHI zaměřené na analýzu kmitů AAMS.

Digitální hologram je matice hodnot, které představují digitálně vzorkovaný (např. pomocí CCD nebo CMOS kamery) stav optického pole. Protože kamera neumožňuje přímo zachytit fázi elektromagnetického vlnění tvořící optické pole, pouze jeho intenzitu, je informace o fázi zakódována do intenzitního obrazu pomocí superpozice dvou optických vln: vlny odražené od objektu a vlny referenční. Digitální holografie je realizována prostřednictvím dvou kroků:

- (i) záznam digitálního hologramu,
- (ii) digitální rekonstrukce numerického modelu optické vlny odražené od objektu.

Protože lze interakci optických vln s hologramem zcela popsat difrakční teorií, může být optická vlna odražená od objektu numericky zrekonstruována z digitálního hologramu do formy pole komplexních čísel představujících amplitudu a fázi optického pole v dané pozici a čase.

Uvažujeme-li difuzně odrážející objekt umístěný ve vzdálenosti d od digitálního maticového snímače s velikostí pixelu $\Delta \xi \times \Delta \eta$, lze komplexní pole U, představující rozptýlenou vlnu v obrazové rovině, zrekonstruovat z hologramu $h(\Delta \xi, \Delta \eta)$ vynásobením planární referenční vlnou $r(\Delta \xi, \Delta \eta)$. Komplexní pole U rekonstruovaného obrazu lze vypočítat pomocí Sommerfeldova vztahu [39], který popisuje optické pole difragované vlny ve vzdálenosti d od hologramu.

Za předpokladu, že se digitální hologram obsahuje $N \times M$ diskrétních hodnot a rozteč obrazových bodů v rekonstruovaném obrazu je $\Delta x \times \Delta y$, je možné Sommerfeldův integrál vyřešit např. Fresnelovou aproximací [39]. Tu lze vyjádřit v diskrétní, konečné formě jako:

$$U(n\Delta x, m\Delta y) = \exp\left\{i\pi\lambda d\left[\left(\frac{n\Delta x}{N\Delta\xi}\right)^2 + \left(\frac{m\Delta y}{M\Delta\eta}\right)^2\right]\right\}$$
$$\times \sum_{k=1}^N \sum_{l=1}^M h(\Delta\xi, \Delta\eta) r(\Delta\xi, \Delta\eta)$$
$$\times \exp\left\{\frac{i\pi}{\lambda d}\left[(k\Delta\xi)^2 + (l\Delta\eta)^2\right]\right\}$$
$$\times \exp\left[-i2\pi\left(\frac{kn\Delta x}{N} + \frac{lm\Delta y}{M}\right)\right],$$
(4.1)

kde λ je vlnová délka světla a n a m jsou celá čísla v rozsahu 1 až N a M. Efektivní způsob výpočtu komplexního pole U popsaného rovnicí (4.1) je pomocí FFT algoritmu.

Pro účely měření vibrací pomocí digitální holografie je vhodné separátně vyjádřit intenzitu I a fázi φ komplexního pole U. Označíme-li C a S jako reálné a imaginární složky komplexního pole U, tj. U = C + iS, je intenzita I a fáze φ vyjádřitelná jako:

$$I(n\Delta x, m\Delta y) = \sqrt{C(n\Delta x, m\Delta y)^2 + S(n\Delta x, m\Delta y)^2},$$
(4.2)

$$\varphi(n\Delta x, m\Delta y) = \arctan \frac{S(n\Delta x, m\Delta y)}{C(n\Delta x, m\Delta y)}.$$
(4.3)

Rozteč pixelů v rekonstruovaném obrazu Δx a Δy se liší od rozteče pixelů dat digitálního hologramu, $\Delta \xi$ a $\Delta \eta$: $\Delta x = \lambda d/(N\Delta \xi)$ a $\Delta y = \lambda d/(M\Delta \eta)$.

Na obr. 4.2 je optické schéma soustavy použité pro záznam digitálního hologramu AAMS. Soustava je založena na Mach-Zehnderově holografickém interferometru. Laserový zdroj je typu DPSSL s SHG generátorem produkujícím laserový svazek o nominální vlnové délce 532 nm s výkonem 100 mW. V systému je bezpečnostní mechanická závěrka, za níž je svazek rozdělen pomocí polarizačního děliče a doplněného půlvlnnými fázovými destičkami. Díky nim je možné plynule nastavovat intenzitu svazku v obou větvích děliče. Jeden svazek tvoří referenční vlnu, jejíž intenzita může být, v případě potřeby, dále snížena pomocí neutrálních filtrů umístěných ve filtračním kole.

Oba svazky jsou frekvenčně posunuty a modulovány pomocí Braggových cel (akusticko-optické frekvenční modulátory) se základní frekvencí 40 MHz. Žádaná frekvence posunutí je generována s použitím dvou synchronizovaných programovatelných funkčních generátorů, díky čemuž je zajištěna stabilita rozdílu frekvencí důležitá pro pohodlnou funkci metody. Synchronizace je vtažena ke funkčnímu programovatelnému generátoru, který generuje budící signál pro akustický box s AAMS. Oba svazky jsou následně prostorově filtrovány prostorovými filtry (pinhole) a svazek referenční větve je zkolimován. Objektovým svazkem je osvětlena měřená skleněná skořepina AAMS, která byla před měřením pokryta difuzním nátěrem (matný stříbrný sprej). Světlo rozptýlené z povrchu je navedeno do interferometru, kde interferuje s referenční vlnou.

Rozptylka, umístěná v objektové větvi interferometru, snižuje úhel dopadu paprsků z měřeného objektu (AAMS) resp. rozšiřuje snímané pole. Tím je umožněno snímat objekt s velikostí přibližně 425×300 mm bez porušení Nyquistovy vzorkovací podmínky a je eliminována potřeba velkorozměrového čipu.

Interferenční soustava je navržena v in-line uspořádání, tj. normála snímacího čipu míří do prostoru snímaného objektu. Referenční vlna je připojena do optické cesty pomocí dělící kostky. Použitá kamera byla s rozlišením 2048×2048 pixelů s velikostí pixelu 1,75 ×1.75 µm. Kamera byla připojena k počítači přes USB rozhraní umožňující snímkovou frekvenci 6,5 FPS při 12-ti bitové hloubce. Pro každý holografický snímek byla nasnímána sekvence 6 snímků. Budící frekvence Braggových cel byly voleny tak, aby splňovaly rovnici $\Omega_{B2} = \Omega_{B1} + \omega + \omega_C/M$, kde ω je frekvence vibrací objektu, ω_C je snímková frekvence kamery a M je počet snímků použitých při heterodynní detekci. Pro splnění těchto podmínek bylo nutné použít soustavy 3 generátorů zmíněné výše v části Braggových cel.

Tímto způsobem byla zaznamenána a následně zpracována sekvence M fázově posunutých digitálních hologramů

$$h = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} h_m e^{i2\pi m/M}$$
(4.4)

pro získání filtrovaného digitálního hologramu h.

Filtrovaný hologram, zbavený nežádoucích difraktivních členů, následně vstupuje do rovnice (4.1) pro výpočet komplexního optického pole U. Ze znalosti komplexních hodnot U lze pak pomocí rovnice (4.3) získat rozdíl fáze optické vlny $\delta\varphi$. Amplituda vibrací v daném bodě na snímaném povrchu je poté rovna

$$u = \varphi/(2\pi\lambda). \tag{4.5}$$

Z pohledu akustických měření se nejedná jedinou metodu, která dokáže poskytnou informaci o plošném rozložení amplitud vibrací. Jak bylo zmíněno, podobnou informaci je možné získat např. použitím LDV se skenovacími systémy. Ve srovnání se skenovacím LDV poskytuje TAFSDH okamžitou informaci o amplitudách vibrací v ploše s vysokým prostorovým rozlišením, ovšem pouze na jedné frekvenci. Naproti tomu skenovací LVD může poskytnout vysoké frekvenční rozlišení s nízkým prostorovým rozlišením. Pro experimentální testování adaptivních systémů potlačování vibrací, kdy je systém testován na jedné nebo málo vybraných frekvencích, představuje TAFSDH doplněk k LDV a vhodnou alternativu ke skenovacím LVD.



Obr. 4.3: Elektrické schéma uspořádání měření elektrických a mechanických toků v systémech s AMMM a AAMM. Výstupní signály z piezoelektrického snímače síly a akcelerometrů jsou nábojovými zesilovači převedeny na napěťové signály, které jsou dále připojeny na vstupní kanály č. 1-3 měřicí karty (National Instrument). Kanály č. 4 a č. 5 měří svorkové napětí a proud procházející piezoelektrického aktuátoru. Kanál 6 měří napájecí proud NC obvodu.

4.3 Měření toků elektrické energie

Základem funkce AAMM je výměna energie mezi aktuátorem a elektronickým obvodem představujícím specifickou, typicky negativní, impedanci. Pro získání získání reprezentativních hodnot toků energie v experimentu byla vytvořena měřicí aparatura, jejíž elektrické schéma je znázorněno na obr. 4.3. Zdrojem vibrací je piezoelektrický vibrátor (*shaker*), který je řízen signálem z měřicí karty zesíleným vysokonapěťovým zesilovačem (PI).

Pro měření okamžitých hodnot zrychlení byly použity dva piezoelektrické akcelerometry typu ICP PCB-352. První snímal hodnotu zrychlení na připojovací desce vibrátoru, druhý pak zrychlení seizmické hmoty připojené k aktuátoru (přenesené vibrace). Síla přenášená přes piezoelektrický aktuátor byla snímána silovým snímačem, který byl vyroben z piezoelektrického elementu ve tvaru disku. Jedna z elektrod disku byla uzemněna (připojena na společný potenciál zesilovače celé aparatury) a druhá byla připojena ke vstupnímu portu nábojového zesilovače DEWETRON DAQP-CHARGE-B. Tato konstrukce představuje přesný senzor síly, jehož výstupní napětí (výstup nábojového zesilovače) je úměrný přenášené síle.

Měření skutečné elektrické energie generované nebo spotřebované piezoelektrickým aktuátorem je zajištěno současným měřením okamžitého napětí na jeho elektrodách a procházejícího proudu. Proud je snímán pomocí převodníku proud-napětí s operačním zesilovačem. Elektrická energie spotřebovávaná obvodem negativní impedance, který je jako bočník připojen k aktuátoru, je určena z hodnot napájecího napětí a proudu. Ty jsou opět snímané pomocí napěťových a proudových sond. Elektrické signály ze všech senzorů a sond jsou analogově předzpracovány pomocí modulů DEWETRON DAQP-LV. Jedná se zejména o úpravu napěťových rozsahů (zesílení či zeslabení) a frekvenční filtrace. Frekvenční filtrace zahrnuje odstranění stejnosměrné složky (s výjimkou napájecích napětí a proudů) a dolnoproupustní filtr 4-tého řádu s mezní frekvencí 3 kHZ. Takto zpracované signály byly následně digitalizovány pomocí měřicí karty NI PCI-6221 nebo cDAQ modulu NI-9239.

Zpracování měřených signálů se liší dle jejich typu. Stejnosměrné signály, tj. informace o napájecích proudech a napětích, jsou časově průměrovány. Signály, které by měly mít lineární odezvou na buzení systému (vstupní vibrace), jsou zpracovány ekvivalentem *synchronní detekce*, kdy je pomocí FFT analýzy naměřeného signálu získána amplituda a fáze signálu odpovídající budící frekvenci.

4.4 Shrnutí

V kapitole byl představen systém pro hodnocení vlastností zkonstruovaných AAMM a AAMS. Jde laboratorní systém pro jednoduché a rychlé měření specifické akustické impedance materiálu, který zároveň poskytuje informaci o hodnotách TL. Systém je tvořen akustickým boxem se zdrojem zvuku ve formě tlakového reproduktoru, mikrofony pro snímán akustického tlaku a s laserovým dopplerovským vibrometrem (LDV) pro normálové hodnoty vibrací AAMS. Z hodnot rozdílu akustického tlaku na protilehlých stranách měřeného AAMS a hodnoty normálové rychlosti vibrací jeho povrchu, jsou pak počítány hodnoty z_m a akustické ztráty TL. Simulace a srovnání výsledků s teorií ukázalo, že měřicí systém poskytuje korektní data do frekvence cca 700 Hz a s omezeními až do 1 kHz. Kritickým omezením je však tvar modálních struktur měřeného AAMS.

Problematika vizualizace a kvantifikace plošných hodnot vibrací byla adresována implementací metody Time Averaged Frequency Shifted Digital Holography (TAFSDH), která umožňuje měřit amplitudy vibrací na jedné frekvenci, ale s vysokým prostorovým rozlišením. Získané hodnoty byly v dobrém souhlasu s výsledky měření LDV, které poskytuje vysoké frekvenční rozlišení v jediném bodě. Pro experimentální testování AAMS, kdy je systém testován na jedné nebo málo vybraných frekvencích, představuje TAFSDH vhodný doplněk LDV.

K analýze energetických mechanických a elektrických toků AMMM byla sestavena aparatura a ověřeny postupy kalibrace snímačů. Měření skutečné elektrické a mechanické energie generované nebo spotřebované piezoelektrickým aktuátorem AMMM je zajištěno současným snímáním hodnot okamžitého napětí, procházejícího proudu, síly a hodnot zrychlení na obou koncích aktuátoru. S využitím pomocí DFT jsou získány hodnoty amplitud a fází jednotlivých veličin, což umožňuje korektní výpočet výkonů.

5 Konstrukce bočníku

V kapitole 2 bylo teoreticky ukázáno, že lze u piezoelektrického materiálu dosáhnout libovolné efektivní hodnoty modulu pružnosti, v případě, že je připojen k obvodu se zápornou kapacitou [28]. Praktická realizace takového obvodu však naráží na několik problémů, které se týkají topologie, optimální volby parametrů, stability a časového driftu elektronických konstrukcí. Těmto otázkám s věnuje následující kapitola.

5.1 Příklady realizací obvodu záporné kapacity

V závislosti na mechanickém provedení laditelného akustického metamateriálu a v závislosti na provozních podmínkách NC obvodu, vyžadují podmínky stability celého systému specifický přístup k volbě topologie konstruovaných NC obvodů. V této kapitole bude popsáno několik topologií NC obvodů a metody jejich optimálního nastavení.

5.1.1 Základní topologie NC obvodu

Obrázek 5.1 ukazuje elektrické schéma piezoelektrického aktuátoru připojeného k bočníku se zápornou kapacitou.

Efektivní kapacita, vykazovaná obvodem záporného kondenzátoru, je rovna:

$$C_{\rm NC} = \frac{1}{i\omega} \left[R_1 + \frac{R_0 + R_2 + A_u R_0}{R_0 + R_2 - A_u R_2} \left(\frac{1}{i\omega C_{\rm ref}} \right) \right]^{-1},$$
(5.1)

kde

$$C_{\rm ref} = C_0 \left(1 - \frac{i}{\omega C_0 R_3} \right) \tag{5.2}$$

a A_u je napěťové zesílení použitého operačního zesilovače.

Pokud vezmeme v úvahu případ ideálního operačního zesilovače, tj. A_u blížícího se nekonečnu, je možné rovnici (5.1) dále zjednodušit na:

$$C_{\rm NC} = \frac{1}{i\omega} \left(R_1 - \frac{R_0}{i\omega R_2 C_{\rm ref}} \right)^{-1}.$$
(5.3)

29

Obvod záporné kapacity



Obr. 5.1: Elektrické schéma piezoelektrického aktuátoru s bočníkem ve formě záporné kapacity. Prvek se zápornou kapacitou je realizován pomocí jednoduchého obvodu s operačním zesilovačem ve smyčce zpětné vazby. Pomocí proměnných odporů R_0 a R_1 je možné nastavit reálnou a imaginární část jeho zdánlivé kapacity.

Pro přehlednost je vhodné vyjádřit rovnici (5.3) ve formě:

$$C_{\rm NC}(\omega) = C_{\rm NC}'(\omega) \left[1 - i \tan \delta_{\rm NC}(\omega)\right].$$
(5.4)

Kapacitu piezoelektrického aktuátoru lze aproximovat výrazem:

$$C_S = C'_S \left(1 - i \tan \delta_S\right),\tag{5.5}$$

Ve vyšetřované frekvenční oblasti (10¹ až 10⁴ Hz) jsou C'_S a tan δ_S téměř konstantní, nezávislé na frekvenci.

Pro zvolenou frekvenci ω_0 je možné nastavit hodnoty odporů R_0 a R_1 tak, aby byly splněny specifické podmínky uvedené v kapitole 2.4.2:

(i) V případě, že

$$C'_{\rm NC}(\omega_0) = -C'_S, \tag{5.6a}$$

$$\tan \delta_{\rm NC}(\omega_0) = \tan \delta_S, \tag{5.6b}$$

nastává situace charakterizována vztahem $C_{\rm NC}/C_S = -1$, při níž je efektivní hodnota modulu pružnosti Y rovna *nule*. Výsledkem je piezoelektrický aktuátor reprezentující absolutně poddajný metamateriál s dokonalým vibroizolačním efektem.

(ii) V případě, že

$$C'_{\rm NC}(\omega_0) = -(1-k^2) C'_S,$$
 (5.7a)

$$\tan \delta_{\rm NC}(\omega_0) = \tan \delta_S, \tag{5.7b}$$

jde o situaci, kdy platí vztah $C_{\rm NC}/C_S = -1 + k^2$ a efektivní modul pružnosti aktuátoru $Y_{\rm eff}$ jde do *nekonečna*. V tomto případě reprezentuje piezoelektrický aktuátor absolutně tuhý materiál.





Obr. 5.2: Elektrické schéma piezoelektrického aktuátoru připojeného k obvodu se zápornou kapacitou se zvýšenou stabilitou v blízkosti rezonanční frekvence. Nastavitelné odpory R_0 a R_1 umožňují řízení hodnoty reálné a imaginární části záporné kapacity.

5.1.2 Topologie NC obvodu pro práci v blízkosti mechanické rezonance

Na obr. 5.2 je znázorněno elektrické schéma piezoelektrického aktuátoru připojeného k obvodu záporné kapacity se zvýšenou stabilitou v blízkosti mechanické rezonance. Zdánlivá kapacita obvodu je rovna:

$$C_{\rm NC} = C_p - \frac{C_{\rm ref} R_0}{R_2 - i\omega R_0 R_1 C_{\rm ref}},$$
(5.8)

kde $C_{\rm ref}$ odpovídá 5.2.

Pomocí vhodného nastavení proměnných odporů R_0 a R_1 je možné dosáhnout situace, kdy je splněna podmínka daná rovnicí (5.6) a K_{eff} efektivně dosahuje nulové hodnoty:

$$R_0 \approx R_2 \frac{C_0}{C'_S + C_p} \left[\frac{\omega_0 R_3 \left(\omega_0 C_0 R_3 (C_p + C'_S) + C'_S \tan \delta_S \right)}{1 + \omega_0^2 C_0^2 R_3^2} \right]^2, \tag{5.9}$$

$$R_1 \approx \frac{1 + \omega_0^2 C_0^2 R_3^2}{\omega_0^2 C_0 R_3} \left\{ \frac{C_p + C_S' - \omega_0 C_0 C_S' R_3 \tan \delta_S}{\left[\omega_0 C_0 R_3 (C_p + C_S') + C_S' \tan \delta_S\right]^2} \right\}.$$
(5.10)

5.1.3 Topologie NC obvodu pro akustické metapovrchy

Vzhledem k tomu, že dokonalé odstínění hluku vyžaduje AMM s vysokou hodnotou z_m (optimálně $|z_m| \to \infty$) je z rovnic (3.7) a (2.18) patrné, že se požadované hodnoty externí kapacity musí blížit k $C \to -(1 - k^2) C_S$. Pro realizaci bočníku, který by představoval tuto zápornou kapacitu, byl vybrán obvod zobrazený na obr. 5.3.

Efektivní kapacita na svorkách obvodu je vyjádřitelná jako:

$$C_{\rm NC} = -\frac{R_0}{R_2} C_{\rm ref} - \frac{i}{\omega R_3},$$
(5.11)

Obvod záporné kapacity



Obr. 5.3: Elektrické schéma bočníku aktivního akustického metapovrchu s MFC (Macro Fiber Composite) aktuátory. Aktuátory jsou připojené k obvodu záporné kapacity s topologií pro úzkou frekvenční oblast.

kde je referenční kapacita $C_{\rm ref}$ rovna:

$$C_{\rm ref} = \frac{C_0}{1 + i\omega C_0 R_1}.$$
(5.12)

Optimální hodnoty proměnných odporů R_0 a R_1 lze, pro danou frekvenci ω_0 , vypočítat ze soustavy rovnic tvořených reálnou a imaginární částí rovnice (5.7):

$$R_0 \approx (1-k^2) R_2 \frac{C'_S}{C_0},$$
 (5.13)

$$R_1 \approx \frac{1 + \omega_0 \tan \delta_S (1 - k^2) C'_S R_3}{\omega_0^2 (1 - k^2) C'_S R_3}.$$
(5.14)

5.2 Energetická účinnost

Nezbytnou součástí obvodů negativní impedance jsou aktivní prvky - zesilovače. Ty jsou odpovědné jednak za realizaci matematické funkce těchto obvodů, což typicky bývají diferenciální zesilovače, ale také zajišťují požadovaný tok energie nutný pro imitaci specifických, nepřirozených mechanických vlastností. Aktivní prvky zajišťující tento tok jsou, v naprosté většině případů, výkonové zesilovače. Vážným problémem, který je spojen s použitím piezoelektrických aktuátorů v konstrukcích AAMM a AMMM, jsou technické požadavky na tyto výkonové zesilovače. V důsledku kapacitního charakteru piezoelektrických aktuátorů musí dodávat vysoké proudy při vysokých napětích a vysokých frekvencích. Důvodem je výměna velkého množství energie ve formě *reaktivní složky*, která nekoná práci, ale cirkuluje mezi napájecím zdrojem a aktuátorem. Z hlediska odolnosti součástek a konstrukce zesilovače to není neřešitelný problém. Problémem je reaktivní složka energie, vracející se z aktuátoru do zdroje, která musí být zmařena (přeměněna na teplo) na tranzistorech výstupního stupně výkonového zesilovače ve všech situacích, kdy výkonový zesilovač umožňuje pouze jednosměrný tok energie. To je typické pro lineární výkonové zesilovače ve třídách A, AB, B a C.

První studie o obousměrném toku energie v systémech aktivních metamateriálů byly prezentovány v článcích [40, 41, 42], kde je rekuperace náboje z elektrod piezoelektrických aktuátorů dosaženo použitím zesilovače se spínaným koncovým stupněm. Výhody a nevýhody obousměrného toku energie v těchto systémech byly diskutovány v [43], kde byl studován obvod syntetické indukčnosti pro systém APSD. Studium mechanických a elektrických energetických toků v systémech APSD se od té doby stalo předmětem zájmu několika výzkumných týmů [44, 45, 46].

Omezení na jednosměrný tok energie v metamateriálů s piezoelektrickými členy s aktivním bočníkem emulujícím zápornou kapacitu vede k situaci, kdy je celková účinnost, vyjádřená jako poměr mechanického výkonu odraženého nebo absorbovaného piezoelektrickým aktuátorem k celkovému elektrickému příkonu, extrémně nízká. Literatura popisuje několik řešení problému zvýšení celkové účinnosti: optimalizace pasivních prvků v záporném kondenzátoru [46], použití bočníku, který se skládá z obvodu induktoru a kondenzátoru a polovodičového spínaného půlmůstku [44] nebo využití výkonového zesilovače se spínanými prvky v obvodu záporného kondenzátoru [45]. Všechny výše uvedené studie byly převážně zaměřeny na tok elektrické energie mezi piezoelektrickým aktuátorem a bočníkem, přičemž byla malá pozornost věnována měření mechanických a elektrických výkonů a jejich vzájemnému vztahu.

Tyto problémy systémů s piezoelektrickými aktuátory byly motivací výzkumu, který je níže sumarizován. Byly analyzovány toky mechanické a elektrické energie ve dvou typech semiaktivních systémů tlumení vibrací. Tyto systémy byly navrženy a realizovány s ohledem na potlačení přenosu vibrací v úzkém frekvenčním rozsahu. Provedená měření ukázala, že průměrný zdánlivý elektrický výkon v elektrické části zařízení pro tlumení vibrací je přibližně 100×větší než mechanický výkon, který je dodáván do systému ze zdroje vibrací [45]. Z toho plynou specifické požadavky na konstrukci obvodů realizujících záporné kapacity pro systémy tlumení vibrací.

V následujícím textu jsou popsány silné a slabé stránky typických implementací výkonových stupňů elektronických obvodů akustických a mechanických metamateriálů spolu s principy, které mohou zvýšit celkovou energetickou účinnost těchto zařízení. Ty jsou doplněny výsledky experimentů s optimalizovanou variantou řešení, která by měla eliminovat slabiny klasických implementací.

Ve většině systémů pro tlumení vibrací je ideální operační zesilovač nahrazen výkonovým zesilovačem, který zajišťuje dostatečné napětí a dodává dostatečný proud nutný pro ovládání piezoelektrických aktuátorů. Účinnosti a chování obvodů syntetické impedance realizující zápornou kapacitu jsou dále analyzovány pro případ lineárních výkonových zesilovačů (třída B, AB) a případ spínaných zesilovačů (třída D).



Obr. 5.4: Elektrické schéma výkonového stupně syntetické negativní impedance, které je realizován jako lineárním výkonový zesilovač třídy AB či B. Tranzistory Q_1 a Q_2 pracují jako elektricky řízené odpory, které však umožňují pouze jednosměrný tok energie ve směru zdroj \rightarrow zařízení.

Tab. 5.1: Výkon mařený na koncových tranzistorech lineárního výkonového zesilovače (v procentech) v závislosti na komplexním charakteru impedance zátěže.

U_{CC}	U_{out}	Fáze impedance zátěže φ			
[V]	[V]	$\pi/8$	$\pi/4$	$3\pi/8$	$\pi/2$
15.00	15.0	1.8	9.9	30.6	62.4
	11.25	21.5	27.4	44.5	69.9
	7.50	41.1	45.6	58.3	77.5
	3.75	60.7	63.7	72.2	85.0

5.2.1 Lineární výkonový zesilovač (třída AB, B)

Největší výhodou lineárního výkonového zesilovače je, že umožňuje snadnou, inherentně lineární implementaci syntetické impedance i pro vysoké (akustické) frekvence s minimálním zkreslením. Bohužel má několik nevýhod: aktivní prvky pracují jako řízené odpory a umožňují pouze jednosměrný tok energie syntetickou impedancí. Tato situace je znázorněna na obr. 5.4. Jalový výkon, který je dominantní v případě kapacitní zátěže tvořené piezoelektrickým aktuátorem, musí být zmařen na výstupních tranzistorech zesilovače. Poměrně snadno lze vypočítat zmařený elektrický výkon (v %) lineárního výkonového zesilovače. Výsledek vypočtu je uveden v tabulce 5.1. Tabulka ukazuje, že v případě kdy, je k výstupnímu portu lineárního výkonového zesilovače připojena čistě kapacitní zátěž, je v jeho koncovém stupni změněno více než 85 % elektrické energie na teplo.

5.2.2 Spínaný výkonový zesilovač (třída D)

Na obr. 5.5 je elektrické schéma výstupního stupně polovodičového spínaného výkonového zesilovače (tj. třída D). V tomto uspořádání pracují tranzistory řízené polem jako elektrické spínače, které což umožňuje obousměrný tok energie mezi napájecím zdrojem a zatěžovací impedancí. Obr. 5.6 pak ukazuje časové průběhy elektrických



Obr. 5.5: Elektrické schéma výkonového stupně syntetické negativní impedance, které je realizován v topologii spínaného tranzistorového půlmůstku (třída D). V tomto uspořádání fungují unipolární, polem řízené tranzistory Q_1 a Q_2 jako elektrické spínače, což umožňuje volný, obousměrný tok energie mezi napájecím zdrojem a zatěžovací impedancí a v zásadě eliminuje maření energie.

veličin ve spínacím výkonovém zesilovači. Největší výhodou této topologie je téměř úplná eliminace maření energie, tudíž vysoká účinnost. Nevýhodami jsou komplikované zapojení budicích obvodů tranzistorů, větší rozměry a problémy se stabilitou v důsledku přítomnosti výstupního filtru. Konstrukční rozměry spínaného zesilovače jsou závislé na zdánlivém výkonu, který je zesilovačem řízen. Hlavní dva komponenty ovlivňují výsledné rozměry:

- Tranzistorový půlmůstek jehož velikost je řízena spínaným proudem a napětím. V případě konstrukcí z diskrétních součástek je minimální velikost systému dána především velikostí pouzder, nikoliv samotného aktivního prvku. Rozměr půlmůstku neroste s úměrně výkonu. Lze odhadnout závislost $P_{\text{eff}}^{1/2}$ až $P_{\text{eff}}^{1/4}$. Výhodou vůči lineárním zesilovačům jsou minimální nároky na odvod tepla, které eliminují potřebu chladicích prvků. Spínaný výkonový stupeň je výhodný pro větší výkony (> 1 W) a dovoluje integraci na jeden čip či do jednoho součástkového pouzdra s řídicí elektronikou.
- Výstupní filtr je tvořen čistě pasivními součástkami typu indukčnost a kondenzátor, které mají za úkol akumulovat energii při sepnutí aktivního prvku a vydávat ji do zátěže v době jeho rozepnutí. Uložená energie je úměrná objemu akumulačního prvku, konstrukčně je pak rozměr penalizován pro malé výkony díky nutnosti pouzdření a dodatečných izolací. Množství uložené energie je úměrné výkonu a nepřímo úměrné spínací frekvenci. Díky poklesu spínací frekvence z jednotek MHz pro nejmenší výkony na desítky kHz pro nejvyšší výkony, což je dáno limity polovodičových prvků, roste poměr objemu filtračních prvků při vyšších přenášených výkonech (> 100 W).

Optimální aplikací spínaných zesilovačů v oblasti syntetických impedancí, je oblast od 1 W zdánlivého výkonu přenášeného mezi koncovým stupněm a aktuátorem. V případě možnosti realizace výkonové části v integrované formě spolu s řídicí elektronikou syntetické impedance, je možné reálně posunout hranici efektivního použití na úroveň 0,1 W.



Obr. 5.6: Časové průběhy hodnot elektrických veličin ve spínaném výkonovém zesilovači. Harmonická časová závislost vstupního napětí V_{input} (nahoře), budící napěťové signály, které řídí hradla polem řízených tranzistorů Q_1 a Q_2 (viz obr. 5.5) (uprostřed), výstupní napětí a proud vycházející z výkonového stupně syntetické impedance (dole).

5.2.3 Experimentální výsledky

Pro experimentální srovnání výkonových toků mezi napájecím zdrojem a aktuátorem v zařízeních semiaktivního tlumení vibrací byly připraveny dva typy syntetických impedancí, které emulovaly zápornou kapacitu. Syntetická impedance se vždy skládala z výstupního zesilovače a obvodu s operačním zesilovačem se zpětnovazební sítí tvořenou odpory a kondenzátory. V prvním provedení syntetické impedance byl výstupní výkonový stupeň tvořen lineárním výkonovým zesilovačem (třída B, AB). Ve druhém provedení syntetické impedance byl ve výstupním stupni použit spínaný zesilovač (třída D).

V experimentu analýzy efektivity tlumení, energetických toků a výkonových poměrů v systému pro tlumení vibrací byly porovnány tři situace:

- *Otevřený obvod.* Piezoelektrický aktuátor byl odpojen od syntetické impedance.
- *Lineární výkonový stupeň*. Tok elektrické energie je omezen na směr ze zdroje elektrické energie do piezoelektrického aktuátoru.
- Spínaný výkonový stupeň. Konfigurace výkonového stupně umožňuje obousměrný tok elektrické energie mezi napájecím zdrojem a piezoelektrickým aktuátorem.

Zařízení, na kterém byly obě implementace bočníků testovány, bylo popsáno v kapitole 3.1 a je zobrazeno na obr. 3.1. Pro korektní stanovení hodnot výkonů



Obr. 5.7: Frekvenční závislost amplitudy (plné čáry) a argumentu (přerušované čáry) harmonického průběhu síly přenášené přes piezoelektrický aktuátor (horní graf). Frekvenční závislost mechanického vstupního výkonu (plné čáry) a amplitudy zrychlení zdroje vibrací (přerušovaná čára) v systému (spodní graf). V horním grafu jsou naměřené hodnoty kalibrovaných komplexních hodnot síly (prázdné značky) porovnány s hodnotami síly vypočtenými pomocí rovnice (3.6) (plné značky). Ve spodním grafu jsou hodnoty mechanického vstupního výkonu vypočtené z naměřených údajů o síle a zrychlení zdroje vibrací (prázdná kolečka) porovnány s hodnotami mechanického vstupního výkonu získaného pomocí rovnice (3.6) z naměřených hodnot zrychlení a parametrů systému (plná kolečka).



Obr. 5.8: Frekvenční závislost přenosu vibrací přes piezoelektrický aktuátor pro 3 elektrické konfigurace bočníku: piezoelektrický aktuátor odpojen od syntetické impedance (silná čára), piezoelektrický aktuátor připojen k syntetické impedancí s lineárním koncovým stupněm (plné čáry) a spínaným koncovým stupněm (přerušované čáry).

bylo potřeba zajistit kvantitativně správné výstupy jednotlivých snímačů. Problémem se v tomto případě stal snímač síly zabudovaný do systému, tvořený diskem z piezokeramiky bez materiálových charakteristik. Pro stanovení kalibrační konstanty snímače síly byl použit postup, který vychází z měření zrychlení a znalosti hmotnosti objektu (seizmické hmoty) nad snímačem, která byla M = 1,436 kg. Byly měřeny frekvenční závislosti zrychlení na přírubě zdroje vibrací $A_1(\omega)$ a přenášené síly $F_0(\omega)$ s rozpojeným piezoelektrický aktuátorem. Naměřená data jsou znázorněna na obr. 5.7. Rezonanční kmitočet ω_0 , činitel jakosti (mechanický) Q a kalibrační konstanta snímače síly byly stanoveny pomocí rovnice (3.5) metodou nejmenších čtverců. Výsledné hodnoty mechanických parametrů vibračního izolačního systému byly: $f_0 = 309,3$ Hz and Q = 12,5. S použitím těchto parametrů a naměřených dat zrychlení zdroje vibrací, byly hodnoty přenášené síly vypočteny pomocí rovnice (3.5). Porovnání takto vypočtených a změřených amplitud a fází síly je uvedeno v horním grafu na obr. 5.7. Za účelem ověření konzistence teoretického modelu a kalibrační konstanty snímače síly byly porovnány i hodnoty mechanického vstupního výkonu získaného z naměřených hodnot síly a zrychlení zdroje vibrací s hodnotami mechanického vstupního výkonu vypočteného pomocí rovnice (3.6) z naměřených hodnot zrychlení, změřené hodnoty hmotnosti M a vypočítaných hodnot ω_0 a Q. Výkony jsou vyneseny ve spodním grafu na obr. 5.7.

V prvním kroku experimentů byl měřen přenos vibrací přes piezoelektrický aktuátor bez bočníku. V následujícím kroku byly výše zmíněné obvody syntetických impedancí použity jako bočníky tohoto aktuátoru. V obou případech byly hodnoty parametrů elektrických obvodů vyladěny tak, aby bylo dosaženo maximálního potlačení vibrací (cca. 30 dB) při frekvencích 500 Hz, 700 Hz, 900 Hz a 1,1 kHz. V obou případech bylo napětí napájecího elektrického zdroje nastaveno na $\pm 14,2$ V. Parametry prvků, definující imitovanou impedanci, byly u obou obvodů syntetických impedancí rozdílné. Důvodem k tomu je rozdílené zesílení koncových stupňů a


Obr. 5.9: Frekvenční závislosti amplitudy síly přenášené přes piezoelektrický aktuátor s rozpojenými elektrodami (silná čára) a piezoelektrický aktuátor zatížený syntetickou impedancí s lineárním (plné čáry) a spínaným (přerušované čáry) výkonovým zesilovačem.

efektu výstupního LC filtru, který je nutný při použití spínaného koncového stupně.

Výsledky měření s výše uvedenými konfiguracemi výkonových stupňů jsou ilustrovány na obr. 5.8. Ten ukazuje frekvenční závislosti přenosu vibrací přes piezoelektrický aktuátor pro tři výše zmíněné konfigurace. Je vidět, že topologie elektrické implementace výstupního stupně výkonového zesilovače zásadně neovlivňuje účinnost tlumení vibrací.

Frekvenční charakteristiky síly přenášené přes piezoelektrický aktuátor za stejných podmínek měření jsou zobrazeny na obr. 5.9. Je patrné, že připojený NC obvod významně snižuje sílu přenášenou přes piezoelektrický aktuátor na frekvencích, pro které je NC obvod naladěn. Průvodním jevem je zvýšení amplitudu přenášené síly v oblasti mechanické rezonance aktuátoru.

Mechanický výkon přenášený ze zdroje vibrací (piezoelektrický vibrátor) skrz piezoelektrický aktuátor ukazuje obr. 5.10. Je patrné že, v případě, kdy je k piezoelektrickému aktuátoru AMMM připojen obvod negativní kapacity nastavený tak, aby zmenšoval efektivní tuhost materiálu, dochází ke zmenšení mechanického příkonu při mechanické rezonanci. Avšak zároveň došlo ke zvýšení amplitudy přenášené síly při mechanické rezonanci. Důvodem snížení mechanického příkonu je změna fáze mezi rychlostí generovanou vibrátorem a přenášenou silou díky efektu obvodu bočníku. To znamená, že nastavení bočníku ovlivňuje zejména hodnotu imaginární část modulu pružnosti piezoelektrického aktuátoru při mechanické rezonanci. Záporné hodnoty příkonu odpovídají situaci, kdy je mechanická energie dodávána z piezoelektrického aktuátoru do zdroje vibrací.

Frekvenční závislosti elektrického výkonu přenášeného mezi piezoelektrickým aktuátorem a obvodem negativní impedance s koncovým stupněm tvořeným lineárním výkonovým zesilovačem jsou ukázány na obr. 5.11. Kladné hodnoty výkonu při mechanické rezonanci systému indikují situaci, kdy je elektrická energie generována



Obr. 5.10: Frekvenční závislosti mechanického výkonu přenášeného ze zdroje vibrací na piezoelektrický aktuátor pro různé konfigurace obvodu bočníku: odpojený (silná čára), syntetická impedance s lineárním (plná čára) a spínaným (čárkovaná čára) výkonovým zesilovače. Záporné hodnoty mechanického příkonu indikují situaci, kdy je mechanická energie dodávána z piezoelektrického aktuátoru do zdroje vibrací.

piezoelektrickým aktuátorem, tj. odebírána z mechanické energie systému. Záporné hodnoty na frekvencích, při kterých bylo splněno naladění obvodů bočníku, ukazují, že elektrická energie je dodávána do piezoelektrického aktuátoru. V případě obvodů negativní impedance se spínaným koncovým stupněm však nebylo možné měřit tok elektrické energie mezi piezoelektrickým aktuátorem a obvodem kvůli velmi nízkému poměru signál-šum, který tento systém vykazoval.

Na obrázku 5.12 jsou zobrazena frekvenční závislosti celkového příkonu (bez klidového příkonu) obvodů negativních impedancí s lineárními a spínanými koncovými stupni. Klidový příkon obvodu s lineárním stupněm byl 88 mW, který by mohl být snížen až na přibližně 1/3 pečlivým nastavením pracovního bodu AB stupně koncového zesilovače. Pracovní bod byl pro experiment nastaven tak, aby nedocházelo k nelineárním jevům, které vykazují výkonové stupně pracující v třídě B případně C. Klidový příkon spínaného stupně byl přibližně 22 mW. Naměřené závislostí ukazují, že obvod se spínaným koncovým stupněm je přibližně 5× účinnější při výměně energie s piezoelektrickým aktuátorem ve srovnání s obvodem s lineárním výkonovým stupněm. Klidový příkon tvoří velmi významnou složku elektrického příkonu obou typu obvodů. V případě lineárního koncového stupně jde zejména o klidový proud, v případě spínaného koncového stupně jde o napájení budičů výstupních tranzistorů a řídicí elektroniky.

5.3 Shrnutí

V kapitole byly diskutovány topologie obvodů záporné kapacity (NC) pro aktivní metamateriály vycházející z obvodů invertorů impedance s operačním zesilovačem. Jedna z variant je navržena pro zvýšenou stabilitu v okolí mechanické rezonance



Obr. 5.11: Frekvenční závislost elektrického výkonu přenášeného mezi piezoelektrickým aktuátorem a obvodem negativní impedance s lineárním výkonovým zesilovačem.

AMMM s cílem snížení tuhosti. Druhá představená varianta je určena pro AAMS a je stabilní při zvyšování tuhosti metamateriálu. Pro obě zapojení byly vyjádřeny parametry prvků odpovídající optimálnímu naladění, tj. maximální a nulové tuhosti.

Dále byl diskutován problém energetické účinnosti obvodů NC s ohledem na práci s reaktivní (kapacitní) zátěží ve formě piezoelektrických aktuátorů. Proto byly zkonstruovány 2 srovnatelné obvody NC s lineárním a se spínaným koncovým stupněm. Provedené experimenty prokázaly, že nezávisle na implementaci je možné dosáhnout požadovaných hodnot tuhosti piezoelektrického aktuátoru metamateriálu.

Sestavený experiment umožnil změření elektrických a mechanických energetických toků v systém pro tlumení vibrací s AMMM. Z experimentů plyne, že obvod se spínaným koncovým stupněm je přibližně $5 \times$ účinnější při výměně při výměně energie s piezoelektrickým aktuátorem ve srovnání s obvodem s lineárním výkonovým stupněm, avšak klidové spotřeby obou systému představují mnohonásobně vyšší část spotřebovávané energie. Celková energetická účinnost je menší než 1 % i v případě použití spínaného koncového stupně.



Obr. 5.12: Frekvenční závislosti celkového příkonu (bez klidového příkonu) obvodů negativních impedancí s lineárním (plné čáry) a spínaným (přerušované čáry) výstupním výkonovým stupněm. Je patrné snížení celkového příkonu o více než 80 % v případě použití obvodu se spínaným koncovým stupněm.

6 Adaptivní metapovrchy

V předchozích kapitolách byly popsány nástroje (tj. metody a přístroje) pro experimentální hodnocení výkonových toků, sil a výchylek modelů metamateriálů a metapovrchů na bázi piezoelektrických aktuátorů. V této kapitole je pozornost zaměřena na aktivní a adaptivní řízení jejich vlastností. V první části jsou shrnuty výsledky experimentů s aktivním řízení efektivních vlastností metamateriálu, tj. změny frekvenční pozice minima akustického přenosu, resp. maxima tuhosti a dosažení negativní akustické impedance vykazované modelem metamateriálu.

Druhá část je věnována adaptivnímu řízení vlastností metamateriálu, tak aby byl potlačen negativní vliv měnících se podmínek okolního prostředí na požadované funkční charakteristiky, např. akustickou přenosovou ztrátu.

6.1 Laditelný akustický metapovrch s pevným nastavením

Experimenty probíhaly na akustickém metapovrchu popsaném v kapitole 3.2. Ten je tvořen skleněnou deskou vybavenou MFC piezoelektrickými aktuátory upnutou do ocelového rámu. Rám s deskou je navržen tak, aby bylo možné měřit jeho specifickou akustickou impedanci a akustickou ztrátu.

Specifická akustická impedance akustického metapovrchu byla měřena s využitím experimentálního zařízení znázorněného na obr. 4.1. Testovaný AAMM tvoří víko zvukotěsné bedny s reproduktorem UNI-PEX P-500, který je zdrojem zvukové vlny dopadající na metapovrch. Mikrofon IN, uvnitř bedny a mikrofon OUT, umístěný vně zvukotěsné bedny, měří rozdíl akustických tlaků Δp . Mikrofony jsou umístěny přibližně 1 cm nad a pod vrchlíkem skleněné desky metapovrchu. Amplituda rychlosti vibrací v středního bodu metapovrchu je měřena laserovým dopplerovským vibrometrem Ometron VH-1000-D. Specifickou akustickou impedance z_m je pak možné aproximovat poměrem:

$$z_m \approx \Delta p/v. \tag{6.1}$$

Hodnotu akustické ztráty je pak možné určit použitím rovnice (2.4).

Pro experiment byl sestaven obvod negativní impedance zobrazený na obr. 5.3. K němu byly připojeny elektrody všech aktuátorů akustického metapovrchu v paralelním uspořádání.

Za účelem nalezení přesného nastavení obvodu negativní impedance byla nejprve změřena frekvenční charakteristika elektrické impedance paralelně propojených MFC aktuátorů pomocí impedančního analyzátoru ve frekvenčním rozsahu od 100 Hz do 5 kHz odpovídajícím předpokládanému rozsahu akustických měření. V úzkém kmitočtovém rozsahu provedených akustických experimentů je možné aproximovat komplexní hodnotu kapacity MFC aktuátorů jako frekvenčně nezávislou, vyjádřenou vztahem (5.5). Tento vztah využívá informaci o reálná části kapacity C'_S a ztrátovém úhlu tan δ_S .

Z dat naměřených impedančním analyzátorem byly metodou nejmenších čtverců identifikovány hodnoty parametrů $C'_S = 2,070 \ \mu\text{F}$ a tan $\delta_S = 0,015$. Souhlas identifikovaného modelu dielektrika MFC aktuátorů s naměřenými daty je ve zvoleném frekvenčním rozsahu velmi dobrý. Znamená to, že náhradní kapacita MFC aktuátorů je prakticky nezávislá na frekvenci. Získané hodnoty byly ještě křížově zkontrolovány měřením s pomocí RLC metru Escort ELC-3133A při 120 Hz: $C'_s = 2,076 \ \mu\text{F}$ a tan $\delta_s = 0,014$.

6.1.1 Akustické vlastnosti laditelného akustického metapovrchu

Nejprve byla měřena akustická ztráta modelu akustického metapovrchu s rozpojenými aktuátory ve frekvenčním rozsahu od 200 do 1 kHz. Z těchto měření byla následně identifikována frekvence $\omega_r = 286 Hz$ vykazující minimální hodnotou akustické ztráty, která odpovídá prvnímu dominantnímu vibračnímu režimu zakřivené skleněné skořepiny. Pro experiment byly vybrány dvě hodnoty frekvence ω_0 , konkrétně 247 Hz a 258 Hz, které jsou pod rezonanční frekvencí ω_r a pro které se dařilo opakovaně nastavit parametry obvodu negativní impedance dle rovnic (5.13) a (5.14).

V obvodu negativní impedance dle obr. 5.3 byly pevně nastaveny hodnoty $C_0 = 4.7 \ \mu\text{F}$ a $R_2 = 10 \ \text{k}\Omega$. Každá ze zvolených testovacích frekvencí vyžadovala specifické hodnoty prvků R_3 , R_0 , a R_1 . Pro frekvenci 247 Hz byly použity hodnoty $R_3 = 570 \ \Omega$, $R_0 = 5745 \ \Omega$, a $R_1 = 78,95 \ \Omega$. Pro frekvenci 258 Hz pak byly nastaveny hodnoty odporů v obvodu na $R_3 = 572 \ \Omega$, $R_0 = 5617 \ \Omega$ a $R_1 = 69,71 \ \Omega$.

Následně byl k MFC aktuátorům akustického metapovrchu připojen obvod negativní impedance a znovu byla změřena frekvenční závislost akustické ztráty pro obě výše popsaná nastavení obvodu negativní impedance. Výsledkem jsou frekvenční závislosti ztráty akustického přenosu a amplitudy vibrací akustického metapovrchu měřené v kmitočtovém rozsahu 230 až 400 Hz, které jsou zobrazeny na obr. 6.1(a) a 6.1(b). Hodnoty vibrací, měřené dopplerovským vibrometrem, jsou normalizované k hodnotě rozdílu akustického tlaku na opačných stranách měřeného metapovrchu. Křivky označené prázdnými kruhy odpovídají situaci s odpojeným obvodem negativní impedance. Dvě další křivky, označené trojúhelníky a čtverci, se vztahují ke dvěma výše uvedeným nastavením obvodu negativní impedance, která poskytují maxima akustické ztráty při frekvencích 247 Hz a 258 Hz. Hodnoty získané dopplerovským vibrometrem indikovaly zvýšení akustické ztráty o 36,6 dB a 25,0 dB na frekvencích 247,0 Hz a 257,9 Hz jakožto výsledek připojení obvodu negativní impedance.

Prázdnými a plnými značkami jsou pak rozlišeny křivky odpovídající experimentálním datům získaným dopplerovskou vibrometrií (LDV) a výsledky digitální holografie (FSDH) popsané níže. Je vidět kvalitativní shoda mezi akustickou a normalizovanými daty amplitudy vibrací měřenými pomocí technik LDV a FSDH na obr. 6.1(a) a 6.1(b).

Jak bylo předesláno, v tomto systému byly měřeny tvary vibračních módů pomocí metody digitální holografie. Měření probíhala ve frekvenčním rozsahu od 250 Hz do 265 Hz a to v situacích s připojeným i odpojeným obvodem negativní impedance. Obvod byl pevně nastaven na frekvenci 258 Hz. Obrázek 6.2, který byl naměřen a interpretován Pavlem Psotou a Romanem Dolečkem, ukazuje profil vibračního módu na frekvenci 258 Hz s odpojeným 6.2(a) a připojeným 6.2(b) obvodem. Při této frekvenci byly amplitudy vibrací středního bodu 715,2 nm (odpojený obvod) a 87,8 nm (připojený obvod). To odpovídá zvýšení akustické ztráty přibližně o 18 dB v důsledku působení obvodu negativní impedance. Tento výsledek je obecně v souladu s akustickými měřeními. Vyšší hodnoty získané pomocí měření LDV jsou způsobeny kombinací strmosti frekvenční charakteristiky měřených parametrů a výrazně vyššího rozlišení ve frekvenční stupnici zvolené při měření pomocí LDV.

Změřené rozložení amplitud vibrací na povrchu akustického metapovrchu bylo použito pro výpočet specifické akustické impedance a akustické ztráty. Vypočtená frekvenční závislost akustické ztráty je vynesena plnými značkami na obr. 6.1(a). Získaná data ukazují, že metoda FSDH dobře koresponduje s akustickým měřením a měřením pomocí dopplerovského vibrometru a doplňuje získanou akustickou informaci o plošném rozložení vibrací.

6.1.2 Záporná akustická impedance laditelného akustického metapovrchu

Jednou z dalších zajímavých vlastností, kterou může metamateriál vykazovat, je negativní hodnota některého z materiálových parametrů. Z teorie řízení efektivní tuhosti s využitím negativních impedancí plyne, dle rovnice (2.17), možnost dosažení negativních hodnot efektivní tuhosti metamateriálu. Pro ověření této možnosti byl realizován experiment spočívající v nalezení takových parametrů obvodů negativní impedance, které vedou na negativní akustickou impedanci modelu akustického metapovrchu.



Obr. 6.1: Frekvenční závislosti akustické ztráty (a) a amplitudy vibrací (b) akustického metapovrchu tvořeného zakřivenou skleněnou skořepinu s MFC aktuátory ve frekvenčním rozsahu od 230 Hz do 400 Hz. Amplituda vibrací je normalizovaná na tlakovou diferenci mezi přední a zadní stranou metapovrchu. Křivky s prázdnými a plnými kruhovými značkami odpovídají akustické ztrátě měřené metodami LDV a FSDH při odpojeném obvodu negativní impedance. Křivky s trojúhelníkovými a čtvercovými značkami odpovídají měřením s připojeným obvodem nastaveným pro minimum přenosu na frekvencích 247 Hz a 258 Hz dle rovnic (6.1(a)) a (6.1(b)). Graf (a) ukazuje, že se působením připojeného obvodu zvýšila akustická ztráta TL o 36,6 dB při 247,0 Hz a o 25,0 dB při 257,9 Hz.



Obr. 6.2: Profil amplitudy vibračního módu akustického metapovrchu měřený metodou FSDH na frekvenci 258 Hz s odpojeným (a) a připojeným (b) obvodem negativní impedance. (Měření provedl Ing. Pavel Psota, Ph. D. a Ing. Roman Doleček, Ph. D.)



Obr. 6.3: Frekvenční závislost akustické ztráty modelu laditelného akustického metapovrchu s elektricky odpojenými MFC aktuátory (modrá čára) a v situaci, kdy jsou MFC aktuátory připojeny k obvodu negativní impedance (tmavě žlutá čára). Teoretické hodnoty akustické ztráty vypočtené pomocí rovnice (3.7) jsou vyznačeny červenou přerušovanou čárou.



Obr. 6.4: Reálná (a) a imaginární (b) část inverzní specifické akustické impedance $1/z_m$ (v m μ Pa⁻¹s⁻¹) laditelného akustického metamateriálu vynesené v závislosti na frekvenci a absolutní hodnotě parametru $|\alpha|$. Červené čáry označují nulové hodnoty reálných a imaginárních částí $1/z_m$. Průsečík červených křivek vyznačuje optimální nastavení obvodu negativní impedance, při kterém byla dosažena přenosová ztráta 40 dB.

Výchozím bodem pro verifikaci dosažení záporné akustické impedance je frekvenční charakteristika systému nezatíženého elektrickou impedancí a její porovnání s frekvenční charakteristikou modifikovanou připojením negativní impedance. Na obr. 6.3 jsou vyneseny frekvenční závislosti akustické ztráty modelového akustického metamateriálu. Modrá čára odpovídá hodnotám akustické ztráty s odpojenými MFC aktuátorů. Tmavě žlutá čára odpovídá hodnotám akustické ztráty v situaci, kdy je k MFC aktuátorům připojen obvod negativní impedance. Akustická ztráta se v úzkém frekvenčním rozsahu kolem frekvence 257 Hz zvýšila o 40 dB v důsledku interakce aktuátorů s negativní impedancí. Do grafu je dále vynesena hodnota akustické ztráty získaná teoretickým výpočtem pomocí rovnice (3.7). Teoretické hodnoty jsou označeny přerušovanou červenou čarou. Při numerických výpočtech teoretické odezvy systému byly brány v úvahu následující hodnoty parametrů: $\nu = 0, 17, h_g = 4$ mm, $Y_g = 7, 31 \times 10^{10}$ Pa, $h_{\rm MFC} = 1$ mm, $\rho_{\rm MFC} = 1, 2$ g cm⁻³, a $Y_{\rm MFC} = 3, 26 \times 10^{10}$ Pa. Numerické hodnoty parametrů $\xi_x = \xi_y = 0, 205$ m⁻¹, $Q_m = 31, 3$ a $\varrho_g = 3, 35$ g cm⁻³ byly získány fitováním do naměřené charakteristiky metodou nejmenších čtverců.

Pro analýzu režimu negativní elasticity akustického metamateriálu je vhodné vyjádřit inverzní specifickou akustickou impedanci v blízkosti optimálního nastavení obvodu negativní impedance:

$$\frac{1}{z_m} \approx \frac{192i\omega \left(1 - k^2 + \alpha\right)}{\pi^2 k^2 h_{\rm MFC} Y_{\rm MFC} \left[12\xi + h_{\rm MFC}^2 \left(h_g + h_{\rm MFC}\right)\zeta\right]}.$$
(6.2)

Z výše uvedené rovnice (6.2) plyne, že $1/z_m$ může měnit své znaménko díky obecné poloze komplexního koeficientu $\alpha = C/C_S$ a možnosti jeho přiblížení bodu $(1 - k^2)$ z různých směrů komplexní roviny. Za účelem vyhodnocení chování této situace byla změřena komplexní akustická impedance z_m pomocí výše zmiňovaného experimentálního zařízení znázorněného na obr. 4.1.

Výsledek měření je zobrazen na obr. 6.4(a) a 6.4(b) ve formě reálné a imaginární části inverzní specifické akustické impedance $1/z_m$ akustického metapovrchu

vynesené v závislosti na frekvenci a absolutní hodnotě parametru $|\alpha|$. Hodnoty komplexního koeficientu α byly stanoveny z měření napětí v uzlových bodech obvodu negativní impedance a zpětně přepočteny na impedanci. Při znalosti modelové impedance aktuátoru bylo možné vypočítat hodnoty α . Červené čáry označují pozice nulových hodnot reálných a imaginárních částí $1/z_m$. Průsečík těchto křivek odpovídá optimální nastavení parametrů negativní impedance připojené k MFC aktuátorům. Při tomto nastavení bylo dosaženo zvýšení akustické ztráty o 40 dB. Tohoto výsledku bylo dosaženo pro při $|\alpha| = 0,708$ při budící frekvenci 257 Hz. Odpovídající hodnota koeficientu elektromechanické vazby je $k \approx \sqrt{1-|\alpha|} \approx 0.54$. Tato hodnota je větší než očekávaná hodnota 0,362 uvedená výrobcem. Příčinou nesouladu mezi hodnotou uvedenou výrobcem a změřenou hodnotou může stát zejména vliv mechanických podmínek (MFC aktuátor je přilepen na skleněnou desku), které neodpovídají okrajovým podmínkám předpokládaných v základním termodynamickém modelu MFC aktuátoru.

Modré a červené barvy označují oblasti, kde byly naměřené hodnoty $1/z_m$ záporné či kladné. Z rovnice (6.2) pak vyplývá, že v záporných hodnot $1/z_m$ roviny frekvence- $|\alpha|$, musel model akustického metamateriálu vykazovat negativní efektivní elasticitu.

6.2 Adaptivní akustické metapovrchy

Výsledky v předchozích částech ukázaly, že zařízení založené na AAMS s piezoelektrickými aktuátory představuje praktický prostředek pro řízení přenosu hluku metodou AEC (Active Elasticicity Control). Metoda samotná byla intenzivně studována na tenkých piezoelektrických membránách [21, 29]. Později Fukada et al. [36] objevili, že tenký piezoelektrický polymerový film, připojený k negativní impedanci, může vstoupit do režimu negativní elasticity (NER), což odpovídá výsledkům měření v předchozí sekci.

Největší výhodou metody AEC je skutečnost, že k dosažení záporných hodnoty elastických vlastností není vyžadováno specifické rezonanční chování periodických struktur, jak je tomu u pasivních systémů. Negativní elasticita je vytvářena výlučně interakcí elektronického obvodu s aktuátory, tudíž může jí být dosaženo v pro libovolnou frekvenci či frekvenční rozsah.

Navzdory zjevným výhodám, je největší nevýhodou AEC vysoká citlivost na nastavení parametrů obvodu negativní impedance. Tato nevýhoda ztěžuje dosažení požadovaných hodnot akustické ztráty pro různé provozní podmínky. V případě použití piezoelektrických aktuátorů má největší vliv změna teploty aktuátorů, která vede k významné změně dielektrických vlastností hmoty aktuátoru a tím pádem i jeho elektrického náhradního modelu.

V publikacích [22, 23] a [47] prokázali, že tuto nevýhodu lze, v jednoduchých jednorozměrných akustických a vibračních systémech, odstranit pomocí iteračního



Obr. 6.5: Horní (a) a spodní (b) pohled na akustický metapovrch použitý v experimentu s adaptivního řízení tuhosti. Skládá se ze zakřivené skleněné desky upevněné v pevném ocelovém rámu. Piezoelektrické aktuátory a senzory typu MFC jsou přilepeny na horní i spodní povrch skleněné skořepiny.

adaptivního algoritmu pro automatické přizpůsobení parametrů obvodu negativní impedance. To je inspirací pro níže uvedenou práci, která byla zaměřena na problém samočinného nastavení aktivního akustického metamateriálu v laboratorním experimentu simulující systém pro izolaci hluku. V porovnání s výše uvedenými pracemi se však jedná o systém s velkými plošnými rozměry a složitějším chováním, díky silné interakci s nosným rámem a nehomogenní strukturou. Pro AAMS tvořený zakřivenou skleněnou skořepinou, použitý v této práci, nebyla tato metoda dosud aplikována.

V experimentu byl použit adaptivní akustický metapovrch (AAMS), jehož konstrukce je zobrazena na obr. 6.5. Vychází s AAMS popsaném v kapitole 3.2 a je doplněn o dodatečné MFC aktuátory nalepené na spodní straně skleněné skořepiny. Tyto MFC aktuátory mají primárně senzorickou funkci. Bylo předpokládáno, že každý z hlavních MFC aktuátorů bude řízen separátním obvodem negativní impedance a informace potřebná k přesnému naladění parametrů bude získávána ze



Obr. 6.6: Schéma zapojení adaptivního akustického metapovrchu (AAMS) v experimentu adaptivního řízení tuhosti, resp. z_m a TL. Dvěma kanály měřicího systému (NI-DAQ, PC) jsou snímána napětí MFC aktuátorů a snímačů. Na schématu nejsou vyneseny kanály použité pro akustická měření, snímající akustické tlaky a amplitudu vibrací povrchu. Bočník AAMS ve formě digitální syntetické impedance emuluje obvod s impedancí $Z_{\rm NC} = (-R_0 - X_{C_0}) ||R_2$.

senzorických aktuátorů.

6.2.1 Obvod negativní impedance pro testování adaptivního metapovrchu

Akustický metapovrch byl, jako v případě předchozích experimentů, připojen k obvodu negativní impedance, tak jak je naznačeno na obr. 6.6. V tomto případě byla použita digitální syntetická impedance (DSI), jejíž algoritmus umožňuje emulovat přenos jednoduchého elektrického obvodu s téměř libovolnými hodnotami parametrů součástek. Systém DSI vyvinul Ing. Jakub Nečásek [48].

V tomto experimentu DSI emulovala elektrickou odezvu RRC sítě s ekvivalentním obvodem zobrazeným v červené přerušované oblasti na obr. 6.6. Emulovaná RRC síť je složena z rezistoru R_2 připojeného paralelně k sériové kombinaci kondenzátoru $-C_0$ a rezistoru $-R_1$. Negativní znaménka značí, že použité hodnoty daných emulovaných elektrických komponent byly záporné. Napětí na svorkách MFC aktuátorů připojených k DSI a signál ze snímačů deformace byly analogově zpracovány systémem DEWETRON a následně digitalizovány pomocí DAQ systému Compact-DAQ firmy NI.

Získaná data jsou dále zpracovávána osobním počítačem (PC), který mění efektivní elektrické parametry $-C_0$, $-R_1$ a R_2 ekvivalentního elektrického obvodu dle zvoleného algoritmu.



Obr. 6.7: Schéma měřicí akustických parametrů AAMS při měnících se provozních podmínkách. Mikrofony a LDV (Laser Doppler Vibrometer) je určována TL. V experimentu je zapojen teplovzdušný zdroj, jehož pomocí je měněna provozní teplota AAMS. Upraveno z [49].

6.2.2 Měřicí systém pro testování adaptivního metapovrchu při měnících se provozních podmínkách

Na obr. 6.7 je zobrazeno schéma experimentální soustavy pro měření účinnosti izolace hluku pomocí AAMS. Metoda měření je téměř shodná se schématem popsaným v kapitole 4.1 s tím rozdílem, že snímací zařízení bylo změněno na systém Compact-DAQ. Výhodou byl přechod na simultánní vzorkování na všech vstupních kanálech a 24-bitové rozlišení vstupních AD převodníků.

AAMS tvořil víko zvukotěsné bedny s reproduktorem za schématu na obr.4.1. Stejně jako v předchozích experimentech měřily mikrofony IN a OUT rozdíl akustických tlaků Δp a laserový dopplerovský vibrometr byl použit pro měření amplitudy rychlosti vibrací v středního bodu skleněné desky. Piezoelektrické aktuátory MFC na AAMS byly spojeny paralelně a připojeny k svorkám DSI. Změna provozní teploty, která má ovlivňovat parametry AAMS, byla zajištěna teplovzdušným ventilátorem.

Kód v programovém prostředí MATLAB na PC, k němuž je připojen měřicí systém a DSI, implementuje iterativní algoritmus založený na pracích [23, 47, 50]. Tento algoritmus využívá fázových rozdílů mezi rychlostí pohybu skořepiny AAMS a budícím signálem aktuátorů, přičemž cílí, prostřednictvím iterativních změn parametrů elektrického náhradního obvodu emulovaného v DSI, na automatické udržení maxima efektivní tuhosti.

6.2.3 Výsledky experimentu

Graf na obr. 6.8 ukazuje, ve zjednodušené formě, efekt adaptivního řízení akustické ztráty AAMS. Jde o časovou závislost akustické ztráty při harmonickém buzení na



Obr. 6.8: Časová záznam závislost akustické ztráty AAMS na frekvenci 260 Hz při fixním a adaptivním režimu provozu obvodu negativní kapacity (NC) v experimentu s měnícími se provozními podmínkami AAMS. V oblasti označené *Heater ON* byl zapnut teplovzdušný zdroj. V okamžiku T=1600 s byl spuštěn algoritmus automatického nastavení parametrů, který po cca 300 s obnovil TL na původní hodnotu.

frekvenci 260 Hz při dvou režimech řízení obvodu negativní impedance. Spojnice dat, označená prázdnými značkami, označuje hodnoty TL AAMS při fixním nastavením DSI, které bylo naladěno na počátku experimentu tak, aby bylo dosaženo maximální (25 dB) akustické ztráty. V čase 200 s od počátku experimentu byl zapnut teplovzdušný ventilátor v blízkosti AAMS. Postupná změna okolní teploty vedla ke změně hodnoty efektivní kapacity MFC aktuátorů C_S v důsledku výrazné teplotní závislosti permitivity feroelektrické keramiky, z níž jsou aktuátory zkonstruovány. Fixní nastavení DSI, resp. parametrů C_0 a R_1 , vedlo k postupnému vzdalování od optimální hodnoty impedance, vyžadované podmínkou vyjádřenou rovnicí (5.7). Po přibližně 1300 s, tyto změny způsobily snížení akustické ztráty skrz AAMS na hodnotu cca 10 dB, tj. o více než 15 dB. To je typické chování a hlavní nevýhoda klasické metody AEC s pevným nastavením impedance připojeného obvodu.

V čase 1600 s od počátku experimenty byl na PC řídícím DSI spuštěn algoritmus pro automatické nalezení optimálních parametrů negativní impedance. Ten dokázal, v průběhu cca. 300 s, vrátit hodnotu akustické ztráty AAMS na úroveň 25 dB. Stav, kdy je korekční algoritmus aktivní, je v grafu označen červenou čarou s plnými značkami.

Pro vyloučení možnosti, že došlo pouze ke koincidenci chování algoritmu a dielektrických vlastností aktuátorů, byl v čase 2200 s vypnut teplovzdušný ventilátor. Tím bylo spuštěno postupné snižování okolní teploty a návrat teploty aktuátorů na stav před započetím experimentu. Tato postupná pomalá změna provozních podmínek je pro iterační algoritmus velmi výhodná. Po vypnutí teplovzdušného ventilátoru nedochází k poklesu hodnoty akustické ztráty. Algoritmus dokáže s vysokou přesností korigovat hodnoty elektrických parametrů elektrického obvodu v simulovaného v DSI tak, aby byla splněna podmínka maximální efektivní tuhosti AAMS dle (5.7).

Zajímavé je sledovat vývoj frekvenční charakteristiky systému v průběhu expe-



Obr. 6.9: Frekvenční závislost akustické ztráty skrz adaptivní akustický metapovrch v několika fázích akustického experimentu znázorněného na obr. 6.8.

rimentu. Na obr. 6.9 jsou vyneseny frekvenční závislosti akustické ztráty skrz adaptivní akustický metapovrch v několika fázích výše popsaného experimentu (obr. 6.8). Tečkovaná čára ukazuje frekvenční závislost TL v situaci, kdy je DSI odpojená od MFC aktuátorů AAMS. Čárkovaná čára odpovídá frekvenční závislost TL s manuálně nastavenými parametry DSI pro maximalizaci akustické ztráty.

Cerchovaná čára představuje frekvenční závislost TL s manuálně nastavenými parametry DSI v okamžiku před spuštěním iterativního ladícího algoritmu. Je patrný pokles o 15 dB na frekvenci 260 Hz v důsledku změny teploty systému. Plnou čarou je pak vynesena frekvenční závislost TL v situaci, kdy adaptivní iterační algoritmus změnil parametry ekvivalentního elektrického obvodu emulovaného DSI. Jedná se o okamžik před vypnutím teplovzdušného ventilátoru.

Na obr. 6.10 je zobrazena funkce adaptivního algoritmu AAMS z pohledu parametrů připojené impedance. Barva konturového grafu ukazuje absolutní hodnotu rychlosti povrchu AAMS jako funkci efektivních parametrů C_0 a R_1 ekvivalentního elektrického obvodu, který je emulován DSI. Barevný rozsah grafu je bezrozměrný, modrá a červená barva odpovídají minimu a maximu hodnot rychlosti. Graf rychlosti odpovídá situaci zvýšené teploty v čase 1600 s v obr. 6.8. Čárkované čáry stanovují škálu pro hodnotu fázového rozdílu signálu rychlosti a signálu napětí na svorkách MFC aktuátorů AAMS.

Hodnoty parametrů C_0 a R_1 elektrického obvodu emulovaného DSI indikují žluté až černé body vynesené v grafu. Body v grafu jsou vyneseny s konstantními vzdálenostmi v čase a dávají představu o funkci iteračního procesu automatické korekce parametrů DSI. Cesta tvořená vynesenými body začíná v okamžiku spuštění korekčního algoritmu v čase 1600 s od počátku experiment. Je patrné, že algoritmus míří k minimu plochy amplitudy vibrací, kde setrvá po dobu, kdy je zapnutý teplovzdušný ventilátor. Po vypnutí ventilátoru (2200 s) se, v důsledku změny teploty, opět mění elektrické náhradní parametry MFC aktuátorů, což je doprovázeno odpovídající korekcí parametrů DSI. Z grafu na obr. 6.8 je patrné, že změna parametrů odpovídala



Obr. 6.10: Ukázka funkce adaptivního akustického metapovrchu. Barva konturového grafu označuje absolutní hodnotu rychlosti částic v blízkosti adaptivního akustického metapovrchu. Modrá a červená barva odpovídají minimálním a maximálním hodnotám této rychlosti. Čárkované čáry jsou vrstevnice fázového rozdílu signálů rychlosti a napětí na svorkách aktuátorů. Vynesené body označují hodnoty elektrických parametrů $-C_0$ a $-R_1$ ekvivalentního elektrického obvodu emulovaného v DSI v průběhu času experimentu.

pohybu minima amplitudy rychlosti vibrací. Barva bodů vynesených do grafu 6.10 odpovídá rychlosti jejich změny, resp. jejich vzdálenosti od předchozího bodu při konstantním intervalu vzorkování. Černá barva odpovídá nejvyšší rychlosti změny, což je patrné na trajektorii v okamžiku sepnutí korekčního algoritmu. Žlutá barva pak odpovídá nejnižší rychlosti změny, což je patrné z ustálených hodnot v minimu plochy amplitud rychlosti vibrací a téměř ustáleném stavu na konci experimentu po vypnutí teplovzdušného ventilátoru.

6.2.4 Shrnutí

V této části byly představeny možnosti aktivní změny vlastností akustického metamateriálu ve zvolené frekvenční oblasti. Aktivní akustický metamateriál byl reprezentován skleněnou skořepinou s MFC aktuátory doplněný obvodem aktivního bočníku se zápornou kapacitou. Prostřednictvím cílených změn parametrů aktivního bočníku bylo dosaženo dvou předeslaných cílů:

(i) Maximalizace akustické přenosové ztráty na vybraných frekvencích (247 Hz a

258 Hz). Změna parametrů modelu metamateriálu byla pozorována prostřednictvím měřením akustických veličin (mikrofony) a amplitud vibrací. Kromě jednobodového měření amplitudy vibrací použitím LDV bylo pro sledování modální struktury kmitů skořepiny použito holografické zobrazení metodou TAFSDH. Vedlejším výsledkem bylo potvrzení dobrého souhlasu dat získaných akustickými měřeními, LDV a TAFSDH.

(ii) Nastavení parametrů akustického metamateriálu tak, že vykazuje negativní akustickou impedanci z_m .

Pomocí aktivních bočníků se zápornou kapacitou lze do značné míry řídit efektivní elastické vlastnosti akustických metamateriálů s piezoelektrickými vrstvami v souladu s principy metody AEC. Zásadní nevýhodou konvenční metody AEC je vysoká citlivost na provozní podmínky. Negativní účinek změny teploty okolí na hodnotu ztráty akustického přenosu AAMS byl demonstrován cílenou změnou teploty experimentálního AAMS. V důsledku změny provozní teploty AAMS se hodnota ztráty akustického přenosu snížila o více než 15 dB. Pro eliminaci efektu změny teploty na hodnotu TL, byl implementován iterativní řídicí algoritmus pro automatické přizpůsobení elektrických parametrů $-C_0$ a $-R_1$ ekvivalentního elektrického obvodu emulovaného prostřednictvím DSI.

Implementovaný algoritmus vycházel prací [23] a [47] a byl upraven pro použití na plošný systém AAMS. Je však třeba poznamenat, že zmíněná metoda pracovala v laboratorních podmínkách a je nutné další testování, aby AAMS spolehlivě fungoval při v různých provozních podmínkách. Typicky je schopnost algoritmu udržet optimální naladění závislá na výchozích hodnotách parametrů $-C_0$ a $-R_1$ a schopnosti systému spolehlivě určit fázové vztahy mezi akustickým tlakem a reakcí bočníku.

7 Metapovrch pro difrakční akustické struktury

V kapitolách 2 a 3 byla analýza vlastností AMM a jejich realizací ve formě AAMS resp. AAMM, zaměřena zejména na sledování amplitudy přenosu vibrací či prošlé akustické vlny vyhodnocováním hodnot TR či TL. Zajímavou vlastností, kterou AMM nabízí, je možnost současného řízení a amplitudy a fáze prošlé akustické vlny. To umožňuje obecnější manipulaci s tvarem výsledné akustické vlny a použití AAMS pak přináší schopnost dynamických změn. Možnosti dosažení požadovaných hodnot amplitudy a fáze prošlé akustické vlny jsou limitovány podmínkami stability systému a v případě AAMS může být omezen i do úzkých frekvenčních pásem určených modální strukturou konkrétního AAMS.

Následující text stručně představuje použití AAMS k řízením fáze prošlé akustické vlny v aplikaci změny směru šíření vlny a omezení, která plynou z použití diskrétních AAMS. Na jednoduchém modelu AAMS s prohnutou membránou pak bude popsána metoda řízení fáze a amplitudy. Cílem kapitoly je pak demonstrovat schopnost vhodně navrženého AAMS řídit fázi při konstantní amplitudě prošlé akustické vlny. Proto budou dále popsány vytvořené experimentální modely ve formě membrán a skořepin, jejich charakterizace a výsledky elektrických a akustických měření. Detailněji budou popsány metody charakterizace a prostředky vyvinuté pro provedená měření.

Jednou z možných aplikací komplexního řízení přenosu je *ohyb* akustické vlny vytvořením akustického rozhraní, které mění fázi prošlé či odražené vlny v závislosti na poloze na tomto rozhraní, jak je schematicky znázorněno na obr. 7.2. Tento efekt je popisován zobecněným Snellovým zákonem

$$\frac{1}{c_1}\sin\varphi_t(x) = \frac{1}{k_0}\frac{\partial\Phi(x)}{\partial x} + \frac{1}{c_2}\sin\varphi_i(x),\tag{7.1}$$

kde $\varphi_t(x)$, $\varphi_i(x)$ jsou úhly prošlé a dopadající vlny a $\Phi(x)$ je inkrement fáze na rozhraní. Pro náš případ je $\Phi(x) = \xi x$, kde ξ představuje lineární gradient fáze podél rozhraní. Změnu fáze podél rozhraní lze realizovat pomocí soustavy AAMS s možností nezávislého řízení fáze. Jednotlivé AAMS pak představují diskrétní fázové kroky, aproximující požadovaný průběh změny fáze (obr. 7.3). Společně pak tvoří akustické rozhraní, umožňující změnu směru šíření prošlé vlny v širokém rozsahu vhodným nastavením parametrů jednotlivých AAMS.



Obr. 7.1: Simulace akustického pole po průchodu vlny rozhraním s fázovým gradientem. Převzato z [9].

Je představitelné, že požadovaná změna fáze na rozhraní je větší než dovoluje konstrukce použitého AAMS. To lze v některých případech řešit zalomením změny fáze, jak je ilustrováno na obr. 7.4. Periodické nespojitosti v aproximace požadovaného vývoje fáze, diskrétními kroky a případné zalomení, vede na struktury s nezanedbatelnými difrakčními účinky. Difrakční účinky se projeví frekvenční závislostí amplitudy přenášené vlny díky difrakci části energie do ostatních difrakčních řádů. Difrakce je dobře patrná z výsledků simulace na obr. 7.1, kde je zobrazené akustické pole po průchodu fázovým povrchem s konečným rozměrem. Pro stupňovitou aproximaci bez zalomení fáze lze použít vztah odvozený v [51]:

$$\eta_m = \left[\frac{\sin(\pi(\beta - m))}{\pi(\beta - m)}\right]^2,\tag{7.2}$$

kde *m* je difragovaný řád a β je amplituda reziduální fáze, tj. rozdíl aproximace a původního hladkého průběhu. V ilustrovaném případě má β hodnotu $\Delta \varphi$ na obr. 7.5. Zhodnocení vlivu aproximace na základě tohoto vztahu je pak poměrně jednoduché. Amplituda vlny šířící se v požadovaném směru odpovídá nultému difragovanému řádu (m = 0), tudíž nechtěně difragovaná akustická energie má celkový podíl:

$$\delta_{dif} = 1 - \left[\frac{\sin(\pi\beta)}{\pi\beta}\right]^2,\tag{7.3}$$

což lze, pro tento případ lineárního průběhu fáze, vyjádřit jako

$$\delta_{dif} = 1 - \left[\frac{\sin(\pi \tan(\psi)/N)}{\pi \tan(\psi)/N}\right]^2,\tag{7.4}$$

kde ψ je žádaný úhel odklonu vlny od kolmice rozhraní a N počet schodových segmentů na vlnovou délku dopadající vlny. Je nutné připomenout, že výše uvedené zjednodušené vztahy a aproximace platí pouze pro idealizovaný případ nekonečného rozhraní s specifickou akustickou impedancí $z_m = 0$ mezi prostředími se stejnou charakteristickou impedancí z_a . Konečné rozhraní vnáší další difraktivní jevy do šíření akustické vlny a nenulová z_m , spolu s případnými rozdílnými z_{a1} a z_{a1} , způsobí odraz na rozhraní a změnu amplitudy prošlé vlny. Vzorce (7.2), (7.3) a (7.4) platí



Obr. 7.2: Ilustrace změny směru šíření vlny po průchodu rozhraním měnícím fázi v závislosti na příčné poloze x. z_a je specifická akustická impedance prostředí, z_m akustická impedance rozhraní a $\varphi(x)$ je inkrement fáze, kterou akustická vlna získá po průchodu rozhraním.



Obr. 7.3: Aproximace spojitého, lineárního průběhu inkrementu fáze akustické vlny po průchodu rozhraním pomocí schodové funkce odpovídající diskrétním AAMS.



Obr. 7.4: Pravděpodobné aproximace spojitého průběhu, lineárního průběhu inkrementu fáze akustické vlny po průchodu rozhraním (a) při realizaci pomocí diskrétních AAMS (b), (c).



Obr. 7.5: Reziduum fáze po aproximaci lineární změny fáze na rozhraní stupňovitou funkcí. Reziduální amplituda tvoří difraktivní fázový povrch.



Obr. 7.6: Ideový model válcově zakřivené membrány použitý pro analýzu možností nezávislého řízení poměru akustických tlaků p_t/p_i . Membrána je definována poloměrem křivosti R a tloušťkou materiálu h.

pouze pro malé hodnoty β resp. dostatečně velké hodnoty N. Pro N > 4 a $\psi < \pi/4$ představuje difragovaná část vlny méně než 15 %.

Ohyb akustické vlny rozhraním lze tedy docílit pomocí diskrétních AAMS, za předpokladu o dostatečném přiblížení původně požadovanému lineárnímu průběhu fáze. Pro reálné AAMS nelze očekávat splnění podmínky $z_m = 0$. Proto je výhodnější uvažovat o AAMS, který umožní řídit nezávisle amplitudu a fázi prošlé akustické vlny. Navíc je teoreticky možné soustavou takových AAMS realizovat komplexnější manipulace s akustickou vlnou, jako je např. zaostření (změna sbíhavosti) či řízená (resp. záměrná) difrakce.

Jednou z možností konstrukce AAMS s nezávislého řízení amplitudy i fáze je rozhraní tvořené válcově zakřivenou piezoelektrickou membránou, jak je ilustrované na obr. 7.6. Hodnocenou veličinou je poměr akustických tlaků před a membránou. Za předpokladu stejného akustického prostředí (z_{a1}, z_{a2}) na obou stranách membrány, je tento poměr vyjádřitelný pomocí specifické akustické impedance membrány Z:

$$\frac{p_i}{p_t} = 1 + \frac{z_m}{2z_a},\tag{7.5}$$

kde p_t a p_i je akustický tlak vlny prošlé resp. dopadající na membránu a z_a je charakteristická akustická impedance okolního média (vzduchu). Specifická akustická impedance membrány, v závislosti na frekvenci ω , je funkcí tloušťky materiálu h, hustoty materiálu membrány ϱ , Youngova modulu pružnosti Y a poloměru křivosti R [21]:

$$z_m = i\omega\varrho h\left(1 - \frac{Y}{\omega^2 \varrho R^2}\right). \tag{7.6}$$

Jak bylo zmíněno v sekci 2.4.2, existuje díky vztahu (2.18) vzájemně jednoznačné zobrazení (2.21) mezi specifickou akustickou impedancí z_m a hodnotou komplexní kapacity bočníku C resp. poměrem $\alpha = C/C_S$. Poměr α lze vyjádřit i ve formě impedancí a tak existuje i zobrazení mezi impedancí bočníku $Z_{\rm NC}$ a poměrem akustických tlaků p_t/p_i .

Pro zvolenou hodnotu p_t/p_i je možné, pro zjednodušené vyjádření specifické akustické impedance (7.6), vyjádřit požadovanou hodnotu α .

$$\alpha\left(\omega,\frac{p_t}{p_i}\right) = k^2 \left\{ 1 + \left[\frac{\omega}{Y}\left(\omega\rho + i\frac{R^2}{h}2z_a\left(\frac{p_i}{p_t} - 1\right)\right) - 1\right]^{-1} \right\} - 1.$$
(7.7)

V závislosti na realizaci bočníku lze pak vyjádřit hodnoty součástek či parametrů nutných k dosažení požadované hodnoty p_t/p_i .

Amplitudové a fázové vlastnosti akustického přenosu membrány připojené k obvodu negativní impedance lze dobře demonstrovat grafy na obr. 7.7 a obr. 7.8. Ty ukazují závislost amplitudy a fáze poměru p_t/p_i na hodnotě parametru α zobrazeném v komplexní rovině resp. rezistivní a kapacitní složce externího obvodu negativní



Obr. 7.7: Modelové závislosti (a) absolutní hodnoty a (b) fáze přenosu akustického tlaku (p_t/p_i) válcově zakřivené membrány na *parametrech externího obvodu* R_S a C_S . Doplněné přímky odpovídají vztahu $C_S = \text{Re}\left(\left[i\omega \left(Z_{\text{CRIT}} - R_S\right)\right]^{-1}\right)$, kde *červená* odpovídá $Z_{\text{CRIT}} = Z_S \left(-1 + k^2\right)^{-1}$ a prochází bodem maximální tuhosti membrány, *zelená* odpovídá $Z_{\text{CRIT}} = -Z_S$ a tudíž prochází bodem nulové tuhosti membrány. Z_S je impedance aktuátoru. Pomocí parametrů R_S a C_S je možné vybrat vhodnou kombinaci amplitudy a fáze, ovšem s úvahou stability zvoleného pracovního bodu.



Obr. 7.8: Modelové závislosti (a) absolutní hodnoty a (b) fáze přenosu akustického tlaku (p_t/p_i) válcově zakřivené membrány na *reálné a imaginární složce parametru* α . Doplněné přímky odpovídají vztahu $C_{\rm S} = \operatorname{Re}\left(\left[i\omega \left(Z_{\rm CRIT} - R_{\rm S}\right)\right]^{-1}\right)$, kde červená odpovídá $Z_{\rm CRIT} = Z_{\rm S} \left(-1 + k^2\right)^{-1}$ a prochází bodem maximální tuhosti membrány, *zelená* odpovídá $Z_{\rm CRIT} = -Z_{\rm S}$ a tudíž prochází bodem nulové tuhosti membrány. $Z_{\rm S}$ je impedance aktuátoru.

impedance $R_S + (i \,\omega C_S)^{-1}$. Pro výpočet byl zvolen model membrány z materiálu PVDF odpovídající experimentálnímu AAMS PVDF1 popsaném v sekci 7.2. Elektrické parametry materiálu, tj. ztrátový činitel a permitivita, byly zvoleny na základě předchozích experimentů s PVDF fólií. Ztrátový činitel měl hodnotu tan $\delta = 0,057$ pro frekvenci 1000 Hz. Při rezonanční frekvenci pak byla modelová kapacita membrány $C_S = (7,537 - i 0,43)$ nF.

Do grafů závislostí byly doplněny 2 vodící přímky, procházející významnými body rovnice (2.18). Červená přímka spojuje body odpovídající vztahu

$$C_{\rm S} = \operatorname{Re}\left(\left[i\omega\left(Z_{\rm CRIT} - R_{\rm S}\right)\right]^{-1}\right)$$

kde $Z_{\text{CRIT}} = Z_{\text{S}} (-1 + k^2)^{-1}$ a tudíž procházející bodem $(1 - k^2 + \alpha) = 0$, kdy modul pružnosti membrány dosahuje maxima (teoreticky ∞). Protože tento bod je zároveň mezí stability systému, je okolí bodu maxima, ve kterém dochází k více než 50× zvýšení efektivního modulu pružnosti, vyznačeno červenou plochou. Z praktického pohledu je toto okolí nevýznamné pro systémy pracující s posuvem fáze, a díky nízké hodnotě akustického přenosu je typické pro systémy tlumení hluku. Podobně byla do grafu vynesena *zelená* přímka spojující body vypočtené pro $Z_{\text{CRIT}} = -Z_{\text{S}}$ a procházející bodem nulové ekvivalentní tuhosti membrány.

Mimo bod maximální tuhosti membrány, tj. minima přenosu, je v závislostech na obr. 7.7 a obr. 7.8 je patrný další významný bod, kde amplituda akustického přenosu dosahuje hodnoty větších než 1. Jedná se o oblasti záporných hodnot specifické akustické impedance membrány Z. Maxima, resp. ∞ , dosahuje při $Z = -2z_a$. Tento režim je atraktivní pro manipulaci s fází přenesené vlny, bohužel však prakticky nevyužitelný díky efektu silné zpětné vazby, která vede k nestabilitě takového systému. Maximum bylo záměrně oříznuto na hodnotě $|p_t/p_i| = 5$.

Kombinací dat amplitudy a fáze vznikne graf, který komplexně ukazuje možnosti řízení vlastností akustického přenosu s použitím zakřivené membrány připojené k obvodu negativní impedance. Na obr. 7.9 jsou vynesené hodnoty amplitudy akustického přenosu doplněné o vrstevnice fáze. Pokud by systém membrána-negativní impedance nebyl limitován nestabilitou, bylo by možné v okolí každého z významných bodů zvolit uzavřenou trajektorii, při které je udržována konstantní amplituda a fáze přenesené vlny je řízena v rozsahu $-\pi$ až $+\pi$.

7.1 Model prohnuté membrány a skořepiny

Model vyjádřený rovnicí (7.6) popisuje chování prohnuté membrány v omezené míře, ale díky své jednoduchosti je vhodný pro základní analýzu vlastností membrány s obvodem negativní impedance. Pro srovnání a reálnější odhad vlastností je vyžadován přesnější model. Jedná se o klasický model, který vychází Bernoulliho–Navierovi hypotézy doplněné o síly působící na kruhově zakřivený povrch. Po zjednodušení vede na soustavu parciální diferenciálních rovnic převzatých ze [52], do kterých lze malou úpravou doplnit efektivní modul pružnosti:



Obr. 7.9: Topografický graf absolutní hodnoty přenosu akustického tlaku p_t/p_i teoretického modelu válcově zakřivené membrány, doplněný vrstevnicemi fáze, v závislosti na (a) parametrech připojeného bočníku a (b) reálné a imaginární složce parametru α . Graf zobrazuje dosažitelné kombinace amplitudy a fáze. Doplněné přímky odpovídají vztahu $C_{\rm S} = \operatorname{Re}\left(\left[i\omega \left(Z_{\rm CRIT} - R_{\rm S}\right)\right]^{-1}\right)$, kde červená odpovídá $Z_{\rm CRIT} = Z_{\rm S} \left(-1 + k^2\right)^{-1}$ a prochází bodem maximální tuhosti membrány, *zelená* odpovídá $Z_{\rm CRIT} = -Z_{\rm S}$ a tudíž prochází bodem nulové tuhosti membrány. $Z_{\rm S}$ je impedance aktuátoru.

$$\frac{\partial^2 u_x}{\partial x^2} - \xi \frac{\partial u_r}{\partial x} = \frac{\rho}{Y} \frac{\partial^2 u_x}{\partial^2 t},$$
$$-G \frac{\partial^4 u_r}{\partial x^4} + \frac{h}{2(1-\nu^2)} \left(\xi Y \frac{\partial u_x}{\partial x} - \xi^2 Y u_r + \Delta p \right) = \frac{\rho h}{2(1-\nu^2)} \frac{\partial^2 u_r}{\partial^2 t}, \quad (7.8)$$

přičemž u_r a u_x jsou deformace v normálovém směru a tečném směru kolmém na rovinu symetrie válcové plochy povrchu membrány, ξ je křivosti membrány, Gje modul pružnosti ve smyku, Y efektivní modul pružnosti materiálu, ρ hustota, ν je Poissonova konstanta použitého materiálu a Δp je rozdíl akustických tlaků na protilehlých stranách modelovaného akustického povrchu. Rozdíl tlaků představuje budící sílu tohoto systému. Pro membrány a skořepiny tvořené dvěma homogenně slepenými materiály (např. nosičem a piezoelektrickou vrstvou či aktuátorem) je možné spočítat ekvivalentní materiálové konstanty ze vztahů (3.9) a (3.10) [34]. V těchto vztazích je nutné uvažovat h_g a Y_g jako parametry substrátu a $h_{\rm MFC}$ a $Y_{\rm MFC}$ jako parametry piezoelektrické vrstvy resp. aktuátoru.

Parciální diferenciální rovnice je doplněna okrajovými podmínkami definujícími mechanickou konfiguraci skořepiny či membrány (vetknutý konec, volný konec, kloub). Z rovnic (7.8) je možné, za předpokladu vhodně zvolených okrajových podmínek a harmonického buzení $\Delta p(t) = P_0 e^{-i\omega t}$, získat vztah pro amplitudu vibrací $u(x, \omega)$.

Graf na obr. 7.10 ukazuje teoretickou charakteristiku válcově prohnuté skořepiny pro různé hodnoty křivosti R získanou za použití okrajových podmínek (7.9) definující uložení s nulovou amplitudou a nulovým momentem, tj. v kloubu. Struktura rezonančních módů a tvary frekvenčních charakteristik jsou srovnatelné s později prezentovanými výsledky experimentálních měření a což naznačuje, že je možné tímto modelem aproximovat níže popsaná zařízení, za předpokladu výběru vhodných ekvivalentních hodnot materiálových parametrů a okrajových podmínek.

$$u_{r}(t,0) = u_{r}(t,a) = 0,$$

$$u_{\xi}(t,0) = u_{\xi}(t,a) = 0,$$

$$\frac{\partial^{2}w_{r}(t,0)}{\partial\xi^{2}} = \frac{\partial^{2}u_{r}(t,a)}{\partial\xi^{2}} = 0.$$
(7.9)

7.2 Experimentální zařízení pro řízení amplitudy a fáze

Pro ověření výše uvedených principů bylo realizováno experimentální zařízení s válcovou membránou resp. skořepinou. Prvním uvažovaným materiálem byla PVDF



Obr. 7.10: Frekvenční charakteristika akustického přenosu p_t/p_i zakřivené skořepiny s výškou a=100 mm dle modelu (7.9) pro různé hodnoty křivosti ξ . Je patrná závislost na křivosti skořepiny. Ačkoliv není zcela srovnatelná, vykazuje podobnost s naměřenými daty AAMS *MFC2* (viz. obr. 7.32 a 7.33).

fólie. Plánovanou výhodou volby PVDF fólie, jako materiálu membrány, je možnost snadné realizace velkého počtu kusů takového zařízení. To by umožnilo výrobu a sestavení pole těchto prvků s dostupnými prostředky. Takové pole již může tvořit akustický metapovrch, dovolující experimentovat s výše uvedenými aplikacemi, jako je směrováním prošlé vlny, řízené ostření (změna sbíhavosti) či obecná difrakce akustické vlny. Později vzniklé varianty byly tvořené skořepinou s MFC aktuátorem na místo PVDF membrány. Důvodem jejich vzniku byla nestabilita a velmi špatná odezva zařízení s PVDF membránami v důsledku velmi nízkého *koeficientu elektromechanické vazby k*². To byla při plánování experimentu očekáváno, ovšem při realizaci experimentu se tento fakt ukázal jako téměř nepřekonatelná překážka. Praktické realizace stabilně funkčního pole PVDF membrán se zdála nereálná.

Postupně vznikly 4 varianty zařízení:

- PVDF1 s membránou od firmy TE Connectivity (č.v. 3-1004346-0), deklarovanou jako materiál pro vibrační a akustické snímače. Zvolená byla pro snadnou (skladovou) dostupnost a nízkou cenu. Nevýhodou pak způsob pokovení (Ag pasta) a neznámé piezoelektrické parametry. Zařízení sloužilo k ověření konstrukce a metod před stavbou finálního PVDF2.
- 2. *PVDF2* s membránou od firmy KUREHA CORPORATION, určenou specificky pro akustické aplikace. Konstrukce byla téměř shodná s PVDF1, pouze byl změněn tvar nosiče s ohledem na rychlejší tisk na 3D tiskárně a začistění.
- 3. *MFC1* první model se skořepinou s MFC aktuátorem. Aktuátor byl konstrukčně zachycen tak, aby uchycení vytvářelo malý ohybový moment a kon-



PVDF FÓLIE / MFC SKOŘEPINA

Obr. 7.11: Elektrické náhradní schéma zkoumaných AAMS pro řízení fáze a amplitudy prošlé akustické vlny. Bočník AAMS je tvořen DSI (digitální syntetickou impedancí) emulující obvod s impedancí $Z_{NC} = (R_1 + X_{C_2}) ||R2$.

strukce se přibližovala chování plánovaném pro PVDF membrány. Ideou bylo ověřit princip na stabilnějším systému a později se vrátit k variantám s PVDF membránou.

4. MFC2 druhý model se skořepinou s MFC aktuátorem. Aktuátor byl zachycen jako vetknutý, čímž došlo ke zvýšení jeho tuhosti a rezonanční frekvence. Tím byla opuštěna návaznost na PVDF varianty, ale podařilo se prokázat základní funkčnost principu řízení fáze a amplitudy prošlé vlny. Se získanými poznatky a upravenými měřicími postupy bylo možné částečně verifikovat funkci předchozích variant.

Membrány a skořepiny jsou doplněny obvodem záporné impedance ve formě digitální syntetické impedance (DSI), jak je zobrazeno na obr. 7.11. Digitální syntetická impedance imitovala obvod $Z_{\rm NC} = (R_1 + (i\omega C_2)^{-1}) ||R_2$.

Experimentální zařízení s PVDF membránou

PVDF membrány i MFC skořepiny mají obdélníkový profil. Ve všech případech bylo šířky aktivní plochy $L_{PVDF} = 65 \text{ mm}$ resp. $L_{MFC} = 70 \text{ mm}$, tak aby byla nevýznamná vůči rozměru akustické vlny (odpovídá přibližně 1/4 délky vlny na frekvenci 1 kHz). Modely s PVDF membránou mají výšku H = 85 mm. Ta spolu se zvolenou šířkou a pracovními okraji dovoluje bezezbytkové rozdělení A4 archu PVDF fólie. Zakřivení a upevnění fólie zajišťuje nosič z PETG vytvořený na 3D tiskárně, zobrazený na obr. 7.12. Ten byl mechanicky opracován tak, aby případné přesahy a nerovnosti po tisku nezpůsobovaly deformaci při montáži na podložku a připevnění PVDF fólie. Nominální poloměr křivosti byl zvolena na $R_{PVDF} = 400 \text{ mm}$. Úvodní myšlenkou bylo zachytit PVDF fólii k rámu přitlačením přes pružný člen - profil na o-kroužky z NBR. Fólie se však deformovala a nakonec byla vypnuta pomocí samolepící polyimidové pásky (Kapton). Nosič byl následně přišroubován k desce tvořící víko akustického boxu popsaného v sekci 4.1 na obr. 4.1.

Tloušťka PVDF fólie v zařízení PVDF1 je 122 $\mu{\rm m}$ z čehož $h_{\rm PVDF1}=110\;\mu{\rm m}$ tvoří



Obr. 7.12: PETG nosič membrány AAMS *PVDF2* definující její křivost. Nosič membrány, spolu s deskou ke které je plochou stanou přisazen, tvoří víko akustického boxu popsaného v kapitole 4.1.

vlastní piezoelektrický materiál. Výrobce neudává další elektrické ani materiálové parametry.

PVDF fólie v zařízení PVDF2 má tloušťku $h_{\text{PVDF1}} = 40 \ \mu\text{m}$ s tenkovrstvými naprašovanými elektrodami. Tloušťka elektrod je vůči aktivnímu materiálu zanedbatelná (~ 10¹ nm). Koeficient elektromechanické vazby byl, z dostupných materiálů, odhadnut na $k_{31} = 0, 12$ a $d_{31} = 25 \text{ pC/N}.$

Pro korektní funkci AAMS musí být PVDF v předpnutém stavu, tak aby byla za všech okolností v tahovém zatížení. [21] řešil tento problém použitím akusticky transparentní polyuretanové pěny (Reticulated Polyurethane Foam). Tato metoda nebyla použita. Důvodem bylo plánované použití soustavy těchto AAMS v demonstrátoru složeného akustického povrchu. Bylo předpokládáno, že použití polyuretanové pěny povede k odlišnému předpnutí každého z aktuátorů, díky čemuž se budou jejich elektrické a akustické charakteristiky významně lišit. Druhým předpokladem byla schopnost dodržení stejných geometrických rozměrů PVDF fólie a jejího upevnění k nosnému rámu, čímž by jedinou proměnnou bylo právě předpnuti. Z toho důvodu byla hledána jiná metoda předpětí a nakonec bylo zvoleno předpnuti pomocí přetlaku. Přetlak teoreticky postačuje velmi malý, pouze větší než amplituda akustického tlaku, tj. v řádu 10^0 Pa.

Experimentální zařízení MFC

Rozměry MFC skořepin vycházely z komerčně dostupných variant firmy Smart Materials Corp. Byl vybrán rozměr 70×65 mm, který se blíží zvolenému rozměru PVDF



Obr. 7.13: Pohled na experimentální AAMS označený jako *PVDF1* demonstrující tvarování a upevnění membrány. Je tvořený 3D tištěným PETG rámem s poloměrem křivosti R = 400 mm a PVDF fólií (TE Connectivity) o tloušťce 110 μ m. Ta je připevněna k rámu pomocí samolepící kaptonové pásky se silikonovým lepidlem. AMMS je připevněný k víku akustického boxu.



Obr. 7.14: Druhý experimentální model AAMS označený jako PVDF2 s modifikovaným rámem z 3D tištěného PETG rámem a PVDF fólií (KUREHA CORPORATION) o tloušťce 40 μ m. Ta je připevněna k rámu pomocí kaptonové lepící pásky. AMMS je připevněný k víku akustického boxu.



Obr. 7.15: Třetí experimentální model AAMS označený jako MFC1 se sklolaminátovou skořepinou s MFC aktuátorem připevněným k 3D tištěnému PETG rámu prostřednictvím tenkých listových pružin. Rozměry skořepiny jsou 75×60 mm. AAMS je zasazen do víka akustického boxu vyztuženého kovovými profily.

membrán. Skořepina je tvořena zakřiveným skelným laminátem s nalepeným MFC aktuátorem a malým MFC snímačem na vnitřní straně o skořepiny. Jde o podobné zařízení jako demonstrátor, tzv. *MFC hopper*. Sklolaminátový nosič má tloušťku $h_S = 0, 6$ mm a efektivní tloušťka aktivního materiálu je $h_{\rm MFC} = 0, 18$ mm.

Zvolený poloměr zakřivení $R_{\rm MFC} = 100 \text{ mm}$ skořepiny *MFC1*, spolu s předpokládaným bezmomentovým uchycením skořepiny *PVDF1*, měl vést na rezonanční frekvenci podobnou PVDF membránám. Bezmomentové, resp. s malým momentem, uchycení skořepiny bylo realizováno pomocí tupého přilepení k tenkému (t = 0, 1 mm) pružnému ocelovému plechu epoxidovou pryskyřicí, tak jak je vidět na obr. 7.15. Uchycení, na rozdíl od uvažovaného kloubu, dovoluje i laterální pohyb ve směru x v rovnici (7.8), čímž spíše odpovídá zcela volnému uložení a jeho modelování pružným kloubem není korektní.

V případě vetknuté skořepiny MFC2 se pak rezonanční frekvence blíží 1 kHz, kdy ještě vyhovuje podmínce malého rozměru aktuátoru vůči rozměru vlny. Vetknutí je provedeno přilepením skořepiny k přímo k PETG nosiči použitím lepidla Hysol 9466, jak je ukázáno na detailnějším obr. 7.16. Stejně jako v případě MFC1 není vetknutí dokonalé, neboť je tuhost lepidla i PETG nosiče srovnatelná s tuhostí skořepiny. Poměr průřezů, resp. odpovídající ohybová tuhost v místě spojení, je výrazně vyšší pro rám a vrstvu lepidla, tudíž by mělo být možné aplikovat okrajové podmínky pro vetknuté uložení. Pozice rezonančních frekvencí získaná z (7.8) však neodpovídala experimentálně zjištěným ani při použití elastických okrajových podmínek, primárně v důsledku příliš vysokého klidového zakřivení, pro které již výše zmíněný vztah není platný.



Obr. 7.16: Detail upevnění čtvrtého experimentálního modelu AAMS MFC2 se sklolaminátovou skořepinou s MFC aktuátorem pevně přilepeným k 3D tištěnému PETG rámu, efektivně tvořícím vetknuté uložení. AAMS je označený jako MFC2. Rozměry skořepiny jsou 75×60 mm. AAMS je zasazen do víka akustického boxu vyztuženého kovovými profily.

7.3 Určení impedance aktuátoru experimentálních AAMS

Experimenty s AAMS pro fázový posun vlny akustické vlny a analýza experimentálních dat vyžadují znalost elektrické impedance aktuátoru Z_s , která je použita pro určení poměru impedancí α . Ke zjištění impedance bylo použito dvou metod. Jednou bylo měření pomocí RLC metru, udávající hodnoty měřené kapacity C_p a jakosti Q pro diskrétní hodnoty frekvence 100, 120, 1000 a 10000 Hz. Druhou bylo měření frekvenční závislosti impedance pomocí analyzátoru HP4195A. Měření bylo prováděno v rozsahu 100-2200 Hz. Do údajů o frekvenční závislosti absolutní hodnoty a fáze impedance připojeného aktuátoru byly nafitovány parametry následujících 5-ti náhradních RC obvodů:

- $R_s + C_s$ jednoduchý sériový RC obvod,
- $R_p \parallel C_p$ jednoduchý paralelní RC obvod,
- $(R_p \mid\mid C_p) + R_s$ kombinace paralelního RC obvodu s předřazeným rezistorem,
- $R_p \parallel (R_s + C_s)$ kombinace sériového RC obvodu s paralelním rezistorem,
- $(R_p || (R_s + C_s)) + R_{s2}$ kombinace sériového RC obvodu s paralelním rezistorem s předřazeným rezistorem.

Metoda	Struktura	Parametry						
		$R_{\rm S} \left[\Omega\right]$	$C_{\rm S} [{\rm nF}]$	$R_{\rm P} \left[\Omega \right]$	$C_{\rm P} [{\rm nF}]$	$R_{\rm S2}$ [Ω]	$C_{\rm S2}$ [nF]	
RLC	$R_p \ C_p @ 100 \text{ Hz}$			$2,531\times10^7$	7,106			
	$R_p \parallel C_p @ 120 \text{ Hz}$			$1,833\times 10^7$	7,092			
	$R_p \ C_p @ 1000 \text{ Hz}$			$1,156\times 10^6$	6,954			
HP4195A	$R_S + C_S$	312	7,01					
	$R_P \ C_P$			$3,79 \times 10^6$	7,01			
	$R_P \ C_P + R_S$	265		$6,44 \times 10^6$	7,01			
	$R_P \ (C_S + R_S)$	265	7,01	$6,44 \times 10^6$				
	$R_P \ (C_S + R_S) + R_{S2}$	101	7,01	$6,44 \times 10^6$		164		
	$(R_P \ (C_S + R_S) \ C_P$	542	0, 16	$3,75 \times 10^6$	6,85			
	$R_P \ (C_S + R_S) + C_{S2}$	199	7,16	$1,52 \times 10^3$			192	

Tab. 7.1: Parametry náhradních obvodů aktuátoru AAMS $\mathit{PVDF1}$

Pro každý experimentální model AAMS měla být vybrána nejvhodnější kombinace, která nejlépe popisuje naměřená data. Z výsledků fitů bylo však patrné, že:

- absolutní hodnota impedance je popsána všemi obvody prakticky ekvivalentně,
- sério-paralelní varianty náhradních obvodů nejblíže vystihují průběh fáze impedance,
- všechny sério-paralelní varianty vedou ke k ekvivalentním výsledkům,
- mírného zlepšení průběhu absolutní hodnoty bylo možné dosáhnout pomocí zařazení dalšího kondenzátoru a to jak v sériové $(R_p \mid\mid (R_s + C_s)) + C_{s2}$, tak i v paralelní $(R_p \mid\mid (R_s + C_s)) \mid\mid C_p$ variantě.

To ukázalo, že komplikovanější varianty náhradních obvodů nepřinášejí významné zlepšení z pohledu potřeb experimentů. Proto byla pro experimenty samotné a jejich vyhodnocení nakonec vybrána jednoduchá sérioparalelní varianta.

Výsledky měření impedance na každém z experimentálních modelů AAMS jsou shrnuty níže. Pro reprezentaci získaných údajů byly zvoleny grafy frekvenční závislosti impedance a tabulky parametrů výsledků fitů náhradních obvodů. Data pro odpovídající zařízení jsou uvedena v následujících tabulkách a obrázcích:

- PVDF1: na obr. 7.17 a v tabulce 7.1
- PVDF2: na obr. 7.18 a v tabulce 7.2
- MFC1: na obr. 7.19 a v tabulce 7.3
- MFC2: na obr. 7.20 a v tabulce 7.4

Metoda	Struktura	Parametry						
		$R_{\rm S} \left[\Omega \right]$	$C_{\rm S} [{\rm nF}]$	$R_{\rm P} \left[\Omega \right]$	$C_{\rm P} [{\rm nF}]$	$R_{\rm S2} \left[\Omega\right]$	$C_{\rm S2} [\rm nF]$	
RLC	$R_p \ C_p @ 100 \text{ Hz}$			$2,037\times10^{7}$	9,455			
	$R_p \parallel C_p @ 120 \text{ Hz}$			$1,670\times 10^7$	9,450			
	$R_p \ C_p @ 1000 \text{ Hz}$			$1,013\times 10^6$	9,329			
HP4195A	$R_S + C_S$	204	9,31					
	$R_P \ C_P$			$3,57 \times 10^6$	9,31			
	$R_P \ C_P + R_S$	178		$6,65 \times 10^6$	9,31			
	$R_P \ (C_S + R_S)$	178	9,31	$6,65 \times 10^6$				
	$R_P \ (C_S + R_S) + R_{S2}$	102	9,31	$6,65 \times 10^6$		75, 5		
	$(R_P \ (C_S + R_S) \ C_P$	369	6,47	$6,66 \times 10^{6}$	2,84			
	$R_P \ (C_S + R_S) + C_{S2}$	149	319	826			9,46	

Tab. 7.2: Parametry náhradních obvodů aktuátoru AAMSPVDF2

Tab. 7.3: Parametry náhradních obvodů aktuátoru AAMS $\mathit{MFC1}$

Metoda	Struktura	Parametry						
		$R_{\rm S} \left[\Omega\right]$	$C_{\rm S} [{\rm nF}]$	$R_{\rm P} \left[\Omega \right]$	$C_{\rm P} [{\rm nF}]$	$R_{\rm S2} \left[\Omega\right]$	$C_{\rm S2} [\rm nF]$	
RLC	$R_p \ C_p @ 100 \text{ Hz}$			$5,305\times10^6$	10,00			
	$R_p \parallel C_p @ 120 \text{ Hz}$			$6,646\times 10^5$	9,747			
	$R_p \ C_p @$ 1000 Hz			$5,727 \times 10^4$	9,643			
HP4195A	$R_S + C_S$	234	9,67					
	$R_P \ C_P$			$2,50\times 10^6$	9,67			
	$R_P \ C_P + R_S$	194		$4,01 imes 10^6$	9,67			
	$R_P \ (C_S + R_S)$	194	9,67	$4,01\times 10^6$				
	$R_P \ (C_S + R_S) + R_{S2}$	101	9,67	$4,01\times 10^6$		92, 6		
	$(R_P \ (C_S + R_S) \ C_P$	443	6,40	$4,01\times 10^6$	3,27			
	$R_P \ (C_S + R_S) + C_{S2}$	156	239	1920			9,96	

Tab. 7.4: Parametry náhradních obvodů aktuátoru AAMS MFC2

Metoda	Struktura	Parametry						
		$R_{\rm S} \left[\Omega \right]$	$C_{\rm S} [{\rm nF}]$	$R_{\rm P} \left[\Omega \right]$	$C_{\rm P} \ [{\rm nF}]$	$R_{\rm S2} \left[\Omega\right]$	$C_{\rm S2}$ [nF]	
RLC	$R_p \ C_p @ 100 \text{ Hz}$			$2,531\times 10^7$	10,51			
	$R_p \parallel C_p @ 120 \text{ Hz}$			$1,833\times 10^7$	10,49			
	$R_p \ C_p @ 1000 \text{ Hz}$			$5,580 \times 10^5$	10,32			
HP4195A	$R_S + C_S$	244	10, 4					
	$R_P \ C_P$			$2,07 \times 10^6$	10,4			
	$R_P \ C_P + R_S$	203		$3,31 \times 10^6$	10,4			
	$R_P \ (C_S + R_S)$	203	10, 4	$3,31 \times 10^6$				
	$R_P \ (C_S + R_S) + R_{S2}$	148	10, 4	$3,31 \times 10^6$		54, 5		
	$(R_P \ (C_S + R_S) \ C_P$	518	6,54	$3,32 \times 10^6$	3,90			
	$R_P \ (C_S + R_S) + C_{S2}$	152	211	2300			10,08	



Obr. 7.17: Změřená impedance (a) aktuátoru zařízení PVDF1 a fit (b) obvodových náhrad Z_S . Skupina sérioparalelních kombinací (červená, fialová a modrá) se překrývá. Naměřená data nejlépe popisuje $R_P ||(C_S + R_S) + C_{S2}$ (žlutá), ale pro další analýzy byla použita jednodušší varianta $R_P ||C_P + R_S$ (červená).


Obr. 7.18: Změřená impedance (a) aktuátoru zařízení PVDF2 a fit (b) obvodových náhrad Z_S . Skupina sérioparalelních kombinací (červená, fialová a modrá) se překrývá. Naměřená data nejlépe popisuje $R_P ||(C_S + R_S) + C_{S2}$ (žlutá), ale pro další analýzy byla použita jednodušší varianta $R_P ||C_P + R_S$ (červená).



Obr. 7.19: Změřená impedance (a) aktuátoru zařízení *MFC1* a fit (b) obvodových náhrad Z_s . Skupina sérioparalelních kombinací (červená, fialová a modrá) se překrývá. Naměřená data nejlépe popisuje $R_P ||(C_S + R_S) + C_{S2}$ (žlutá), ale pro další analýzy byla použita jednodušší varianta $R_P ||C_P + R_S$ (červená).



Obr. 7.20: Změřená impedance (a) aktuátoru zařízení *MFC2* a fit (b) obvodových náhrad Z_s . Skupina sérioparalelních kombinací (červená, fialová a modrá) se překrývá. Naměřená data nejlépe popisuje $R_P ||(C_S + R_S) + C_{S2}$ (žlutá), ale pro další analýzy byla použita jednodušší varianta $R_P ||C_P + R_S$ (červená).

7.4 Metody měření

Cílem experimentů bylo potvrzení teoretických předpokladů o laditelnosti fáze a amplitudy přenosu p_t/p_i pomocí parametrů připojené negativní impedance a získání dat pro řízení fáze a amplitudy výše zmíněného přenosu na konkrétním experimentálním modelu AAMS. V průběhu experimentů bylo zjištěno, že je nutné měřit další informace, zejména frekvenční charakteristiky a informace o stabilitě systému.

Tomu byly uzpůsobeny požité metody a prostředky. Základem měřicího systému bylo uspořádání odpovídající 6.8 s několika změnami. Pro snímání akustických tlaků byly použity 2 mikrofony označené jako vnitřní a vnější, odpovídající veličinám p_i resp. p_t . Mikrofony jsou připojené k předzesilovači jehož odpovídající kanály byly nastaveném tak aby nedocházelo za typických okolností k přebuzení vnitřního mikrofonu a vnější mikrofon měl dostatečnou citlivost (a odpovídající vysoký odstup signál-šum). Pro mikrofony byly, při zafixovaném nastavení předzesilovače a frekvenci 1 kHz, určeny kalibrační konstanty pro přepočet na akustický tlak.

Další zaznamenávané údaje byly napětí na svorkách aktuátorů experimentálních zařízení U_{ACT} a, v případě MFC1 a MFC2, také napětí na svorkách snímacího proužku U_{SENS} . Signály nebyly nijak dále upravovány, pouze přivedeny na vstupy snímacího systému, který má typickou vstupní impedanci 1 M Ω . Snímací systém je tvořen digitalizačním šasi NI CompaqDAQ s moduly NI-9239 (±10 V, 24-bit ADC, 50 kS/S/ch) a systémem pro zpracování signálu DEWETRON s izolovanými zesilovači DAQP-LV. Zesilovače DAQP-LV mají programovatelně nastavitelný zisk a frekvenční filtraci, čímž je dosaženo širokého vstupního rozsahu i s digitalizačními moduly NI-9239 s pevným vstupním rozsahem. Ekvivalentní vstupní rozsah sytému je dán primárně DAQP-LV moduly a odpovídá ±10 mV–±50 V. Generátorem budícího harmonického signálu byl opět programovatelným funkčním generátor Agilent 33120A ovládaný přes sběrnici GPIB. Bylo by možné využít analogového výstupu modulu NI-9263, který však nebyl použit z důvodu srovnatelnosti s výsledků s předchozími měřeními a nemožnosti nastavovat rozsah výstupu.

Kombinace modulů CompaqDAQ a DAQP-LV je využíváno v měřicích skriptech pro přizpůsobování rozsahu vstupů aktuálnímu signálu (*autoscale*). Spolu s nastavitelnou frekvenční filtrací ve formě Butterworthovi dolní propusti 4. řádu, umožňuje měřit charakteristiky vyžadující vysoký dynamický rozsah (např. obsahující rezonance) bez negativního vlivu na odstup signál-šum.

Měření jsou řízena výše zmíněnými skripty v prostředí MATLAB©. V průběhu měření frekvenčních charakteristik či závislostí akustického přenosu na parametrech bočníku je nutné koordinovaně ovládat generátor budícího signálu, DAQ systém, digitální syntetickou impedanci a systém DEWETRON. Z toho důvodu byla vytvořena skupina objektů reprezentujících jednak jednotlivé části sytému a také jednotlivé myšlenkové jednotky měření, motivovaná zpřehledněním a zrychlením měřicího procesu. Objekty jsou uvedené v následujícím výčtu: • LIMS_harmonic_measurement

Je logickým objektem reprezentující měření sady veličin při harmonickém buzení. Zajišťuje korektní konfiguraci měřicích kanálů, měření a zpracování naměřených dat na amplitudy, fáze a efektivní hodnoty spolu s korekcí do jednotek dané veličiny. Zároveň zajišťuje přehledný zápis do souboru, což se ukázalo jako nesmírně užitečné při časově dlouhých měření. K realizaci výše zmíněných funkcí využívá kombinaci níže uvedených objektů.

• LIMS_DAQmeasurement

Je objektem zabalující *daqsession* objekt z Data Acquisition Toolbox. Zajišťuje vytvoření a svázání jednotlivých měřicích kanálů, obsluhu snímání data na pozadí a obsluhu asociovaných kanálů systému DEWETRON prostřednictvím podřízeného objektu DEWE. Současná obsluha těchto tří oblastí je důležitá pro zajištění konzistence měřených dat při přepínání rozsahů parametrů kanálů a zajištění funkce přizpůsobení vstupních rozsahů (*autoscale*).

Důvodem nutnosti řešení tohoto problému byla snaha zrychlit měřicí proces a dovolit současné generování analogového budícího výstupu, použitím měření na pozadí. Spouštění procesu měření na popředí v systému Data Acquisition Toolbox je doprovázeno prodlevou 400-500 ms, v závislosti na konfiguraci měřicího systému, což často představuje nezanedbatelnou část měřicího cyklu. Pro měření na pozadí je potřebná rychlá obsluha události 'DataAvailable', k čemuž se dobře hodí objektová struktura obsluhy. Na našem systému dosahoval MATLAB© mezní frekvence volání této funkce 20 Hz, což dovolovalo měření i na frekvencích kolem 1 kHz a vyšších (odpovídající 1-2 vstupním bufferům) bez výrazných prodlev.

Potenciální nekonzistence dat je pak způsobena *daqsession* v režimu snímání na pozadí z proudových zařízení, kdy jsou programem aktuálně přijímaná data vyčítána z FIFO bufferu a je nutné tak dlouho opakovat vyčítání, než je plně vyprázdněn (nesprávně pracující metoda Flush). Tím je zajištěné, že další příchozí data dopovídají novému nastavení systému.

• DEWE

Je komunikačním objektem pro systém DEWETRON implementující protokolovou komunikace a nabízející metody *readAin* a *setAin*. Ty již reprezentují data systému ve formě napěťových a frekvenčních rozsahů, parametrů filtrů a vazby vstupu.

• DEWEchannel

Je nadřazeným objektem *LIMS_harmonic_measurement* svázán s každým jednotlivým kanálem měřicího systému a zajišťuje reprezentaci aktuálního stavu DAQP zesilovače, jeho konfiguraci výčtovými typy Ranges a Filters a metodami RangeUp a RangeDown pro autoscale systém. Pro komunikaci pak používá výše zmíněného objektu *DEWE*.

• HarmMeasure

Popisuje logické vlastnosti jedné měřené veličiny měřené jedním vstupním kanálem. Nese informace o použitém měřicím kanálu, použitém kanálu DEWET-RON, fyzikální veličině (název, jednotka) a kalibračních parametrech (přepočtové konstanty, korekce skupinového zpoždění). Poskytuje metodu ProcessData, přes kterou je jsou transformována data z DAQ systému na hodnoty amplitudy (na dané frekvenci) a efektivní hodnoty celého naměřeného signálu. Dále již implementuje metody WriteHeader a WriteData pro zápis změřené hodnoty, které jsou volány nadřazeným objektem *LIMS_harmonic_measurement* či přímo měřicím skriptem.

• SI2

Zapouzdřuje ovládání a komunikaci s DSI tak, aby bylo možné přímo řídit parametry virtuálního náhradního schématu (R_1, C_2) . Typicky je instance tohoto objektu přímo používána měřicím skriptem pro měření závislosti akustického přenosu na výše uvedených parametrech.

• HGenerator

Tvoří jednotný přístup k nastavené amplitudy a frekvence budícího signálu při použití funkčního generátoru 33120A.

Níže jsou uvedené příklady použití těchto objektů. Výstřižek z inicializační části měřicího skriptu:

```
Mic_IN = HarmMeasure('Mic_IN', 'Pa', 0, 0, 1/(0.0371*5), 0);
Mic_OUT = HarmMeasure('Mic_OUT', 'Pa', 1, 1, 1/(0.839*5)/0.71, 0);
MFCsens = HarmMeasure('MFCsens', 'V', 2, 2, 1, 0);
5 MFCvolt = HarmMeasure('MFCvolt', 'V', 3, 3, 1, 0);
aq = LIMS_harmonic_measurement( [], [], {Mic_IN, Mic_OUT,...
MFCsens, MFCvolt});
aq.Init;
10 aq.InitMeasurement;
si = SI2;
...
aq.WriteHeader(f);
15 si.WriteHeader(f);
...
```

Výstřižek z měřicí části skriptu odpovídající měření odezvy pro jednu kombinaci ${\cal R}_1,\, C_2$ a frekvence:

```
si.UpdateImpedance(R1(j), R2, C2(j));
aq.Measure( Frequency_dev(freq_i), nperiods );
aq.WriteValues(f);
5 si.WriteValues(f);
...
```

S výše popsanou programovou podporou a technickými prostředky byly prováděny zejména dva typy měření - akustická frekvenční charakteristika a závislost akustického přenosu na parametrech bočníku.

Akustické frekvenční charakteristiky byly měřeny v diskrétních frekvenčních krocích s konstantním počtem period (typicky $N_P = 107$ a $N_P = 207$). Při měření bylo využíváno výše popsaného automatického škálování vstupních rozsahů současně s řízením amplitudy budicího signálu, neboť docházelo k výrazným změnám akustického tlaku p_i snímaného vnitřním mikrofonem v důsledku vzniku stojatého vlnění uvnitř akustického boxu. Amplituda budícího signálu byla přizpůsobována hysterezním regulátorem tak, aby se $|p_i|$ pohybovala v zadaných mezích kolem žádané hodnoty (±2,5%). Regulace probíhala se požadavkem na dosažení co nejvyššího odstupu signál-šum se zřetelem na horní mez výkonu akustického budiče a linearitu akustického přenosu měřeného zařízení.

V případě měření závislosti akustického přenosu na parametrech bočníku bylo využíváno opět kombinace *autoscale* a řízení amplitudy generátoru. Amplituda byla volitelně řízena na základě tabulky vzniklé při měření frekvenčních charakteristik, tak aby byla vícenásobná měření s různými parametry vzájemně srovnatelná.

Klíčovým prvkem pro vyhodnocení naměřených dat je určení stability experimentálního AAMS. První variantou bylo vyhodnocení stability z teorie přenosu a stanovením teoretické hranice v rovině komplexních hodnot α . Nejistota určení elektrických a mechanických modelů experimentálních zařízení, stejně jako jejich parametrů a vysoká citlivost hranice stability na tyto parametry, vedly na použití experimentální metody. Ta je založena na měření efektivních hodnoty U_{ACT} , tj. svorkového napětí aktuátoru AAMS, v závislosti na parametrech připojeného bočníku. V nestabilních bodech soustava kmitá (často chaoticky) a efektivních hodnoty U_{ACT} nabývají vysokých hodnot. Pro každé experimentální zařízení byla empiricky stanovena hranice, při jejímž překročení je daný pracovní bod označen za nestabilní. Vznikne tak mapa stabilních a nestabilních oblastí v závislosti na parametrech DSI. Ačkoliv je takto získaná mapa stability obecně platná pro všechny frekvence, dochází k posunu hranice s teplotními změnami mechanických a elektrických parametrů. Příklady naměřených map jsou uvedeny u výsledků měření pro každý z experimentálních AAMS.

Mapa se ukázala jako spolehlivé vodítko pro otestování některých zjednodušených předpokladů o hranici stability AAMS. Proto byla na zařízení MFC2, které je ze všech 4 experimentálních AAMS nejstabilnější, změřena mapa stability ve velmi širokém rozsahu (obr. 7.21). Na ní pak byly ověřovány jednotlivé předpoklady o stabilitě systému. Pro zařízení MFC2 se ukázalo pro určení hranice stability jako nejvhodnější jednoduché kritérium:

$$Im(Z_{C0} + Z_{NC}) = 0, (7.10)$$

vycházející z náhradního schématu aktuátoru a připojeného obvodu negativní impedance. Ta je na mapě stability na obr. 7.21 vyznačena červenou čarou. Je patrné, že



Obr. 7.21: Mapa stability v rovině komplexních hodnot α určená z měření efektivní hodnoty svorkového napětí aktuátoru U_{ACT} bez buzení na zařízení MFC2 pro široký rozsah parametrů R_1 a C_2 bočníku realizovaného pomocí DSI. Za hranicí stability se systém spontánně rozkmitá, čímž lze rozhodnout o stabilitě daného pracovního bodu. Pro přehlednost bylo napětí aktuátoru U_{ACT} normalizováno hodnotou 0,05 V a barevná škála grafu omezena na rozsah 0 až 10. Červená linka představuje předpokládanou hranici stability dle vztahu $Im(Z_{C0} + Z_{NC}) = 0$ použitá pro další zpracování dat.

souhlas mezi předpovědí teoretického kritéria stability a experimentálních výsledků není zcela dokonalý. Příčinou rozdílů je kromě zjednodušeného předpokladu o stabilitě ještě několik dalších vlivů: (i) nepřesný model impedance aktuátoru Z_{C0} , (ii) zjednodušený model impedance Z_{NC} a (iii) mechanické vlastnosti AAMS. Pro účely vytvoření hranice stability byla rovnice (7.10) vyhodnocována pro jednu frekvenci (1 kHz), ale mapa je měřena s úvahou efektivních hodnot pokrývající frekvenční rozsah 100 až 5500 Hz, tudíž vyhodnocení nezahrnuje změny v důsledku změn náhradních modelů impedancí s frekvencí. Tato technika vyznačení teoretické hranice stability byla použita při zpracování dat měřených na jednotlivých experimentálních AAMS.

Vyhodnocení naměřených dat míří zejména za vytvořením přehledné informace o možnosti řízení hodnot amplitudy a fáze akustického přenosu konkrétního experimentálního AAMS. V ideálním případě by mělo být možné řídit amplitudu v rozsahu 0 až ∞ a fázi v rozsahu $-\pi$ až π . Pro reálné zařízení jsou oba rozsahy výrazně omezené a jejich znalost je podkladem ke konstrukci soustavy, která by realizovala již předeslaný ohyb vlny či její difrakci. Z naměřených hodnot $p_t/p_i = f(R_{\text{DSI}}, C_{\text{DSI}})$ byly vybrány pracovní body určené jako stabilní a vyneseny do 2D grafu, kde na horizontální ose jsou hodnoty $\arg(p_t/p_i)$ a na vertikální ose hodnoty $|p_t/p_i|$. Z celkové plochy a tvaru vzniklého obrazce lze usuzovat na možnosti použití ve výše zmíněných aplikacích. Pro zhodnocení vlastností experimentálních AAMS je tato informace doplněna mapami závislosti amplitudy a fáze na komplexních hodnotách α .

Převodní vztah $(R_{DSI}, C_{DSI}) = f(p_t/p_i)$, určující parametry bočníku pro poža-

dovanou hodnotu akustického přenosu, je nutné určit po výběru pracovní oblasti z množiny stabilních pracovních bodů. Tato práce je zaměřena na možnost řízení fázového posunu pomocí AAMS, tj. pracovní oblast představuje skupina bodů s konstantní amplitudou přenosu a proměnnou fází. Z naměřených dat byly vybrány skupiny bodů v úzkém pásmu kolem zvolené amplitudy (typ. $\pm 2,5\%$). K nim byly přiřazeny odpovídající hodnoty (R_{DSI} a C_{DSI}), čímž byly získány množiny bodů popisující závislost těchto hodnot na požadované fázi a zvolené amplitudě. Tato data byla proložena polynomiálními závislostmi

N 7

$$R_{DSI} = \sum_{n=0}^{N} A_n \varphi_{C_t} \Big|_{|C_t| = konst.},\tag{7.11}$$

$$C_{DSI} = \sum_{n=0}^{N} B_n \varphi_{C_t} \bigg|_{|C_t| = konst.}$$

$$(7.12)$$

Stupně polynomu N jsou voleny co nejnižší možné pro popis naměřených dat, typicky bylo voleno N = 4. Takto získané polynomiální závislosti již dovolují nastavovat parametry DSI dle požadavků na hodnotu fáze přenosu φ_{C_t} .

7.5 Výsledky měření na experimentálním zařízení PVDF1

Na zařízen *PVDF1* byly prováděny první pokusy a testy demonstrovat funkci AAMS jako rozhraní řízeně měnící fázi prošlé akustické vlny. Na zařízení byla později provedena měření tak aby odpovídala jednotně jednotnému přístupu a bylo tak možné výsledky vzájemně srovnat. Výsledky těchto měření a jejich analýzy jsou shrnuty v následujícím textu.

Na obr. 7.22 je frekvenční odezva vnějšího akustického tlaku p_t , snímaná výstupním mikrofonem při připojení výstupu budícího zesilovače na elektrody PVDF membrány. Charakteristika neodpovídá jednoduchému modelu zakřivené membrány a dobře patrné jsou jen frekvence s malou amplitudou, pravděpodobně pozice antirezonancí.

Následujícím krokem je měření frekvenční charakteristiky akustického přenosu $C_t = p_t/p_i$, zobrazené na obr. 7.23. Z té je volena frekvenční oblast zájmu následujících měření. V kombinaci s předchozí charakteristikou byla vybrána oblast v okolí frekvence 280 Hz. Fázová charakteristika ukazuje, že v tomto okolí není pouze jedna rezonanční frekvence systému.

S použitím náhradní impedance membrány PVDF1 (tab. 7.1) a několika úvodních experimentů, byla vybrána oblast parametrů R_1 v intervalu -2200 až -2590 Ω a C_2 v intervalu -7,68 až -8,18 nF v okolí $\alpha = -1$. Měření probíhala na frekvenci 280 Hz. Nejprve byla změřena mapa stability zobrazená na obr. 7.24. Je patrné,



Obr. 7.22: Frekvenční závislost amplitudy vnějšího akustického tlaku (p_t) zařízení *PVDF1* při přímém buzení aktuátoru. Zařízení se chová jako reproduktor a z charakteristiky jsou patrné vlastní frekvence membrány.

že nestabilní oblast není souvislá a měření nelze považovat z postačující k výběru stabilních pracovních bodů. Pro bylo použito teoretického kritéria stability naznačeného červenou čarou. Ve stejném rozsahu R_1 a C_2 byla následně změřena mapa amplitudy a fáze $C_t = p_t/p_i$, zobrazená na obr. 7.25. Akustický tlak uvnitř akustického boxu se v průběhu měření pohyboval rozmezí 0,06 až 0,069 Pa ve stabilní oblasti parametrů R_1 a C_2 .

Z výše naměřených dat byla vytvořena výsledná mapa naměřených pracovních bodů na obr. 7.36. V ní jsou barevně rozlišené pracovní body vyhodnocené jako stabilní (*modrá*) a nestabilní (*červená*). Oblast je nesouvislá a indikuje komplexnější pohyb PVDF membrány (např. příčný ohyb a lokální deformace, vliv hmotnosti a tuhosti stříbrné pasty elektrod).

7.6 Výsledky měření na experimentálním zařízení PVDF2

Měření provedená na zařízení PVDF2 vycházela ze zkušeností získaných s PVDF1a kopírovala postupy použité pro identifikaci oblasti zájmu a určení stability. Očekávány byly výsledky lépe prokazující schopnost manipulace s fází a amplitudou prošlé akustické vlny. Na obr. 7.27 je frekvenční odezva amplitudy tlaku p_t při přímém PVDF fólie AAMS. Je zde dobře patrný vrchol prvního rezonančního módu membrány na frekvenci 205 Hz. Frekvenční charakteristika akustického přenosu $C_t = p_t/p_i$, zobrazená na obr. 7.28. Amplitudové maximum na frekvenci 205 Hz koresponduje s předchozím měřením a proto byla tato frekvence použita pro násle-



Obr. 7.23: Akustická přenosová frekvenční charakteristika zařízení *PVDF1* v rozsahu 200 až 3000 Hz při buzení tlakovým reproduktorem akustického boxu. Amplituda (a) a fáze (b) akustického přenosu p_t/p_i .



Obr. 7.24: Mapa stability získaná měřením efektivní hodnoty napětí na svorkách aktuátoru $PVDF1~U_{ACT}$ bez buzení. Napětí je normalizované empiricky zvolenou konstantou 0,05 V, indikující rozhraní stability soustavy PVDF1-DSI v rovině komplexních hodnot α . Hodnota 1 je uvažována jako plně nestabilní, hodnota 0 jako plně stabilní. Červeně je vyznačena teoretická hranice stability použitá pro výběr stabilních a nestabilních pracovních bodů.



Obr. 7.25: Mapa amplitudy (a) a fáze (b) akustického přenosu p_t/p_i v rovině komplexních hodnot α pro zařízení *PVDF1*. Červeně je vyznačena teoretická hranice stability. Černě pak body měření vyhodnocené jako nestabilní.



Obr. 7.26: Plocha možných kombinací amplitudy a fáze přenesené vlny experimentálního AAMS PVDF1 změřená při f = 280 Hz, $R_2 = 250$ k Ω . Modře jsou vyznačené pracovní body odpovídající stabilní oblasti v rovině komplexních hodnot α , červeně pak nestabilní pracovní body. Oblast stabilních pracovních bodů je roztříštěná, pravděpodobně v důsledku lokálního borcení plochy membrány (není uniformě zakřiveným povrchem).



Obr. 7.27: Frekvenční závislost amplitudy vnějšího akustického tlaku (p_t) zařízení PVDF2 při přímém buzení aktuátoru bez buzení tlakovým reproduktorem akustického boxu. Zařízení je provozované v režimu reproduktoru a z charakteristiky je dobře patrná nejnižší vlastní frekvence membrány a poměrně složitá struktura další módů.

dující měření.

Na základě testů byla pro měření závislosti $C_t = f(R_1, C_2)$ vybrána oblast R_1 v intervalu -21782 až -26480 Ω a C_2 v intervalu 10,31 až -10,81 nF. V této oblasti byla měřením určena stabilita jednotlivých pracovních bodů, viz obr. 7.29. Hranice stability je lépe patrná ve srovnání s *PVDF1*, ale nelze ji přímo použít k bezpečnému výběru stabilních pracovních bodů. Opět bylo použito teoretického kritéria stability, naznačeného červenou čarou, vycházejícího ze součtu impedancí. Poloha hranice byla porovnána s naměřenými daty. Výsledkem porovnání byla korekce parametru R_2 z hodnoty 250 k Ω na hodnotu 290 k Ω v náhradní impedanci bočníku $Z_{\rm NC} = (R_1 + X_{C2}) ||R_2$ reprezentovaného *DSI*. Opodstatnění této úpravy je nejistota reprezentování vysokých impedancí (pro danou HW konfiguraci DSI) a inherentní fázová chyba způsobená dopravním zpožděním v regulační smyčce *DSI* [48]. Částečným řešením problému by bylo měření s jinou HW konfigurací.

Následně byla změřena amplituda a fáze C_t zobrazená na obr. 7.30. Z ní pak byly, pomocí výše popsané hranice stability, vybrány stabilní a nestabilní pracovní body zobrazené na obr. 7.31.

Mapa amplitud a fází pracovních bodů C_t je, ve srovnání s měřením na PVDF1, výrazně kompaktnější. Užitečná pracovní oblast má fázový rozsah cca. $\Delta \varphi = 20^{\circ}$ v rozsahu amplitud $|C_t|$ od 0,68 až 0,8. Výsledek je silně ovlivněn vhodnou volbou hranice stability a impedančním rozlišením použité DSI, díky nízké hodnotě k^2 , vedoucí k požadavku na relativní velikost ladícího kroku impedance menší než 10^{-3} .



Obr. 7.28: Akustická přenosová frekvenční charakteristika zařízení PVDF2 v rozsahu 200 až 3000 Hz při buzení tlakovým reproduktorem akustického boxu. Amplituda (a) a fáze (b) akustického přenosu p_t/p_i .



Obr. 7.29: Mapa stability získaná měřením efektivní hodnoty napětí na svorkách aktuátoru $PVDF2~U_{ACT}$ bez buzení. Napětí je normalizované empiricky zvolenou konstantou 0,07 V, indikující rozhraní stability soustavy PVDF2-DSI v rovině komplexních hodnot α . Hodnota 1 je uvažována jako plně nestabilní, hodnota 0 jako plně stabilní. Červeně je vyznačena teoretická hranice stability.



Obr. 7.30: Mapa amplitudy (a) a fáze (b) akustického přenosu p_t/p_i v rovině komplexních hodnot α . Červeně je vyznačena teoretická hranice stability, která je použita pro rozdělení pracovních bodů na stabilní (nízké hodnoty $\operatorname{Re}(\alpha)$) a nestabilní (vyšší hodnoty $\operatorname{Re}(\alpha)$).



Obr. 7.31: Plocha možných kombinací amplitudy a fáze přenesené vlny experimentálního AAMS PVDF2 změřená při f = 205 Hz, $R_2 = 250$ k Ω . Modře jsou vyznačené pracovní body vyhodnocené jako stabilní, červeně pak nestabilní. Oblast stabilních pracovních bodů je lépe definovaná, avšak malá, zejména v rozsahu amplitud.

7.7 Výsledky měření na experimentálním zařízení MFC2

V této podkapitole jsou shrnuty výsledky měření a jejich analýza na zařízení MFC2 jakožto zástupce skupiny skořepinových AAMS. Výsledky získané při experimentech na obou zařízeních (MFC1, MFC2) mají srovnatelný charakter, ovšem měření na MFC2 byla spolehlivě reprodukovatelná a výsledky mají lepší vypovídací vlastnosti.

Na obr. 7.32 je frekvenční odezva zařízení při buzení aktuátoru AAMS snímaná výstupním mikrofonem (tlak p_t) a malým MFC aktuátorem nalepeným na vnitřní straně skořepiny, korespondujícím s integrální hodnotou její deformace (napětí U_{SENSE}). Z nich je možné usoudit na frekvence mechanických rezonancí.

Výsledek měření frekvenční charakteristiky akustického přenosu $C_t = p_t/p_i$ je zobrazené na obr. 7.33. Ve srovnání s obr. 7.32 se opět projevil nový vrchol na frekvenci 205 Hz. Původně výrazné rezonanční módy na frekvencích 4003 Hz a 5690 Hz nejsou příliš zřetelné, zejména z důvodu tvarové symetrie těchto módů, které jsou jen minimálně buzeny působícím akustickým tlakem. To je patrné i z frekvenční odezvy U_{SENSE} , indikující malou deformaci na výše zmíněných frekvencích ve srovnání s prvním rezonančním módem.

Pro následující měření efektu řízení amplitudy a fáze C_t byla, z předchozích měření a na základě úvodní úvahy o práci skořepiny AAMS v breathing módu byla, zvolena frekvence 1000 Hz. Měření probíhala při konstantní amplitudě výstupního napětí generátoru $U_g = 0,5$ V. To, při odpojeném bočníku, vytvoří akustický tlak na vnitřní straně AAMS $p_{in} = 0,065$ Pa resp. 70,2 dB. Pomocí modelu impedance aktuátoru v tab. 7.4 a sady měření byl určen rozsah parametrů R_1 =-1300 až -2300 Ω a C_2 =-10,11 až -10,81 nF v okolí $\alpha = -1$. V této oblasti byla změřena jak stabilita systému na obr. 7.34, tak i amplituda a fáze C_t na obr. 7.35. Výsledná mapa naměřených pracovních bodů, rozdělená pomocí mapy stability, je na obr. 7.36.

Ve srovnání s PVDF1 a PVDF2 je naměřená oblast kompaktní a blíže korespondující s předpoklady o chování systému. Rozsah naměřených fází je cca. $\Delta \varphi = 35^{\circ}$ v rozsahu amplitud $|C_t|=0,2$ až 0,35. Tj. nepokrývá širokou oblast, ale je lépe použitelný pro řízení fáze na rozhraní než PVDF2. Z mapy pracovních bodů byly vybrány oblasti s konstantní $|C_t| = (0, 2; 0, 25; 0, 3; 0, 35)$ s tolerancí $\pm 2, 5\%$, ze kterých byly fitováním určeny polynomiální závislosti $R_1(\varphi_{C_t})$ a $C_2(\varphi_{C_t})$ graficky vynesené na obr. 7.37 a obr. 7.38.

Polynomiální závislosti $R_1(\varphi_{C_t})$ a $C_2(\varphi_{C_t})$ jsou přibližným parametrickým popisem vrstevnic $|C_t|$ (s tolerancí $\pm 2,5\%$). Takto také byly vyneseny do grafů na obr. 7.39, kde je patrné, po jakých trajektoriích se musí pohybovat R_1, C_2 při řízení fáze akustického přenosu *MFC2*. Pro příklad jsou níže uvedeny polynomiální



Obr. 7.32: Frekvenční charakteristika výstupního akustického tlaku (p_t) a napětí na elektrodách snímacího proužku na vnitřní straně aktuátoru (U_{SENS}) zařízení *MFC2* při přímém buzení aktuátoru bez buzení tlakovým reproduktorem akustického boxu. Zařízení je provozované v režimu reproduktoru. Z charakteristiky je patrná modální struktura válcově zakřivené membrány. Dobře je to patrné na napětí U_{SENS} , které vykazuje podobnost s teoretickým modelem 7.10.

závislosti parametrů pro $|C_t| = 0, 25$:

$$R_{1}(\varphi)_{|C_{t}|=0,25} = -1,64 \cdot 10^{5} + 8,29 \cdot 10^{3} \varphi^{1} - 1,59 \cdot 10^{2} \varphi^{2} + 1,36 \cdot 10^{0} \varphi^{3} - 4,36 \cdot 10^{-3} \varphi^{4},$$

$$C_{2}(\varphi)_{|C_{t}|=0,25} = -2,18 \cdot 10^{-6} + 1,77 \cdot 10^{-7} \varphi^{1} - 5,98 \cdot 10^{-9} \varphi^{2} + 1,07 \cdot 10^{-10} \varphi^{3} - 1,07 \cdot 10^{-12} \varphi^{4} + 5,71 \cdot 10^{-15} \varphi^{5} - 1,26 \cdot 10^{-17} \varphi^{6}.$$

7.8 Shrnutí

V této kapitole byly představeny metody použití AAMS jako nástroje k řízení fáze a amplitudy akustické vlny prošlé rozhraním. Jednou z možných aplikací je pak změna směru šíření vlny pomocí inkrementu fáze popsaná zobecněným Snellovým zákonem. Klíčovým problémem této aplikace je nechtěná diskretizace průběhu fáze na rozhraní, kterou lze minimalizovat použitím dostatečného počtu AAMS. Pro vybraný případ bylo možné, použitím teorie difrakční účinnosti mřížek, tento vliv kvantifikovat. Difragovaná část energie představuje představuje méně než 15 % pro změnu směru $\psi < \pi/4$ při použití 4 a více segmentů na rozměr odpovídající vlnové délce dopadající vlny.

Na modelech membrány resp. skořepiny bylo teoreticky popsáno zobrazení $\varphi_{C_t} = f(R_1, C_2)$, tj. řízení amplitudy a fáze pomocí parametrů negativního bočníku. Použitý jednoduchý model popisuje chování velmi zjednodušeně, ale postačuje pro



Obr. 7.33: Akustická přenosová frekvenční charakteristika zařízení MFC2 v rozsahu 200 až 3000 Hz při buzení tlakovým reproduktorem akustického boxu. Amplituda (a) a fáze (b) akustického přenosu p_t/p_i a napětí snímacího proužku na vnitřní straně MFC aktuátoru U_{SENS} .



Obr. 7.34: Mapa stability získaná měřením efektivní hodnoty napětí na svorkách aktuátoru MFC2 U_{ACT} bez buzení. Napětí je normalizované empiricky zvolenou konstantou 0,05 V, indikující rozhraní stability soustavy MFC2-DSI v rovině komplexních hodnot α . Hodnota 1 je uvažována jako plně nestabilní, hodnota 0 jako plně stabilní. Červeně je vyznačena teoretická hranice stability.



Obr. 7.35: Mapa amplitudy (a) a fáze (b) akustického přenosu p_t/p_i v rovině komplexních hodnot α . Červeně je vyznačena teoretická hranice stability, černě pak body označené jako nestabilní.



Obr. 7.36: Plocha možných kombinací amplitudy a fáze přenesené vlny experimentálního AAMS MFC2 změřená při $f = 1000 \text{ Hz}, R_2 = 170 \text{ k}\Omega$. Modře jsou vyznačené pracovní body odpovídající stabilní oblasti v rovině komplexních hodnot α , červeně pak nestabilní. Oblast je uzavřená a dobře rozdělená, tudíž indikuje dobrou použitelnost pro aplikaci řízení fáze a amplitudy.



Obr. 7.37: Data pro 4 závislosti parametru $R_1 = f(\varphi_{C_t})$ náhradní impedance bočníku *MFC2*, která budou používána řízení fáze akustického přenosu $\varphi_{C_t} = f(R_1, C_2)$. Body jsou vynesena vybraná naměřená data stabilních pracovních bodů pro zvolenou hodnotu $|C_t|$ s tolerancí $\pm 2, 5\%$. Křivky pak odpovídají polynomiálním závislostem parametru R_1 nafitovaným do vybraných dat. Polynomiální závislosti jsou výhodné pro programové řízení přenosu AAMS.

první přiblížení. Model, vycházející z parciální diferenciální rovnice pohybu membrány, ukazuje výrazně složitější strukturu přenosové charakteristiky, ale přesto není schopen postihnout chování fyzických modelů AAMS zjištěné při experimentech. Důvody jsou zejména nesrovnalosti v materiálových modelech membrán a skořepin, které pravděpodobně mají své vlastní frekvenční závislosti vlastnosti a také v nedokonalosti fyzických realizací modelů AAMS. Typickým problémem je zkroucení a lokální deformace membrán s nerovnoměrné síly či momenty v uložení, které model nemůže postihnout.

Fyzické modely AAMS vznikly pro demonstraci principu řízení fáze a amplitudy přenosu akustické vlny, přičemž model AAMS představuje jeden segment rozhraní pro změnu směru šíření vlny. Postupným vývojem a úpravami vznikly čtyři fyzické modely, dva s PVDF membránou a dva s MFC skořepinou doplněné bočníkem se formě DSI (digitální syntetická impedance v.2). V DSI byl emulován obvod bočníku $Z_{\rm NC} = (R_1 + X_{C2}) ||R_2$, v němž byly měněny parametry R_1 a C_2 . Všechny modely AAMS mají tvar válcově zakřivené membrány či skořepiny s obdélníkovým půdorysem a jsou konstruované jako doplněk akustického boxu používaného v laboratoři pro experimenty s AAMM. Modely s PVDF membránou vykazovaly reakce na připojený bočník, avšak značně mimo předpokládané hodnoty. Způsobené to je především nesouhlasem idealizovaného modelu s realitou, kdy nedokonalosti provedení modelu AAMS vedou k deformacím membrány a rámu, který nejsou předpokládány (krut, lokální průhyby). Ve vzájemném porovnání vykazoval model PVDF1 s membránou z



Obr. 7.38: Data pro 4 závislosti parametru $C_2 = f(\varphi_{C_t})$ náhradní impedance bočníku *MFC2*, která budou používána řízení fáze akustického přenosu $\varphi_{C_t} = f(R_1, C_2)$. Body jsou vynesena vybraná naměřená data stabilních pracovních bodů pro zvolenou hodnotu $|C_t|$ s tolerancí $\pm 2, 5\%$. Křivky pak odpovídají polynomiálním závislostem parametru C_2 nafitovaným do vybraných dat. Polynomiální závislosti jsou výhodné pro programové řízení přenosu AAMS.

technické PVDF fólie s tlustovrstvými elektrodami horší výsledky než model PVDF2 s tenkovrstvými elektrodami. Lze tedy usuzovat i na nepodchycený vliv hmotnosti a tuhosti elektrod. Výrazně lepší reakci na parametry bočníku vykazovaly modely MFC1 a MFC2 s MFC skořepinami. Finální výsledky, na kterých bylo možné demonstrovat řízení amplitudy a fáze C_t , byly získány na na modelu MFC2.

K získání výsledků výše uvedených výsledků byl vytvořen postup využívající měření impedančních a akustických frekvenčních charakteristik a nástrojů pro měření map závislostí $\varphi_{C_t} = f(R_1, C_2)$. Nezbytným úkolem bylo určení stabilních pracovních bodů AAMS. Na základě souhlasu s naměřenými daty byla zvolena metoda hodnotící celkovou elektrickou impedanci soustavy aktuátor-bočník. V použité implementaci jde o zjednodušené kritérium, neuvažující pohyb hranice stability v širokém frekvenčním pásmu, tj. vliv elektromechanické vazby v mechanicky a akusticky netriviálním zařízení.

Na modelu MFC2 se podařilo se zmapovat oblast parametrů bočníku, ve které lze stabilně řídit přenos v rozsahu $\Delta(\varphi) = 35^{\circ}$ v rozsahu amplitud $|C_t|=0,2$ až 0,35. Z měřených dat byly, pro čtyři hodnoty $|C_t| = (0, 2; 0, 25; 0, 3; 0, 35)$ určeny polynomiální závislosti $R_1(\varphi_{C_t})$ a $C_2(\varphi_{C_t})$. Ty jsou finálním výsledkem experimentálních měření, neboť dovolují zkonstruovat metapovrch pro manipulaci s prošlou akustickou vlnou předeslaný na počátku kapitoly. V takovém případě by bylo nutné pro každý segment nalézt závislosti $R_1(\varphi_{C_t})$ a $C_2(\varphi_{C_t})$.



Obr. 7.39: Ilustrace trajektorií pracovních bodů polynomiálních závislostí $R_1 = f(\varphi_{C_t})$ a $C_2 = f(\varphi_{C_t})$ vytvořených pro řízení fáze akustického přenosu $C_t = p_t/p_i$. Vykresleny jsou trajektorie pro 4 hodnoty $|C_t|$ rovny 0,2; 0,25; 0,3 a 0,35. V podkladu jsou vyneseny (a) $|C_t|$ a (b) arg (C_t) . Černými tečkami je v obou grafech vyznačena oblast nestabilních pracovních bodů. Trajektorie představují parametricky popsané vrstevnice amplitud akustického přenosu.

8 Závěr

V této kapitole jsou shrnuty klíčové výsledky disertační práce.

8.1 Shrnutí výsledků modelování aktivních metamateriálů a metapovrchů

V práci byla představena dvě zařízení reprezentující aktivní mechanický metamateriál (AMMM) a aktivní akustický metapovrch (AAMS), která jsou tvořena piezoelektrickým aktuátorem připojeným k elektrickému bočníku. Pro tato zařízení byly vytvořeny matematické modely, který byly využity k analýze jejich mechanických, elektrických a akustických vlastností. Předpovědi matematických modelů byly použity k vyhodnocení experimentálních dat.

V případě AMMM byl matematický model využit k odvození analytických vzorců pro výpočet požadovaných hodnot jednotlivých součástek elektronického obvodu bočníku, které umožní docílení nulové (absolutně měkké) nebo nekonečné (absolutně tuhé) efektivní pružnosti systému. Matematický model dále umožnil z experimentálních dat vypočítat toky mechanických, akustických a elektrických energií v systému.

Pro aktivní akustický metapovrch (AAMS), který je tvořen skleněnou skořepinou s připevněnými MFC aktuátory, byl vytvořen matematický model, který umožnil dostatečně jednoduchý a přesný popis akustických veličin systému v okolí první rezonanční frekvence. Tento zjednodušený popis zahrnuje závislosti na změně efektivní tuhosti aktuátorů jakožto efektu připojeného bočníku, díky čemuž bylo možné analyzovat vliv toho jevu měřením akustických veličin.

Pro analýzu energetických toků v systémech AMMM jejich celkové energetické účinnosti, byly sestaveny dvě implementace záporné kapacity pro aktivní metamateriály a to s lineárními a spínanými stupni výkonových zesilovačů. Prokázalo, že s oběma implementacemi syntetické impedance je možné dosáhnout stejného účinku na frekvenční závislost propustnosti vibrací, přičemž bylo dosaženo potlačení vibrací v úrovni cca 30 dB v úzkých frekvenčních rozsazích kolem frekvencí 500 Hz, 700 Hz, 900 Hz a 1,1 kHz.

Na těchto zařízeních bylo provedeno podrobné měření a analýza mechanických

a elektrických toků energie mezi AMMM a zdrojem vibrací. V experimentu, využívajícím zkonstruovaný AMMM pro izolaci vibrací, dosahovala špičková hodnota mechanické energie vstupující do AMMM ze zdroje vibrací hodnoty 76 μ W.

Analýza hodnot elektrického a mechanického výkonu dodávaného do piezoelektrického aktuátoru ukázala, že v okolí frekvenčního bodu, kde je systém naladěn pro tlumení přenášených vibrací dochází ke změně znaménka toku mechanické energie mezi piezoaktuátorem a zdrojem vibrací. Tj. dochází i k situacím, kdy je mechanická energie dodávána z aktuátoru do zdroje vibrací. Elektrický výkon, dodávaný ze napájecího zdroje, byl přibližně 100 mW v případě lineárního a 10 mW v případě spínaného koncového stupně obvodu záporného kapacity. Pomocí syntetické impedance se spínaným výkonovým zesilovačem je tedy možné snížit elektrický příkon zařízení pro izolaci vibrací o více než 90 %.

8.2 Shrnutí měřicích metod

K hodnocení vlastností zkonstruovaného AAMS byl sestaven laboratorní systém pro jednoduché a rychlé měření specifické akustické impedance materiálu či zařízení (AAMS), z nichž je možné přímým výpočtem určit hodnotu akustické přenosové ztráty TL. Měřicí systém je tvořen akustickým boxem se zdrojem zvuku ve formě tlakového reproduktoru, mikrofony pro snímán akustického tlaku a s laserovým dopplerovským vibrometrem (LDV) pro měření normálové složky vibrací AAMS. Měřící metoda je založena na přímém výpočtu akustické impedance z rozdílu akustických tlaků na protilehlých stranách měřeného AAMS a hodnoty normálové rychlosti vibrací jeho povrchu. Z nich jsou pak počítány hodnoty z_m a akustické přenosové ztráty TL.

V práci byla diskutována frekvenční oblast použitelnosti tohoto měřicího systému zejména s ohledem na uniformitu tlakového pole a omezení vzniklá použitím jednobodových měřicích senzorů (mikrofony, vibrometr) na plošných strukturách. Simulace ukázaly, že měřicí systém je použitelný do frekvence cca 700 Hz. Kritickým omezením je tvar modálních struktur měřeného AAMS.

Problematika vizualizace jednotlivých vibračních módů AAMS byla adresována implementací jedné z metod digitální holografie. Jedná se o metodu Time Averaged Frequency Shifted Digital Holography (TAFSDH), která umožňuje měřit amplitudy vibrací na jedné frekvenci, ale s vysokým prostorovým rozlišením. Získané hodnoty byly v dobrém souhlasu s výsledky měření LDV, které poskytuje vysoké frekvenční rozlišení v jediném bodě. Alternativou k této metodě je například skenovací LDV, která však poskytuje informaci s nízkým prostorovým rozlišením. Pro experimentální testování AAMS, kdy je systém testován na jedné nebo málo vybraných frekvencích, představuje TAFSDH vhodný doplněk LDV či alternativu ke skenovacím LVD.

K analýze energetických mechanických a elektrických toků AMMM byla sestavena aparatura a ověřeny postupy kalibrace snímačů. Informace o skutečných vý-

konech jsou získány současným měřením okamžitého napětí, procházejícího proudu, síly a hodnot zrychlení na obou koncích aktuátoru. Ekvivalentní elektrické signály, jsou současně digitalizovány a následně zpracovány ekvivalentem *synchronní detekce*, kdy je pomocí FFT analýzy naměřeného signálu získána amplituda a fáze signálu odpovídající budící frekvenci.

8.3 Shrnutí adaptivních metapovrchů

S použitím zkonstruovaného AAMS byly testovány možnosti aktivní změny vlastností akustického metamateriálu ve zvolené frekvenční oblasti. Prostřednictvím cílených změn parametrů aktivního bočníku bylo dosaženo dvou významných cílů:

- (i) Maximalizace akustické přenosové ztráty TL na vybraných frekvencích (247 Hz a 258 Hz) při optimálním fixním nastavení parametrů bočníku. Změna parametrů modelu metamateriálu byla pozorována prostřednictvím měřením akustických veličin (mikrofony) a amplitud vibrací. Kromě jednobodového měření amplitudy vibrací použitím LDV bylo pro sledování modální struktury kmitů skořepiny použito holografické zobrazení metodou TAFSDH. Vedlejším výsledkem bylo potvrzení dobrého souhlasu s dat získaných akustickými měřeními, LDV a TAFSDH.
- (ii) Nastavení parametrů akustického metamateriálu prostřednictvím parametrů bočníku tak, že vykazuje negativní tuhost a současně i negativní akustickou impedanci.

Prokázalo se, že pomocí aktivních bočníků se zápornou kapacitou lze do značné míry řídit efektivní elastické vlastnosti akustických metamateriálů s piezoelektrickými vrstvami v souladu s principy metody aktivního řízení tuhosti.

Fixní nastavené parametrů bočníku neumožňuje udržení požadovaných mechanických a akustických vlastností AAMS díky závislosti na provozních podmínkách, zejména teplotě materiálu, čímž je použitelnost této metody v praxi výrazně limitována. Vliv změny teploty okolí na hodnotu ztráty akustického přenosu AAMS byl demonstrován prostřednictvím cílené změny teploty experimentálního AAMS, kdy změnou teploty došlo ke změně hodnoty TL o více než 15 dB. Pro eliminaci vlivu změny teploty na hodnotu TL, byl implementován iterativní řídicí algoritmus pro automatické přizpůsobení elektrických parametrů bočníku. Experimentálně byla prokázána schopnost nejen udržení požadovaných hodnot efektivních parametrů AAMS při změnách teploty, ale i jejich automatickému obnovení při rozladění systému. Je však třeba poznamenat, že se jednalo o test v laboratorních podmínkách a je nutný další vývoj pro nasazení v praktických aplikacích.

8.4 Shrnutí metapovrchů pro difrakční akustické struktury

Byly představeny metody použití AAMS jako nástroje k řízení fáze a amplitudy akustické vlny prošlé rozhraním, kdy jednou z možných aplikací je změna směru šíření vlny pomocí řízení fáze prošlé akustické vlny v závislosti na poloze na AAMS. Lineární změna fáze není pomocí AAMS realizovatelná, ale je možná její stupňovitá aproximace pomocí diskrétních AAMS. Vliv diskretizace byl, pro vybraný případ, kvantifikován použitím teorie difrakční účinnosti mřížek. Difragovaná část energie představuje představuje méně než 15 % pro změnu směru $\psi < \pi/4$ při použití 4 a více segmentů na rozměr odpovídající vlnové délce dopadající vlny.

Pro praktickou demonstraci změny šíření vlny na rozhraní byly zvoleny AAMS ve formě zakřivených membrán resp. skořepin. Pro ně byly vytvořeny teoretické modely a teoretický předpis pro řízení amplitudy a fáze pomocí parametrů negativního bočníku. Zjednodušený ani složitější model, vycházející ze zavedeného popisu parciální diferenciální rovnicí pohybu membrány, nebyl schopen předpovědět akustické vlastnosti zkonstruovaných AAMS změřených při experimentech. Důvody tohoto nesouladu jsou zejména odlišnosti materiálových modelů membrán a skořepin, které pravděpodobně mají své vlastní frekvenční závislosti vlastnosti a také v nedokonalosti fyzických realizací modelů AAMS.

V souladu s teoretickými modely byly zkonstruovány a charakterizovány dva AAMS s PVDF membránou a dva AAMS s MFC skořepinou s přibližně podobnými rozměry. MFC skořepina i PVDF membrána tvoří piezoelektrický aktuátor a byla doplněna bočníkem se formě DSI (digitální syntetická impedance). U modelů s s PVDF membránou se výrazně projevoval nesouhlas mezi teorií a experimentálně zjištěnými hodnotami, způsobený jak nedokonalostí vlastních konstrukcí modelů tak i omezenou detailností teoretického modelu. Modely s MFC skořepinou vykazovaly lepší soulad s teoretickými předpoklady. Řízení amplitudy a fáze C_t bylo prokazatelně a úspěšně demonstrováno na 2. modelu AAMS s MFC skořepinou.

Hlavním výsledkem je zmapování oblasti parametrů bočníku pro výše uvedený model AAMS s MFC skořepinou, ve které lze stabilně řídit přenos C_t a to v rozsahu $\Delta(\varphi) = 35^{\circ}$ pro amplitudy v rozsahu $|C_t|=0,2$ až 0,35. Pro čtyři hodnoty $|C_t| = (0,2;0,25;0,3;0,35)$ byly určeny polynomiální závislosti $R_1(\varphi_{C_t})$ a $C_2(\varphi_{C_t})$, které dovolují zkonstruovat jeden segment metapovrchu pro manipulaci s prošlou akustickou vlnou dle požadavků Snellova zákona.

Ohyb akustické vlny na rozhraní je však jen jedním příkladem z možností, které takový aktivní metapovrch po zpracování do robustně aplikovatelné podoby umožňuje. Představitelnými aplikacemi jsou komplexní manipulace s akustickou vlnou, jako je např. fokusace, řízená difrakce, generování Besselovských či samoohýbajících se akustických svazků s možností dynamické změny, která je v stávajících realizacích metapovrchů nedostupná. Věřím, že výsledky mé disertační práce otevřou možnosti pro nové akustické experimenty a studium nových akustických jevů, vedoucích k praktickým aplikacím, které jsou v současné době pouze vidinou budoucnosti. Snad výsledky mé disertační práce přispějí ke konstrukci systémů schopných vytvořit *příjemné ticho* i v hlučných prostředích, ve kterých ostatní pasivní nebo aktivní metody v současné době selhávají.

Použitá literatura

- Alan Lex Brown. "Soundscape planning as a complement to environmental noise management". In: Proceedings of the 43rd International Congress on Noise Control Engineering. Melbourne, AUSTRALIA: Australian Acoustical Society, lis. 2014, s. 912–1 – 912–10. URL: http://www.acoustics.asn.au/conference_ proceedings/INTERNOISE2014/papers/p912.pdf.
- Jensen Li a C. Chan. "Double-negative acoustic metamaterial". en. In: *Physical Review E* 70.5 (lis. 2004), 055602(R). ISSN: 1539-3755, 1550-2376. DOI: 10. 1103/PhysRevE.70.055602. URL: http://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevE. 70.055602 (cit. 23.03.2015).
- [3] Nicholas Fang et al. "Ultrasonic metamaterials with negative modulus". In: *Nature Materials* 5.6 (červ. 2006). WOS:000237968100016, s. 452–456. ISSN: 1476-1122. DOI: 10.1038/nmat1644. URL: http://www.nature.com/doifinder/ 10.1038/nmat1644.
- [4] Ping Sheng et al. "Dynamic mass density and acoustic metamaterials". en. In: *Physica B: Condensed Matter* 394.2 (květ. 2007), s. 256–261. ISSN: 09214526. DOI: 10.1016/j.physb.2006.12.046. URL: http://linkinghub.elsevier.com/ retrieve/pii/S0921452606019120 (cit. 23.03.2015).
- [5] Frédéric Bongard, Hervé Lissek a Juan R. Mosig. "Acoustic transmission line metamaterial with negative/zero/positive refractive index". en. In: *Physical Review B* 82.9 (zář. 2010), s. 094306. ISSN: 1098-0121, 1550-235X. DOI: 10. 1103/PhysRevB.82.094306. URL: http://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevB. 82.094306 (cit. 23.03.2015).
- [6] Pai-Yen Chen et al. "Acoustic scattering cancellation via ultrathin pseudosurface". In: Applied Physics Letters 99.19 (lis. 2011). WOS:000297030200028, s. 191913. ISSN: 0003-6951. DOI: 10.1063/1.3655141.
- [7] Guancong Ma et al. "Acoustic metasurface with hybrid resonances". In: Nature Materials 13.9 (zář. 2014). WOS:000341343500018, s. 873–878. ISSN: 1476-1122. DOI: 10.1038/nmat3994. URL: http://www.nature.com/doifinder/10. 1038/nmat3994.
- [8] Mathias Fink. "Acoustic metamaterials nearly perfect sound absorbers". In: *Nature Materials* 13.9 (zář. 2014). WOS:000341343500011, s. 848–849. ISSN: 1476-1122.

- Yangbo Xie et al. "Wavefront modulation and subwavelength diffractive acoustics with an acoustic metasurface". In: *Nature Communications* 5 (lis. 2014). WOS:000345913600017, s. 5553. ISSN: 2041-1723. DOI: 10.1038/ncomms6553.
- [10] Yongyao Chen et al. "Enhanced acoustic sensing through wave compression and pressure amplification in anisotropic metamaterials". In: *Nature Communications* 5 (říj. 2014). WOS:000343985000001, s. 5247. ISSN: 2041-1723. DOI: 10.1038/ncomms6247.
- [11] Romain Fleury, Dimitrios Sounas a Andrea Alu. "An invisible acoustic sensor based on parity-time symmetry". In: *Nature Communications* 6 (led. 2015).
 WOS:000348741900003, s. 5905. ISSN: 2041-1723. DOI: 10.1038/ncomms6905.
- [12] Renato Spagnolo. Manuale di acustica applicata. it. UTET Universita, 2001. ISBN: 978-88-7750-710-5.
- [13] A. Jakob a M. Moser. "Active control of double-glazed windows. Part II: Feedback control". In: Applied Acoustics 64.2 (ún. 2003), s. 183–196. ISSN: 0003-682X. DOI: 10.1016/S0003-682X(02)00071-3.
- [14] A. Jakob a M. Moser. "Active control of double-glazed windows. Part I: Feedforward control". In: *Applied Acoustics* 64.2 (ún. 2003), s. 163–182. ISSN: 0003-682X. DOI: 10.1016/S0003-682X(02)00070-1.
- [15] Christopher C. Fuller, Sharon Elliott a P. A. Nelson. Active control of vibration. en. Academic Press, ún. 1996. ISBN: 978-0-08-052591-4.
- [16] J. P. Carneal a C. R. Fuller. "An analytical and experimental investigation of active structural acoustic control of noise transmission through double panel systems". In: *Journal Of Sound And Vibration* 272.3-5 (květ. 2004), s. 749– 771. ISSN: 0022-460X. DOI: 10.1016/S0022-460X(03)00418-8.
- [17] Y. Y. Li a L. Cheng. "Active noise control of a mechanically linked double panel system coupled with an acoustic enclosure". In: *Journal of Sound and Vibration, Short Communication* 297 (2006), s. 1068–1074.
- [18] Wael Akl a Amr Baz. "Multi-cell active acoustic metamaterial with programmable bulk modulus". en. In: Journal of Intelligent Material Systems and Structures 21.5 (břez. 2010). WOS:000275169600005, s. 541–556. ISSN: 1045-389X. DOI: 10.1177/1045389X09359434. URL: http://jim.sagepub.com/cgi/ doi/10.1177/1045389X09359434.
- Bogdan-Ioan Popa, Lucian Zigoneanu a Steven A. Cummer. "Tunable active acoustic metamaterials". en. In: *Physical Review B* 88.2 (čvc 2013). WOS:000321856400002, s. 024303. ISSN: 1098-0121. DOI: 10.1103/PhysRevB.88.024303. URL: http://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevB.88.024303.
- [20] B de Marneffe a A Preumont. "Vibration damping with negative capacitance shunts: theory and experiment". In: *Smart Materials and Structures* 17.3 (červ. 2008), s. 035015. ISSN: 0964-1726, 1361-665X. DOI: 10.1088/0964-1726/17/3/035015. URL: http://stacks.iop.org/0964-1726/17/i=3/a=035015?key= crossref.79109fcde049d49da4a9727570077996 (cit. 26.09.2017).

- [21] Pavel Mokry, Eichi Fukada a Kohei Yamamoto. "Noise shielding system utilizing a thin piezoelectric membrane and elasticity control". In: Journal of Applied Physics 94.1 (2003), s. 789–796. ISSN: 00218979. DOI: 10.1063/1.1583152. URL: http://link.aip.org/link/JAPIAU/v94/i1/p789/s1&Agg=doi.
- [22] Tomáš Sluka a Pavel Mokrý. "Feedback control of piezoelectric actuator elastic properties in a vibration isolation system". English. In: *Ferroelectrics* 351 (2007). 8th European Conference on Applications of Polar Dielectrics (ECAPD-8), Metz, FRANCE, SEP 05-08, 2006, s. 51–61. ISSN: 0015-0193. DOI: 10.1080/00150190701353051.
- [23] Tomáš Sluka et al. "Sound shielding by a piezoelectric membrane and a negative capacitor with feedback control". English. In: *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control* 55.8 (srp. 2008), s. 1859– 1866. ISSN: 0885-3010. DOI: 10.1109/TUFFC.2008.869.
- [24] Werner S. Weiglhofer a A. Lakhtakia, ed. Introduction to complex mediums for optics and electromagnetics. Bellingham, Wash: SPIE Optical Engineering Press, 2003. ISBN: 978-0-8194-4947-4.
- [25] R. A. Shelby. "Experimental Verification of a Negative Index of Refraction". In: Science 292.5514 (dub. 2001), s. 77–79. ISSN: 00368075, 10959203. DOI: 10.1126/science.1058847. URL: http://www.sciencemag.org/cgi/doi/10.1126/science.1058847 (cit. 26.09.2017).
- [26] Ping Sheng. "Metamaterials acoustic lenses to shout about". In: Nature Materials 8.12 (pros. 2009). WOS:000272066800007, s. 928–929. ISSN: 1476-1122.
 DOI: 10.1038/nmat2573.
- [27] Herve Lissek, Xavier Meynial a C. Guigou-Carter. "Development of active materials with adaptive acoustic impedance". In: ed. Brian Culshaw. Břez. 2003, s. 89–94. DOI: 10.1117/12.508676. URL: http://proceedings.spiedigitallibrary.org/proceeding.aspx?articleid=892342 (cit. 25.03.2015).
- [28] Munehiro Date, Masayuki Kutani a Shigeru Sakai. "Electrically controlled elasticity utilizing piezoelectric coupling". In: Journal of Applied Physics 87.2 (2000), s. 863–868. DOI: 10.1063/1.371954.
- [29] Pavel Mokry, Eichi Fukada a Kohei Yamamoto. "Sound absorbing system as an application of the active elasticity control technique". In: Journal of Applied Physics 94.11 (pros. 2003), s. 7356–7362. ISSN: 0021-8979. DOI: 10.1063/1. 1625100. URL: http://link.aip.org/link/JAPIAU/v94/i11/p7356/s1&Agg=doi.
- [30] S. O. Reza Moheimani a Andrew J Fleming. Piezoelectric transducers for vibration control and damping. English. London: Springer, 2006. ISBN: 978-1-84628-332-1 1-84628-332-9 1-84628-331-0 978-1-84628-331-4. URL: http:// public.eblib.com/EBLPublic/PublicView.do?ptiID=303693 (cit. 16.01.2014).
- [31] W. K. Wilkie et al. "Low-cost piezocomposite actuator for structural control applications". In: Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE) Conference Series. Ed. J. H. Jacobs. Sv. 3991. Červ. 2000, s. 323–334.

- [32] Katerina Novakova et al. "Planar acoustic metamaterials with the active control of acoustic impedance using a piezoelectric composite actuator". In: 2013 IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON THE APPLICATIONS OF FERROELECTRIC AND WORKSHOP ON THE PIEZORESPONSE FORCE MICROSCOPY (ISAF/PFM). IEEE International Symposium on the Applications of Ferroelectric / Workshop on the Piezoresponse Force Microscopy (ISAF/PFM), Prague, CZECH REPUBLIC, JUL 21-25, 2013. IEEE, čvc 2013, s. 317–320. ISBN: 978-1-4673-5996-2 978-1-4673-5994-8. DOI: 10.1109/ISAF.2013.6748720. URL: http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/ wrapper.htm?arnumber=6748720.
- [33] Pavel Psota et al. "Measurement of vibration mode structure for adaptive vibration suppression system by digital holography". In: 2013 IEEE INTERNATI-ONAL SYMPOSIUM ON THE APPLICATIONS OF FERROELECTRIC AND WORKSHOP ON THE PIEZORESPONSE FORCE MICROSCOPY (ISAF/PFM). IEEE International Symposium on the Applications of Ferroelectric / Workshop on the Piezoresponse Force Microscopy (ISAF/PFM), Prague, CZECH REPUBLIC, JUL 21-25, 2013. IEEE, čvc 2013, s. 214–217. ISBN: 978-1-4673-5996-2 978-1-4673-5994-8. DOI: 10.1109/ISAF.2013.6748749. URL: http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6748749.
- [34] Katerina Novakova, Pavel Mokry a Jan Vaclavík. "Application of piezoelectric macro-fiber-composite actuators to the suppression of noise transmission through curved glass plates". In: *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control* 59.9 (zář. 2012), s. 2004–2014. ISSN: 0885-3010. DOI: 10.1109/TUFFC.2012.2420. URL: http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6306022 (cit. 03.01.2013).
- [35] P. Mokrý et al. "Noise suppression in curved glass shells using macro-fiber-composite actuators studied by the means of digital holography and acoustic measurements". en. In: AIP Advances 5.2 (ún. 2015), s. 027132. ISSN: 2158-3226. DOI: 10.1063/1.4913624. URL: http://scitation.aip.org/content/aip/journal/adva/5/2/10.1063/1.4913624 (cit. 14.03.2015).
- [36] E Fukada et al. "Elasticity control of curved piezoelectric polymer films". en. In: *Ferroelectrics* 320.1 (2005), s. 471–481. ISSN: 0015-0193. DOI: 10.1080/ 00150190590966720. URL: http://www.tandfonline.com/doi/abs/10.1080/ 00150190590966720.
- [37] Hidekazu Kodama et al. "A study of sound shielding control of curved piezoelectric sheets connected to negative capacitance circuits". English. In: *Journal* of Sound and Vibration 311.3-5 (dub. 2008), s. 898–911. ISSN: 0022-460X. DOI: 10.1016/j.jsv.2007.09.035. URL: http://linkinghub.elsevier.com/retrieve/pii/ S0022460X07007857.
- [38] P. Psota et al. "Measurement of piezoelectric transformer vibrations by digital holography". In: *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control* 59.9 (zář. 2012), s. 1962–1968. ISSN: 0885-3010. DOI: 10.

1109/TUFFC.2012.2414. URL: http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6306016 (cit. 03.12.2013).

- [39] D. Russell Luke, James V. Burke a Richard G. Lyon. "Optical Wavefront Reconstruction: Theory and Numerical Methods". en. In: *SIAM Review* 44.2 (led. 2002), s. 169–224. ISSN: 0036-1445, 1095-7200. DOI: 10.1137 / S003614450139075. URL: http://epubs.siam.org/doi/10.1137/S003614450139075 (cit. 06.04.2021).
- [40] Douglas K. Lindner a Sriram Chandrasekaran. "Power system design issues for smart materials". In: Proc. SPIE 3668, Smart Structures and Materials 1999: Smart Structures and Integrated Systems. Ed. Norman M. Wereley. Newport Beach, CA, USA, červ. 1999, s. 805–813. DOI: 10.1117/12.350756. URL: http: //proceedings.spiedigitallibrary.org/proceeding.aspx?articleid=982192 (cit. 10.06.2014).
- [41] Douglas K. Lindner, Nikola Vujic a Donald J. Leo. "Comparison of drive amplifier for piezoelectric actuators". In: Proc. SPIE 4332, Smart Structures and Materials 2001: Industrial and Commercial Applications of Smart Structures Technologies. Ed. Anna-Maria R. McGowan. Newport Beach, CA, USA, červ. 2001, s. 281–291. DOI: 10.1117/12.429667. URL: http://proceedings.spiedigitallibrary.org/proceeding.aspx?articleid=908179 (cit. 10.06.2014).
- [42] Nikola Vujic, Donald J. Leo a Douglas K. Lindner. "Power flow analysis for amplifier design and energy harvesting". In: Proc. SPIE 4697, Smart Structures and Materials 2002: Damping and Isolation. Ed. Gregory S. Agnes. San Diego, CA, USA, červ. 2002, s. 109–120. DOI: 10.1117/12.472647. URL: http:// proceedings.spiedigitallibrary.org/proceeding.aspx?articleid=883094 (cit. 10.06.2014).
- [43] A. J. Fleming a S. O. R. Moheimani. "Power harvesting piezoelectric shunt damping". In: Proc. IFAC Symposium on Mechatronic Systems. Berkeley, CA, pros. 2002. URL: http://www.precisionmechatronicslab.com/wp-content/ publications/C02d.pdf.
- [44] C. A. Gallo et al. "Piezoelectric actuators applied to neutralize mechanical vibrations". In: Journal of Vibration and Control 18.11 (říj. 2011), s. 1650–1660. ISSN: 1077-5463, 1741-2986. DOI: 10.1177/1077546311422549. URL: http://jvc.sagepub.com/cgi/doi/10.1177/1077546311422549 (cit. 28.01.2014).
- [45] Jan Vaclavik a Pavel Mokry. "Measurement of mechanical and electrical energy flows in the semiactive piezoelectric shunt damping system". In: Journal of Inteligent Material Systems and Structures 23.5 (břez. 2012), s. 527–533. ISSN: 1045-389X. DOI: 10.1177/1045389X12436730. URL: http://jim.sagepub.com/cgi/doi/10.1177/1045389X12436730.
- [46] Benjamin S Beck, Kenneth A Cunefare a Manuel Collet. "The power output and efficiency of a negative capacitance shunt for vibration control of a flexural system". In: *Smart Materials and Structures* 22.6 (červ. 2013), s. 065009. ISSN: 0964-1726, 1361-665X. DOI: 10.1088/0964-1726/22/6/065009. URL:

http: / / stacks.iop.org / 0964 - 1726 / 22 / i = 6 / a = 065009? key = crossref. a1a328bcd3fcc03ae44f969663c366d4 (cit. 20.07.2013).

- [47] Milos Kodejska et al. "Adaptive vibration suppression system: an iterative control law for a piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor". In: *IEEE Transactions on Ultrasonics Ferroelectrics and Frequency Control* 59.12 (pros. 2012), s. 2785–2796. ISSN: 0885-3010. DOI: 10.1109/TUFFC.2012.2520. URL: http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber = 6373802.
- [48] J. Nečásek, J. Václavík a P. Marton. "Digital synthetic impedance for application in vibration damping". en. In: *Review of Scientific Instruments* 87.2 (ún. 2016), s. 024704. ISSN: 0034-6748, 1089-7623. DOI: 10.1063/1.4942085. URL: http://scitation.aip.org/content/aip/journal/rsi/87/2/10.1063/1.4942085 (cit. 04.09.2016).
- [49] Pavel Mokry. "100 years of piezoelectric materials in acoustics: From a sonar to active metasurfaces". In: Proceedings of the 22nd International Congress on Acoustics. Buenos Aires: Asociación de Acústicos Argentinos, zář. 2016, ICA2016–535. ISBN: 978-987-24713-6-1. URL: http://ica2016.org.ar/website/ wp-content/uploads/ICA2016_Proceedings.pdf.
- [50] Kateřina Steiger et al. "Adaptive acoustic metasurfaces for the active sound field control". In: Proceedings of the 22nd International Congress on Acoustics. Buenos Aires: Asociación de Acústicos Argentinos, zář. 2016, ICA2016–597. ISBN: 978-987-24713-6-1. URL: http://www.ica2016.org.ar/ica2016proceedings/ ica2016/ICA2016-0597.pdf.
- [51] G. J. Swanson. Binary Optics Technology: The Theory and Design of Multi-Level Diffractive Optical Elements: en. Tech. zpr. Fort Belvoir, VA: Defense Technical Information Center, srp. 1989. DOI: 10.21236/ADA213404. URL: http://www.dtic.mil/docs/citations/ADA213404 (cit. 02.04.2021).
- [52] T. Sluka, P. Mokry a H. Lissek. "A theory of sound transmission through a clamped curved piezoelectric membrane connected to a negative capacitor". In: *International Journal of Solids and Structures* 47.17 (2010), s. 2260–2267. ISSN: 0020-7683. DOI: 10.1016/j.ijsolstr.2010.04.019. URL: http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0020768310001496 (cit. 22.02.2013).

A Seznam publikací

A.1 Publikace autora spadající do tématu disertační práce

Články v časopisech s IF

- M. Kodejška, P. Mokrý, V. Linhart, J. Václavik, and T. Sluka. Adaptive vibration suppression system: An iterative control law for a piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 59(12):2785–2796, 2012. doi: 10.1109/TUFFC. 2012.2520.
- M. Kodejska, P. Mokry, V. Linhart, J. Vaclavik, and T. Sluka. Erratum: Adaptive vibration suppression system: An iterative control law for a piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor (IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control (2012 59 (2785-2796)). *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 61(7):1243–1244, 2014. doi: 10.1109/TUFFC.2014.3025.
- P. Mokrý, P. Psota, K. Steiger, J. Václavík, R. Doleček, V. Lédl, and M. Sulc. Noise suppression in curved glass shells using macro-fiber-composite actuators studied by the means of digital holography and acoustic measurements. *AIP Advances*, 5(2), 2015. doi: 10.1063/1.4913624.
- J. Nečásek, J. Václavík, and P. Marton. Digital synthetic impedance for application in vibration damping. *Review of Scientific Instruments*, 87(2), 2016. doi: 10.1063/1.4942085.
- K. Nováková, P. Mokrý, and J. Václavík. Application of piezoelectric macrofiber-composite actuators to the suppression of noise transmission through curved glass plates. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 59(9):2004–2014, 2012. doi: 10.1109/TUFFC.2012.2420.
- P. Psota, V. Lédl, R. Doleček, P. Mokrý, P. Vojtíšek, and J. Václavík. Comprehensive time average digital holographic vibrometry. *Optical Engineering*, 55(12), 2016. doi: 10.1117/1.OE.55.12.121726.

- J. Václavík and P. Mokrý. Measurement of mechanical and electrical energy flows in the semiactive piezoelectric shunt damping system. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 23(5):527–533, 2012. doi: 10.1177/ 1045389X12436730.
- J. Václavík, M. Kodejška, and P. Mokrý. Wall-plug efficiency analysis of semiactive piezoelectric shunt damping systems. *JVC/Journal of Vibration and Control*, 22(11):2582–2590, 2014. doi: 10.1177/1077546314548910.

Články ve sbornících konferencí

- 9. M. Kodejška, J. Václavík, and P. Mokrý. A system for the vibration suppression in the broad frequency range using a single piezoelectric actuator shunted by a negative capacitor. In Proceedings of the 2010 IEEE International Symposium on the Applications of Ferroelectrics, ISAF 2010, Co-located with the 10th European Conference on the Applications of Polar Dielectrics, ECAPD 2010, 2010. doi: 10.1109/ISAF.2010.5712225.
- V. Lédl, J. Václavík, R. Doleček, and V. Kopecký. Frequency shifted digital holography for the measurement of vibration with very small amplitudes. In *AIP Conference Proceedings*, volume 1253, pages 415–419, 2010. doi: 10.1063/ 1.3455485.
- H. Lissek, R. Boulandet, M. Černík, J. Václavík, and P. Mokrý. Design of switching amplifier used in negative impedance disposal for the active control of transducer's acoustic impedance. In 16th International Congress on Sound and Vibration 2009, ICSV 2009, volume 3, pages 1362–1368, 2009.
- P. Mokrý, M. Kodejška, and J. Václavík. Recent trends in application of piezoelectric materials to vibration control. In *Recent Advances in Mechatronics* 2008-2009, pages 251–256, 2009.
- 13. P. Mokrý, K. Steiger, J. Václavík, P. Psota, R. Doleček, P. Márton, M. Kodejška, and M. Černík. 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*, 2014.
- 14. P. Mokrý, J. Václavík, J. Necásek, P. Psota, K. Steiger, and D. Vápenka. Adaptive acoustic metasurfaces for the noise shielding. In 24th International Congress on Sound and Vibration, ICSV 2017, 2017.
- 15. J. Necasek, J. Vaclavik, and P. Marton. Comparison of analog front-ends for digital synthetic impedance device. In *Proceedings of the 2017 IEEE International Workshop of Electronics, Control, Measurement, Signals and their Application to Mechatronics, ECMSM 2017*, 2017. doi: 10.1109/ECMSM.2017. 7945916.
- 16. J. Nečásek, J. Václavík, and P. Marton. Fast and portable precision impedance analyzer for application in vibration damping. In *Proceedings of the 2015 IEEE International Workshop of Electronics, Control, Measurement, Signals* and their Application to Mechatronics, ECMSM 2015, 2015. doi: 10.1109/ ECMSM.2015.7208693.
- 17. K. Nováková, P. Mokrý, J. Václavík, and V. Lédl. Analysis of noise transmission through the window glass plate and its control using the Macro Fiber Composite actuator. In Proceedings of the 2010 IEEE International Symposium on the Applications of Ferroelectrics, ISAF 2010, Co-located with the 10th European Conference on the Applications of Polar Dielectrics, ECAPD 2010, 2010. doi: 10.1109/ISAF.2010.5712229.
- 18. K. Nováková, P. Psota, R. Doleček, V. Lédl, P. Mokrý, J. Václavik, P. Márton, and M. Černík. Planar acoustic metamaterials with the active control of acoustic impedance using a piezoelectric composite actuator. In 2013 Joint IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectric and Workshop on Piezoresponse Force Microscopy, ISAF/PFM 2013, pages 317–320, 2013. doi: 10.1109/ISAF.2013.6748720.
- P. Psota, V. Lédl, R. Doleček, J. Václavík, and V. Kopecký. Improved holographic method for vibration amplitude measurement from nano to microscale. In AIP Conference Proceedings, volume 1600, pages 228–236, 2014. doi: 10.1063/1.4879587.
- P. Psota, V. Lédl, P. Vojtíšek, J. Václavík, R. Doleček, and P. Mokrý. Advanced time average holographic method for measurement in extensive vibration amplitude range with quantitative single-pixel analysis. In *Proceedings of SPIE The International Society for Optical Engineering*, volume 9508, 2015. doi: 10.1117/12.2185059.
- 21. K. Steiger, P. Mokry, J. Vaclavik, and M. Kodejska. Wide frequency range noise shield using curved glass plates with piezoelectric macro fiber composite actuators. In 2014 Joint IEEE International Symposium on the Applications of Ferroelectric, International Workshop on Acoustic Transduction Materials and Devices and Workshop on Piezoresponse Force Microscopy, ISAF/IWATMD/-PFM 2014, 2014. doi: 10.1109/ISAF.2014.6923011.
- 22. J. Václavík, P. Mokrý, and P. Márton. Design of wall-plug efficiency optimized semi-active Piezoelectric Shunt Damping systems. In 2013 Joint IEEE International Symposium on Applications of Ferroelectric and Workshop on Piezoresponse Force Microscopy, ISAF/PFM 2013, pages 325–328, 2013. doi: 10.1109/ISAF.2013.6748748.

A.2 Publikace autora mimo zaměření disertační práce

Články v časopisech s IF

- J. Hlubuček, J. Lukeš, J. Václavík, and K. Žídek Enhancement of CASSI by a zero-order image employing a single detector. *Applied Optics*, Jan. 2021 doi: 10.1364/AO.414402.
- J. Hlubuček, J. Budasz, J. Václavík, and K. Žídek. Construction of a vacuum ultraviolet transmission spectrometer. ACC Journal, vol. 24, pp. 17–23, Jun. 2018. doi: 10.15240/tul/004/2018-1-002.
- K. Žídek, J. Hlubuček, P. Horodyská, J. Budasz, and J. Václavík. Analysis of sub-bandgap losses in TiO2 coating deposited via single and dual ion beam deposition. *Thin Solid Films*, 626:60–65, 2017. doi: 10.1016/j.tsf.2017.02.036.
- R. Doleček, P. Psota, V. Lédl, T. Vít, J. Václavík, and V. Kopecký. General temperature field measurement by digital holography. *Applied Optics*, 52(1): A319–A325, 2013. doi: 10.1364/AO.52.00A319.
- P. Mokrý, P. Psota, K. Steiger, J. Václavík, R. Doleček, D. Vápenka, and V. Lédl. Ferroelectric domain pattern in barium titanate single crystals studied by means of digital holographic microscopy. *Journal of Physics D: Applied Physics*, 49(25), 2016. doi: 10.1088/0022-3727/49/25/255307.
- J. Vaclavik and M. Novak. Current oscillations in lighting systems with discharge lamps. Journal of Physics D: Applied Physics, 38(17):3237–3241, 2005. doi: 10.1088/0022-3727/38/17/S27.
- T. Vít, R. Melich, J. Václavík, and V. Lédl. Design of precise lightweight mirror. Applied Mechanics and Materials, 284-287:2717–2722, 2013. doi: 10. 4028/www.scientific.net/AMM.284-287.2717.

Články ve sbornících konferencí

- J. Václavík, M. Veselý, and R. Doleček. Optical design of the RODES hyperspectral LWIR imager. In Proc. SPIE 11385, Optics and Measurement International Conference 2019, 113850L (30 December 2019) doi: 10.1117/12. 2547353.
- J. Budasz, J. Hutka, and J. Václavík. Optical properties of Fe₂O₃ deposited by IBAD and its usage in interference filters. In *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, volume 9442, 2015. doi: 10. 1117/12.2176920.

- J. Budasz, J. Hut'ka, and J. Václavík. Losses in Ti₂SiO₂ multilayer coatings. In Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering, volume 10151, 2016a. doi: 10.1117/12.2257232.
- J. Budasz, J. Junek, and J. Václavík. Broadband antireflective coating for NEOSTED. In Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering, volume 10151, 2016b. doi: 10.1117/12.2257233.
- K. Žídek and J. Václavík. Imaging in laser spectroscopy by a single-pixel camera based on speckle patterns. In *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, volume 10151, 2016. doi: 10.1117/12.2256988.
- K. Zídek, O. Denk, J. Hlubuček, and J. Václavík. Compact and robust hyperspectral camera based on compressed sensing. In *Proceedings of SPIE The International Society for Optical Engineering*, volume 10151, 2016. doi: 10.1117/12.2250268.
- J. Hlubucek, D. Vapenka, P. Horodyska, and J. Vaclavik. Control of chemical composition of PZT thin films produced by ionbeam deposition from a multicomponent target. In *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, volume 10151, 2016. doi: 10.1117/12.2257331.
- P. Horodyska, J. Hlubucek, K. Zidek, and J. Vaclavik. Influence of oxygen on the quality of the PZT thin films prepared by IBS. In *Proceedings of SPIE -The International Society for Optical Engineering*, volume 10151, 2016. doi: 10.1117/12.2257224.
- R. Melich, P. Psota, V. Léd, and J. Václavík. Irregular surfaces Measurements and ZEMAX simulations. In *EPJ Web of Conferences*, volume 48, 2013. doi: 10.1051/epjconf/20134800015.
- P. Mokrý, P. Psota, K. Steiger, J. Václavík, D. Vápenka, R. Doleček, P. Vojtíšek, J. Sládek, and V. Lédl. Digital holographic tomography method for 3d observation of domain patterns in ferroelectric single crystals. In *Proceedings* of SPIE - The International Society for Optical Engineering, volume 10151, 2016. doi: 10.1117/12.2257327.
- P. Oupický, D. Jareš, J. Václavík, and D. Vápenka. Photonometers for coating and sputtering machines. In *EPJ Web of Conferences*, volume 48, 2013. doi: 10.1051/epjconf/20134800018.
- T. Thoř and J. Václavík. Sol-gel preparation of silica and titania thin films. In Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering, volume 10151, 2016. doi: 10.1117/12.2257325.
- J. Václavík, R. Doleček, V. Lédl, and P. Psota. Experimental study on SPDT machining of Gallium Phosphide. In *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, volume 8884, 2013. doi: 10.1117/12.2036139.

- J. Václavík and M. Novák. Current oscillations in lighting systems with discharge lamps. In *Institute of Physics Conference Series*, volume 182, pages 623–624, 2004.
- J. Václavík and D. Vápenka. Gallium Phosphide as a material for visible and infrared optics. In *EPJ Web of Conferences*, volume 48, 2013. doi: 10.1051/ epjconf/20134800028.
- 23. J. Václavík, M. Novák, A. Richter, and G. Zissis. Aspects of energy consumption in large lighting systems. In *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, volume 2, pages 1373–1378, 2004. doi: 10.1109/IAS.2004.1348591.
- 24. J. Václavík, R. Melich, P. Pintr, and J. Pleštil. High-throughput optical system for HDES hyperspectral imager. In *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, volume 9442, 2015. doi: 10.1117/12.2175935.
- 25. P. Vojtíšek, M. Possolt, R. Doleček, K. Steiger, P. Pintr, and J. Václavík. Design and fabrication of diffraction grating for application in hyperspectral imaging for the long-wavelength infrared spectral region. In *Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering*, volume 9442, 2015. doi: 10.1117/12.2175916.
- 26. D. Vápenka, J. Václavík, and P. Mokrý. Design and fabrication of antireflection coating on Gallium Phosphide, Zinc Selenide and Zinc Sulfide substrates for visible and infrared application. In *EPJ Web of Conferences*, volume 48, 2013. doi: 10.1051/epjconf/20134800029.