



**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE**  
**Fakulta dopravní**

Bc. Karina Abramova

Akustické senzory pro monitorování hluku

Diplomová práce

**Praha 2016**



**K623 ..... Ústav bezpečnostních technologií a inženýrství**

**ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE**  
(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení studenta (včetně titulů):

**Bc. Karina Abramova**

Kód studijního programu a studijní obor studenta:

**N 3710 – BD – Bezpečnost dopravních prostředků a cest**

Název tématu (česky): **Akustické senzory pro monitorování hluku**

Název tématu (anglicky): Acoustic Sensors for Noise Monitoring

**Zásady pro vypracování**

Při zpracování diplomové práce se řiďte osnovou uvedenou v následujících bodech:

- Úvod do problematiky monitorování hluku
- Teoretické základy modelování akustických a elektroakustických systémů
- Teorie elektroakustických měničů s důrazem na elektrostatický princip
- Možnosti kalibrace senzoru, měření na konkrétních vzorcích
- Vyhodnocení vlastností měřícího systému vzhledem k souvisejícím normám
- Závěr a návrh navazujících prací

- Rozsah grafických prací: dle pokynů vedoucího práce
- Rozsah průvodní zprávy: minimálně 55 stran textu (včetně obrázků, grafů a tabulek, které jsou součástí průvodní zprávy)
- Seznam odborné literatury: Z. Škvor: Elektroakustika a akustika, ČVUT, Praha 2012.  
Z. Škvor: Vibrating systems and their equivalent circuits. Amsterdam: Elsevier, 1991.  
O. Jiříček: Úvod do akustiky. Praha : ČVUT, 2002

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Petr Honzík, Ph.D**

Datum zadání diplomové práce: **30. června 2015**  
(datum prvního zadání této práce, které musí být nejpozději 10 měsíců před datem prvního předpokládaného odevzdání této práce vyplývajícího ze standardní doby studia)

Datum odevzdání diplomové práce: **1. června 2016**  
a) datum prvního předpokládaného odevzdání práce vyplývající ze standardní doby studia a z doporučeného časového plánu studia  
b) v případě odkladu odevzdání práce následující datum odevzdání práce vyplývající z doporučeného časového plánu studia



  
doc. Ing. Václav Jirovský, CSc.  
vedoucí

Ústavu bezpečnostních technologií a inženýrství

  
prof. Dr. Ing. Miroslav Svítek, dr. h. c.  
děkan fakulty

Potvrzuji převzetí zadání diplomové práce.

  
Bc. Karina Abramova  
jméno a podpis studenta

V Praze dne..... 30. června 2015

## Poděkování

Chtěla bych poděkovat Ing. Petru Honzíkovi, Ph.D., vedoucímu mé diplomové práce, za vedení, zájem, připomínky a čas, který mi věnoval. Mé poděkování patří též mé rodině a blízkým přátelům za pomoc a podporu během studia.

## Prohlášení

Překládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr studia na ČVUT v Praze Fakultě dopravní.

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracovala samostatně a že jsem uvedla veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

Nemám závažný důvod proti užívání tohoto školního díla ve smyslu § 60 Zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon).

V Praze dne

.....

podpis

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta dopravní

Akustické senzory pro monitorování hluku

diplomová práce

červen 2016

Bc. Karina Abramova

#### **ABSTRAKT**

Tato diplomová práce se zabývá problematikou monitorování hluku z dopravy pomocí jednoduchých a levných senzorů využitelných v senzorických sítích. Soustřeďuje se nejen na provedení vlastních měření na konkrétních vzorcích, ale rovněž na modelování akustických a elektroakustických systémů za pomoci analytických a numerických metod.

#### **KLÍČOVÁ SLOVA**

Hlukový senzor, elektrostatický mikrofón, elektretový mikrofón, měření šumu

#### **ABSTRACT**

This master thesis deals with the monitoring of traffic noise by using simple and cheap sensors, which are used for sensor networks and focuses not only on performance measurements of its parts, but also on numerical and analytical modeling of acoustic and electroacoustic systems.

#### **KEY WORDS**

Acoustic sensor, electrostatic microphone, electret microphone, noise measurement

## OBSAH

Seznam zkratk.....	6
Seznam použitých symbolů.....	7
Úvod.....	8
1 Úvod do problematiky monitorování hluku.....	9
1.1 Legislativa.....	9
1.2 Měření hluku.....	11
1.3 Využití senzorických sítí pro monitorování hluku.....	13
2 Teoretické základy modelování akustických a elektroakustických systémů.....	17
2.1 Vlnová rovnice.....	17
2.2 Mechanizmy ztrát.....	18
2.3 Náhradní obvody.....	19
2.4 Numerické metody v akustice.....	23
2.5 Kmity tenké kruhové membrány.....	25
2.6 Elektrostatický mikrofon jako součást senzoru hluku.....	27
3 Praktická část.....	31
3.1 Měření na hlukovém senzoru.....	31
3.1.1 Kmitočtová charakteristika filtru typu A.....	32
3.1.2 Převodní charakteristika RMS detektoru a měřicí jednotky.....	33
3.1.3 Citlivost mikrofonu.....	39
3.1.4 Měření šumu.....	43
3.1.5 Kalibrace celé soustavy.....	44
3.2 Numerické modelování rozptylu na měřicím zařízení.....	45
3.3 Model elektretového mikrofonu.....	51
Závěr a návrh navazujících prací.....	56
Seznam použitých pramenů a literatury.....	58
Seznam tabulek.....	59
Seznam obrázků.....	60
Seznam příloh.....	62

Příloha I. Numerický výpočet rozptylu na hlukovém senzoru – FreeFem++ .....	63
Příloha II. Numerický výpočet rozptylu na hlukovém senzoru - Matlab. ....	65
Příloha III. Model elektretového mikrofону - Matlab. ....	69

## Seznam zkratk

DTF.....	Diskrétní Fourierova transformace
EU.....	Evropská unie
FFT.....	Rychlá Fourierova transformace
HW.....	Hardware
MATLAB.....	Matrix laboratory
RMS.....	Efektivní hodnota
SPL (Sound Pressure Level) .....	Hladina akustického tlaku
SW.....	Software
Swept sine.....	Lineárně přeladovaný harmonický signál



## Seznam použitých symbolů

Značka	Veličina	Jednotka
$p$	Akustický tlak	$[Pa]$
$L_p$	Hladina akustického tlaku	$[dB]$
$p_0$	Statický tlak	$[Pa]$
$v$	Akustická rychlost částic prostředí	$[m \cdot s^{-1}]$
$c_0$	Rychlost zvuku ve vzduchu	$[m \cdot s^{-1}]$
$\rho$	Hustota prostředí	$[kg \cdot m^{-3}]$
$\rho_0$	Klidová hustota prostředí	$[kg \cdot m^{-3}]$
$\varepsilon_0$	Permitivita vakua	$[F \cdot m^{-1}]$
$\kappa$	Poissonova adiabatická konstanta	$[-]$
$k$	Vlnové číslo	$[m^{-1}]$
$\xi$	Výchylka částice prostředí	$[m]$
$E$	Objemové posunutí	$[m^3]$
$w$	Objemová rychlost	$[m^3 \cdot s^{-1}]$
$f$	Kmitočet vlnění	$[Hz]$
$\omega$	Úhlová frekvence vlnění	$[s^{-1}]$
$\eta$	Citlivost mikrofону	$[V \cdot Pa^{-1}]$
$T$	Mechanické napětí membrány	$[N \cdot m]$
$q$	Elektrický náboj	$[C]$
$i$	Střídavý elektrický proud	$[A]$
$u$	Střídavé elektrické napětí	$[V]$
$U_G$	Stejnoseměrné polarizační napětí	$[V]$
$L$	Indukčnost	$[H]$
$C$	Elektrická kapacita	$[F]$
$m_1$	Plošná hustota membrány	$[kg \cdot m^{-2}]$
$\mu$	Činitel dynamické viskozity	$[Pa \cdot s]$
$\eta_v$	Činitel objemové viskozity	$[Pa \cdot s]$
$\lambda_h$	Součinitel tepelné vodivosti	$[W \cdot m^{-1} \cdot K^{-1}]$
$k_b$	Činitel měniče	$[C \cdot m^{-1}]$

## Úvod

V této práci se zabývám fenoménem hluku a hlukovým senzorem. Nejprve stručně nastíním aktuální problematiku monitorování hluku z dopravy a zmíním se o právní úpravě na úseku ochrany před hlukovou zátěží v ČR. Následně vymezím základní pojmy modelování akustických a elektroakustických systémů a vyložím její teoretické základy. Před praktickou částí, kde se aplikují nástroje a postupy z teoretické části, se zmíním o elektrostatickém principu elektroakustických měničů, které jsou součástí senzorů hluku.

Stěžejní část práce pak budu věnovat vlastním výpočtům na měřicím zařízení, numerickému modelování a vytváření modelu elektretového mikrofону za pomoci analytických metod. Cílem práce je na základě měření vyhodnotit vlastnosti zvukoměru vzhledem k souvisejícím normám.

# 1 Úvod do problematiky monitorování hluku

Rychlá urbanizace a industrializace jsou dva globální úkazy, které společně tvoří významné síly formující XXI. století. Význam dopravy při těchto procesech je mimořádný – spojuje a šetří čas, ale současně obtěžuje všechny obyvatele města. Jedná se o vystavení nadměrnému hluku, který je především generován automobilovou dopravou, což je dáno charakteristickou zvláštností liniových staveb silnic, jejichž škodlivými vlivy je zasaženo více lidí z důvodu, že se jedná o velký rozsah průchodného území, zasahující do hustě urbanizovaného prostoru. V souvislosti s dopravou ve městě nelze obejít ani fenomén dopravní indukce, při kterém s rostoucí silniční kapacitou paradoxně dochází ke zvětšení objemu dopravy a nárůstu hlukové zátěže.

## 1.1 Legislativa

Podíváme se na právní definice hluku, jež je zakotvena v §30 odst. 2 zákona č. 258/2000 Sb., o ochraně veřejného zdraví a o změně některých souvisejících zákonů ve znění pozdějších předpisů následovně: *“Hlukem se rozumí zvuk, který může být škodlivý pro zdraví a jehož imisní hygienický limit stanoví prováděcí právní předpis“*.

Oním provádějícím předpisem stanovujícím hygienické limity je nařízení vlády 272/2011 Sb. o ochraně zdraví před nepříznivými účinky hluku a vibrací. Podle české legislativy již zmíněné limity jsou limity imisními, tzn., že jsou vztažené k definovaným chráněným prostorům, do kterých nesmí pronikat více hluku, než je stanoveno a to pro denní resp. noční dobu, ve které k emisi hluku dochází [1]. Věnujme se teď konkrétním hodnotám hlukové zátěže stanoveným pro:

[1]

- Vnější prostory

Vnější prostor zahrnuje chráněné venkovní prostory staveb a chráněné venkovní prostory, jejichž obě definice je možné najít v § 30 odst. 3 zákona č. 258/2000Sb., o ochraně veřejného zdraví. Hluk ze silniční a drážní dopravy je tady vyjádřen ekvivalentní hladinou akustického tlaku  $L_{Aeq,T}$  a stanoven pro celou denní ( $L_{Aeq,16h}$ ) a celou noční dobu ( $L_{Aeq,8h}$ ) [1]. V tabulce č. 1 uvádím požadované hodnoty pro jednotlivé kategorie pozemních komunikací.

**Tab. 1** Hodnoty ekvivalentní hladiny akustického tlaku pro jednotlivé kategorie pozemních komunikací [1]

Venkovní hluk	$L_{Aeq,16h}$ [dB]	$L_{Aeq,8h}$ [dB]
Dálnice, Silnice I. a II. a Místní komunikace I. a II. třídy	60	50
Silnice III. třídy, Místní komunikace III. třídy, Dráhy	55	45

- Vnitřní prostory

Vnitřními prostory se rozumí obytné a pobytové místnosti. Pro silniční a drážní dopravu v denní a noční době je hygienický limit: [1]

6 - 22 hod.....40 dB

22 - 6 hod.....35 dB

Za důkladné povšimnutí stojí, že problematika hluku z dopravy je jedním z největších problémů životního prostředí nejen na národní úrovni, ale i v celé Evropě. Proto se omezení hluku stalo jednou ze strategických priorit Evropské unie. Společný postup členských států EU v boji s následky expozice hluku z vnějšího prostředí je zachycen v Evropské směrnici 2002/49/EC o hodnocení a řízení environmentálního hluku. Základem této směrnice jsou 3 hlavní zásady: unifikace metod měření, monitorování, strategie a legislativy, shromažďování informací ve formě hlukových map pro jednotlivé druhy dopravy a financování snižování úrovně hluku. Na hlukové mapy, jakožto grafickou vizualizaci údajů o hlukové zátěži, jsou navazovány akční plány uvádějící soubory opatření zpracované k eliminaci hlavních příčin hluku v kritických místech daného území, kde došlo k překročení mezních hodnot hlukového ukazatele. Vzhledem k tomu, že povinností všech členských států EU je implementace veškerých směrnic Unie do národní legislativy, je tato směrnice povinnou součástí české legislativy, do které byla zavedena vyhláškou č. 523/2006 Sb., o hlukovém mapování.

Vytváření hlukových map pro jednotlivé druhy dopravy nevychází z konkrétních bodových měření, ale z modelových výpočtů. Ovšem zahrnuje i případné provedení kalibrace modelu po porovnání reálných měření akustických parametrů a výsledků pomocí hlukového senzoru s vypočtenými hodnotami prostřednictvím modelu [2]. Zaměříme-li se na hluk z provozu na pozemních komunikacích, mezi základní dopravní podklady pro výpočet hluku z automobilové dopravy patří údaje o: [3]

- intenzitě dopravy,
- skladbě dopravního proudu ve výpočtovém období,
- dopravním provozu linkových autobusů ve výpočtovém období.

Dále platí, že hluk silniční dopravy závisí na podélném sklonu nivelety, druhu a stavu vozovky, okolní zástavbě, konfiguraci terénu a meteorologických podmínkách [3].

Při výpočtech se vychází z údajů obsažených v: [3]

- celostátním sčítání dopravy,
- speciálně provedených dopravních průzkumech,
- dopravně-inženýrské dokumentaci jednotlivých sídelních útvarů.

Poněvadž v reálné praxi se setkáváme s hlukem proměnným, jehož hladina akustického tlaku  $L_A$  se v daném místě a ve sledovaném časovém intervalu mění v závislosti na čase o více než 5 dB, není možno jednočíselně charakterizovat hlukovou situaci v určitých bodech na sledované komunikaci hladinou akustického tlaku  $A$  a proto legislativně zavedeným ukazatelem pro hodnocení imise hluku je ekvivalentní hladina akustického tlaku  $L_{Aeq,T}$ . Ta odpovídá energeticky shodné hladině akustického tlaku, která by byla konstantní po celou dobu trvání dobu expozice  $T$ .

## 1.2 Měření hluku

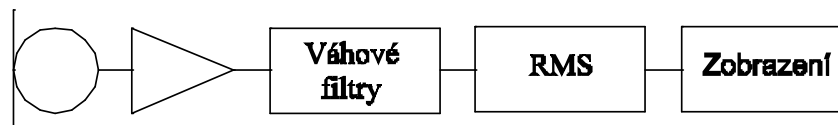
Za účelem kalibrace vytvářeného modelu hlukové zátěže pomocí reálně naměřených hodnot je nutné normalizovat zvukoměry a stanovit jejich tolerance. Na to se používá česká technická norma ČSN EN 61672-1. Tato norma uvažuje nejistotu měření zvukoměru uvedením dvou kritérií, které spočívají v tom, aby naměřené odchylky od jmenovitých hodnot nepřekračovali použitelné přijímací meze anebo aby nejistota měření nepřekračovala odpovídající nejvyšší přípustnou nejistotu [4]. Shoda s technickými požadavky na zvukoměry je prokázána, pokud jsou splněna obě kritéria najednou. [4]

Při těchto dvou kritériích existují čtyři možné závěry: [4]

- shoda s technickými požadavky,
- neshoda z důvodu, že skutečná nejistota měření překračuje nejvyšší přípustnou mez,
- neshoda z důvodu, že naměřené odchylky překračují přijímací mez,
- neshoda z důvodu, že naměřené odchylky překračují jak nejvyšší přípustnou, tak i přijímací mez.

Obecné blokové schéma zvukoměru je zobrazeno na obr. 1. Měřicí řetězec se skládá z mikrofonu, zesilovače a dalších částí jako jsou váhové filtry A, C a ev. Z, výpočet efektivní

hodnoty a zobrazovacího zařízení. Všechny tyto části zvukoměru musí vyhovovat požadavkům výše uvedené normy ČSN EN 61672-1.



**Obr. 1** Blokové schéma zvukoměru

Touto normou jsou mimo jiné určeny i pásma modulové kmitočtové charakteristiky hlukového senzoru, které definují dvě třídy přesnosti, „třidu 1“ a „třidu 2“, lišících se hlavně v šířce přejímacích mezí [4]. Platí zde zásada, že meze hlukoměru třídy 2 jsou širší nebo shodné s přejímacími mezemi pro třídu 1 [4]. Je třeba brát v úvahu i to, že jejich toleranční pásma nejsou konstantní, ale závisí na kmitočtu podle tab.2.

**Tab. 2** Kmitočtová vážení a přejímací meze [4]

Jmenovitý kmitočet Hz	Kmitočtová vážení dB			Přejímací meze, dB	
	A	C	Z	Provozní třída	
				1	2
10	-70,4	-14,3	0,0	+3,0; -∞	+5,0; -∞
12,5	-63,4	-11,2	0,0	+2,5; -∞	+5,0; -∞
16	-56,7	-8,5	0,0	+2,0; -4,0	+5,0; -∞
20	-50,5	-6,2	0,0	±2,0	±3,0
25	-44,7	-4,4	0,0	+2,0; -1,5	±3,0
31,5	-39,4	-3,0	0,0	±1,5	±3,0
40	-34,6	-2,0	0,0	±1,0	±2,0
50	-30,2	-1,3	0,0	±1,0	±2,0
63	-26,2	-0,8	0,0	±1,0	±2,0
80	-22,5	-0,5	0,0	±1,0	±2,0
100	-19,1	-0,3	0,0	±1,0	±1,5
125	-16,1	-0,2	0,0	±1,0	±1,5
160	-13,4	-0,1	0,0	±1,0	±1,5
200	-10,9	0,0	0,0	±1,0	±1,5
250	-8,6	0,0	0,0	±1,0	±1,5
315	-6,6	0,0	0,0	±1,0	±1,5
400	-4,8	0,0	0,0	±1,0	±1,5
500	-3,2	0,0	0,0	±1,0	±1,5
630	-1,9	0,0	0,0	±1,0	±1,5
800	-0,8	0,0	0,0	±1,0	±1,5
1 000	0	0	0	±0,7	±1,0
1 250	+0,6	0,0	0,0	±1,0	±1,5
1 600	+1,0	-0,1	0,0	±1,0	±2,0
2 000	+1,2	-0,2	0,0	±1,0	±2,0
2 500	+1,3	-0,3	0,0	±1,0	±2,5
3 150	+1,2	-0,5	0,0	±1,0	±2,5
4 000	+1,0	-0,8	0,0	±1,0	±3,0
5 000	+0,5	-1,3	0,0	±1,5	±3,5
6 300	-0,1	-2,0	0,0	+1,5; -2,0	±4,5
8 000	-1,1	-3,0	0,0	+1,5; -2,5	±5,0
10 000	-2,5	-4,4	0,0	+2,0; -3,0	+5,0; -∞
12 500	-4,3	-6,2	0,0	+2,0; -5,0	+5,0; -∞
16 000	-6,6	-8,5	0,0	+2,5; -16,0	+5,0; -∞
20 000	-9,3	-11,2	0,0	+3,0; -∞	+5,0; -∞

POZNÁMKA Kmitočtová vážení byla vypočítána pomocí analytických výrazů uvedených v příloze E s kmitočtem  $f$  vypočítaným z rovnice  $f = f_0 \cdot 10^{(n-20)/20}$ , kde  $f_0 = 1\,000$  Hz a  $n$  je přirozené číslo mezi 10 a 43. Vážení byla zaokrouhlena na desetinu decibelu.

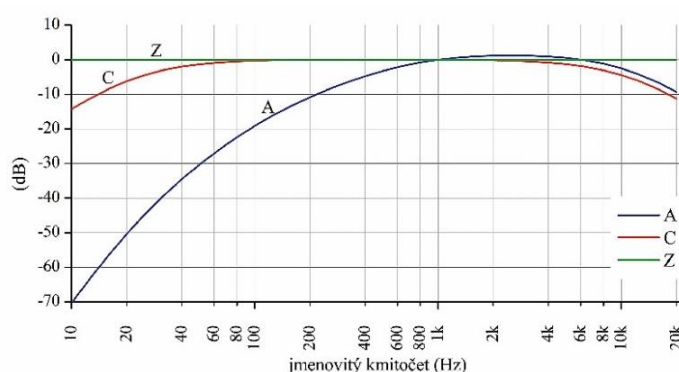
Při kmitočtech mezi dvěma hodnotami uvedenými v tabulce 2 se jmenovité hodnoty příslušných kmitočtových vážení musí vypočítat podle rovnic stanovených v ČSN 61672-1. Zde uvedeme analytické výrazy pro kmitočtové vážení A [4]:

$$A(f) = 20 \log \frac{R_A}{R_{A(1000)}}, \quad (1)$$

$$\text{kde } R_A(f) = \frac{12200^2 f^4}{(f^2 + 20.6^2)(f^2 + 12200^2) \sqrt{(f^2 + 107.7^2)(f^2 + 737.9^2)}} \quad (2)$$

kde  $R_A$  je normující konstanta definovaná v normě ČSN 61672-1 a reprezentující elektrický zisk potřebný k tomu, aby kmitočtové funkce měly zisk 0 dB na 1 kHz, tj. nulovou korekci.

Dále je zde rovněž definován požadavek linearitv amplitudové charakteristiky signálu v celém rozpětí dynamického rozsahu. Přičemž naměřené hodnoty jejich chyb nesmí překročit  $\pm 0.8$  dB u zvukoměru třídy 1 a  $\pm 1.1$  dB u senzoru hluku třídy 2 [4].



Obr. 2 Průběhy váhových křivek filtrů typů A, C a Z [4]

Za kmitočtovým filtrem v řetězci senzoru hluku následuje RMS detektor, jenž je určen pro detekci efektivní hodnoty vstupního signálu. Efektivní hodnota napětí se potom spočítá podle vzorce:

$$RMS = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (u(t))^2 dt}. \quad (3)$$

Kvůli tomu, že tato hodnota vzniká na základě integrace signálu podle času, detektor neovlivňuje okamžitou hodnotu výstupního signálu, ale jeho efektivní hodnotu a pak výstupní napětí detektoru je úměrné výkonu měřeného signálu.

### 1.3 Využití senzorických sítí pro monitorování hluku

Stále se vyvíjí nové metody měření hluku a v této souvislosti jsou senzorické sítě určitým trendem současnosti. Jsou to nástroje pro podrobné a kontinuální monitorování hluku z dopravy.

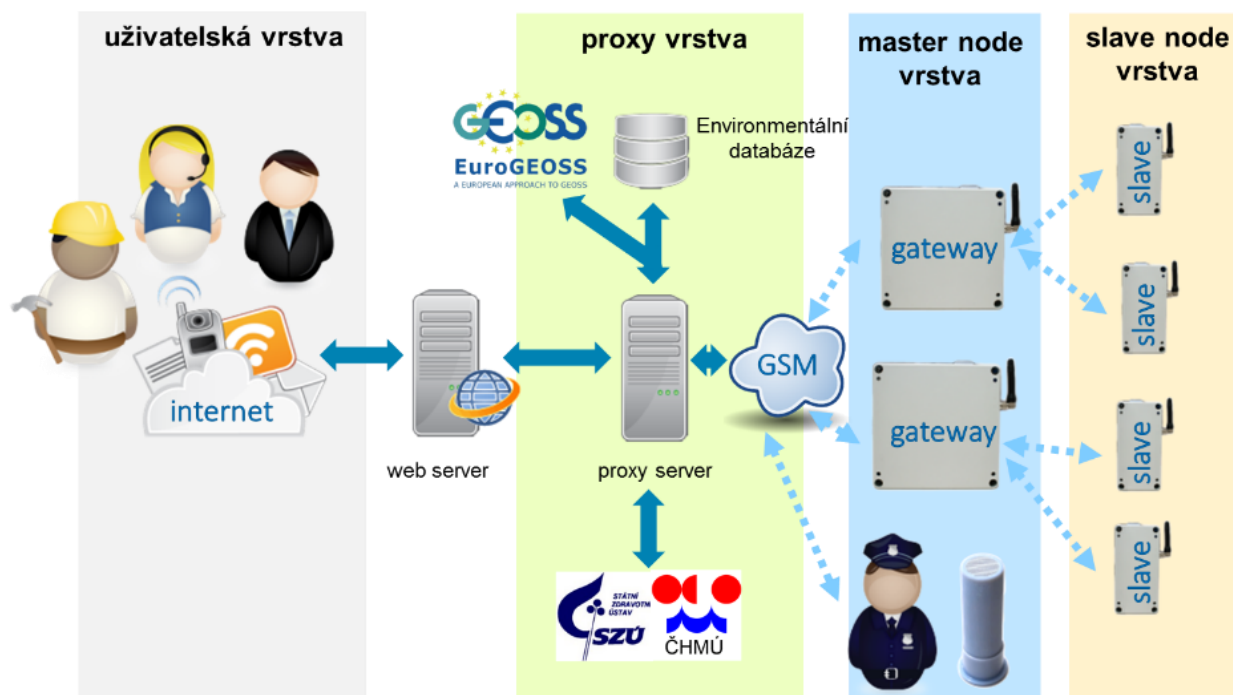
Rovněž mohou sloužit i pro posuzování stávajících matematických modelů při vytváření hlukových map.

Podíváme-li se na řešení senzorických sítí v Evropě, uvědomíme si, že existují celkem 4 kategorie senzorických sítí: [5]

- Do první kategorie patří monitorovací systémy jako Brüel&Kjær a Larson&Davis, využívající senzory se špičkovými parametry. Jistou nevýhodou těchto systémů je pak těžko se měnící konfigurace HW a obtížně přizpůsobující SW novým uživatelským požadavkům a proto mohou být implementovány jen v jedné příslušné oborové oblasti monitorování. U tohoto typu systému je kladen důraz na spolehlivost a přesnost.
- Druhou kategorie tvoří sítě založené na monitorovacím systému, používajícím sofistikovaný HW a různé typy levných sensorů, což vyhovuje požadavkům na interdisciplinaritu. Do této kategorie patří například systémy Munisense a Santini. Zde jsou kladeny požadavky především na přesnost, spolehlivost a flexibilitu.
- Do třetí kategorie patří systémy, jejichž měřicí jednotky jsou vybaveny mikroprocesorem a levným mikrofonom. Tyto měřicí jednotky pak posílají měřená data do serveru, kde je následně zpracovány.
- Čtvrtá kategorie používá nejnovější generaci mobilních telefonů (smartfonů) s nainstalovanou aplikací jako měřicí jednotku. Hlavními problémy při používání chytrých telefonů pro monitorování hluku jsou nižší přesnost mikrofونů a otázka ochrany soukromí. Rovněž není vždy známo umístění smartfonů při měření. Je například potřeba vědět, zda je mobilní telefon v kapse nebo se měří uvnitř budovy a zda jsou stínující plochy v okolí. Do této kategorie patří například systémy Noisetube a NoiseSPY.

Na celoevropský trend monitorování hlukové zátěže navazuje tuzemský projekt Tranfficsensnet, který je řešen na Ústavu bezpečnostních technologií a inženýrství Fakulty dopravní ČVUT v Praze. Projekt je zaměřen na vytváření a provozování experimentální senzorické sítě v dopravě na území hl. m. Prahy v oblasti Spořilova, kde jsou zaznamenány poměrně velké průměrné denní intenzity dopravy [6]. Architekturu sítě lze zjednodušeně popsat pomocí schématu na obr.3.





Obr. 3 Architektura sítě [6]



Obr. 4 Jednotka typu master [6]

Měřicí síť sestává z 20 jednotek třech typů (slave, mobilní jednotka a master), využívající propojení do topologie rozšířené hvězdy [6]. Jednotka typu slave měří převážně směr a sílu větru, teplotu a vlhkost. Druhý typ představuje mobilní jednotku, nebo-li mobilní telefon s datovým připojením [6].

Jednotka typu master představuje základní jednotku senzorické sítě, do které jsou začleněny různé typy jednotlivých používaných senzorů (chemické, termické a akustické), což je dáno samotnou povahou senzorických sítí [6]. Za účelem provádění měření maximální a průměrné

hlukové zátěže byl do navržené jednotky začleněn elektretový mikrofon a elektronická část, kterou tvoří předzesilovač váhový filtr A a RMS detektor. Měření hluku se počítá v 5 minutových intervalech se vzorkováním 500 ms a ověření celého hlukového senzoru měřícím mikrofonem projevilo malé odchytky do 1dB (A) SPL [6]. Toto zařízení je předmětem zkoumání této diplomové práce na němž jsou provedeny měření popsané v její praktické části.

## 2 Teoretické základy modelování akustických a elektroakustických systémů

Pod pojem modelování je obecně představován proces tvorby zjednodušeného popisu skutečného objektu světa. Podklady pro tento popis slouží statické a dynamické vlastnosti sledovaného skutečného systému. V případě akustických a elektroakustických systémů jde o popis chování tekutin jako prostředí přenosu akustických vln.

Pro lepší pochopení těchto procesů vyjdeme z nejjednodušší metody vědeckého zkoumání - idealizaci reálného objektu a zavedeme neviskózní model ideální tekutiny, tak abstrahujeme od tepelných ztrát a vlivu viskózních sil.

Následující podkapitolu věnujeme matematickému popisu a odvození vlnové rovnice, která představuje fundamentální lineární parciální diferenciální rovnici, popisující vlnění na principech klasické mechaniky [7]. Pote rozšíříme naše úvahy na složitější případ modelu reálné tekutiny, v níž dochází k přenosu akustických vln.

### 2.1 Vlnová rovnice

Jak už bylo řečeno výše, akustické vlny se dají popsat vlnovou rovnicí, kterou lze odvodit ze tří základních rovnic. O prostředí, v němž se šíří vlny, obecně předpokládáme, že je homogenní, spojitě, nedisperzní, izotropní a neabsorbující [7]. Při odvození rovnice vycházíme z

- Eulerovy pohybové rovnice dynamiky ideální tekutiny

$$-\mathit{grad} p = \rho_0 \frac{\partial v}{\partial t}, \quad (4)$$

- Rovnice kontinuity, která vyjadřuje zákon zachování hmoty a jasně ukazuje, že celkový přírůstek hmotnosti elementu objemu se projeví zvětšením hustoty.

$$\mathit{div} v = -\frac{1}{\rho_0} \frac{\partial \rho}{\partial t}, \quad (5)$$

- Poissonovy rovnice, popisující termodynamické chování plynu při šíření akustické vlny a zachycující závislost tlaku, hustoty a teploty za předpokladu, že akustické jevy jsou adiabatické děje

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \frac{\kappa p_0}{\rho_0} \frac{\partial \rho}{\partial t}, \quad (6)$$

kde  $\kappa = \frac{c_p}{c_v}$  je poměr měrné tepelné kapacity plynu při stálém tlaku a stálém objemu.

Spojením rovnice kontinuity se stavovou rovnicí při použití vztahu  $\kappa p_0 = \rho_0 c_0^2$  dostaneme

$$\operatorname{div} v = -\frac{1}{\rho_0 c_0^2} \frac{\partial p}{\partial t}. \quad (7)$$

Po zderivování rovnice (7) získáme

$$\operatorname{div} \frac{\partial v}{\partial t} = \frac{1}{\rho_0 c_0^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2}. \quad (8)$$

Konečně, vyjádříme-li z pohybové rovnice derivaci akustické rychlosti a dosadíme li ji do (8) dostaneme hledanou základní vlnovou rovnici akustického pole pro akustický tlak

$$\Delta p = \frac{1}{c_0^2} \frac{\partial^2 p}{\partial t^2}, \quad (9)$$

kde  $\Delta$  je Laplaceův operátor.

Řešení této rovnice je závislé na různých počátečních a okrajových podmínkách, tzn., jde-li o případ rovinné vlny či kulové vlny a další specifikace těchto vln [7].

## 2.2 Mechanizmy ztrát

V předchozích odstavcích jsme odvodili vlnovou rovnici na základě určitého zjednodušení a tím jsme matematicky popsali model ideální tekutiny. Připomeneme si, že při proudění ideální tekutiny se její částice pohybují bez vnitřního tření a proto nedochází k disipaci mechanické energie. Každopádně vzduch se považuje za reálnou tekutinu, a proto je třeba brát v úvahu ztráty energie v akustickém poli. K úbytku zvukové energie dochází v podstatě dvojím způsobem: [7]

- Výměnou tepla v prostředí při přenosu zvukových vln.

Pohybem akustické vlny dochází k šíření komprese a dekomprese částic prostředí, tudíž se střídavě mění hustota média. Za podmínky stálého objemu se teplota určitých oblastí liší, čímž dochází ke vzniku tepelného toku mezi nimi a úbytku mechanické energie.

- Třením rozkmitaných částic tekutiny o stěny.

Při šíření akustických vln dlouhou trubicí vytváří tekutina rovnoběžná proudová vlákna, klouzající se po sobě. V důsledku třecí síly, která je reakcí na tendenci vrstev se posunout vůči sobě, ulpívá mezní vrstva na obtékaných stěnách trubice a rychlost proudění tekutiny v následujících proudových vláknech se zvyšuje tím rychleji, čím menší je dynamická viskozita tekutiny [7]. Práce sil spotřebovaná při snaze o vyrovnání poloh vrstev se projevuje zvýšením vnitřní energie média a úbytkem mechanické energie [7]. Zde si dovolím malou odbočku a zmíním, že pokud bychom připustili existence viskózních sil v ideálním případě proudění

tekutiny, třecí teplo by se muselo vracet zpět do tekutiny a její celková entalpie by se neměnila. Tyto poznatky nyní uplatníme u modelu reálné tekutiny, tzn., že se bude jednat o jemnou modifikaci základní vlnové rovnice pro ideální tekutinu o členy zahrnující vliv viskozity prostředí tepelnou vodivost. V odvození vlnové rovnice jsou pak rovnice (4) a (6) nahrazeny následujícími rovnicemi:

- Navier-Stokesova rovnice

$$\frac{1}{c} \frac{\partial \vec{v}}{\partial t} + \frac{1}{\rho_0 c} \overrightarrow{\text{grad}} p = l_v \overrightarrow{\text{grad}} \text{div } \vec{v} - l'_v \overrightarrow{\text{rot}} \overrightarrow{\text{rot}} \vec{v}, \quad (10)$$

- Fourierova rovnice

$$\left( \frac{1}{c} \frac{\partial}{\partial t} - l_h \Delta \right) \tau = \frac{(\gamma-1)}{\beta \gamma} \frac{1}{c} \frac{\partial p}{\partial t}, \quad (11)$$

$$\text{kde } l_v = \frac{1}{\rho_0 c} \left( \frac{4}{3} \mu + \eta_v \right) \quad l'_v = \frac{\mu}{\rho_0 c} \quad l_h = \frac{\lambda_h}{\rho_0 c c_p}.$$

## 2.3 Náhradní obvody

Pokud se zabýváme tvorbou modelů reálných fyzikálních dějů, které vyjadřují, jak se při daném ději mění vlastnosti zkoumaného objektu, hledáme v podstatě vhodné modelové rovnice a jejich řešení. Toto řešení v různé míře složitých systému vyžaduje různý matematický aparát a různé metody. V první řadě jde o analytické metody, které využívají prostředky diferenciálního počtu. Druhou skupinu tvoří numerické metody. Tato podkapitola je věnována aplikaci analytické metody řešení vlnové rovnice pomocí náhradních obvodů.

Všechny mechanické systémy v tom případě řešíme na základě elektroakustické analogie, tzn., že předpokládáme, že stejné rovnice, popisující zvlášť elektrickou, mechanickou a akustickou částí soustavy musí vést ke stejnému matematickému výsledku, s tím, že i fyzikální podstata matematicky totožně vyjádřených jevů je analogická. Výhodou používání těchto analogií je možnost převedení různých druhů fyzikálních systémů tvořících celek na jeden analogický náhradní odvod, ve kterém jednotlivé části modelu reprezentují subsystémy a systém lze pak studovat jako celek ve formě elektrické soustavy [7].

Mechanickou kmitající soustavu modelujeme pomocí tří základních prvků [7]:

- Inertor – je induktivní prvek, jehož převládající vlastnosti je setrvačnost,
- Rezistor s dominantní vlastností tlumení. Vykazuje disipativní charakter,
- Elastor, jehož vlastností je poddajnost uzavřeného objemu a má kapacitní charakter.

Proveďme si nyní rozbor případu elektromechanických analogií.

Mechanický inertor se dá definovat dle 2. Newtonova zákona pomocí vztahu  $F_m = m \frac{\partial v}{\partial t}$ , který by korespondoval se vztahy pro napětí elektrické soustavy a tlak akustické soustavy:

$$u = L \frac{\partial i}{\partial t}, \quad p = m_a \frac{\partial w}{\partial t},$$

kde  $i$  je elektrický proud,  $w$  je objemová rychlost,  $L$  je indukčnost a  $m_a$  je akustická hmotnost.

Přičemž základními vztahy jsou:

$$i = \frac{\partial q}{\partial t}, \quad v = \frac{\partial \xi}{\partial t}, \quad w = \frac{\partial \mathcal{E}}{\partial t},$$

kde  $q$  je elektrický náboj,  $\xi$  je výchylka,  $\mathcal{E}$  je objemové posunutí.

Mechanický rezistor můžeme popsat vztahem  $F_r = r_m v$ . Tomuto vztahu by pak odpovídalo elektrické napětí  $u = Ri$  a akustický tlak  $p = r_a w$

Poslední prvek soustavy, tj. elastor definujeme vztahem

$$F_C = \frac{\xi}{c} = \frac{1}{c} \int v dt.$$

Analogie u elektrických a akustických soustav zde je

$$u = \frac{q}{C} = \frac{1}{C} \int i dt, \quad p = \frac{\mathcal{E}}{c_a} = \frac{1}{c_a} \int w dt,$$

kde  $C$  je kapacita a  $c_a$  je akustická poddajnost.

Obdobu mezi kmitavými obvody elektrické, mechanické a akustické lze rozšířit i na pojem impedance:

$$Z_m = \frac{F}{v},$$

$$Z_s = \frac{p_a}{v},$$

$$Z_a = \frac{p_a}{w},$$

Výše uvedené jednotlivé impedance transformujeme pak pomocí vztahu:

$$Z_a = \frac{p_a}{w} = \frac{p_a}{v \cdot S} = \frac{Z_s}{S} = \frac{F/S}{v \cdot S} = \frac{Z_m}{S^2}, \quad (12)$$

kde  $S$  je plocha.

Přehled analogických veličin a vzorců můžeme sestavit do tab. 3:

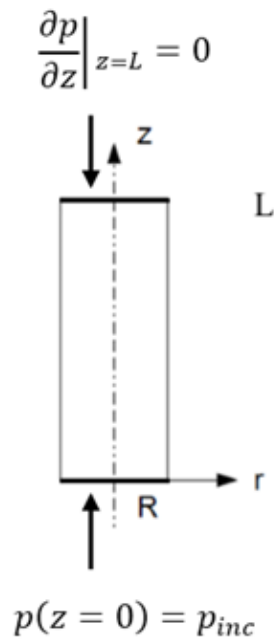
Tab. 3 Zdrojové veličiny a prvky lineárního elektrického obvodu, mechanické soustavy a akustické soustavy [7]

Elektrická soustava		Mechanická soustava		Akustická soustava	
Napětí $u$		Síla $F$		Tlak $p$	
Proud $i$		Rychlost $v$		Objemová rychlost $w$	
Náboj $q$		Výchylka $\xi$		Objemové posunutí $\Xi$	
Prvek	Vlastnost	Prvek	Vlastnost	Prvek	Vlastnost
Induktor	Indukčnost $L$	Mech.inertor	Hmotnost $m$	Ak.inertor	Ak.hmotnost $m_a$
Rezistor	Odpor $r$	Mech.rezistor	Mech.odpor $r$	Ak.rezistor	Ak.odpor $r_a$
Kapacitor	Kapacita $C$	Mech.elastor	Poddajnost $c$	Ak.elastor	Ak.poddajnost $c_a$

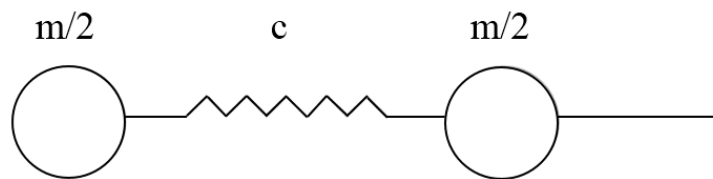
Již jsme uvedli základní popis všech prvků mechanické kmitající soustavy a jejich analogie s veličinami elektrickými, které je možno využít při návrhu modelu akustické soustavy. Zjištěné poznatky z akustiky a elektrotechniky se pokusím ilustrovat na příkladu modelu trubičky na jednom konci uzavřené a na druhém konci které je umístěn budící zdroj. Budeme se držet tohoto postupu: K translační soustavě, jejíž schéma je na obr. 5, nejprve nalezneme symbolické schéma. Druhým krokem je nalezení analogického schéma, kde symboly inertoru a elastoru vystupují jako symboly induktoru a kapacitoru a v třetím kroku ukážeme průběh její vstupní impedance.

Uvažovaná trubička konečné délky a konstantního průřezu představuje soustavu s rozprostřenými prvky, mající společné rysy s homogenním bezodrazovým vedením. Zde budeme počítat s akustickou hmotností kmitajícího vzduchu v hrdle vlnovodu a akustickou poddajnost objemu trubičky za předpokladu, že jde o ideálně stlačitelnou tekutinu.

Tím pádem původní analogické schéma trubičky se skládá ze dvou inertorů o hmotnostech  $m = \frac{\rho_0 \cdot L}{2S}$  a elastoru o poddajnosti  $c = \frac{V}{\rho_0 \cdot c_0^2}$  [7].



Obr. 5 Schéma vlnovodu

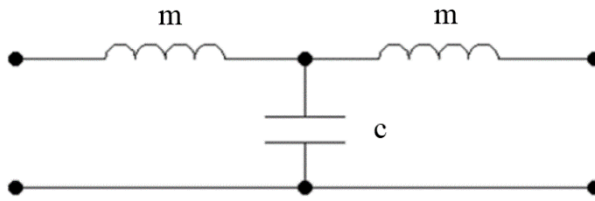


Obr. 6 Symbolické schéma vlnovodu konstantního průřezu

Následně je nutné vyjádřit vstupní mechanickou impedanci  $Z_{in} = \frac{p_{in}}{w_{in}}$  s přehledem k vybrané úrovni zjednodušení [7]:

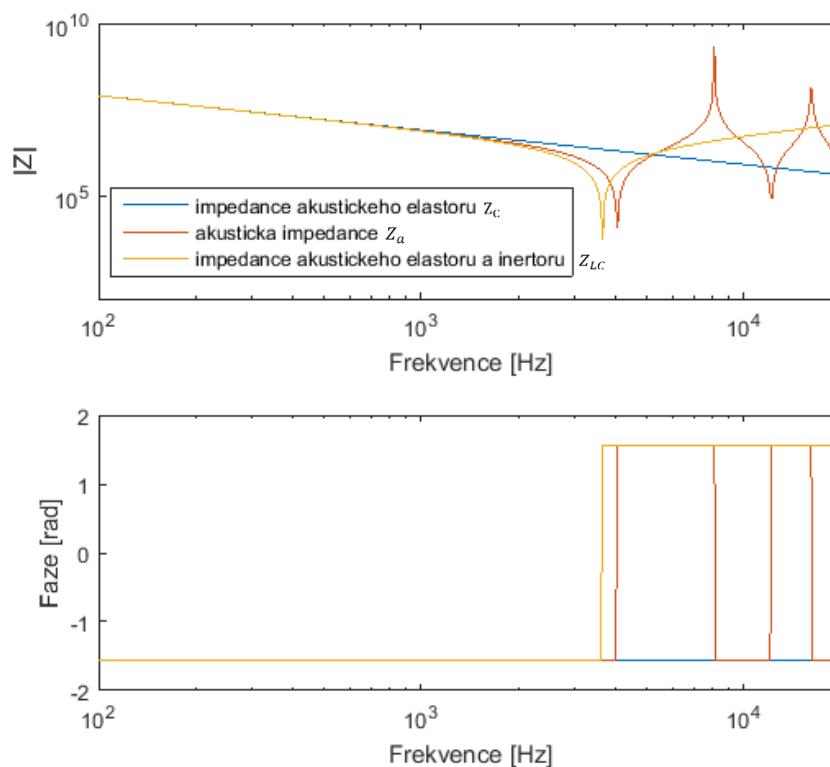
- pokud uvažujeme jen impedance akustického elastoru vstupní impedance je  $Z_C = \frac{1}{j\omega c}$ ,
- v případě použití výpočtu z vlnové rovnice impedance bude  $Z_a = \frac{\rho_0 c_0}{jS \cdot tg(kl)}$ ,
- a  $Z_{LC} = \frac{1}{j\omega c} + j\omega m$  reprezentuje impedance akustického elastoru a inertoru.





Obr. 7 Elektrický ekvivalentní obvod vlnovodu zahrnující impedanci akustického elastoru a inertoru

Výsledek uvádím na obr. 8. ze kterého je patrné, že počáteční volba vhodné aproximace modelu značně ovlivňuje výpočty a ukázalo se, že se už při převodu nějakého problému z praxe na úlohu analytickou vždy dopouštíme nepřesností.



Obr. 8 Průběh modulu vstupní impedance trubičky a její fáze

## 2.4 Numerické metody v akustice

Doposud jsme se zabývali analytickými metodami analýzy elektroakustických soustav. Nyní se zaměříme na numerické metody, které zcela jinak přistupují k řešení rovnic, popisujících chování velmi složitých systémů tam, kde je nevhodné a časově náročné hledat přesné analytické řešení, někdy i nemožné.

Exaktní forma rovnic, které se využívá při řešení analytickými metodami, se zde nahrazuje jejich algebraickou aproximací a díky konečnému počtu vstupních a výstupních veličin jsou tyto metody především vhodné k programování na počítačích.

Jednou ze základních numerických metod je metoda konečných prvků, jejíž princip spočívá v převedení úlohy řešení soustavy diferenciálních rovnic, popisujících chování systému, na řešení soustavy algebraických rovnic. Výsledkem řešení je rozložení zkoumaných vlastností systému na celé jeho oblasti, čímž lze získat mnohem ucelenější představu a odhalit skryté souvislosti.

Tato metoda vyžaduje rozdělení řešené oblasti na konečný počet podoblastí a tak se vytvoří síť konečných prvků na modelu zkoumané soustavy, tzn. mesh.

Analýza tlakového pole je zde rozdělena do 3 základních etap:

- Definice modelu, jeho prvků a jejich geometrických rozměrů. Vytváření modelu v prostředí počítačového programu,
- Volba vhodného typu analýzy, pomocí které se bude řešit příslušné rovnice,
- Vyhodnocení řešené úlohy.

Nyní bych se ráda věnovala první etapě a zaměřila bych se na matematickou formulaci modelu akustické soustavy. Nejdříve je potřeba přivést vlnovou rovnici do slabé formulace úlohy (weak form), jejímž numerickým řešením se budeme zabývat. Vycházíme z vlnové rovnice v časové oblasti jakožto lineární parciální diferenciální rovnici druhého řádu (9).

Převědeme ji z časové oblasti do oblasti frekvenční a je to tzv. Helmholtzova rovnice ve dvourozměrném prostoru:

$$\frac{\partial^2 p}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 p}{\partial y^2} + k^2 p = 0, \quad k = \frac{\omega}{c}. \quad (13)$$

K řešení (13) užijeme obecnou Greenovu formuli ve 2D:

$$\iint_{\Omega} (\psi \nabla \varphi - \nabla \psi \nabla \varphi) d\Omega = \int_{\Gamma} \psi (\nabla \varphi \cdot \vec{n}) d\Gamma, \quad (14)$$

kde  $\Omega$  je zkoumaná oblast,  $\Gamma$  je její hranice.

Po vynásobení rovnic (13) testovací funkcí  $u$  a aplikaci (14) dostáváme obecnou slabou formulaci řešené úlohy:

$$\iint_{\Omega} (p \cdot u \cdot k^2 - \partial_x p \cdot \partial_x u - \partial_y p \cdot \partial_y u) d\Omega + \int_{\Gamma} \frac{\partial p}{\partial n} \cdot u d\Gamma = 0, \quad (15)$$

Rovnici (13) doplníme o okrajové podmínky, matematicky definující prostor otevřené komory. Jde tady jednak o Neumannovu okrajovou podmínku v případě tuhé stěny, kde:

$$v = 0 \Rightarrow \frac{\partial p}{\partial n} = 0,$$

jednak o vztah:

$$\int_{\Gamma_z} \frac{\partial p}{\partial n} \cdot u \, d\Gamma = \int_{\Gamma_z} \frac{-j\omega \cdot \rho_0 \cdot p}{z_s} \cdot u \, d\Gamma_z, \quad (16)$$

pokud matematicky vyjadřujeme stěnu s impedancí  $Z_s$ . Hodnoty funkce vstupního tlaku předepisuje v modelu Dirichletova okrajová podmínka:

$$p = g(t).$$

## 2.5 Kmity tenké kruhové membrány

V souvislosti s elektroakustickými soustavami narazíme na velmi důležitou otázku kvality elektroakustických zařízení, která je těsně spojena s kvalitou její jednotlivých částí, zejména pak s kvalitou nejslabšího článku elektrostatického řetězce. Zda se, že tím je mikrofon a proto je velmi důležité věnovat větší pozornost chvění jeho membrány.

Pro charakterizaci chování membrány samotné narazíme na další úlohu vyhledání její ekvivalentní náhrady v elektrických obvodech. Při objasnění chování membrány vyjdeme z fyzikální podstaty jejího chvění a to ze skutečnosti: působí-li tlaková síla na membránu ve směru normály k ploše membrány, pak považujeme její příčné výchylky za malé, a pokud působí na membránu konstantní tlak po celé její ploše, uvažujeme pouze vynucené osově symetrické kmity kruhové membrány, při nichž rozložení amplitud výchylek představují rotačně symetrické plochy, pak podmínku rovnováhy určuje rovnice [7], [8]:

$$dF_1 + dF_b = dF_m,$$

kde  $dF_1 = \frac{\partial}{\partial r} (Tr * 2\pi \frac{\partial \xi}{\partial r}) \, dr$  je přírůstek reakce na vnější sílu,

$dF_b = p_{inc} dS_m$  je budící síla,  $S_m = \pi R^2$  je plocha membrány,

$dF_m = m_1 * 2\pi r \, dr \frac{\partial^2 \xi}{\partial t^2}$  je setrvačná síla, kde  $m_1 = \rho_m * h_m$ ,  $\rho_m$  je hustota membrány a  $h_m$  je její tloušťka.

Dosazením těchto sil do výše uvedené rovnice dostáváme po úpravách rovnici kmitů membrány jako prostorovou diferenciální rovnici II. řádu

$$\frac{\partial^2 \xi_t}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \xi_t}{\partial r} - \frac{m_1}{T} \frac{\partial^2 \xi_t}{\partial t^2} = \frac{p_{inc_t}}{T}, \quad (17)$$

Pokud vstupní tlak má harmonicky průběh  $p_{inc_t}(t) = p_{inc} e^{-j\omega t}$ , pak lze rovnice (17) upravit do tvaru

$$\frac{\partial^2 \xi}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial \xi}{\partial r} + k_m^2 \left( \xi + \frac{p_{inc}}{T * k_m^2} \right) = 0. \quad (18)$$

kde  $k_m = \frac{\omega}{c_m} = \frac{\omega}{\sqrt{\frac{T}{m_1}}}$  je vlnové číslo

Budící signál, který se projevuje změnami akustického tlaku, svým působením na stranu membrány jí mechanicky rozkmitá. Tato kruhová vlna šířící se v radiálním směru membrány může být popsána Besselovou funkcí a tím lze obecné řešení (18) zapsat jako

$$\xi(r) = A_0 J_0(k_m r) + B_0 N_0(k_m r) - \frac{p_{inc}}{T \cdot k_m^2}, \quad (19)$$

kde  $J_0, N_0$  jsou Besselovy a Neumannovy funkce 0. řádu.

Je-li membrána fixována po celém obvodu, určíme konstanty  $A_0$  a  $B_0$  z následujících okrajových podmínek

$$\xi(R) = 0,$$

$$\frac{\partial \xi}{\partial r}(0) = 0,$$

Z toho vyplývá, že

$$B_0 = 0, \quad B_0 N_0(k_m r) = 0,$$

$$A_0 = \frac{p_{inc}}{T \cdot k_m^2 \cdot J_0(k_m R)}.$$

Dosazením konstant do (19) dostaneme řešení ve tvaru

$$\xi(r) = \frac{p_{inc}}{T \cdot k_m^2} \left[ \frac{J_0(k_m r)}{J_0(k_m R)} - 1 \right]. \quad (20)$$

U soustav s nekonečným počtem stupňů volnosti, ke kterým patří i membrány, při hledání ekvivalentního elektrického obvodu je možné použít buď středovou výchylku anebo výchylku průměrnou s ohledem na vhodnost pro daný účel. V tomto případě vyjdeme z výchylky průměrné, kterou lze definovat vztahem

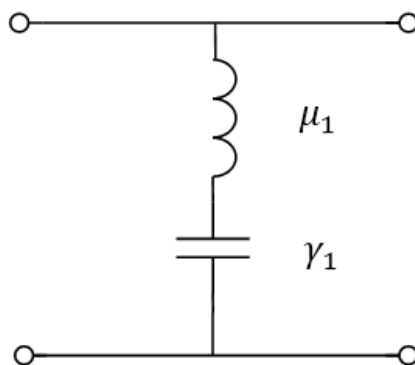
$$\langle \xi \rangle = \frac{1}{S_m} \iint \xi(r) dS_m = \frac{p_{inc}}{k_m^2 T} \left[ \frac{2 \cdot J_1(k_m R)}{R \cdot k_m \cdot J_0(k_m R)} - 1 \right]. \quad (21)$$

Mechanickou impedanci membrány budeme definovat takto

$$Z_m = \frac{F}{v} = \frac{p \cdot S_m}{j \omega \cdot \langle \xi \rangle}, \quad (22)$$

kde  $v = \frac{\partial \xi}{\partial t}$  je rychlost pohybu membrány.

Následně hledáme ekvivalentní obvod, který má podobu druhého Fosterova kanonického dvojpólu, zjednodušený na první sériovou kombinaci hmotnosti a poddajnosti [7].



Obr. 9 Ekvivalentní obvod tenké kruhové membrány

Normovaná hmotnost ekvivalentního inertoru a normovaná poddajnost ekvivalentního elastoru zde je [7]

$$\mu_1 = \frac{x_1^2}{4}, \gamma_1 = \frac{4}{x_1^2},$$

kde hodnota  $x_1 = 2,4048$  je první kořen Besselovy rovnice  $J_0(x_1) = 0$ , určující první vid tenké kruhové membrány.

Ekvivalentní mechanickou hmotnost a poddajnost membrány budeme definovat takto [7]

$$M_1 = \mu_1 \pi R^2 m_1, C_1 = \frac{\gamma_1}{\pi v}. \quad (23)$$

## 2.6 Elektrostatický mikrofón jako součást senzoru hluku

Důležitým prvkem elektroakustického řetězce je elektroakustický měnič, umožňující již zmíněnou přeměnu energie elektromagnetického pole na energii pole akustického a opačnou akusticko-elektrickou konverzi. Konkrétněji řečeno dochází k přeměně akustického tlaku a objemové rychlosti na elektrický proud a napětí nebo elektrického proudu a napětí na akustický tlak a objemovou rychlost.

Tyto přeměny se uskutečňují pomoci mechanických prvků. V případě převodu zvukového vlnění na elektrický proud nazývá se takový měnič mikrofónem, který je využíván u přijímačů. Opačný převod zajišťuje reproduktor u vysílačů.

Obecně lze všechny elektroakustické měniče zařadit do dvou následujících skupin [7]

- Měniče s magnetickým polem, tzn. rychlostní měniče.
- Měniče s elektrickým polem, tzn. výchylkové měniče.

Do první skupiny patří měniče elektrodynamické, elektromagnetické a magnetostrikční, druhou tvoří piezoelektrické a elektrostatické měniče [7]. Jelikož jsou v případě měření hluku

poslední zmíněné nejpoužívanější, zaměřila bych se v této kapitole právě na teoretický popis funkce tohoto druhu měniče a za pomoci elektro-akustické analogii se dostala k jeho obvodovému popisu.

Elektrostatický měnič je vlastně kondenzátorem, jenž se skládá ze dvou elektrod – z pohyblivé tenké membrány a pevně uchycené desky. Na elektrody je přiváděno stejnosměrné vysoké napětí, což má za následek vznik homogenního elektrostatického pole mezi nimi, které způsobuje přitažlivou sílu vztaženou na jednotku plochy [7]

$$f = \frac{1}{2} \frac{\varepsilon_0 U^2}{h_g^2}, \quad (24)$$

kde  $U$  je elektrické napětí na měniči,  $h_g$  je vzdálenost mezi rovinnou pevnou elektrodou a membránou a její totální diferenciál je

$$df = -\varepsilon_0 U^2 \frac{dh_g}{h_g^3} + \varepsilon_0 \frac{U}{h_g} dU. \quad (25)$$

Na membráně předpokládáme náboj vztažený na jednotku plochy

$$\sigma = \frac{Q}{S} = \varepsilon_0 \frac{U}{h_g}, \quad (26)$$

kde  $Q = CU$  je náboj a  $C$  je kapacita měniče a jeho totální diferenciál je

$$d\sigma = -\varepsilon_0 U \frac{dh_g}{h_g^2} + \varepsilon_0 \frac{dU}{h_g}. \quad (27)$$

Signálové veličiny mohou být nahrazeny podle následujících vztahů:  $dh_g \approx \xi$  je výchylka a  $dU \approx u$  je signálové napětí. Napětí  $U$  lze nahradit polarizačním napětím  $U_G$ .

Ve chvíli, kdy se membrána přitáhne, dojde ke změně kapacity o malou hodnotu a tím i ke změně náboje. Proto je nutné vzhledem k požadavku konstantního celkového náboje nabít membránu polarizačním napětím a do série zapojit velký polarizační odpor.

Po integraci rovnic (25) a (27) přes plochu membrány je možné tyto rovnice zapsat jako: [7]

$$F' = k_b u - \frac{s}{j\omega} v, \quad (28)$$

$$i = j\omega C_0 u + k_b v, \quad (29)$$

kde  $k_b = \varepsilon_0 \frac{S_m U_G}{h_g^2}$  je činitel měniče,  $v = j\omega \xi$  je rychlost membrány,  $s$  je negativní tuhost, která v případě mikrofonu může být zanedbána,  $C_0 = \varepsilon_0 \frac{S_m}{h_g}$  je klidová kapacita měniče a  $i = j\omega Q$  je proud.

Dále předpokládáme, že náboj na elektrodě je konstantní

$$\iint_{S_e} d\sigma dS_e = 0, \quad (30)$$

a pokud uvažujeme elektrostatický měnič s rovinnou pevnou elektrodou, dostáváme vztah pro přiváděné napětí jako [9]

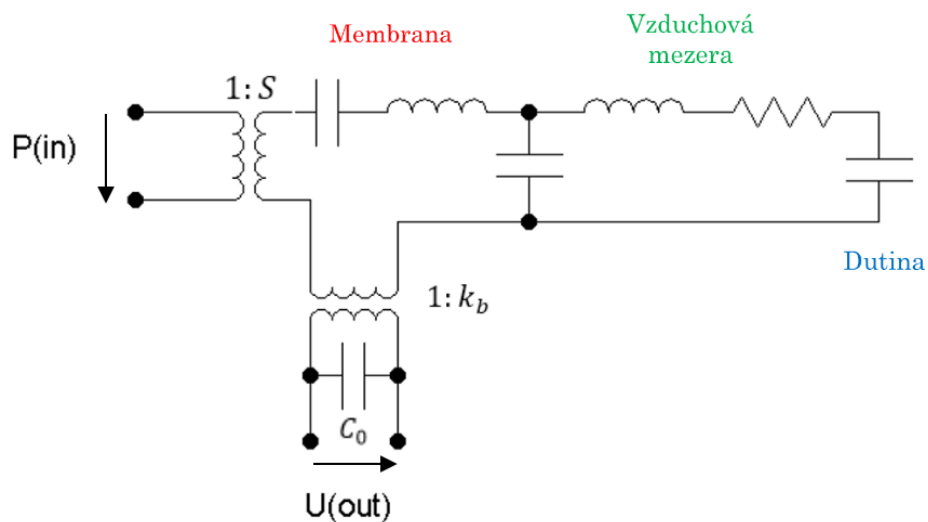
$$u = U_G \frac{\iint_{S_e} \frac{\xi}{h_g} dS_e}{\iint_{S_e} \frac{dS_e}{h_g}} = \frac{U_G}{h_g} \frac{\iint_{S_e} \xi dS_e}{\iint_{S_e} dS_e} = U_G \frac{\langle \xi \rangle}{h_g}. \quad (31)$$

Následně lze definovat citlivost elektrostatičkého měniče, což je jeho základní charakteristika, jako poměr výstupního napětí k vstupnímu akustickému tlaku.

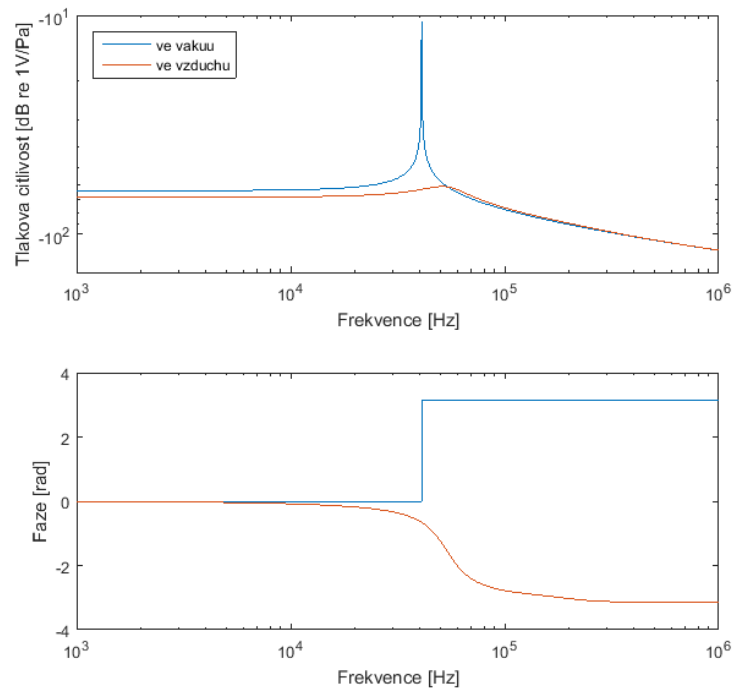
$$\eta = \frac{u}{p_{inc}} = U_G \frac{\langle \xi \rangle}{p_{inc} h_g}. \quad (32)$$

Pro hlubší pochopení poznatku o tomto druhu měniče a jeho chování lze uskutečnit teoretické výpočty a simulace kondenzátorového mikrofonu v prostředí MATLAB sestavením náhradního obvodu, který je znázorněn na Obr. 10 za pomoci elektroakustických analogií. Jedná se o prvky popisující impedanci membrány, impedanci vzduchové mezery a poddajnosti zadní dutiny s ohledem jen na viskózní ztráty ve vzduchové mezeře. Vliv tepelných limitních vrstev byl zde zanedbán.

Výsledkem modelování je přímo graf kmitočtové charakteristiky elektrostatičkého mikrofonu ve vzduchu a ve vakuu (obr. 11). Model konkrétního použitého mikrofonu je uveden v praktické části této práce v kapitole 3.3.



Obr. 10 Náhradní schéma elektrostatičkého mikrofonu



**Obr. 11** Příklad vypočtené modulové a fázové charakteristiky modelu elektrostatického mikrofónu



### 3 Praktická část

Tato část práce popisuje průběh provádění vlastních měření na senzoru hluku a obsahuje modelování jak procesu rozptylu na měřicím zařízení, tak i modelování prvního členu elektroakustického řetězce - mikrofonu. Při zpracování této praktické části byly využity nástroje a postupy, popsány v teoretické části. Obsahem zde dále je provedení analýzy v programovacím prostředí MATLAB (R2015b) a vyhodnocování výsledků měření.

Číselné hodnoty parametrů vzduchu použitých v této části práce uvádím v tabulce 4.

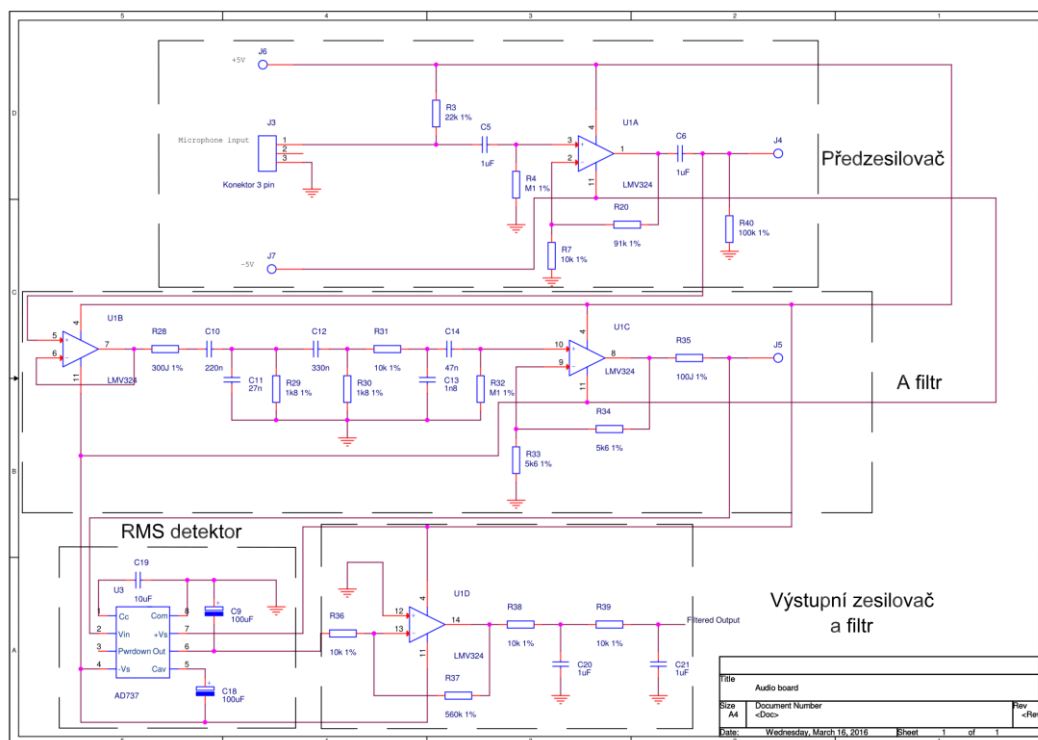
Tab. 4 Číselné hodnoty použitých parametrů vzduchu

Značka	Veličina	Hodnota
$c_0$	Rychlost zvuku ve vzduchu	$340 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$
$\rho_0$	Hustota vzduchu	$1,2 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-3}$
$\varepsilon_0$	Permitivita vakua/vzduchu	$8,854 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot \text{m}^{-1}$
$\kappa$	Poissonova adiabatická konstanta	1,4
$\mu$	Činitel dynamické viskozity	$1,83 \cdot 10^{-5} \text{ Pa} \cdot \text{s}$

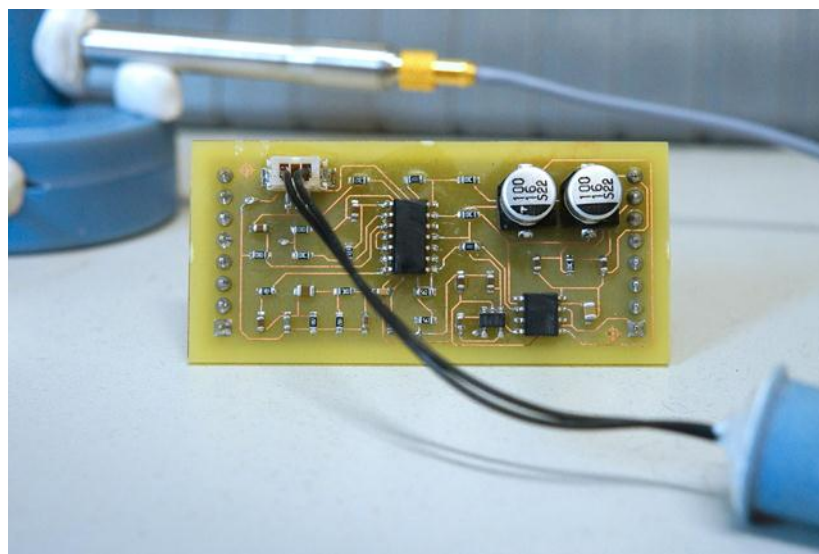
#### 3.1 Měření na hlukovém senzoru

Hlukový senzor je obecně kombinace mikrofonu, předzesilovače, signálového procesoru a zobrazovacího zařízení. Z důvodů popsanych v kapitole 3.3 pro účely této práce byl použit elektretový mikrofon, signálový proces měřicího zařízení se skládal ze čtyř bloků uvedených na elektrickém schématu na obrázku 12. Tento elektronický modul byl použit v senzorické síti vyvinuté na UTBI, jeho fotografie je na obr. 13.

Nejdříve bylo potřeba provést měření na každém členu elektroakustického řetězce a ověřit jejich jednotlivé charakteristiky. Poté jsme se pokusili prozkoumat celou soustavu na měření sumu a nakonec posoudit její citlivost.



**Obr. 12 Elektrické schéma hlukového senzoru**



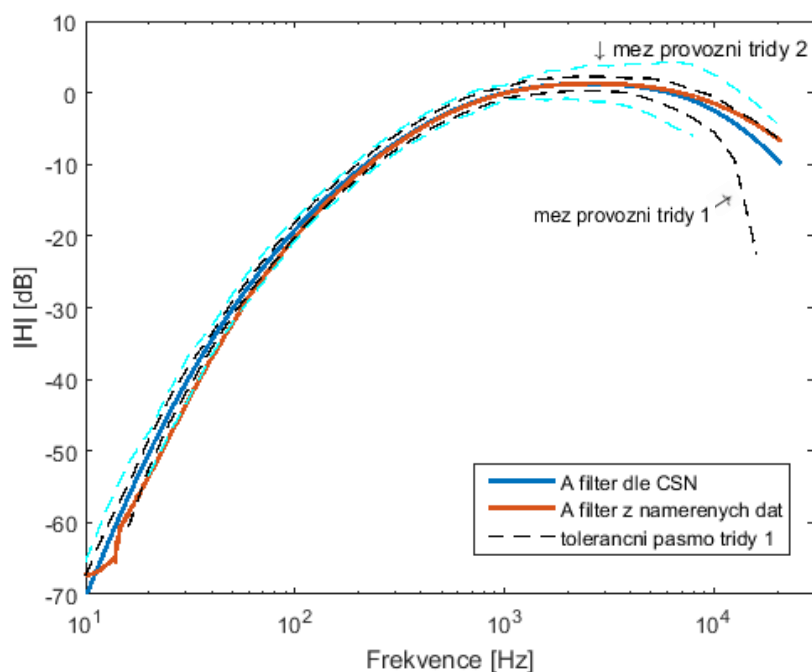
**Obr. 13 Senzor hluku**

### 3.1.1 KMITOČTOVÁ CHARAKTERISTIKA FILTRU TYPU A

Každý zvukoměr musí podle ČSN EN 61094-6 mít kmitočtové vážení, a to z důvodu nestejně citlivosti lidského sluchu při různých kmitočtech. Váhování v kmitočtu se realizuje pomocí filtrů, jejichž parametry jsou také definovány v normě.

V této části práci byla proměřena kmitočtová odezva A filtru realizovaného senzoru hluku na přiváděný sinusový signál s postupně měnící se frekvencí v rozsahu od 10 Hz do 21 kHz. Z provedeného měření byly získány hodnoty přenosové funkce, uložené dynamickým analyzátozem

ve tvaru komplexních čísel a jejím příslušné frekvenční hodnoty. Na obrázku 14 je zobrazena změřená modulová charakteristika A filtru s vyznačenými tolerančními pásmy dle normy. Váhová funkce zde byla vypočtena dle vzorců (1) a (2).



Obr. 14 Modulová charakteristika váhové křivky měřeného filtru A

Je zřejmé, že průběh kmitočtové charakteristiky dle vlastního měření je podobný průběhu váhové křivky typu A dle normy a křivka naměřeného filtru typu A leží uvnitř tolerančních mezí na vyšších kmitočtech. Z obr. 14 lze také vyčíst i to, že naměřený průběh nesplňuje toleranční požadavky normy 1. třídy na velmi nízkých kmitočtech do 115 Hz a třídy 2. do 54 Hz.

### 3.1.2 PŘEVODNÍ CHARAKTERISTIKA RMS DETEKTORU A MĚŘÍCÍ JEDNOTKY

Dále ze signálu filtrovaného A filtrem potřebujeme dostat efektivní hodnotu napětí, která je definována rovnicí (3). Celé měření se provádělo tak, že na vstup se přivádělo několik harmonických signálů o různých frekvencích a jeden širokopásmový signál  $\text{sinc}(x)$  o základní frekvenci 300 Hz. Naměřené hodnoty jsou uvedeny v tabulkách 5,6,7 a 8 a jsou vyneseny do grafů na obrázcích 15,16,17 a 18.

**Tab. 5** Naměřené hodnoty SPL pro harmonický signál o kmitočtu 100 Hz

100Hz	$U_{in}$ [mVpp]	$U_{RMS}$ [V]
	5	0,0059
	6	0,0346
	7	0,0625
	8	0,0919
	9	0,12
	10	0,149
	15	0,292
	20	0,434
	50	1,25
	100	2,559
	120	3,114
	130	3,378
	140	3,638
	150	3,847
160	3,847	

**Tab. 6** Naměřené hodnoty SPL pro harmonický signál o kmitočtu 1 kHz

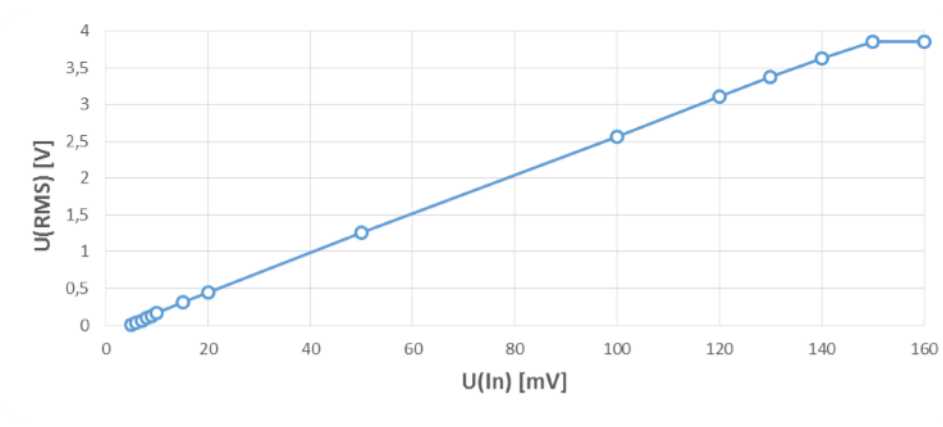
1kHz	$U_{in}$ [mVpp]	$U_{RMS}$ [V]
	5	0,0073
	6	0,0369
	7	0,0659
	8	0,0976
	9	0,131
	10	0,165
	15	0,307
	20	0,447
	50	1,256
	100	2,557
	120	3,108
	130	3,37
	140	3,629
	150	3,847
160	3,847	

**Tab. 7** Naměřené hodnoty SPL pro harmonický signál o kmitočtu 10 kHz

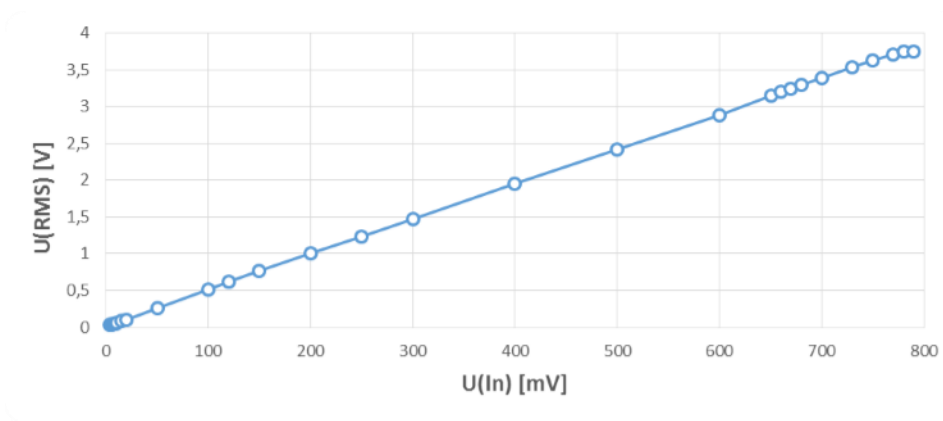
10kHz	$U_{in}$ [mVpp]	$U_{RMS}$ [V]
	5	-0,0385
	6	-0,0043
	7	0,0306
	8	0,0697
	9	0,1093
	10	0,148
	15	0,354
	20	0,571
	50	1,478
	100	2,775
	120	3,33
	130	3,594
	140	3,844
	150	3,846
160	3,846	

**Tab. 8** Naměřené hodnoty SPL pro širokopásmový signál sinc(x) o základní frekvenci 300 Hz

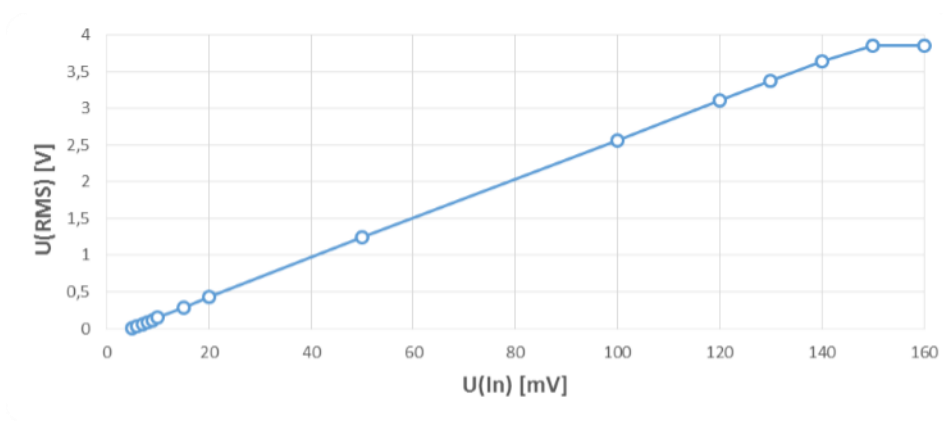
sinc(x) 300Hz	$U_{in}$ [mVpp]	$U_{RMS}$ [V]
	4	0,0286
	5	0,0319
	6	0,037
	7	0,0423
	8	0,0472
	9	0,052
	10	0,057
	15	0,0815
	20	0,1071
	50	0,2653
	100	0,512
	120	0,616
	150	0,76
	200	1
	250	1,237
	300	1,478
	400	1,948
	500	2,418
	600	2,883
	650	3,155
	660	3,201
	670	3,248
	680	3,294
	700	3,389
730	3,528	
750	3,622	
770	3,714	
780	3,743	
790	3,743	



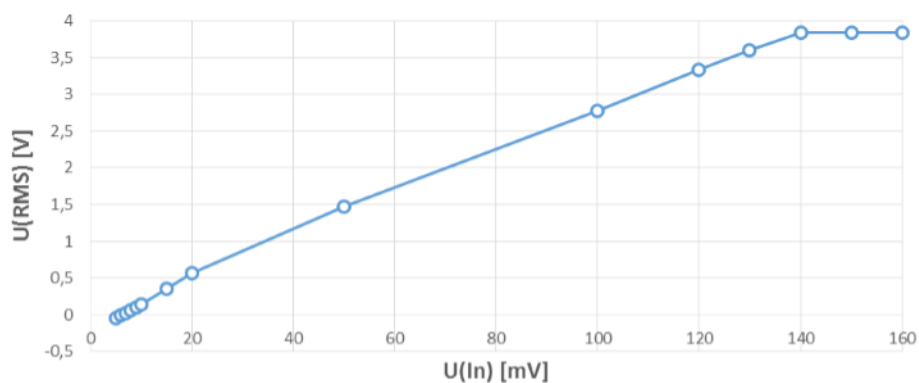
Obr. 15 Průběh napětí za RMS detektorem v závislosti na napětí signálu o kmitočtu 1 kHz



Obr. 16 Průběh napětí za RMS detektorem v závislosti na napětí širokopásmového signálu typu  $\text{sinc}(x)$  o základním kmitočtu 300 Hz



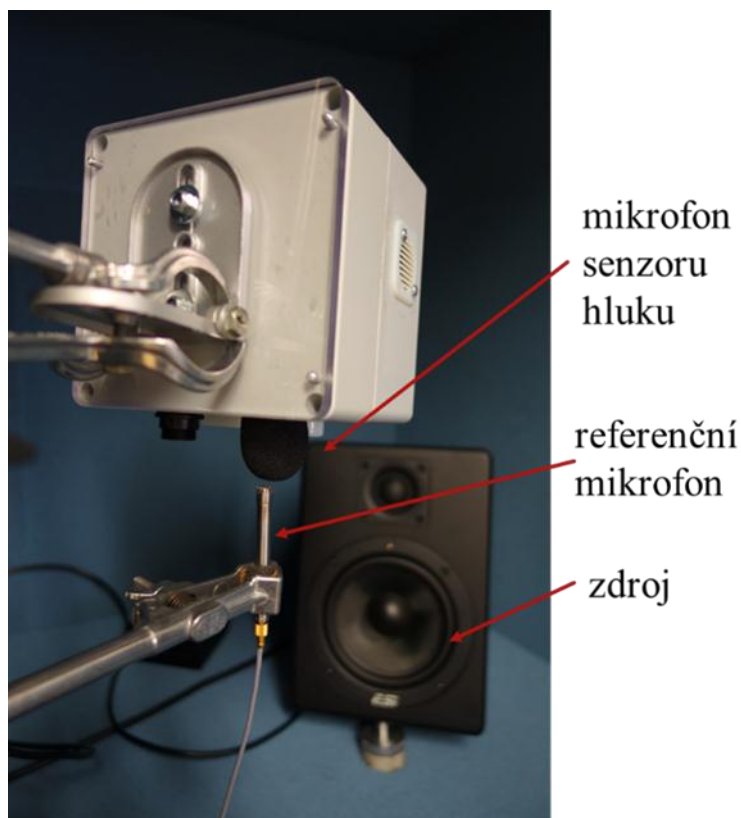
Obr. 17 Průběh napětí za RMS detektorem v závislosti na napětí signálu o kmitočtu 100 Hz



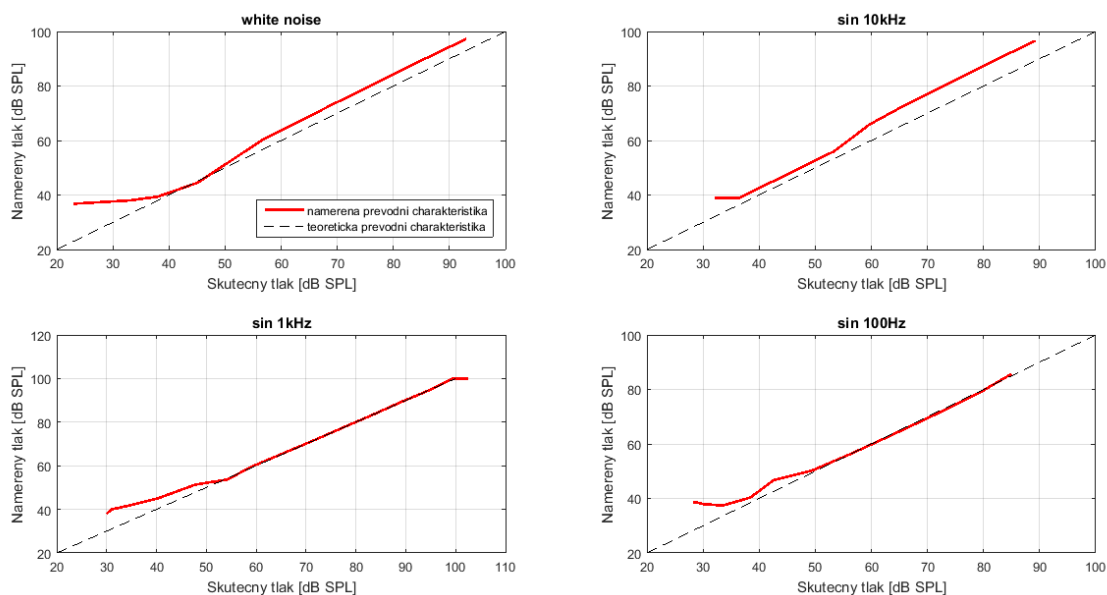
**Obr. 18** Průběh napětí za RMS detektorem v závislosti na napětí signálu o kmitočtu 10 kHz

Na základě provedené analýzy získaných hodnot z měření je prokázán lineární průběh napětí za RMS detektorem a bylo také zjištěno, že dochází k limitaci harmonických signálů zhruba od 150 mV, kdy už růstu efektivní hodnoty napětí nelze dosáhnout zvýšením vstupního napětí. Jinými slovy, dynamický rozsah měřeného harmonického signálu je omezen na 150 mV, signál mimo tento rozsah se zkresluje. Ukázalo se ale, že širokopásmové signály jsou na tom lépe, u nich je dynamický rozsah omezen na 790 mV.

Dále bylo potřeba se věnovat přesnosti detekce hladiny akustického tlaku (SPL). Zavedli jsme předpoklad, že měření proběhne ve volném akustickém poli, tzn., že se dochází k rovnoměrnému šíření akustických vln přímými vlnami a nevytvářejí se žádné odrazy [7]. Zde byly použity stejné signály z předchozího měření s výjimkou neharmonického signálu a hodnoty se zaznamenávali jednak měřicím přístrojem Brüel & Kjær RT a jednak měřící jednotkou, jež byly umístěné uvnitř prostoru, napodobujícího svými vlastnostmi otevřenou bezodrazovou komoru. Změřená data byla pak analyzována v softwaru MATLAB a je zobrazena na obr. 20.



**Obr. 19** Měření převodní charakteristiky měřící jednotky

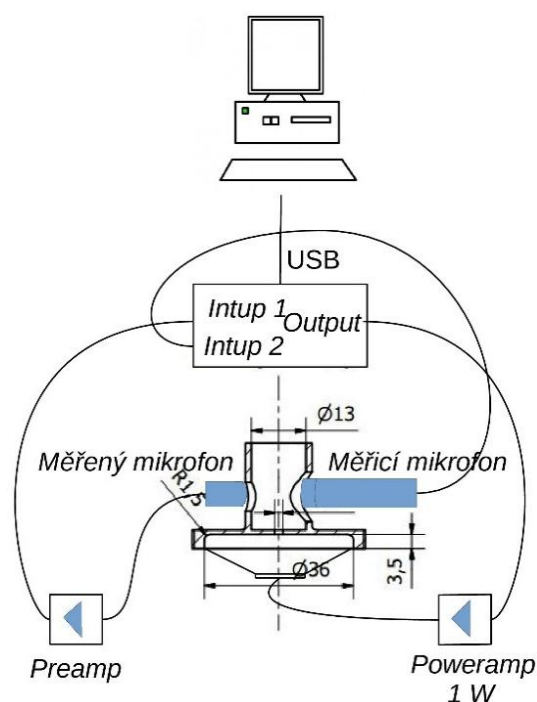


**Obr. 20** Převodní charakteristika měřící jednotky

Z těchto průběhů SPL napětí u všech signálu je patrné, že na nižších úrovních zhruba do 50 dB SPL vlastní měřící systém naměří víc než je skutečná hodnota SPL, což se dá objasnit vlivem šumu generovaného v měřící jednotce. Na vyšších úrovních, zejména u harmonického signálu o frekvenci 10 kHz a bílého šumu, předpokládáme, že naměřená hodnota SPL tlaku je ovlivněna nepřesností A filtru na vyšších frekvencích a proto je vyšší než skutečná.



### 3.1.3 CITLIVOST MIKROFONU



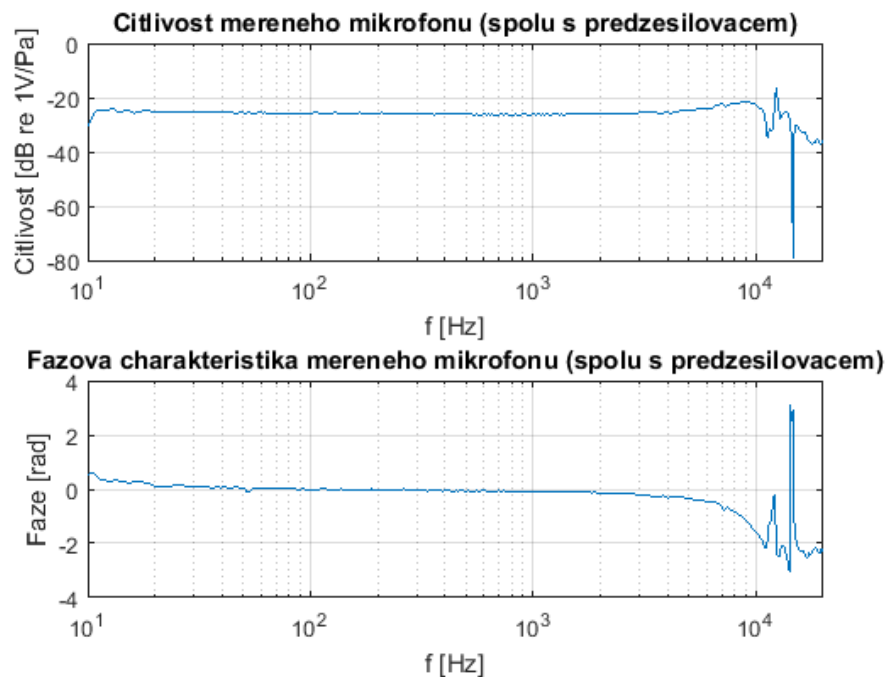
Obr. 21 Schéma zapojení

Mikrofon je první člen elektroakustického obvodu, jenž má velký vliv na signál, který se dále zpracovává v elektrické podobě. Jednou z důležitých vlastností mikrofónu je tlaková citlivost. Pod tímto pojmem se rozumí poměr výstupního napětí a vstupního akustického tlaku:

$$\eta = \frac{u}{p_{inc}}. \quad (33)$$

Tato veličina je obecně frekvenčně závislá a průběh frekvenční závislosti citlivosti udává, jak moc je deformován vstupní signál, což značně ovlivňuje výslednou kvalitu měření.

Na obrázku č. 21 uvádím schéma k měření citlivosti mikrofónu. Do pracovního prostoru komory byly zasunuty čtvrtalcový kondenzátorový referenční mikrofón Brüel & Kjær typu 4944 a měřený elektretový mikrofón MCE-2500. K reprodukci byl použit reproduktor K28WP 8Ω. Vyhodnocovacím zařízením Brüel & Kjær Photon+ zaznamenávali se hodnoty výstupního napětí a příslušné hodnoty akustického tlaku na vstupu v závislosti na frekvenci vstupního signálu.



**Obr. 22 Citlivost a fázová charakteristika měřeného mikrofonu [9]**

Z tohoto změřeného průběhu citlivosti je patrné, že ve velké části frekvenčního pásma je kmitočtová charakteristika mikrofonu vyrovnaná.

Dále bylo realizováno detailní proměření frekvenčních charakteristik sady očíslovaných mikrofonů, jenž byly upevněny v malé kalibrační trubičce. Měření bylo provedeno pomocí logaritmicky přeladovaného harmonického signálu v rozsahu od 10 Hz do 21 kHz v rychlosti 10 oktáv za minutu. Přičemž šířka tracking filtru byla nastavena na 1 Hz a vstupní napětí se měnilo s frekvencí. Zjištěný přenos každého mikrofonu na 1 kHz uvádím v tabulce 9 (čísla odpovídají sériovým číslům měřících jednotek):

**Tab. 9 Citlivosti mikrofonů**

	№11	№14	№22	№24	№13	№16	№23
$ S $ [mV/Pa]	8,5	15,3	7,8	8,8	16,3	11,0	7,6

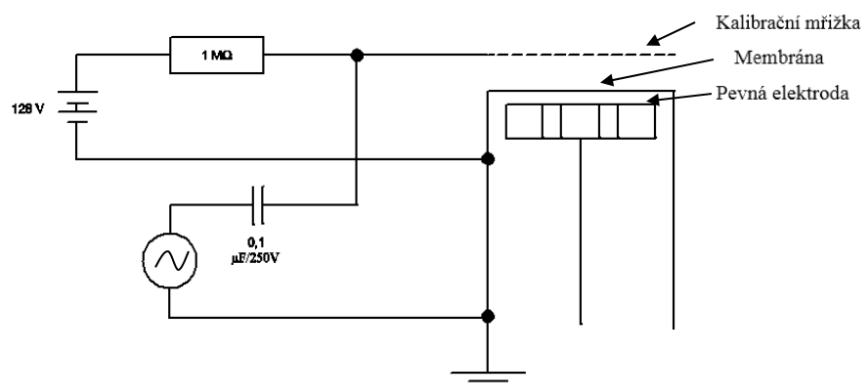
Z naměřených hodnot je patrné, že citlivosti jednotlivých mikrofonů se značně liší a lze v této souvislosti stanovit nulovou hypotézu, že na to má vliv různé mechanické napětí membrán. Tuto hypotézu lze ověřit měřením ve vakuu, za účelem eliminování vlivu všech akustických prvků mikrofonu kromě membrány. Jak vyplývá z rovnice (21), póly funkce vyjadřující průměrnou výchylku a tedy rezonance

membrány jsou dány vztahem  $J_0(k_m R) = 0$ . Ze znalosti prvního kořene Besselovy funkce 0. řádu  $k_m R = 2,4048$  a ze vztahu pro vlnové číslo na membráně  $k_m = \omega \sqrt{\frac{m_1}{T}}$  vypočteme ze změřené 1. rezonanční frekvence membrány mechanické napětí membrány podle vztahu:

$$T = m_1 \left( \frac{R \omega_{rez}}{2,4048} \right)^2 = m_1 \left( \frac{2\pi f_{rez} R}{2,4048} \right)^2, \quad (34)$$

kde  $f_{rez}$  je měřením zjištěná frekvence, při které dochází k rezonanci.

Zapojení pro měření rezonanční frekvence je na obrázku č. 23, membrána je rozkmitána elektrostaticky a zaznamenáno je výstupní napětí mikrofonu.



**Obr. 23 Schéma měření pomocí elektrostatické kalibrace ve vakuu**

Elektrostatickou přitažlivou sílu, působící na membránu lze stanovit podle vzorce [10]:

$$F_e = C U^2 = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 S}{d^2} U^2, \quad (35)$$

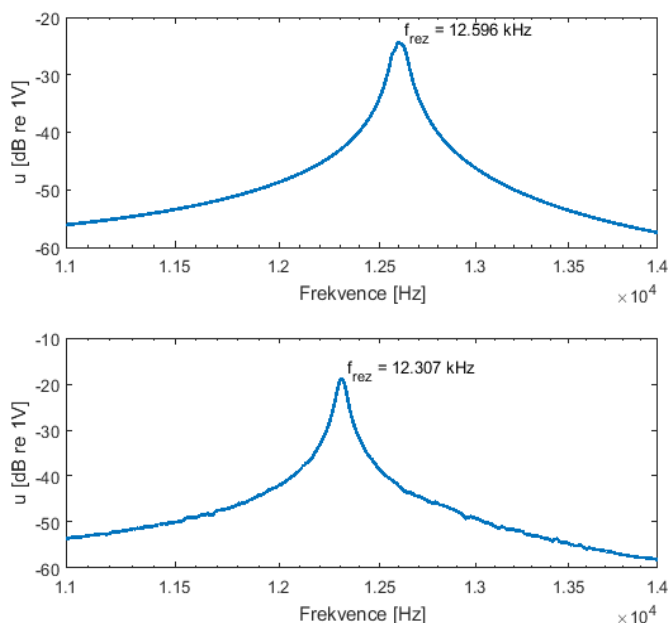
kde  $C$  je kapacita a  $U = U_G + u$  je napětí, zahrnující složky polarizačního a střídavého napětí. Po úpravách dostáváme

$$F_e = \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 S}{d^2} U_G^2 + \frac{\epsilon_0 S}{d^2} U_G u + \frac{1}{2} \frac{\epsilon_0 S}{d^2} u^2. \quad (36)$$

Jelikož je statický tlak uvnitř mikrofonu vyrovnán s vnějším statickým tlakem pomocí kapilárního otvoru, zanedbáme první člen rovnici (36), zastupující statickou sílu. Rovněž lze zanedbat i třetí člen, který reprezentuje zkreslení druhou harmonickou, pokud polarizační napětí je podstatně větší než signálové. Využitím vztahu  $p_{inc} = \frac{F_e}{S}$  lze získat vztah pro ekvivalentní tlak, působící na membránu mikrofonu:

$$p_{inc} = \frac{\epsilon_0 U_G u}{d^2} \quad (37)$$

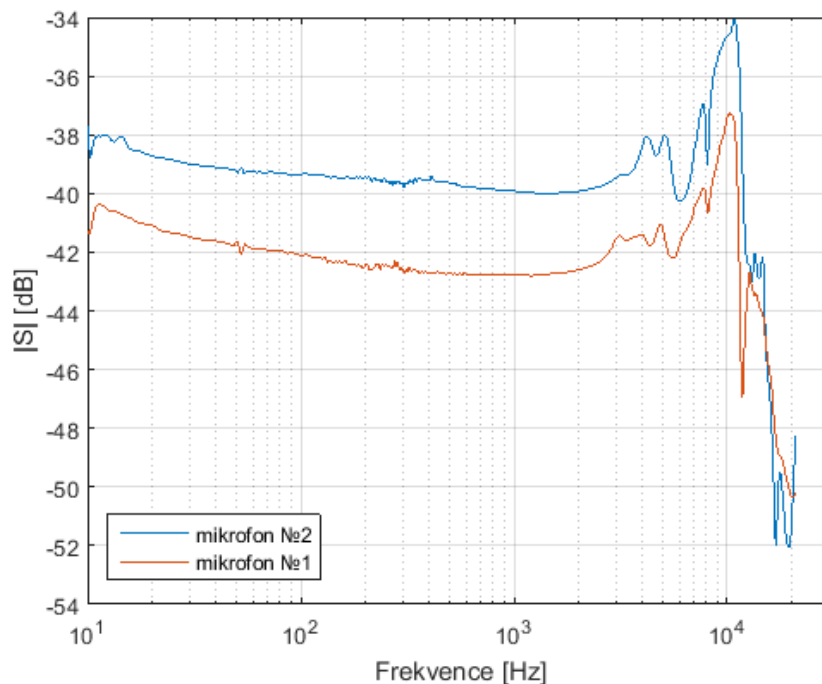
Elektrické napětí na výstupu dvou mikrofonů ve vakuu v závislosti na frekvenci s vyznačenými rezonančními frekvencemi jsou zobrazena na obr. 24. Vakuum v tomto případě znamenalo statický tlak menší než 1 Pa.



**Obr. 24** Detail průběhu výstupního elektrického napětí mikrofonů ve vakuu v okolí rezonance

Po dosažení rezonanční frekvence do (34) dostáváme napětí membrán  $T_1 = 104,4 [N \cdot m]$  a  $T_2 = 99,7 [N \cdot m]$ .

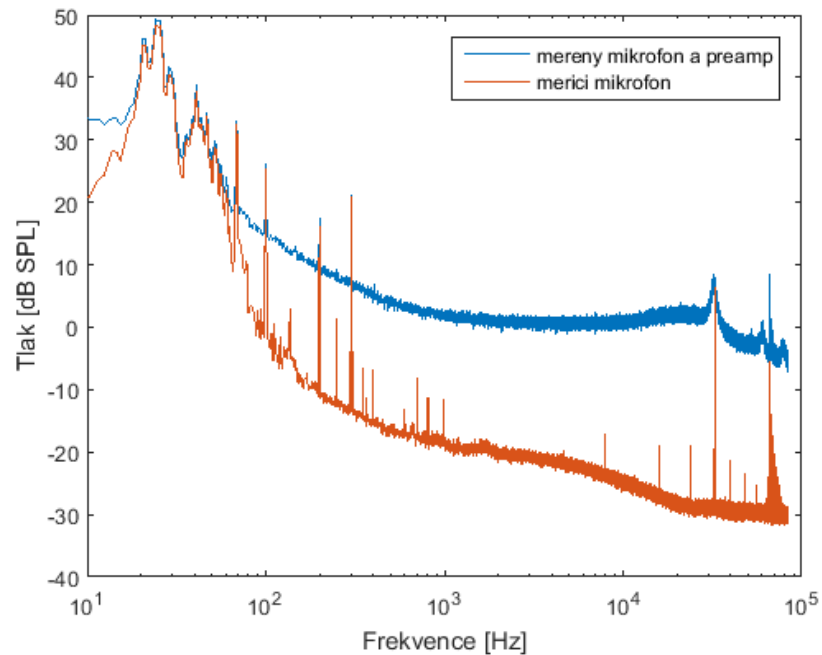
Změřené frekvenční charakteristiky obou mikrofonů jsou zachyceny na obrázku č. 25. Lze pozorovat, že dochází k výraznému rozdílu tlakových citlivostí mikrofonů. Z předložených výsledků je patrné, že napětí membrán měřených mikrofonů se liší nepodstatně, zatímco hodnoty citlivosti se liší téměř o 3 dB na 1 kHz a proto můžeme usoudit, že rozdíl citlivostí není způsoben rozdílným mechanickým napětím membrán. Rovněž si dovoluji předpoklad, že pravděpodobnou příčinou zjištěných výsledků je nejistota v tloušce vzduchové mezery mikrofonu.



Obr. 25 Průběhy citlivosti mikrofonů

### 3.1.4 MĚŘENÍ ŠUMU

Nyní prozkoumáme měřicí systém z hlediska vlastního šumu. Nejdříve deklarujeme hluk pozadí na místě měření, neboť je schopen ovlivnit samotné měření. Dospěli jsme k výsledku, že naměřený hluk pozadí na nejnižším možném vstupním rozsahu analyzátoru (0,01 V) u měřeného mikrofonu nám vychází na 39,0 dB SPL, pod tím prahem už se nedá změřit hluk použitým mikrofonem. Skutečný hluk pozadí na stejném rozsahu změřený 1/2" měřicím mikrofonem B&K 2671 ale je 18,0 dB SPL. Jelikož měření probíhalo v pátek, podařilo se dosáhnout dobrého odstupu od hladiny hluku pozadí a provést měření. Jako výsledek dostáváme též FFT analýzu signálu sejmutého měřicím a měřeným mikrofonem (Obr. 26).



**Obr. 26 Porovnání dB SPL měřicího a měřeného mikrofonu**

Zde je vidět, že měřící mikrofon zachytil hluk ve frekvenční oblasti kolem 50 Hz, což mohlo by odpovídat napětí elektrické sítě 230 V/ 50 Hz. Žádné další činitele hluku se během měření nevyskytli. Z obrázku lze rovněž pozorovat frekvenční závislost odstupe měřicího mikrofonu od měřeného.

### 3.1.5 KALIBRACE CELÉ SOUSTAVY

Kalibrací hlukového senzoru určujeme za specifických podmínek vztah mezi hodnotami hladin akustického tlaku, indikovanými měřícím přístrojem a odpovídajícími hodnotami, nastavenými podle etalonu. Rozdíly mezi těmito hodnotami jsou způsobeny mnoha faktory, například samotným provedením měření, a rovněž i nedokonalostí měřicího přístrojů. Z pohledu kvality výroby a spolehlivosti provozu hlukového senzoru je přesnost údajů poskytovaných měřícím systémem rozhodujícím činitelem a proto je nezbytné zjistit přesnost měřící jednotky a případně provést jeho kalibraci.

Akustickou kalibraci soustavy provedeme následujícím způsobem: Na vstup přivedeme zvukový harmonický signál o zvolené frekvenci (v našem případě 352 Hz) a zvolené hladině vstupního signálu 94 dB (což odpovídá hodnotě akustického tlaku 1 Pa) která je ověřena pomocí referenčního měřicího mikrofonu. Poté se spočte převodní konstanta podle přivedeného signálu a efektivní hodnoty napětí na výstupu senzoru

hluku. Tato konstanta je citlivostí mikrofonu, kterou se dále dělí všechny naměřené hodnoty napětí na výstupu senzoru hluku, z čehož dostáváme hodnotu akustického tlaku v Pa. Celková citlivost soustavy nám vyšla 3,5 V/Pa.

### 3.2 Numerické modelování rozptylu na měřicím zařízení

Jednou ze stěžejních úloh této práce je numerická simulace procesu rozptylu na měřicím zařízení pomocí standardních programu MATLAB a FreeFem++, které nabízejí širokou funkcionalitu pro složité výpočty s velkým počtem dat. Přičemž na rozdíl od programů MATLAB, kde se jedná o komerční produkt, program FreeFem++ je volně dostupný software s jednoduchou syntaxí pro analýzu metodou konečných prvků.

Simulovaná situace je na obrázku 19. Jedná se o měření ve volném poli, kde zdroj akustického signálu, měřicí zařízení i referenční mikrofon jsou umístěny v elektromagneticky stíněné komoře, jejíž stěny mohou být z akustického hlediska považovány za tuhé a odrazivé. Dveře komory byly během měření otevřeny, což lze velmi přibližně modelovat pomocí impedance rovinné vlny. Bylo simulováno akustické pole bez přítomnosti měřicího zařízení a v přítomnosti měřicího zařízení a následně byl spočítán poměr tlaků v místě mikrofonu.

Nejdříve je nutnost explicitního zadání všech význačných entit geometrie – tj. bodů, linií či ploch hranice oblasti. Omezíme-li se pouze na dvourozměrný případ, použijeme konstruktor pro dva dvourozměrné objekty reprezentující otevřenou komoru a krabíčku měřicího zařízení, umístěnou uvnitř komory [11].

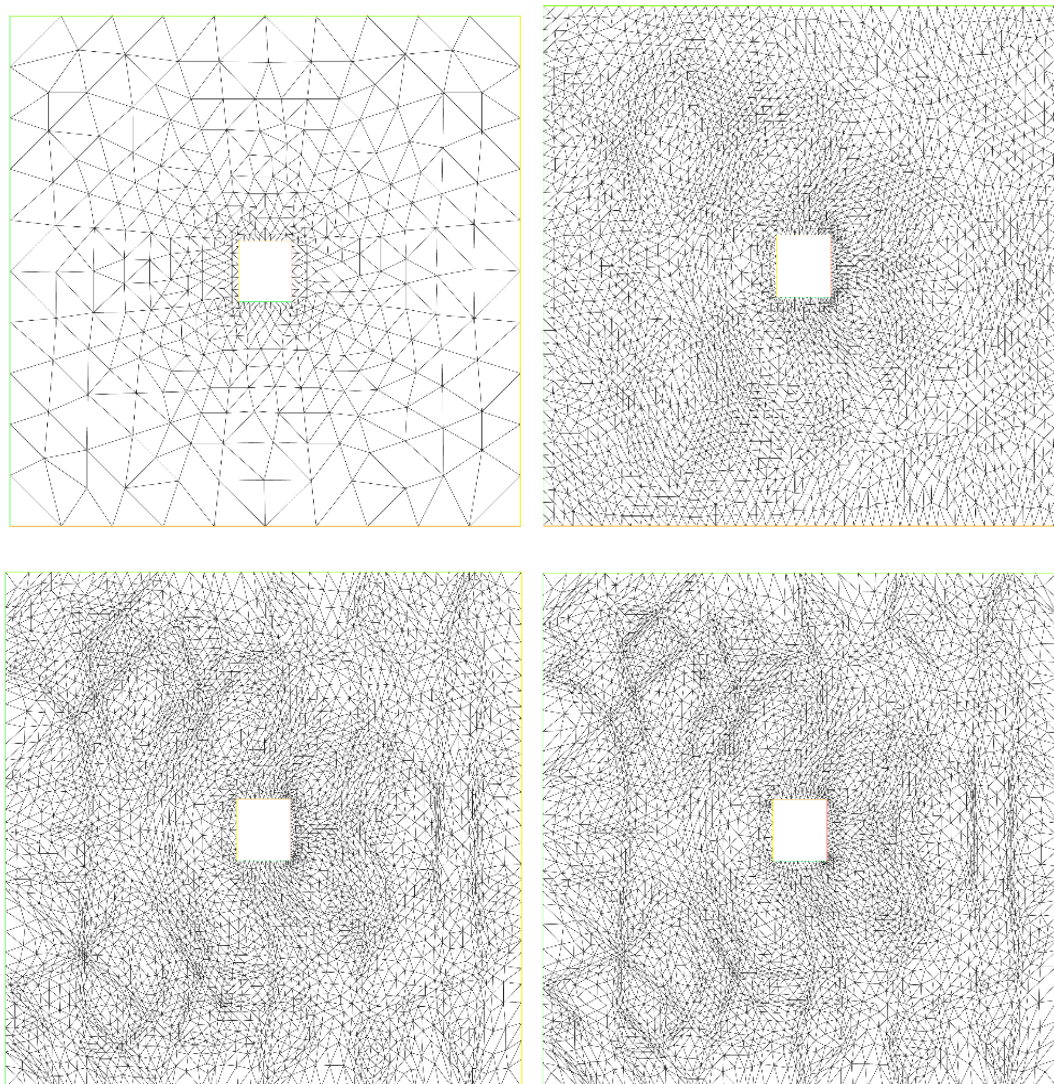
$$\text{border} (t = [ ])\{x = t; y = y0; \},$$

Konstruktor představuje zápis parametrického tvaru rovnice přímky s parametrem  $t$ , který v našem případě probíhá v intervalu  $\langle -0.4075; 0.4075 \rangle_x$  a  $\langle -0.38; 0.38 \rangle_y$  pro model bezodrazové komory a  $\langle -0.0525; 0.0525 \rangle_x$ ,  $\langle -0.06; 0.06 \rangle_y$  pro model krabíčky měřicího zařízení. Celkovou hranicí obou je tak skoro čtverec.

Při řešení rozptylu tlaku na krabíčce měřicího zařízení metodou konečných prvků nejdříve potřebujeme přivést vlnovou rovnici do tzn. slabé formy, poté nastavíme okrajové podmínky na jednotlivých hranách prvku simulujícího komoru (teoretický popis je uveden v kapitole (2.4)) zadefinujeme přicházející akustickou vlnu jako rovinnou a inicializujeme samotný výpočet.

Abychom se přesvědčili, jak vypadá síť konečných prvků podle výchozího nastavení a podle její jemnějšího rozložení, spustili jsme generování sítě, pak jsme třikrát po sobě spustit funkci pro výpočet a následné zahuštění sítě (adaptmesh).

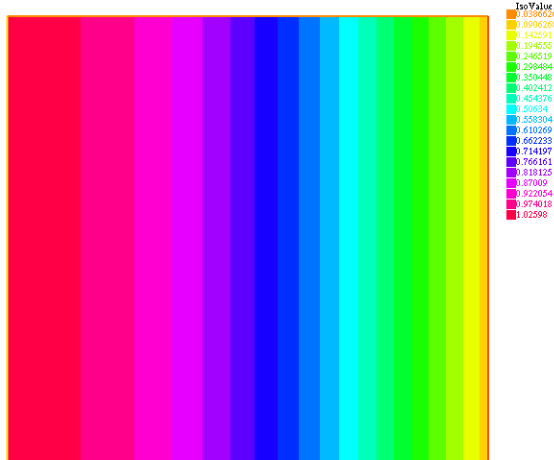
Jako výsledek dostáváme vypočtená data ve formě tabulek a vizualizovaný objekt se sítí vygenerovanou na geometrii zájmové oblasti, která je tvořena trojúhelníkovými elementy.



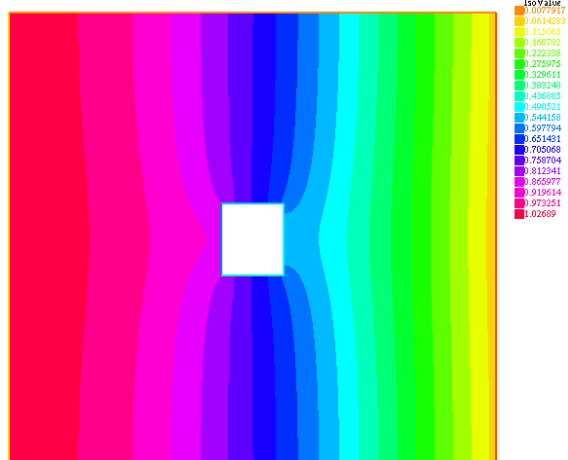
**Obr. 27** Síť pro porovnání vlivu zhušťování modelovaného prostoru



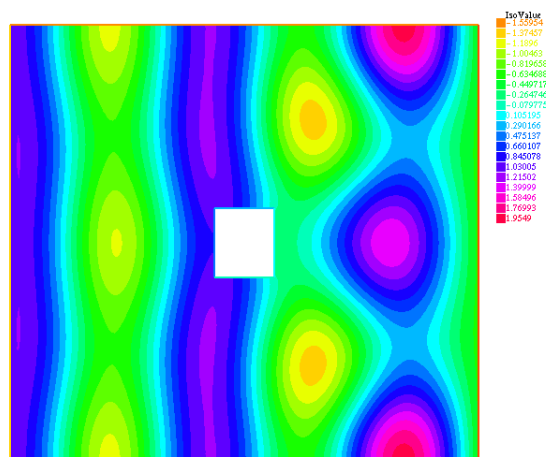
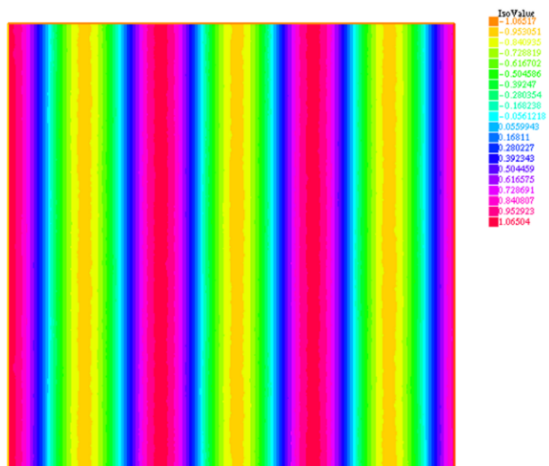
Bez krabičky senzoru hluku



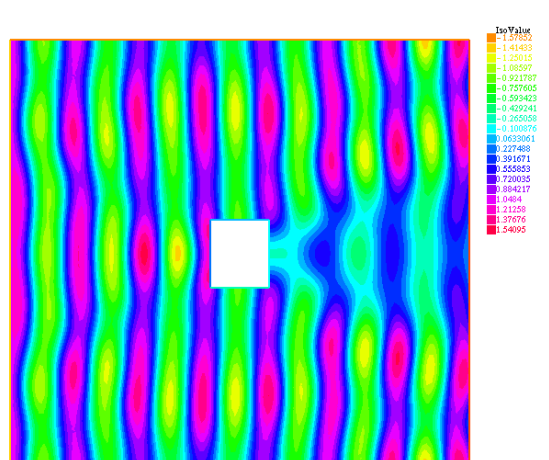
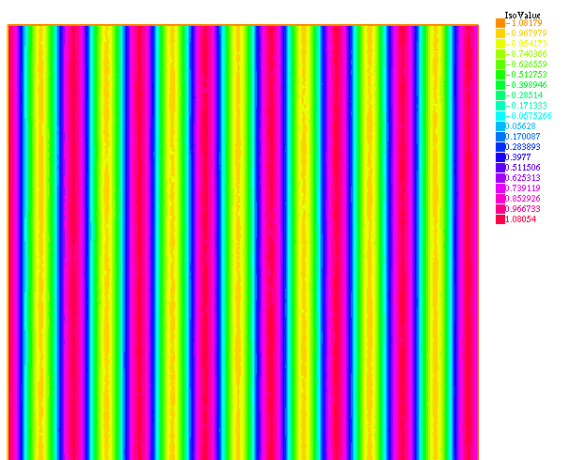
S krabičkou senzoru hluku



Obr. 28 Reálná část tlakového pole bez měřicího zařízení a s ním na 10 Hz



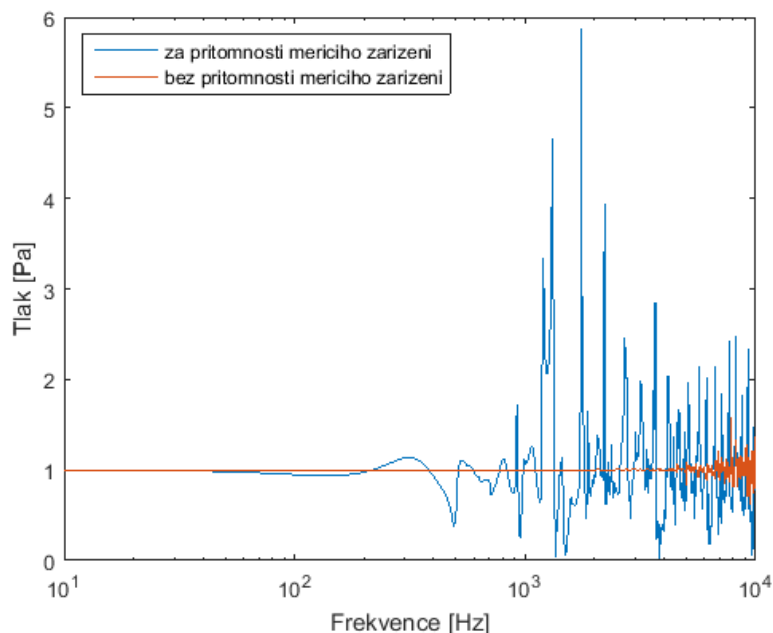
Obr. 29 Reálná část tlakového pole bez měřicího zařízení a s ním na 1 kHz



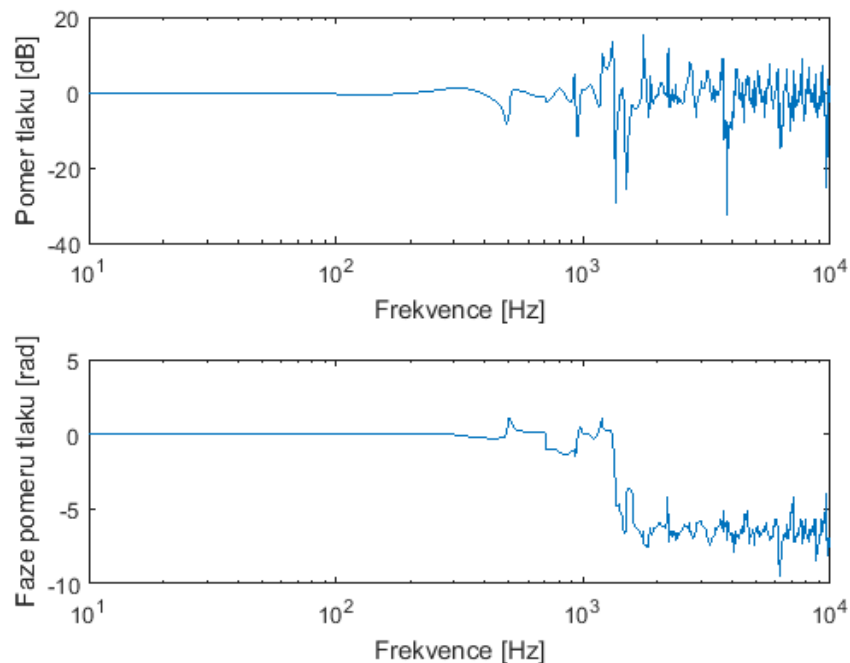
Obr. 30 Reálná část tlakového bez měřicího zařízení a s ním na 3 kHz

Po tom jsme se pokusili propojit MATLAB s FreeFem++ s cílem vygenerovat pomocí MATLABu frekvenční pole a zjistit průběh tlaku v konkrétním místě, kde se nachází mikrofon senzoru hluku a to za přítomnosti akustického senzoru a bez přítomnosti akustického senzoru.

Představený příklad ukazuje možnosti využití numerické metody konečných prvků pro účely výpočtu rozptylu tlaku na měřicím zařízení akustického senzoru za předpokladu, že se bere v úvahu pouze jeden úhel směru šíření vlny a jde o širokopásmový signál. Hodnota vstupního tlaku pro tento příklad byla volena na 1 Pa. Při psaní skriptu se uvažovalo rovněž o co nejobecnější a nejoptimálnější formu zápisu, tedy tak, aby bylo možné vždy změnit pouze jeden číselný údaj a pozorovat vliv jeho změny na výsledné hodnoty. Následující grafy zachycují průběh frekvenčního spektra tlaků v místě mikrofonu v přítomnosti a bez přítomnosti měřicího zařízení při buzení ideálním bílým šumem (obr. 31) a jejich poměr vyjádřený v decibelech (obr. 32). Z těchto průběhů lze udělat zcela jednoznačný závěr, že vliv rozptylu se projevuje zejména na frekvencích kolem 1 až 10 kHz, zatímco na nižších frekvencích je rozptylu zanedbatelný.



**Obr. 31** Numericky spočtené průběhy akustického tlaku při buzení ideálním bílým šumem



**Obr. 32** Numericky spočtený poměr akustických tlaků, vybuzených ideálním bílým šumem a jejich fázová charakteristika

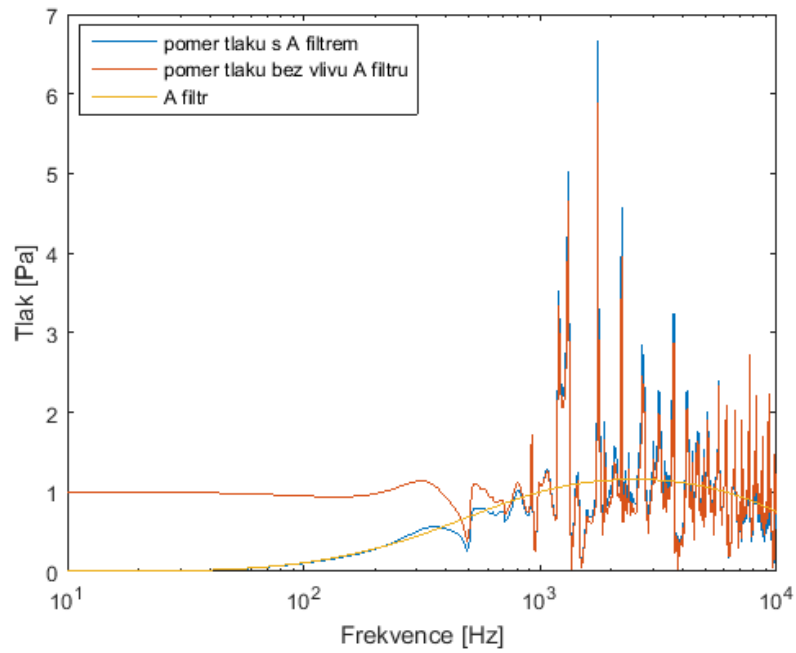
Nyní vypočteme teoretickou chybu měření způsobenou rozptylem. Poměr tlaku vyjádřeného spektrem převedeme do odpovídajících RMS hodnot, k tomu využijeme Parsevalův teorém pro DFT [12]

$$\sum_{n=0}^{N-1} |x_n|^2 = \sum_{k=0}^{N-1} |X_k|^2, \quad (38)$$

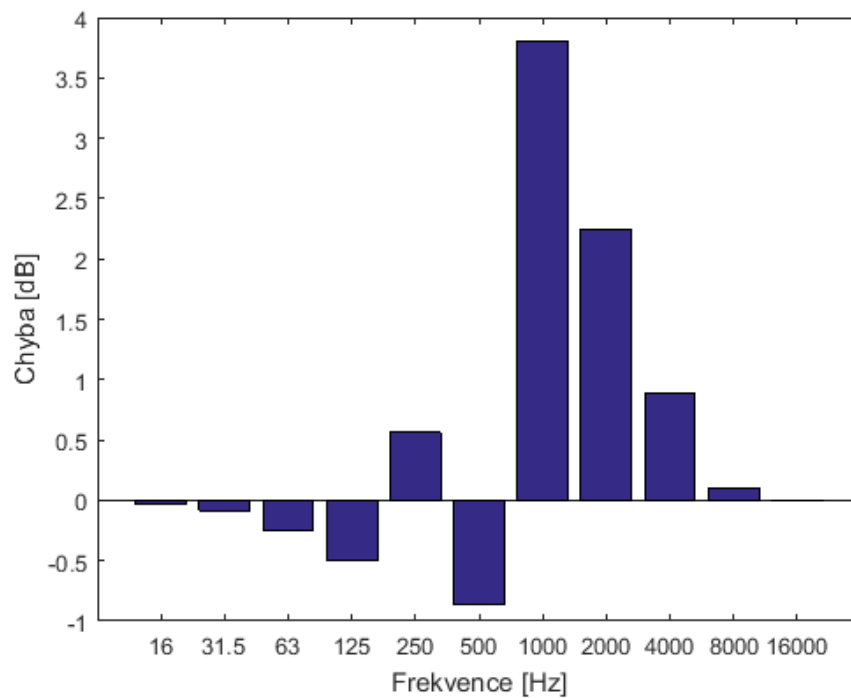
kde  $x_n$  je  $n$ -tý vzorek signálu,  $X_k$  je jeho  $k$ -tá komplexní spektrální čára a  $N$  je počet bodů DFT.

Ale ještě před tím než použijeme vztah (38) musíme zohlednit přítomnost  $A$  filtru a zavedeme jeho vliv do výstupního poměru tlaku tak, že je vynásobíme. Nakonec se dostáváme k výsledku, že při širokopásmovém měření naměříme o 1,12 dB víc kvůli rozptylu a tomu odpovídá 1,14krát větší hodnota tlaku než je reálná.

Výpočet RMS hodnot podle vzorce (38) v oktávových pásmech udává rozložení chyby způsobené rozptylem v těchto pásmech – viz obr. 34. Pro pásma pod 1 kHz je chyba způsobená rozptylem menší než 1 dB, největší chyba je v pásmu 1 kHz – cca 4 dB. Vzhledem ke spektru dopravního hluku, kde obvykle převažují nižší frekvence je takováto chyba akceptovatelná.



**Obr. 33** Numericky spočtený průběh akustického tlaku, zohledňující vliv A filtru



**Obr. 34** Teoretická chyba měření způsobená rozptylem při buzení ideálním bílým šumem zobrazena v oktávových pásmech

### 3.3 Model elektretového mikrofону

Pokud zůstaneme u otázky kvality elektroakustických zařízení, je zcela zřejmé, že její řešení nezřídka spočívá v určitém kompromisu, kdy se volí neoptimálnější kombinace jednotlivých částí řetězce.

Co se týče volby mikrofону, v převážné míře se zde používají elektrostatische mikrofony, vyznačující se velkou výstupní impedancí, vyrovnanou frekvenční charakteristikou, vysokou citlivostí, malým zkreslením a vysokou stabilitou svých vlastností. Jejich nevýhodou jsou vysoké nároky na přesnost výroby a z toho vyplývající vyšší cena.

Klasickým elektrostatickým mikrofonom jsou příbuzné tzv. elektretové mikrofony, u nichž je zdroj polarizace nahrazen nevodivou hmotou (elektretem) trvale udržující elektrickou polarizaci díky vzniku elektrického signálu pohybem vodivé membrány v elektrickém poli [7]. Není tedy potřebný zdroj polarizačního napětí, avšak vyžaduje se napájení ze zdroje stejnosměrného napětí přes rezistor pouze pro vestavěný předzesilovač, a ne pro vytváření náboje mezi deskami, jak to je u elektrostatischeho mikrofону [7]. Tyto miniaturní elektretové mikrofony jsou také velice často používány díky faktu, že i přes výrazně nižší cenu mají dobrou přenosovou charakteristiku s akceptovatelnou úrovní nelineárního zkreslení, malé rozměry a jsou schopné pracovat v širokém frekvenčním pásmu [7]. Z těchto důvodů byl použit právě tento druh mikrofónu u hlukového senzoru, na kterém se provádělo měření. Některé číselné hodnoty parametrů mikrofónu nejsou známy a jsou obtížně měřitelné. Odhadnuté hodnoty těchto parametrů použitých v této části práce uvádím v tabulce 10.

Tab. 10 Číselné hodnoty použitých parametrů membrány

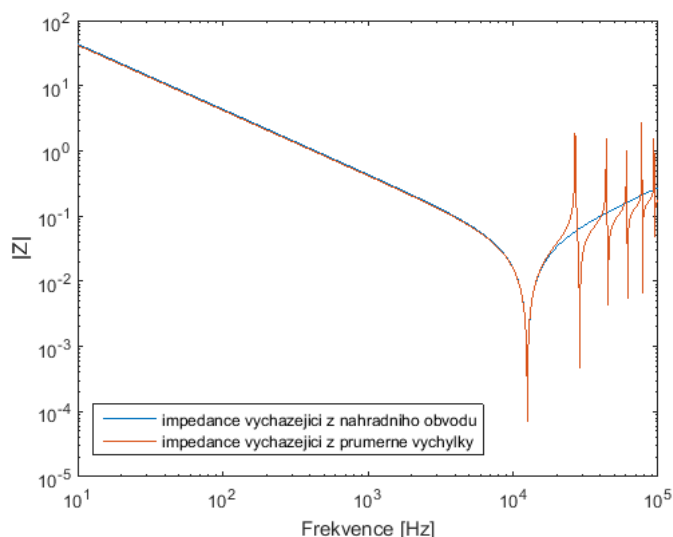
Značka	Veličina	Hodnota
$U_G$	Napětí vytvářené elektretem	30 V
$\rho_m$	Hustota mylaru	1380 kg.m <sup>-3</sup>

Věnujme se nyní impedanci membrány. Ukážeme její průběh pro frekvence do první rezonance a pro frekvence nad první rezonančním modem. V prvním případě impedance se skládá z ekvivalentní hmotnosti a ekvivalentní poddajnosti

$Z_m = j\omega M_1 + \frac{1}{j\omega C_1}$ , v druhém případě použijeme rovnice (22) a rovnice průměrné výchylky (21). Výsledné průběhy jsou zachyceny na obrázku 36.



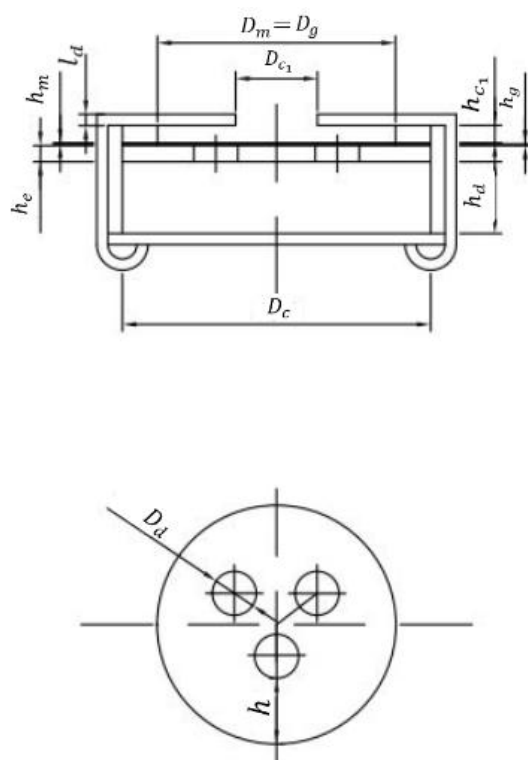
**Obr. 35** Elektretový měřený mikrofon MCE-2500 [9]



**Obr. 36** Průběh impedancí membrány mikrofonu pro frekvence do první rezonance a pro frekvence při uvažování vyšších rezonančních módů

Věnujme se teď tvorbě modelu elektretového mikrofonu MCE-2500, který povede k pochopení jeho charakteristických vlastností. Pro správný návrh modelu, je nejdříve nezbytně nutné změřit geometrické parametry elektretového mikrofonu, které tak slouží jako vstupní parametry.

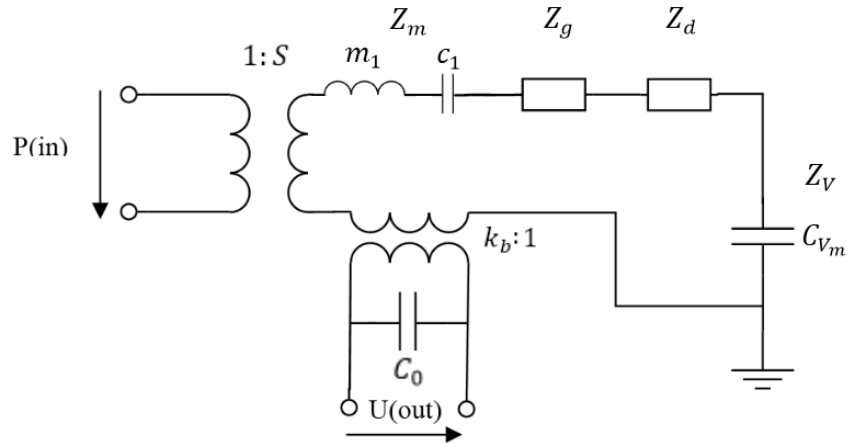
Mikrofon je zobrazen na obr. 37 a jeho zjištěné parametry jsou uvedeny v tab.11. Následně sestavíme náhradní zapojení, které uvádím na Obr. 38, kde  $C_0 = \varepsilon_0 \frac{S_m}{h_g}$  je elektrická kapacita mikrofonu.



Obr. 37 Rozměrový výkres elektretového mikrofónu

Tab. 11 Parametry elektretového mikrofónu

Význam symbolů	Označení	Rozměry	Jednotky
Průměr membrány	$D_m$	$3,95 \cdot 10^{-3}$	m
Průměr vzduchové mezery	$D_g$	$3,95 \cdot 10^{-3}$	m
Průměr díry v elektrodě	$D_d$	$0,79 \cdot 10^{-3}$	m
Průměr zadní dutiny	$D_c$	$4,28 \cdot 10^{-3}$	m
Výška zadní dutiny	$h_d$	$1,29 \cdot 10^{-3}$	m
Průměr vstupního otvoru	$D_{c_1}$	$1,47 \cdot 10^{-3}$	m
Vzdálenost díry do okraje	$h$	$1,12 \cdot 10^{-3}$	m
Tloušťka membrány	$h_m$	$18 \cdot 10^{-6}$	m
Tloušťka vzduchové mezery	$h_g$	$29,75 \cdot 10^{-6}$	m
Výška vstupní dutiny	$h_{c_1}$	$313 \cdot 10^{-6}$	m
Tloušťka pevné elektrody	$h_e$	$0,29 \cdot 10^{-3}$	m
Délka vstupního otvoru	$l_d$	$0,20 \cdot 10^{-3}$	m



**Obr. 38 Náhradní obvod elektretového mikrofonu**

Pro modelování jednotlivých částí řetězce se využívá následujících impedancí [7], [8]:

1. Impedance membrány. Při její stanovení použijeme vzorec

$$Z_m = j * \omega * m_1 + \frac{1}{j\omega c_1}, \text{ kde } m_1 \text{ a } c_1 \text{ spočítáme pomocí rovnice (23),}$$

2. Impedance vzduchové mezery, která je

$$Z_g = \frac{j\rho\omega\pi\beta x_0^4}{2h_g} + \frac{12\mu\pi x_0^4}{2*h_g^3\beta}, \quad (39)$$

kde  $\beta = \ln \frac{x_0}{D_d} - \frac{3}{4} + \frac{D_d^2}{x_0} - \frac{1}{4} \frac{D_d^4}{x_0^4}$  a  $x_0 = \sqrt{\frac{S_m}{3\pi}}$ ,  $S_m$  je plocha membrány [8]

3. Impedance dutiny, pro kterou platí

$$Z_V = \frac{1}{j\omega C_{V_m}}, \quad (40)$$

kde  $C_{V_m} = \frac{V}{\rho S_m^2 c_0^2}$  je mechanická poddajnost objemu.

4. Impedance děr v elektrodě je

$$Z_d = \frac{S^2}{3} \left( \frac{8h_e\mu}{\pi \left(\frac{D_m}{2}\right)^4} + \frac{4j\omega\rho h_e}{3\pi \left(\frac{D_m}{2}\right)^2} + 2j\omega \frac{\rho}{x_0} (0.26164 - 0.353\alpha + 0.0809\alpha^3) \right), \quad (41)$$

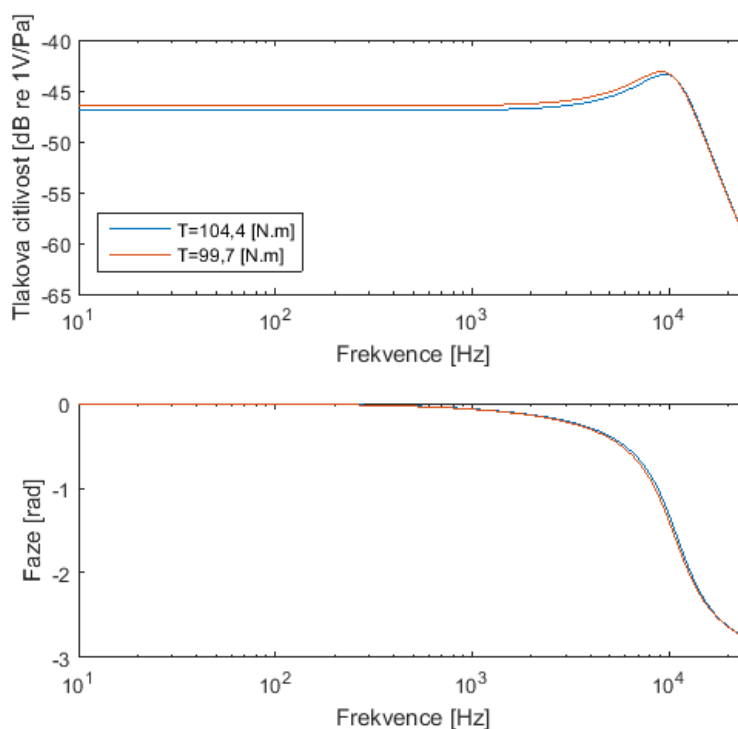
kde  $\alpha = \frac{D_m}{2x_0}$  a  $\frac{\rho}{x_0} (0.26164 - 0.353\alpha + 0.0809\alpha^3)$  je přidaná akustická hmotnost vyjadřující vliv geometrické diskontinuity (hrany) na obou stranách díry [13]. Vstupní díra a



vstupní dutina mikrofonu nejsou v modelu brány v úvahu, předpokládá se, že vliv tohoto rezonančního obvodu se projeví na frekvencích vyšších než je použitelné pásmo mikrofonu (pro dané rozměry vychází rezonanční frekvence větší než 40 kHz).

Impedanci celé soustavy lze pak najít sečtením uvedených impedancí.

Níže, na obr.39 jsou uvedeny simulace frekvenční charakteristiky mikrofonů s dvěma napětími membrán změřenými v sekci 3.1.3 - závislosti výstupního napětí na kmitočtu a průběh fáze.



**Obr. 39** Modulová a fázová charakteristika modelu elektretového mikrofonu s napětím membrány T=104,4 [N·m] a T=99,7 [N·m]

Tvar frekvenční charakteristiky a pozice 1. rezonanční frekvence (kolem 10 kHz) odpovídá změřené frekvenční charakteristice (obr. 25). Modelovaná absolutní hodnota citlivosti však neodpovídá její naměřené hodnotě, pravděpodobně kvůli neznámému napětí, jenž vytváří elektret.

## Závěr a návrh navazujících prací

Cílem této práce bylo vyhodnotit vlastnosti senzoru hluku a jednotlivých částí elektroakustického řetězce vzhledem k souvisejícím normám s využitím teoretických poznatků popsaných v kapitole 2 a tento cíl byl naplněn. V teoretické části byla rovněž odvozena vlnová rovnice a popsány mechanismy ztrát, kmity tenké kruhové membrány a numerické metody. Dále byl popsán princip elektro-akustického převodu v elektrostatickém mikrofonu.

Všechna vlastní měření jsou shrnuta v praktické části této práci. Z výsledků práce vyplynulo, že křivka naměřeného filtru typu A leží uvnitř tolerančních mezí na vyšších kmitočtech, avšak nesplňuje toleranční požadavky na velmi nízkých kmitočtech. Součástí výsledků diplomové práce je rovněž jak předpoklad ovlivnění hodnoty SPL tlaku nepřesnosti A filtru na vyšších frekvencích, tak i zamítnutí hypotézy o vlivu rozptylu napětí membrán mikrofonů na jejich citlivosti. Další zjištění se týkalo frekvenční závislosti šumu generovaného v měřící jednotce a nakonec byla provedena akustická kalibrace cele soustavy. Zde se zjistila její citlivost, která vyšla na 3,5 V/Pa.

Dále byl modelován rozptyl na měřicím zařízení při šíření akustické vlny za pomoci numerické metody konečných prvků a dospělo se k jednoznačnému závěru, že vliv rozptylu na měřicím zařízení se projevuje zejména na frekvencích v rozsahu 1 až 10 kHz, zatímco na nižších frekvencích je rozptyl zanedbatelný. Poté se vypočítala teoretická chyba měření způsobená rozptylem v jednotlivých oktavových pásmech, která leží v intervalu  $\langle -0,5; 4 \rangle$  dB.

Závěr praktické části byl věnován modelování elektretového mikrofonu jakožto součásti akustického senzoru pro monitorování hluku. Ukázalo se, že tvar teoretické frekvenční charakteristiky mikrofonu, zkonstruovaného na základě elektroakustických analogií, odpovídá naměřené frekvenční charakteristice. Modelovaná absolutní hodnota citlivosti však neodpovídá její naměřené hodnotě, pravděpodobně kvůli neznámému napětí, jenž vytváří elektret.

Výsledky práce by mohly být využitelné pro navazující teoretické a experimentální práce na nových typech elektroakustických měničů, kde se jedná o analytické a numerické modely senzorů a dále o experimentální ověření na prototypch

senzorů navržených a realizovaných s ohledem na specifické požadavky, včetně požadavků na další miniaturizaci akustických senzorů a na jejich přesnost.

## Seznam použitých pramenů a literatury

- [1] Nařízení vlády č. 272/2011 Sb.: *O ochraně zdraví před nepříznivými účinky hluku a vibrací*. Portál veřejné správy. [online]. [cit. 2016-březen-03]. Dostupné z: <https://portal.gov.cz/app/zakony/zakon.jsp?page=0&nr=272~2F2011&rpp=15#seznam>
- [2] LÁDYŠ, L. A KOL. *Systémová podpora interaktivního ovlivňování vývoje hlukové situace v okolí dálnic a silnic I. třídy*. Praha: Ekola group, spol. s.r.o. 2006.
- [3] SIBERKO, M. a L. LÁDYŠ. [Výpočet hluku z automobilové dopravy. Manuál 2011] [online]. 2011 [cit. 2016-březen-03]. Dostupné z: [www.hlukplus.cz/manual/Methodika2011.pdf](http://www.hlukplus.cz/manual/Methodika2011.pdf)
- [4] ČSN EN 61672-17 ed.2. *Česká technická norma: Elektroakustika - Zvukoměry - Část 1: Technické požadavky*. Praha, 2014.
- [5] WESSELS, P. W. a T. G. H. BASTEN. Design aspects of acoustic sensor networks for environmental noise monitoring. *Elsevier [Applied Acoustics]*. 2016, č. 110, s. 227-34.
- [6] BRYNDA, P. *Senzorické sítě v dopravě*. Praha, 2014. Studie dizertační práce.
- [7] ŠKVOR, Z. *Akustika a Elektroakustika*. Vyd.1. Praha: ACADEMIA, 2001.
- [8] ŠKVOR, Z. *Vibrating Systems and Their Equivalent Circuits*. Amsterdam: Elsevier, 1991. ISBN 0444988068.
- [9] KOLÁŘ, J. *Měření nelineárního zkreslení mikrofonů*. Praha, 2016. Bakalářská práce. ČVUT FEL.
- [10] ČSN EN 61094-6. *Česká technická norma: Měřicí mikrofony - Část 6: Elektrostatické kalibratory pro určení kmitočtové charakteristiky*. Praha, 2005.
- [11] HECHT, F. *FreeFem++*. Paris: Laboratoire Jacques-Louis Lions, Université Pierre et Marie Curie, 2015.
- [12] UHLÍŘ, J. a P. SOVKA. *Číslicové zpracování signálů*. Praha: Vydavatelství ČVUT, 2002.
- [13] CHAIGNE, A. a J. KERGOMARD. *Acoustique des instruments de musique*. Belin, Paris: 2008.

## Seznam tabulek

Tab. 1 Hodnoty ekvivalentní hladiny akustického tlaku pro jednotlivé kategorie pozemních komunikací [1] .....	10
Tab. 2 Kmitočtová vážení a přejímací meze [4] .....	12
Tab. 3 Zdrojové veličiny a prvky lineárního elektrického obvodu, mechanické soustavy a akustické soustavy [7] .....	21
Tab. 4 Číselné hodnoty použitých parametrů vzduchu.....	31
Tab. 5 Naměřené hodnoty SPL pro harmonický signál o kmitočtu 100 Hz.....	34
Tab. 6 Naměřené hodnoty SPL pro harmonický signál o kmitočtu 1 kHz.....	34
Tab. 7 Naměřené hodnoty SPL pro harmonický signál o kmitočtu 10 kHz.....	35
Tab. 8 Naměřené hodnoty SPL pro širokopásmový signál sinc(x) o základní frekvenci 300 Hz .....	35
Tab. 9 Citlivosti mikrofونů .....	40
Tab. 10 Číselné hodnoty použitých parametrů membrány .....	51
Tab. 11 Parametry elektretového mikrofону .....	53

## Seznam obrázků

Obr. 1 Blokové schéma zvukoměru.....	12
Obr. 2 Průběhy váhových křivek filtrů typů A, C a Z [4] .....	13
Obr. 3 Architektura sítě [6].....	15
Obr. 4 Jednotka typu master [6] .....	15
Obr. 5 Schéma vlnovodu .....	22
Obr. 6 Symbolické schéma vlnovodu konstantního průřezu .....	22
Obr. 7 Elektrický ekvivalentní obvod vlnovodu zahrnující impedance akustického elastoru a inertoru .....	23
Obr. 8 Průběh modulu vstupní impedance trubičky a její fáze.....	23
Obr. 9 Ekvivalentní obvod tenké kruhové membrány .....	27
Obr. 10 Náhradní schéma elektrostatického mikrofonu .....	29
Obr. 11 Příklad vypočtené modulové a fázové charakteristiky modelu elektrostatického mikrofonu .....	30
Obr. 12 Elektrické schéma hlukového senzoru .....	32
Obr. 13 Senzor hluku .....	32
Obr. 14 Modulová charakteristika váhové křivky měřeného filtru A.....	33
Obr. 15 Průběh napětí za RMS detektorem v závislosti na napětí signálu o kmitočtu 1 kHz .....	36
Obr. 16 Průběh napětí za RMS detektorem v závislosti na napětí širokopásmového signálu typu <i>sinc(x)</i> o základním kmitočtu 300 Hz .....	36
Obr. 17 Průběh napětí za RMS detektorem v závislosti na napětí signálu o kmitočtu 100 Hz .....	36
Obr. 18 Průběh napětí za RMS detektorem v závislosti na napětí signálu o kmitočtu 10 kHz .....	37
Obr. 19 Měření převodní charakteristiky měřicí jednotky .....	38
Obr. 20 Převodní charakteristika měřicí jednotky .....	38
Obr. 21 Schéma zapojení .....	39
Obr. 22 Citlivost a fázová charakteristika měřeného mikrofonu [9] .....	40
Obr. 23 Schéma měření pomocí elektrostatické kalibrace ve vakuu .....	41
Obr. 24 Detail průběhu výstupního elektrického napětí mikrofonů ve vakuu v okolí rezonance .....	42
Obr. 25 Průběhy citlivosti mikrofonů .....	43

Obr. 26 Porovnání dB SPL měřícího a měřeného mikrofonu .....	44
Obr. 27 Sítě pro porovnání vlivu zhušťování modelovaného prostoru .....	46
Obr. 28 Realná část tlakového pole bez měřícího zařízení a s ním na 10 Hz.....	47
Obr. 29 Realná část tlakového pole bez měřícího zařízení a s ním na 1 kHz.....	47
Obr. 30 Realná část tlakového bez měřícího zařízení a s ním na 3 kHz.....	47
Obr. 31 Numericky spočtené průběhy akustického tlaku při buzení ideálním bílým šumem.....	48
Obr. 32 Numericky spočtený poměr akustických tlaků, vybuzených ideálním bílým šumem a jejich fázová charakteristika.....	49
Obr. 33 Numericky spočtený průběh akustického tlaku, zohledňující vliv A filtru.....	50
Obr. 34 Teoretická chyba měření způsobená rozptylem při buzení ideálním bílým šumem zobrazena v oktávových pásmech .....	50
Obr. 35 Elektretový měřený mikrofon MCE-2500 [9].....	52
Obr. 36 Průběh impedancí membrány mikrofonu pro frekvence do první rezonance a pro frekvence při uvažování vyšších rezonančních modů .....	52
Obr. 37 Rozměrový výkres elektretového mikrofonu .....	53
Obr. 38 Náhradní obvod elektretového mikrofonu.....	54
Obr. 39 Modulová a fázová charakteristika modelu elektretového mikrofonu s napětím membrány $T=104,4$ [N·m] a $T=99,7$ [N·m].....	55

## Seznam příloh

Příloha I.: Numerický výpočet rozptylu na hlukovém senzoru. FreeFem ++ script *fsave2.edp*

Příloha II.: Numerický výpočet rozptylu na hlukovém senzoru. Matlab script *data.m*

Příloha III.: Model elektretového mikrofonu. Matlab script *model.m*



## Příloha I. Numerický výpočet rozptylu na hlukovém senzoru – FreeFem++.

FreeFem ++ script *fsave2.edp*

```
real f=10000.000000; %frequency
real ro=1.2; %air density
real c0=340; %speed of sound
int m=100; %triangulation points
real p=1; %input pressure
% defining the inner square in four parts
real x0=-0.4075,x1=0.4075;
real y0=-0.38 ,y1=0.38;
border C01(t=x0,x1){x = t; y =y0; label = 1;}
border C02(t=y0,y1){x =x1; y = t; label = 2;}
border C03(t=x1,x0){x = t; y = y1; label = 3;}
border C04(t=y1,y0){x = x0; y = t; label = 4;}
%defining the upper square in four parts
real x2=-0.0525,x3=0.0525;
real y2=-0.06,y3=0.06;
border C11(t=x2,x3){x = t; y = y2; label = 11;}
border C12(t=y2,y3){x = x3; y = t; label = 12;}
border C13(t=x3,x2){x =t; y =y3; label = 13;}
border C14(t=y3,y2){x = x2; y = t; label = 14;}
real omega=2*pi*f;%angular frequency
real kc2=omega^2/c0^2; %wave number
%domain triangulation
mesh Th = buildmesh (C01(m)+C02(m)+C03(m)+C04(m)+C11(-m/4)+C12(-m/4)+C13(-m/4)+C14(-m/4));
fespace Vh(Th,P1); %def space of continuous linear functions
Vh<complex> u,v; %def test functions on complex value Vh space
% solve the sound problem
problem sound(u,v)=int2d(Th) (u*v * kc2 - dx(u)*dx(v) - dy(u)*dy(v)) +
int1d(Th,2) ((-v*u*1i*omega)/c0) +on(4,u=p);
sound;
Vh ur=real(u); % def real part of wave
%saving txt file
    string filename="graph_"+f+".txt";
{
    ofstream ff(filename);
for (int i=0;i<Th.nt;i++)
{ for (int j=0; j <3; j++)
ff.scientific<<Th[i][j].x << " " << Th[i][j].y<< " " <<u[] [Vh(i,j)]<<endl;
//file<<Th[i][0].x << " " << Th[i][0].y<< " " <<u[] [Vh(i,0)]<<"\n\n\n"
}
}
}
```

```
real f=10000.000000; %frequency
real ro=1.2; %air density
real c0=340; %speed of sound
int m=100; %triangulation points
real p=1; %input pressure
% defining the inner square in four parts
real x0=-0.4075,x1=0.4075;
real y0=-0.38 ,y1=0.38;
border C01(t=x0,x1){x = t; y =y0; label = 1;}
border C02(t=y0,y1){x =x1; y = t; label = 2;}
border C03(t=x1,x0){x = t; y = y1; label = 3;}
```

```

border C04(t=y1,y0){x = x0; y = t; label = 4;}
%defining the upper square in four parts
real x2=-0.0525,x3=0.0525;
real y2=-0.06,y3=0.06;
border C11(t=x2,x3){x = t; y = y2; label = 11;}
border C12(t=y2,y3){x = x3; y = t; label = 12;}
border C13(t=x3,x2){x = t; y =y3; label = 13;}
border C14(t=y3,y2){x = x2; y = t; label = 14;}
real omega=2*pi*f;%angular frequency
real kc2=omega^2/c0^2; %wave number
%domain triangulation
mesh Th = buildmesh
(C01(m)+C02(m)+C03(m)+C04(m)+C11(m/4)+C12(m/4)+C13(m/4)+C14(m/4));
fespace Vh(Th,P1); %def space of continuous linear functions
Vh<complex> u,v; %def test functions on complex value Vh space
% solve the sound problem
problem sound(u,v)=int2d(Th)(u*v * kc2 - dx(u)*dx(v) - dy(u)*dy(v))+
int1d(Th,2)((-v*u*1i*omega)/c0) +on(4,u=p);
sound;
Vh ur=real(u); % def real part of wave
%saving txt file
    string filename="graph_"+f+".txt";
    {
        ofstream ff(filename);
    for (int i=0;i<Th.nt;i++)
    { for (int j=0; j <3; j++)
ff.scientific<<Th[i][j].x << " " << Th[i][j].y<< " " <<u[][Vh(i,j)]<<endl;
//file<<Th[i][0].x << " " << Th[i][0].y<< " " <<u[][Vh(i,0)]<<"\n\n\n"
        }
    }
}

```

## Příloha II. Numerický výpočet rozptylu na hlukovém senzoru - Matlab.

Matlab script *data.m*

```
clc;
clear;
nnf=1000; %number of frequencies in a vector
f=round(linspace(10,10000,nnf)); %computing a vector of frequencies
%def microphone dimentions
e_x=0.004;
e_y=0.001;
%def coordinates of microphone
X=0.0315;
Y=-0.069;

% by replacing each frequency of a vector
for ii=1:nnf
frekvence_line=sprintf('real f=%f;',f(ii))
replaceLine = 1;
numLines = 80;
newText = frekvence_line;
fid = fopen('fsave2.edp','r');
mydata = cell(1, numLines);
for k = 1:numLines
    mydata{k} = fgetl(fid);
end
fclose(fid);
mydata{replaceLine} = newText;
fid = fopen('fsave2.edp','w');
fprintf(fid, '%s\n', mydata{:});
fclose(fid);

%running FreeFem++ script
command = 'FreeFem++ fsave2.edp';
[status,cmdout] = system(command)

%saving output on txt file for each frequency of a frequency vector
f_str=num2str(f(ii));
file='graph_';
text='.txt';
filename=strcat(file,f_str,text);
delimiter = {'\t',' ','\n'};
formatSpec = '%s%s%s%s%[\n\r]';
fileID = fopen(filename,'r');
dataArray = textscan(fileID, formatSpec, 'Delimiter', delimiter,
'ReturnOnError', false);
fclose(fileID);
raw = repmat({''},length(dataArray{1}),length(dataArray)-1);
for col=1:length(dataArray)-1
    raw(1:length(dataArray{col}),col) = dataArray{col};
end
numericData = NaN(size(dataArray{1},1),size(dataArray,2));
for col=[1,2,3,4]
    rawData = dataArray{col};
    for row=1:size(rawData, 1);
```

```

        regexstr = '(?<prefix>.*?)(?<numbers>([-
]*(\d+[\,\,]*)+[\.\.]{0,1}\d*[eEdD]{0,1}[-+]*\d*[i]{0,1})|([-
]*(\d+[\,\,]*)*[\.\.]{1,1}\d+[eEdD]{0,1}[-+]*\d*[i]{0,1})) (?<suffix>.*)';
        try
            result = regexp(rawData{row}, regexstr, 'names');
            numbers = result.numbers;

            invalidThousandsSeparator = false;
            if any(numbers==' ');
                thousandsRegExp = '^d+?(\\,\\d{3})*\\. {0,1}d*$';
                if isempty(regexp(thousandsRegExp, ',', 'once'));
                    numbers = NaN;
                    invalidThousandsSeparator = true;
                end
            end

            if ~invalidThousandsSeparator;
                numbers = textscan(strrep(numbers, ',', ' '), '%f');
                numericData(row, col) = numbers{1};
                raw{row, col} = numbers{1};
            end
        catch me
        end
    end

end
R = cellfun(@ (x) ~isnumeric(x) && ~islogical(x), raw);
raw(R) = {NaN};
%reading txt files
    D=length(cell2mat(raw(:, 1)));
    x(1:D) = cell2mat(raw(:, 1));
    y(1:D) = cell2mat(raw(:, 2));
    re(1:D) = cell2mat(raw(:, 3));
    img(1:D) = cell2mat(raw(:, 4));
%delimitation of microphone area
s_x=find(abs(x-X)<e_x);
s_y=find(abs(y-Y)<e_y);
n=0;
%finding coordinates of microphone in each txt file
for ee=1:length(s_x)
    for iii=1:length(s_y)
        if s_x(ee)==s_y(iii)
            n=n+1;
            s(n)=s_x(ee);
        end;
    end;
end;
%writing out pressure along coordinates from each txt file
p_re=re(s);
p_img=img(s);
p_res=[];
p_imgs=[];
%riding of duplication
for b=1:length(s)
    if isempty(find((p_res-p_re(b))<eps))
        p_res=[p_res p_re(b)];
        p_imgs=[p_imgs p_img(b)];
    end;
end;
%computing mean of sound pressure
P_re(ii)=mean(p_res);
P_img(ii)=mean(p_imgs);

frekvence_line=sprintf('real f=%f;', f(ii))

```

```

replaceLine = 1;
numLines = 80;
newText = frekvence_line;

fid = fopen('bezkrabicky.edp','r');
mydata = cell(1, numLines);
for k = 1:numLines
    mydata{k} = fgetl(fid);
end
fclose(fid);

mydata{replaceLine} = newText;

fid = fopen('bezkrabicky.edp','w');
fprintf(fid, '%s\n', mydata{:});
fclose(fid);

command = 'FreeFem++ bezkrabicky.edp';
[status,cmdout] = system(command)

f_str=num2str(f(ii));
file='graph2_';
text='.txt';
filename=strcat(file,f_str,text);
delimiter = {'\t',' ',' '};

formatSpec = '%s%s%s%s%[\n\r]';

fileID = fopen(filename,'r');
dataArray = textscan(fileID, formatSpec, 'Delimiter', delimiter,
'ReturnOnError', false);
fclose(fileID);

raw = repmat({''},length(dataArray{1}),length(dataArray)-1);
for col=1:length(dataArray)-1
    raw(1:length(dataArray{col}),col) = dataArray{col};
end
numericData = NaN(size(dataArray{1},1),size(dataArray,2));

for col=[1,2,3,4]
    rawData = dataArray{col};
    for row=1:size(rawData, 1);
        regexstr = '(?<prefix>.*?)(?<numbers>([-
]*(\d+[\,]*)+[\.]{0,1}\d*[eEdD]{0,1}[-+]*\d*[i]{0,1})|([-
]*(\d+[\,]*)*[\.]{1,1}\d+[eEdD]{0,1}[-+]*\d*[i]{0,1})) (?<suffix>.*?);
        try
            result = regexp(rawData{row}, regexstr, 'names');
            numbers = result.numbers;

            invalidThousandsSeparator = false;
            if any(numbers==' ');
                thousandsRegExp = '^(\d+?(\,\d{3})*\.{0,1}\d*$)';
                if isempty(regexp(thousandsRegExp, ',', 'once'));
                    numbers = NaN;
                    invalidThousandsSeparator = true;
                end
            end
            if ~invalidThousandsSeparator;
                numbers = textscan(strrep(numbers, ',', ' '), '%f');
                numericData(row, col) = numbers{1};
                raw{row, col} = numbers{1};
            end
        catch me
            end
    end
end

```

```

        end
    end

R = cellfun(@ (x) ~isnumeric(x) && ~islogical(x), raw);
raw(R) = {NaN};

D=length(cell2mat(raw(:, 1)));
x(1:D) = cell2mat(raw(:, 1));
y(1:D) = cell2mat(raw(:, 2));
re(1:D) = cell2mat(raw(:, 3));
img(1:D) = cell2mat(raw(:, 4));

s_x=find(abs(x-X)<e_x);
s_y=find(abs(y-Y)<e_y);
n=0;
for ee=1:length(s_x)
    for iii=1:length(s_y)
        if s_x(ee)==s_y(iii)
            n=n+1;
            s(n)=s_x(ee);
        end;
    end;
end;
p_re=re(s);
p_img=img(s);
p_res=[];
p_imgs=[];

for b=1:length(s)
    if isempty(find((p_res-p_re(b))<eps))
        p_res=[p_res p_re(b)];
        p_imgs=[p_imgs p_img(b)];
    end;
end;

p_res;
p_imgs;
P_re2(ii)=mean(p_res);
P_img2(ii)=mean(p_imgs);
end;
%computing pressure ratio
P=P_re+1i*P_img;
P2=P_re2+1i*P_img2;
P_t=P./P2;

figure(1)
semilogx(f,abs(P),f,abs(P2))
xlabel('Frequency [Hz'],'FontSize', 13)
ylabel('Pressure [Pa'],'FontSize', 13)

figure(2)
semilogx(f,phase(P_t))
xlabel('Frequency [Hz'],'FontSize', 13)
ylabel('Phase ratio [rad]','FontSize', 13)

```

## Příloha III. Model elektretového mikrofonu - Matlab.

Matlab script *model.m*

```
clc;
clear;
f=logspace(1,6,2000); %frequency
omega=2*pi*f; %angular frequency
rho_f=1.2; % thermoviscous fluid
c_0=340; %speed of sound
k=omega/c_0;%wave number
mu=1.83*10^-5;% viscosity
h_d=1.29*10^-3; %chamber diametr
D_c=4.28*10^-3;%chamber diametr
h_e=0.29e-3;% electrode thickness
D_d=0.79e-3;%hole diametr
V=h_d*pi*(D_c/2)^2; %chamber volume
s=pi*(D_d/2)^2; %diaphragm area

nu_m=104.4; %diaphragm tension
r_m=(3.95*10^-3)/2; %membrane diametr
h_g=29.75*10^-6; %m airgap thickness
h_m=18*10^-6; %diaphragm thickness
rho_m=1380; %diaphragm density
u_0=30; %electret voltage

m_l=h_m*rho_m; %diaphragm surface density
c_m=sqrt(nu_m/m_l);
k_m=omega/c_m;

c_l=1.196*10^(-1)/(pi*nu_m); %diaphragm compliance
M_l=1.4458*pi*(r_m^2)*m_l; %mechanical mass

eps=8.854*10^-12; %permittivity
s_m=pi*r_m^2; %diaphragm surface
s_h=2*pi*r_m*l_0;

C_0=eps.*s_m./l_0;%transducer capacitance
k_b=C_0.*u_0/l_0; %transducer factor

s_l=s_m/3; %surface
x_0=sqrt(s_l/pi);
R_0=0.395*10^-3; %hole radius
beta=log(x_0/R_0)-3/4+R_0^2/x_0^2-1/4*(R_0^4/x_0^4);
R_m=(12*mu*pi*x_0^4/l_0^3*beta)/2; %mechanical resistance

Z_2_n=(1i*omega*rho_f*pi*beta*x_0^4)/(2*l_0);
Z_d=Z_2_n+R_m; %impedance of one hole
Z_d_3=Z_d^3; %impedance of three holes
r=8*h_e*mu/(pi*(r_dir/2)^4);
Z_d_1=1i*omega^4*rho_f*h_e/(3*pi*(r_dir/2)^2);
alfa=r_dir/x_0;
z_v=1i*omega*(rho_f/x_0)*(0.26164-0.353*alfa+0.0809*alfa^3);
z=(r+Z_d_1+2*z_v)*s^2/3;

Z_m=1i*omega.*M_l+(1./(1i*omega.*c_l)); %diaphragm impedance
Z_v=rho_f*s_m^2*c_0^2./(1i.*omega*V); %chamber impedance

Z_mik=Z_m+Z_v+Z_d_3+z; %microphone impedance

itha_total=k_b.*s_m./(k_b.^2+(1i*omega.*C_0.*Z_mik)); %microphone sensitivity
```

```
figure(1)
subplot(2,1,1)
semilogx(f,20*log10(abs(itha_total))); %frequency response
xlabel('Frequency [Hz]','FontSize', 13)
ylabel('Sensitivity [dB re 1V/Pa]','FontSize', 13)
subplot(2,1,2)
semilogx(f,phase(itha_total)); %phase response
xlabel('Frequency [Hz]','FontSize', 13)
ylabel('Phase [rad]','FontSize', 13)
```