



ZÁPADOČESKÁ
UNIVERZITA
V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací

DIPLOMOVÁ PRÁCE

Simulace vlivu zástavby reproduktorů

Autor práce: Bc. Aleš Vovk
Vedoucí práce: Ing. Oldřich Tureček, Ph.D.

Plzeň 2020

ZÁPADOČESKÁ UNIVERZITA V PLZNI

Fakulta elektrotechnická
Akademický rok: 2019/2020

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE (projektu, uměleckého díla, uměleckého výkonu)

Jméno a příjmení: **Bc. Aleš VOVK**
Osobní číslo: **E17N0051P**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Telekomunikační a multimediální systémy**
Téma práce: **Simulace vlivu zástavby reproduktorů**
Zadávající katedra: **Katedra aplikované elektroniky a telekomunikací**

Zásady pro vypracování

1. Proveďte měření parametrů vybraných reproduktorů v různých variantách zástavby v ozvučnicích. Sledujte vliv hloubky zástavby, krycí mřížky a úhlu natočení reproduktoru.
2. Proveďte simulaci jednotlivých možností zástavby a posuďte možnost kombinovat jednotlivé způsoby zástavby.
3. Vybrané simulované kombinace možností zástavby reproduktorů ověřte měřením.



Rozsah diplomové práce: **40 – 60 stran**
Rozsah grafických prací: **podle doporučení vedoucího**
Forma zpracování diplomové práce: **tištěná/elektronická**


Seznam doporučené literatury:

Handbook of Acoustics, Malcolm J. Crocker, ISBN: 978-0-471-25293-1

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Oldřich Tureček, Ph.D.**
Katedra technologií a měření

Datum zadání diplomové práce: **4. října 2019**
Termín odevzdání diplomové práce: **28. května 2020**



Prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
děkan


Doc. Dr. Ing. Vjačeslav Georgiev
vedoucí katedry

V Plzni dne 4. října 2019

Abstrakt

Tato diplomová práce řeší problematiku modelování zástavby reproduktorů definovanou zvukovodem a krycí mřížkou. Cílem bylo navrhnout model zástavby reproduktoru a validovat jej pomocí měření.

Byl proveden teoretický výzkum chování krycích mřížek, jako n dílčích zvukovodů o délce odpovídající tloušťce krycí mřížky. Byl zhotoven modifikovaný model reproduktoru na základě Thielle – Small parametrů. Dále jsou předloženy tři modely zástavby reproduktoru, ze kterých dva vycházejí z aproximace viskózního proudění vzduchu mřížkou. Třetí model vychází z měřených dat na základě polynomiální regrese koeficientů filtrů.

Teoretické modely ukazují pouze přibližné aproximace chování, kdy je řada komplexních vlivů zástavby zjednodušena a některé děje jsou zanedbány. Na tento popud vznikl regresní model, který v měřeném rozsahu aproximuje chování zástavby shodné s měřenými průběhy charakteristik vložných útlumů.

K závěru práce je uvedena diskuze o výsledcích simulací, dalšímu postupu práce a možnostech zpřesnění simulací.

Klíčová slova

Model, zástavba, reproduktor, zvukovod, Thielle – Small, viskozita, akustika, píst, filtr, zvukovod, modely reproduktorů, modely zástavby, krycí mřížky, akustické modely, Helmholtzův rezonátor, vliv děrování, měření reproduktoru, akustická měření, měření zástavby reproduktoru, simulace reproduktorů, simulace zástavby reproduktorů, elektromechanická analogie, akusticko-elektrická analogie, elektro-akustická analogie, polynomiální aproximace

Abstract

Vovk, Aleš. *Simulation of the speaker acoustic parameters built-in baffle* [*Simulace vlivu zástavby reproduktorů*]. Pilsen, 2020. Master thesis (in Czech). University of West Bohemia. Faculty of Electrical Engineering. Department of Applied Electronics and Telecommunications. Supervisor: Oldřich Tureček

Loudspeaker installation is defined as a mechanical circuit attached in some way to the loudspeaker. Presented thesis is dealing with such circuits, mostly defined as a short tube with perforated plates attached to it. The loudspeaker installation examined in this thesis is trying to simulate loudspeaker installations used in the automotive industry.

The goal pursued by this research was to accurately simulate loudspeaker installation backed by the reference measurements. Three models were presented to simulate given acoustic circuit. Two of them were strictly based on the theoretical research and were somewhat vague in terms of accuracy due to many simplifications of the actual complex transitions inside the loudspeaker installation. Third and last one was based on the polynomial regression of the parametric filter coefficients. Results given by this method were on point with the reference measurements.

Also the loudspeaker model was presented to simulate the loudspeaker installation as a whole. The loudspeaker model was based on the Thiele – Small parameters and was enhanced by the great deal of the correction filters.

Towards the conclusion was given a discussion about the accuracy and possible modifications of the given models. Also points were presented to back the future work on this topic.

Keywords

Loudspeaker, acoustic, regression model, loudspeaker installation, model of the loudspeaker installation, Thiele – Small, Helmholtz resonator, Helmholtz resonator with perforated plate, perforated plate, perforated orifices, impedance of perforated plates, loudspeaker installation simulation, loudspeaker simulation

Prohlášení

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě diplomovou práci, zpracovanou na závěr studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni.

Prohlašuji, že jsem svou závěrečnou práci vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce. Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 270 trestního zákona č. 40/2009 Sb.

Také prohlašuji, že veškerý software, použitý při řešení této diplomové práce, je legální.

V Plzni dne 19. června 2020

Bc. Aleš Vovk

.....

Podpis

Obsah

Seznam obrázků	viii
Seznam tabulek	ix
Seznam výpisů kódu	x
Seznam symbolů a zkratek	xi
1 Úvod	1
2 Teorie	2
2.1 Elektro-mechanická analogie	2
2.2 Elektro-akustická analogie	6
2.3 Vyzařovací impedance pístu v nekonečné ozvučnici	7
2.4 Helmholtzův rezonátor	9
2.5 Elektrodynamický reproduktor	11
3 Model reproduktoru	15
3.1 Výchozí stav modelu	15
3.2 Ztráty kmitací cívky	16
3.3 Ozvučnice	19
3.4 Vliv směrovosti	20
3.5 Korekce vysokých kmitočtů	21
3.6 Úplný model reproduktoru	23
4 Měření parametrů zástavby	26
4.1 Zástavba reproduktoru	26
4.2 Popis měření	30
4.3 Rozbor měřených dat	30
4.4 Klasifikace měřených dat	33
5 Model zástavby	35
5.1 Model zástavby se soustředěnými parametry	35
5.2 Zvukovod zatížený impedancí	39

5.3 Regresní model	43
6 Diskuze	52
7 Závěr	54
Reference, použitá literatura	56
Přílohy	59
A Teorie	59
A.1 Elektromechanická analogie	59
A.2 Analogické aproximace pístu v nekonečné ozvučnici	60
B Model reproduktoru	62
B.1 TS parametry	62
B.2 Konstanty	62
C Měření	63
C.1 Návrh přípravku	63
C.2 Měřené amplitudové frekvenční charakteristiky	66
C.3 Vložný útlum	69
C.4 MAPE vůči referenčnímu měření	70
D Model zástavby	72
D.1 Simulace zástavby soustředěnými parametry	72
D.2 Koeficienty k výpočtu parametrických filtrů	74
D.3 Simulace s rozprostřenými parametry	78
D.4 Elektrické schéma regresního modelu	84
D.5 Odhad koeficientu k_c	85

Seznam obrázků

2.1	Analogické symboly převodů mezi soustavou elektrickou a mechanickou, kde e je elektrické napětí, i je elektrický proud, f je mechanická síla, u je mechanická rychlost, Bl je převodový faktor a g_m je vzájemná vodivost Převzato z [1] 	3
2.2	Mechanická značka poddajnosti Převzato z [1] 	4
2.3	Znázornění elektromechanické analogie na RLC obvodu Převzato s úpravami z [3]	6
2.4	Grafické specifické impedance a admitance pístu o průměru a , který je umístěn v nekonečné ozvučnici a je zatížen médiem (vzduch) Převzato z [1] . .	8
2.5	Analogie akustické impedance Převzato s úpravami z [1] 	9
2.6	Náčrtek Helmholtzova rezonátoru	9
2.7	Typy elektrodynamických reproduktorů	11
2.8	Konstrukční náčrt standardního elektrodynamického reproduktoru Převzato s úpravami z [1] 	12
2.9	Náhradní schémata reproduktoru Převzato s úpravami z [1] 	13
3.1	Simulace amplitudové frekvenční charakteristiky a impedanční charakteristiky dle schémat z obrázků 2.9b a 2.9d	16
3.2	Vlastnosti induktoru s magneticky vodivým jádrem	17
3.3	Graf průběhu napájecího napětí $U_{in}(t)$ a proudu $I_L(t)$ procházejícím induktorem L_{ztr} s nelineárním jádrem	18
3.4	Model ztrátové impedance kmitací cívky Převzato s úpravami z [9] 	19
3.5	Vliv korekce ztrátové indukčnosti na model	19
3.6	Simulace vlivu ozvučnice o objemu $V = 20$ l, rezonanční kmitočet $f_{cVB} = 115$ Hz	20
3.7	Vliv směrovosti	21
3.8	Obvodová reprezentace korekce horního pásma reproduktoru	22
3.9	Přehled korekce vysokých kmitočetů	23
3.10	Úplné schéma reproduktoru včetně korekcí	23
3.11	Simulace reproduktoru Xavian v nekonečné ozvučnici s veškerými korekcemi popsanými v kapitole 3	24
3.12	Simulace reproduktoru Xavian s ozvučnicí o objemu 20 l s veškerými korekcemi popsanými v kapitole 3	25

3.13	Simulace reproduktoru Celestion Vintage 30 s veškerými korekcemi popsá- nými v kapitole 3 dle parametrů z [10]	25
4.1	Realizace zvukovodů zástavby	27
4.2	Přesazené děrování Převzato s úpravami z [23]	28
4.3	Výkres obecné krycí mřížky	28
4.4	Měřený přípravek	29
4.5	Schéma zapojení přístrojů k měření amplitudové frekvenční charakteristiky	30
4.6	Měření reproduktoru v ozvučnici v pásmu 100 Hz až 25600 Hz	31
4.7	Vložný útlum zástavby s délkou zvukovodu 5.14 cm	31
4.8	Porovnání vložného útlumu volné plochy $\sigma = 0.5$	32
4.9	Porovnání vložného útlumu v závislosti na délce zvukovodu zástavby	33
4.10	Relativní rozdíl vůči měření bez zástavby v rozsahu 350 Hz - 3500 Hz	34
5.1	Helmholtzův rezonátor s děrovanou deskou	36
5.2	Náhradní schéma HR s děrovanou deskou	37
5.3	Simulace na základě HR z tabulky B.2	38
5.4	Normované impedance HR z tabulky B.2	39
5.5	Rozproštěné parametry zástavby	39
5.6	Trend obsáhlý každou kombinací zástavby	42
5.7	Simulace zástavby pomocí rozproštěných parametrů	43
5.8	Přenosové funkce parametrické pásmové propusti a pásmové zádrži o rezo- nančním kmitočtu $f_s = 500 \text{ Hz}$ a činiteli jakosti $Qp = 0, 707, 1, 25, 2, 5, 3, 3, 5$. Převzato s úpravami z [7]	44
5.9	Parametrický filtr o jednom rezonančním kmitočtu	45
5.10	Závislost rezonančních kmitočtů na parametrech zástavby pro filtr 1	45
5.11	Lokalizace rezonančních kmitočtů	46
5.12	Reprezentace polynomu $f(L, \sigma)_{s,i}$	49
5.13	Simulace modelu s nejvyšší výpočetní přesností	49
5.14	Histogram maximálních odchylek od měření	50
5.15	Vliv přesnosti koeficientů polynomů na model	51
5.16	Příklad simulace zástavby mimo referenční body	51
6.1	Simulace reproduktoru Xavian osazeného zástavbou L5 VP50	53
A.1	Přehled mechanických a akustických prvků v obvodové analogii Převzato s úpravami z [1]	59
A.2	Obvodová aproximace rozptylové impedance a admitance pístu v nekonečné ozvučnici nebo v uzavřené ozvučnici Převzato s úpravami z [1]	60
C.1	Obecný náčrt zvukovodu	63
C.2	Návrh krycích mřížek pomocí výpočetního software MATLAB	64

C.3	Realizované krycí mřížky	65
C.4	Měřené amplitudové frekvenční charakteristiky pro zvukovod L0 a L1 . . .	66
C.5	Měřené amplitudové frekvenční charakteristiky pro zvukovod L2 a L3 . . .	67
C.6	Měřené amplitudové frekvenční charakteristiky pro zvukovod L4 a L5 . . .	68
C.7	Vložný útlum zástavby	69
C.8	MAPE v závislosti na σ	70
C.9	MAPE v závislosti na L	71
D.1	Simulace zástavby L0	72
D.2	Simulace zástavby L1	72
D.3	Simulace zástavby L2	73
D.4	Simulace zástavby L3	73
D.5	Simulace zástavby L4	73
D.6	Simulace zástavby L5	74
D.7	Reprezentace polynomu $a(L, \sigma)_i$	76
D.8	Reprezentace polynomu $b(L, \sigma)_i$	77
D.9	Simulace zvukovodu L0 se soustředěnými parametry	78
D.10	Simulace zvukovodu L1 se soustředěnými parametry	79
D.11	Simulace zvukovodu L3 se soustředěnými parametry	80
D.12	Simulace zvukovodu L3 se soustředěnými parametry	81
D.13	Simulace zvukovodu L4 se soustředěnými parametry	82
D.14	Simulace zvukovodu L5 se soustředěnými parametry	83
D.15	Obvodové řešení regresního modelu zástavby	84
D.16	Výsledek simulace zástavby L3 VP25 pomocí schématu z obrázku D.15, 1 mdB na ose y odpovídá 1 dB	85
D.17	Graf odhadu koeficientu k_c v závislosti na poloměru membrány	85

Seznam tabulek

4.1	Parametry děrování	29
5.1	Vstupní parametry pro výpočet HR	38
5.2	Chyby modelu v závislosti na počtu platných číslic za desetinnou čárkou	50
B.1	TS parametry reproduktoru Xavian	62
B.2	Konstanty pro vzduch	62
B.3	Materiálové konstanty Duralu	62
C.1	Navržené rozměry zvukovodu k obrázku C.1	63
C.2	Reálné rozměry vytištěného zvukovodu k obrázku C.1	63
D.1	Koeficienty filtrů s $D_n = 2$	74
D.2	Koeficienty filtrů s $D_n = 4$	75

Seznam výpisu kódu

5.1	Příklad optimalizační smyčky	47
5.2	Příklad funkce pro získání koeficientů polynomu rezonančního kmitočtu . .	48

Seznam symbolů a zkratek

Z_M	Obecná mechanická impedance $[\frac{Ns}{m}]$
Y_M	Obecná mechanická admitance $[\frac{m}{Ns}]$
Z_E	Obecná elektrická impedance $[\Omega]$
F, f_c, \vec{f}_c	Magnetomotorická síla $[N]$
u	Obecná mechanická rychlost $[\frac{m}{s}]$
U, e	Elektrické napětí $[V]$
I	Elektrický proud $[A]$
B	Magnetická indukce $[T]$
Bl	Součin magnetické indukce a délky vodiče kmitací cívky, Bl faktor $[Tm]$
g_m	Převodový faktor gyrátoru $[\frac{1}{Tm}]$
M_M	Obecná mechanická hmotnost $[kg]$
C_M	Obecná mechanická poddajnost $[\frac{m}{N}]$
R_M	Obecná mechanická odpor $[\frac{Ns}{m}]$
G_M	Obecná mechanická vodivost $[\frac{m}{Ns}]$
u_{AK}	Obecná akustická objemová rychlost $[\frac{m^3}{s}]$
M_A	Obecná akustická hmotnost $[\frac{kg}{m^4}]$
C_A	Obecná akustická poddajnost $[\frac{m^5}{N}]$
R_A	Obecná akustický odpor $[\frac{Ns}{m^5}]$
R_{VYZ}	Vyzařovací odpor pístu v nekonečné ozvučnici $[\frac{Ns}{m}]$
X_{VYZ}	Vyzařovací reaktance pístu v nekonečné ozvučnici $[\frac{Ns}{m}]$
X_{VYZ}	Vyzařovací impedance pístu v nekonečné ozvučnici $[\frac{Ns}{m}]$
G_{VYZ}	Vyzařovací vodivost pístu v nekonečné ozvučnici $[\frac{m}{Ns}]$
B_{VYZ}	Převrácení vyzařovací reaktance pístu v nekonečné ozvučnici $[\frac{m}{Ns}]$
Y_{VYZ}	Vyzařovací admitance pístu v nekonečné ozvučnici $[\frac{m}{Ns}]$
L	Délka hrdla Helmholtzova rezonátoru $[m]$
k	Vlnové číslo $[\frac{1}{m}]$
C_{HR}	Poddajnost Helmholtzova rezonátoru $[\frac{m}{N}]$
M_{HR}	Hmotnost vzduchu v hrdle Helmholtzova rezonátoru $[kg]$
R_r	Rozptylový odpor Helmholtzova rezonátoru $[\frac{Ns}{m}]$
R_w	Absorpční odpor Helmholtzova rezonátoru $[\frac{Ns}{m}]$

a_ω	Absorpční koeficient Helmholtzova rezonátoru [$\frac{1}{m}$]
γ	Poissonova konstanta [-]
Pr	Prandltovo číslo [-]
L_E	Indukčnost kmitací cívky [H]
R_E	Odpor kmitací cívky [Ω]
R_g	Odpor generátoru signálu/zesilovače [Ω]
e_g	Elektrické napětí zdroje signálu na svorkách reproduktoru [V]
Z_{AR}	Vyzařovací impedance reproduktoru [$\frac{Ns}{m}$]
Y_{AR}	Vyzařovací admitance reproduktoru [$\frac{m}{Ns}$]
M_{MD}	Mechanická hmotnost reproduktoru [kg]
M_{MD}	Celková hmotnost reproduktoru včetně přidané vyzařovací hmotnosti [kg]
C_{MS}	Mechanická poddajnost reproduktoru [$\frac{m}{N}$]
R_{MS}	Mechanický odpor reproduktoru [$\frac{Ns}{m}$]
G_{MS}	Mechanická vodivost reproduktoru [$\frac{m}{Ns}$]
S_D	Ekvivalentní plocha membrány [m^2]
f_s	Rezonanční kmitočet reproduktoru [Hz]
U_c	Akustická objemová rychlost membrány [$\frac{m^3}{s}$]
u_c	Mechanická rychlost rezonančního systému reproduktoru [$\frac{m}{s}$]
f_c	Síla působící na rezonanční systém reproduktoru [N]
Z_{ES}	Impedance kmitací cívky [Ω]
Z_{EM}	Mechanická impedance reproduktoru převedená na elektrickou stranu [Ω]
Z_{MT}	Mechanická impedance reproduktoru [$\frac{Ns}{m}$]
ϕ	Magnetický tok [Wb]
u_L	Úbytek napětí na indukčnosti [V]
C_{VB}	Poddajnost ozvučnice poddajnost [$\frac{m^5}{N}$]
D	Směrová charakteristika [-]
J_1	Besselova funkce prvního řádu, prvního druhu
J_0	Besselova funkce prvního řádu, prvního druhu
H_1	Struveho funkce prvního řádu, prvního druhu
G_{sm}	Zisk směrovosti [dB]
Z_{KM}	Impedance kmitací cívky po korekci [Ω]
Z_T	Normovaná impedance zvukovodu/trubky
k_T	Konstanta děrování
r_{DP}	Vyzařovací odpor krycí mřížky zástavby [$\frac{Ns}{m}$]
m_{DP}	Hmotnost vzduchu otvorů krycí mřížky zástavby [$\frac{kg}{m^4}$]
Z_{DP}	Celková impedance krycí mřížky [$\frac{Ns}{m^5}$]
A_{DP}	Přenos Helmholtzova rezonátoru [-]
t_{cr}	Korekce hloubky díry

<i>TL</i>	Přenosový útlum
<i>Z_V</i>	Vlastní impedance zvukovodu
<i>σ</i>	Poměr volní plochy děrování vůči ploše krycí mřížky zástavby
<i>HR</i>	Helmholtzův rezonátor
<i>CFD</i>	Computational fluid dynamics
<i>TS</i>	Thielle - Smal
<i>MATLAB</i>	Matrix laboratory, výpočetní software
<i>RMSD</i>	Root-mean-square deviation - odmocnina střední kvadratické odchyly
<i>MAPE</i>	Mean absolute percentage error - průměrná absolutní odchyly v procentech
<i>PLA</i>	Polylactic acid - kyselina polymléčná, materiál zvukovodů
<i>CNC</i>	Computer numerical control
<i>PMMA</i>	Polymethylmethakrylát - akrylátové sklo
<i>M4</i>	Označení závitu o průměru 4 mm

1

Úvod

Zástavba reproduktoru je obecný mechanický obvod, do něhož je reproduktor buď vložen nebo s ním nějakým způsobem interaguje. V této práci je zástavba definována jako akustický rezonanční obvod upevněný na reproduktor ve směru normály membrány. Mechanický obvod zkoumaný v této práci se skládá ze zvukovodu a krycí mřížky, které napodobují chování reproduktoru vsazeného ve dveřích automobilu.

Diplomová práce se zabývá modelováním akustických a mechanických vlastností zástavby reproduktoru, ze kterých je pro praktické využití výstupem vložný útlum představující vliv zástavby reproduktoru. Důvodem tohoto výzkumu je spolupráce elektrotechnické fakulty Západočeské univerzity v rámci projektů smluvního výzkumu pro automobilový průmysl, komerční techniku apod.

Zástavba reproduktoru, leč se zdá být jednoduchým prvkem, obnáší velkou řadu vlivů, které je do výpočtů modelu nutné zahrnout. Požadavky na model zástavby jsou: jednoduchost, praktičnost, nezávislost na typu reproduktoru a aplikovatelnost na libovolnou frekvenční charakteristiku. Do celkové simulace patří také reproduktor umístěný v uzavřené ozvučnici. Takto definované požadavky vedou na model reproduktoru založený na Thielle – Small parametrech a modelem zástavby simulovaným na základě fyzických rozměrů.

V práci je prezentován návrh kompletního modelu včetně měření a validace výsledků. Popis chování reproduktoru vychází z akusticko-mechanicko-elektrické analogie, a modely zástavby jsou navrženy dle akusticko-elektrické analogie. Pilířem modelu jsou teoretické popisy vyzařování pístu v akustické rovině a příslušné aproximace, které jsou využívány v průběhu celé práce. Je předložen také alternativní model, který vychází přímo z měřených charakteristik zástavby reproduktoru.

2

Teorie

2.1 Elektro-mechanická analogie

Mezi vztahy pro mechanické a elektrické vyjádření veličin je do značné míry velká podobnost. Využitím této podobnosti je možné mechanickou soustavu popsat analogickými elektrickými obvody, jejichž řešení může být přijatelnější. Ulehčují pochopení funkce mechanických soustav a také jsou mimo jiné vhodné k návrhu reprotstav. K této práci se velmi hodí a pomocí analogických obvodů je řešen výsledný model. Je nutné dodat, že v analogickém elektrickém obvodu platí stejné metody a postupy jako v případě čistě elektrických obvodů. [3]

Obecná mechanická impedance a admittance

Mechanická impedance je poměr síly k rychlosti v určitém bodě mechanické soustavy. Užívá se standardní značení Z_M a jednotkou je Ns/m uváděný také jako mechanický Ohm. Převrácená hodnota mechanické impedance se nazývá mechanická admittance Y_M .

Podobnost mezi mechanickou Z_M a elektrickou Z_E impedancí je možné vypořadovat z následujících vztahů:

$$\vec{Z}_M = \frac{1}{\vec{Y}_M} = \frac{\vec{F}}{\vec{u}}, \quad (2.1)$$

kde \vec{F} je fázor síly a \vec{u} je fázor rychlosti.

$$\vec{Z}_E = \frac{1}{\vec{Y}_E} = \frac{\vec{U}}{\vec{I}}, \quad (2.2)$$

kde \vec{U} je fázor napětí a \vec{I} je fázor proudu.[1]

Převod mezi soustavami

Princip elektrodynamického měniče spočívá v rozpohybování membrány za pomoci síly vzniklé průchodem proudu cívkou. Běžně nelze spojit dvě rozdílné soustavy bez jakýchkoliv úprav a k těmto účelům se využívá ideálního transformátoru či gyrátoru.

Princip převodu je jednoduchý, motorická síla je vyvolána proudem dle rovnice 2.3 a napětí na vodiči je indukováno dle vztahu 2.4.

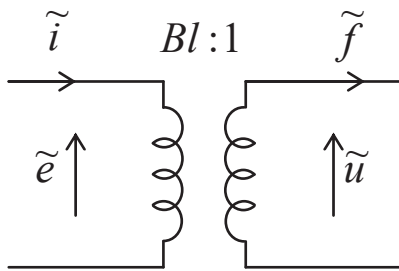
$$\vec{f}_c = \int_0^l \vec{i} dl \times \vec{B} = \vec{B} \times \vec{i}l, \quad (2.3)$$

$$\vec{e} = \vec{B}l\vec{u}, \quad (2.4)$$

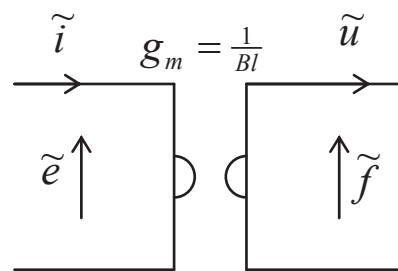
kde \vec{e} je elektrické napětí, \vec{u} je rychlost, \vec{B} je velikost magnetická indukce a l je délka vodiče cívky.

Z těchto rovnic a z faktu, že na cívku působí konstantní homogenní magnetické pole je patrné, že Bl je konstanta převodu.

Na obrázku 2.1a je zobrazen transformátor, jehož vinutí má nekonečnou impedanci a tudíž je v obou směrech zachován stejný převodový faktor Bl . Tato varianta je použita ve schématu, kdy je mechanická soustava vyjádřena v admitančním tvaru. Pokud je mechanická soustava vyjádřena v impedančním tvaru, tak je nutné využít gyrátoru z obrázku 2.1. Gyrátor má z obou stran jednaký převod, tedy $1/Bl$.



(a) Mechanický obvod je vyjádřen v admitančním tvaru



(b) Mechanický obvod je vyjádřen v impedančním tvaru

Obr. 2.1: Analogické symboly převodů mezi soustavou elektrickou a mechanickou, kde e je elektrické napětí, i je elektrický proud, f je mechanická síla, u je mechanická rychlost, Bl je převodový faktor a g_m je vzájemná vodivost [Převzato z [1]]

Převody respektují vztahy 2.3 a 2.4. Impedance jsou transformovány následujícími vztahy:

$$Z_E = \frac{(Bl)^2}{Z_M}, \quad \text{pro mechanický obvod v admitančním tvaru} \quad (2.5)$$

$$Z_E = \frac{1}{Z_M(Bl)^2}, \quad \text{pro mechanický obvod v impedančním tvaru} \quad (2.6)$$

Základní mechanické prvky

Mezi základní mechanické prvky patří hmotnost, tuhost resp. poddajnost a mechanický odpor. Tyto prvky budou v dalších kapitolách hojně využívány a tudíž je vhodné popsat alespoň základní poznatky ohledně jejich využití v analogických schématech. Přehled všech transformací do elektro-mechanicko-akustické analogie je zobrazen v příloze A.1.[1]

Hmotnost

Hmotnost je fyzikální veličina, jejíž zrychlení se proporcionálně rovná aplikované síle. Vychází z 2. Newtonova zákona

$$f(t) = M_M \frac{du(t)}{dt}, \quad (2.7)$$

kde $f(t)$ je síla v čase t , M_M je hmotnost a $u(t)$ je rychlost v čase t .

Za předpokladu, že v analogické reprezentaci síle odpovídá napětí a proud odpovídá rychlosti, je rovnice 2.7 analogická k předpisu úbytku napětí na induktoru L

$$u(t) = L \frac{di(t)}{dt}. \quad (2.8)$$

V ustáleném stavu je 2. Newtonův zákon reprezentován komplexním zápisem

$$\vec{F} = j\omega M_M \vec{u} \quad (2.9)$$

a reaktance je tedy dána následujícím vztahem

$$X_{M_M} = j\omega M_M, \quad (2.10)$$

kde $\omega = 2\pi f$ [1].

Poddajnost

Prvek, který disponuje mechanickou poddajností vytvoří výchylku, která je proporcionálně rovna vyvinuté síle. Běžným reprezentantem poddajného prvku je ideální pružina, jejíž značka je na obrázku 2.2 [1]. Rozdíly rychlostí na protilehlých koncích poddajnosti



Obr. 2.2: Mechanická značka poddajnosti [Převzato z [1]]

jsou různé avšak síla je mezi protilehlými konci zachována. Předpis pro mechanickou poddajnos je dán vztahem

$$f(t) = \frac{1}{C_M} \int u(t) dt, \quad (2.11)$$

kde $f(t)$ je okamžitá hodnota síly, C_M je poddajnost v m/N a $u(t)$ je okamžitá hodnota mechanické rychlosti.

Podobně jako u hmotnosti existuje také vztah z elektrické domény, který se podobá vztahu pro poddajnost. Jedná se o úbytek napětí na kondenzátoru, pro nějž platí

$$u(t) = \frac{1}{C} \int i(t) dt, \quad (2.12)$$

kde $u(t)$ je okamžitá hodnota napětí, C je kapacita kondenzátoru ve F a $i(t)$ je okamžitá hodnota proudu.[1]

Vztah pro ustálený stav rovnice 2.11 je

$$\vec{F} = \frac{\vec{u}}{j\omega C_M} \quad (2.13)$$

a reaktance poddajnosti je

$$X_{C_M} = \frac{1}{j\omega C_M} \quad (2.14)$$

Mechanický odpor

Podobně jako elektrický odpor, kdy proud procházející elektrickým odporem je úměrný přiloženému napětí, tak i mechanický odpor sleduje tento trend. Pokud na mechanický odpor bude aplikována síla, tak rychlost procházející mechanickým odporem jí bude úměrná. Jednotkou mechanického odporu R_M je Ns/m .

Pro mechanický odpor platí následující zákon:

$$\vec{F} = R_M \vec{u} = \frac{1}{G_M} \vec{u}, \quad (2.15)$$

kde G_M je mechanická vodivost v m/Ns .

Je nutné dodat, že tato analogie platí pouze pro viskózní odpor (např. kapalinový tlumič). Odpor způsobený třením není možné takto odvodit, jelikož není lineární [1].

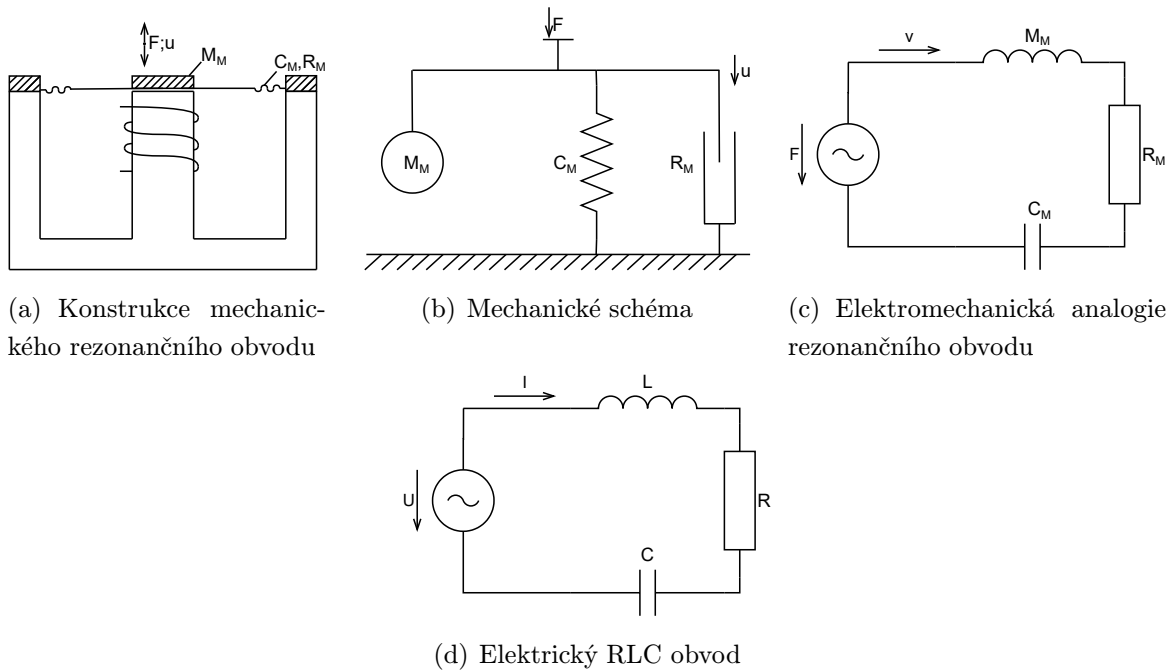
Mechanický rezonanční obvod

Mechanické soustavy translační lze převést využitím podobností pohybových diferenciálních rovnic a diferenciálního tvaru Ohmova zákona jak již bylo naznačeno výše. Například mechanická soustava s membránou o hmotnosti M_M , kterou budí síla F . Membrána je zachycena pružným okrajem s poddajností C_M . Pružný okraj umožňuje membráně volně kmitat rychlostí u . Vnitřní odpor soustavy je zohledněn ztrátovým odporem R_M [3].

Popsaná mechanická soustava tvoří tlumený rezonanční obvod, jehož mechanická reprezentace je zobrazena na obrázku 2.3a až 2.3c a matematický zápis je dán rovnicí 2.16. Elektrický ekvivalent z obrázku 2.3d je obdobný a náleží mu rovnice 2.17. Více informací ohledně elektro-mechanické analogie je možné získat z [1][3].

$$M_M \frac{du(t)}{dt} + R_M u(t) + \frac{1}{C_M} \int u(t) dt = F(t) \quad (2.16)$$

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int idt = u(t) \quad (2.17)$$



Obr. 2.3: Znázornění elektromechanické analogie na RLC obvodu |Převzato s úpravami z [3]|

2.2 Elektro-akustická analogie

Rozdílem mezi akustickou a mechanickou analogií je takový, že prostředí, ve kterém dochází k akustickým dějům je převážně plynné. Pokud je do trubky umístěn píst, na který působí síla, která na prostředí působí přes plochu pístu. Svým pohybem píst pohybuje molekuly prostředí a vzniká akustický tlak p v Pa. Molekuly prostředí se pohybují objemovou rychlostí u_{AK} v m^3/s , jelikož píst působí celou svojí plochou [1].

V obvodové analogii je možné říci, že objemová rychlost u_{AK} prochází akustickým prvkem a vzniká na něm úbytek akustického tlaku. Obdobou je tedy opět elektrický proud, který prochází např. odporem, na kterém vzniká úbytek napětí [1].

Akustická hmotnost

Akustická hmotnost M_A odpovídá hmotnosti, avšak její jednotkou je kg/m^4 . Prakticky je to hmotnost vzduchu přes kvadrát plochy. Jedná se o masu vzduchu, která se při působení silou pohybuje bez komprese(stlačení). Akustický element, který reprezentuje akustickou hmotnost je trubka vyplněná plynným prostředím [1].

Obdobně jako u mechanické hmotnosti je akustická hmotnost odvozena pomocí 2. Newtonova zákona. Akustická reprezentace je dána následujícím vztahem:

$$\frac{f(t)}{S} = \frac{M_M}{S} \frac{d[u(t)S]}{dt S} = p(t) = \frac{M_M}{S^2} \frac{du_{AK}(t)}{dt} \quad (2.18)$$

$$p(t) = M_A \frac{du_{AK}(t)}{dt} \quad (2.19)$$

$$\vec{p} = j\omega M_A u_{AK} \vec{u}, \quad (2.20)$$

kde $p(t)$ je okamžitá hodnota akustického tlaku v Pa, \vec{p} je tlak v ustáleném stavu, $u_{AK}(t)$ je okamžitá hodnota objemové rychlosti m^3/s , $u_{AK} \vec{u}$ je objemová rychlost v ustáleném stavu a M_A je akustická hmotnost v kg/m^4 [1]. Pro úplnost je uvedena reaktance akustické hmotnosti:

$$X_{M_A} = j\omega M_A. \quad (2.21)$$

Akustická poddajnost

Akustická poddajnost C_A je definována jako objem vzduchu, který je ztlačen jednotkou síly bez toho aniž by vzniklo jakékoliv zrcyhlení[1].

Výchozím bodem vyjádření rovnice pro ak. poddajnost je opět mechanická poddajnost, kdy je vztah 2.11 upraven na akustické veličiny[1].

$$\frac{f(t)}{S} = \frac{1}{C_M S} \int u(t) \frac{S}{S} dt \quad (2.22)$$

$$p(t) = \frac{1}{C_M S^2} \int u_{AK}(t) dt = \frac{1}{C_A} \int u_{AK}(t) dt \quad (2.23)$$

$$\vec{p} = \frac{u_{AK} \vec{u}}{j\omega C_A} \quad (2.24)$$

$$X_{C_A} = \frac{1}{j\omega C_A} \quad (2.25)$$

Akustický odpor

Akustický odpor R_A odpovídá rozprylovým ztrátám při průhodu plynu hustou mřížkou nebo kapilární trubkou. Jednotka akustického odporu je Ns/m^5 .

Definiční vztah pro akustický odpor je

$$p(t) = R_A u_{AK}(t). \quad (2.26)$$

Všechny analogické symboly reprezentující akustické prvky jsou zobrazeny v příloze A.1.

2.3 Vyzařovací impedance pístu v nekonečné ozvučnici

Píst v nekonečné ozvučnici, který je zatížený vzduchem a harmonicky kmitá vykazuje reálnou část specifické impedance R_{VYZ} danou vztahem:

$$R_{VYZ} = \rho_0 c \left(1 - \frac{J_1(2ka)}{ka} \right) \approx \rho_0 c \frac{k^2 a^2}{2}, \quad ka < 0,5, \quad (2.27)$$

kde J_1 je Besselova funkce prvního řádu prvního druhu, $k = 2\pi f/c$ je vlnové číslo a a je poloměr pístu. Pro hodnoty $ka < 0,5$ je možné aproximovat reálnou část specifické impedance bez nutnosti výpočtu Besselovy funkce[2].

Imaginární část impedance je definována vztahem:

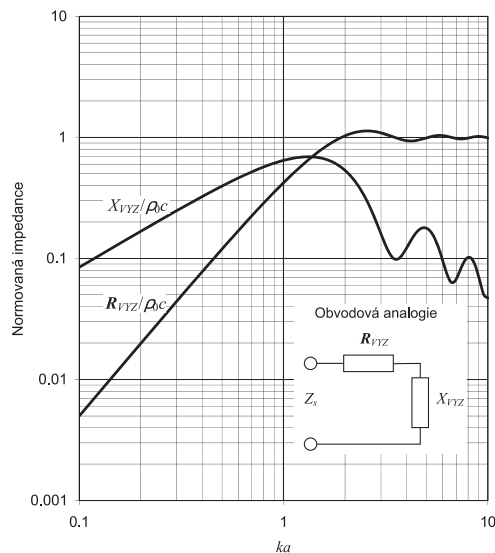
$$X_{VYZ} = \rho_0 c \frac{H_1(2ka)}{ka} \approx \rho_0 c \frac{8ka}{3\pi}, \quad ka < 0,5, \quad (2.28)$$

kde H_1 je Struveho funkce. Opět je uvedena zjednodušená aproximace pro $ka < 0,5$.

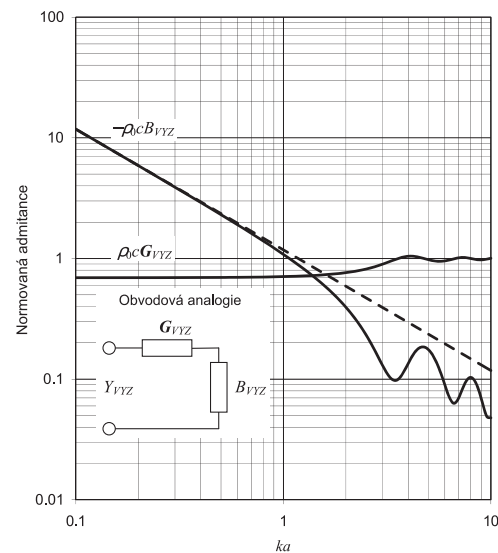
Následující rovnice definují celkovou specifickou impedanci a admitanci pístu v nekonečné ozvučnici.

$$\frac{Z_{VYZ}}{\rho_0 c} = \frac{R_{VYZ} + jX_{VYZ}}{\rho_0 c} \quad (2.29)$$

$$Y_{VYZ} \rho_0 c = \rho_0 c (G_{VYZ} + jB_{VYZ}) = \rho_0 c \left(\frac{R_{VYZ}}{R_{VYZ}^2 + X_{VYZ}^2} - j \frac{X_{VYZ}}{R_{VYZ}^2 + X_{VYZ}^2} \right) \quad (2.30)$$



(a) Průběhy reálné a imaginární části rozptylové impedance $Z_{VYZ}/\rho_0 c$



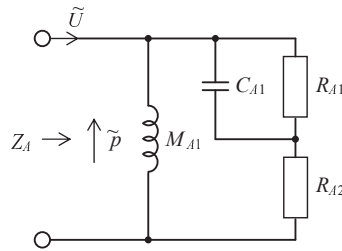
(b) Průběhy reálné a imaginární části rozptylové impedance $Y_{VYZ} \rho_0 c$

Obr. 2.4: Grafické specifické impedance a admitance pístu o průměru a , který je umístěn v nekonečné ozvučnici a je zatížen médiem (vzduch) [Převzato z [1]]

Na obrázku 2.4 jsou zobrazeny normované průběhy. Vodorovná osa frekvence je normována na $ka = 2\pi fa/c$ [2].

Obvodová aproximace

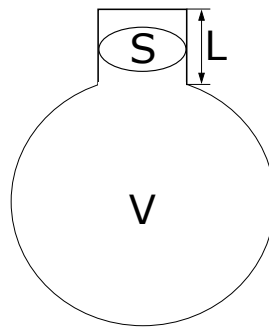
Aproximace specifické impedance pomocí analogického schématu je uvedeno na obrázku 2.5. Platí pro plný frekvenční rozsah, ovšem nezahrnuje zvlnění v rozmezí ka 1 - 5. Aproximace akustické admitance, impedance v mechanické soustavě a admitanci v mechanické soustavě jsou znázorněny a odvozeny v příloze A.2 [1].



Obr. 2.5: Analogie akustické impedance [Převzato s úpravami z [1]]

2.4 Helmholtzův rezonátor

Základ Helmholtzova rezonátoru je objem (nádoba) a alespoň jeden otvor, který je zúžený oproti rozměrům nádoby a disponuje určitou délkou. Takovou mechanickou soustavu je již možné považovat za rezonátor podobný rezonátoru v kapitole 2.1. Tento typ rezonátoru je velmi oblíbený a jeho vlastností se využívá např. v prostorové akustice, kde se ladí na určité kmitočty, které je jsou rezonátorem následně tlumeny (či zesíleny). Na obrázku 2.6 je znázorněn náčrtek jednoduchého Helmholtzovo rezonátoru.



Obr. 2.6: Náčrtek Helmholtzova rezonátoru

Otevřený otvor (hrdlo) rezonátoru reprezentuje vyzařovací odpor a pohyblivou masu vzduchu. Vzduch se pohybuje v hrdle rezonátoru jako celek a v mechanické reprezentaci soustavy rezonátoru představuje hmotnost. Hmotnost vzduchu M_{HR} není určena pouze délkou L a plochou S hrdla rezonátoru, ale také množstvím spolukmitajícího vzduchu. Spolukmitající vzduch se projeví jako prodloužení hrdla a je definována efektivní délka hrdla rezonátoru L' . Hmotnost kmitajícího vzduchu M_{HR} je dána vztahem:

$$M_{HR} = \rho_0 S L', \tag{2.31}$$

kde L' je efektivní délka hrdla rezonátoru a je definována následujícími vztahy:

$$L' = L + 1,7a \quad \text{otvor s přírubou} \tag{2.32}$$

$$L' = L + 1,4a \quad \text{otvor bez příruby} \tag{2.33}$$

Pohyb hmotnosti v hrdle rezonátoru je vně nádoby rezonátoru tlumen objemem V . Tento objem představuje tuhost resp. poddajnost C_{HR} mechanické soustavy, která je dána vztahem 2.34.

$$C_{HR} = \frac{V}{\rho_0 c^2 S^2} \quad (2.34)$$

Dalším prvkem mechanické impedance rezonátoru je odpor. Přirovnáme-li Helmholtzův rezonátor k pružině, tak se jedná o tlumení. Celkový odpor je dán součtem rozptylového odporu R_r a odporem R_ω , který je dán absorpcí materiálu ve stěnách rezonátoru.

Předpokládáme-li rozptyl vzduchu v hrdle rezonátoru do okolního prostředí k rozptylu v otevřeném potrubí, tak je rozptylový odpor R_r dán vztahem 2.35 pro zakončení s přírubou. Rozptylový odpor R_r pro zakončení hrdla bez příruby je dán vztahem 2.36.

$$R_r = \frac{\rho_0 c k^2 S^2}{2\pi} \quad (2.35)$$

$$R_r = \frac{\rho_0 c k^2 S^2}{4\pi} \quad (2.36)$$

Absorpční odpor R_ω , jež odpovídá tepelným ztrátám ve stěnách rezonátoru a je dán vztahem:

$$R_\omega = 2mc\alpha_\omega, \quad (2.37)$$

kde α_ω je absorpční koeficient, který se skládá z viskózního rozptylu v akustické mezní vrstvě a tepelnou absorpcí stěn rezonátoru. Vztah pro absorpční koeficient α_ω je dán následujícím vztahem [4]:

$$\alpha_\omega = \frac{1}{rc} \sqrt{\frac{\eta\omega}{2\rho_0}} \left(1 + \frac{\gamma - 1}{\sqrt{Pr}}\right), \quad (2.38)$$

kde r je průměr hrdla rezonátoru, $c \doteq 347$ rychlost zvuku, $\eta \doteq 18.6 \cdot 10^{-5} \frac{kg}{ms}$ je dynamická viskozita vzduchu, $\rho_0 \doteq 1,1769 \frac{kg}{m^3}$ je hustota vzduchu, $\gamma \doteq 1,4$ Poissonova konstanta, $Pr \doteq 0,7309$ Prandtlovo číslo. Konstanty jsou udány při teplotě $25^\circ C$ a tlaku $101325 Pa$.

Celková impedance rezonátoru je dána následujícím vztahem a elektromechanické schéma je obdobné schématu na obrázku 2.3c.

$$Z_{HR} = (R_r + R_\omega) + j\omega M_{HR} + \frac{1}{j\omega C_{HR}} \quad (2.39)$$

Pro úplnost je uvedena také diferenciální rovnice Helmholtzova rezonátoru 2.40. Tvar či podoba rezonátoru nemá na klasickou formu rezonátoru vliv. Je nutné dodat, že v případě adaptace děrovaných otvorů jako hrdla se model neobejde bez koncových korekcí. Více informací ohledně Helmholtzovo rezonátoru, odvození absorpčního koeficientu α_ω a koncových korekcí je možné najít v literatuře [4],[5].

$$M_{HR} \frac{d^2 x}{dt^2} + (R_r + R_\omega) \frac{dx}{dt} + \frac{x}{C_{HR}} = SP e^{j\omega t}, \quad (2.40)$$

kde x je výchylka vzduchu v hrdle rezonátoru, S je plocha hrdla rezonátoru a P je efektivní hodnota akustického tlaku.

2.5 Elektrodynamický reproduktor

Elektrodynamické reproduktory se rozdělují na dva hlavní typy. Prvním typem je přímovyzářující elektrodynamický reproduktor a druhým typem je nepřímovyzářující reproduktor tzv. tlakový reproduktor, který obsahuje akustický obvod mezi prostředím a membránou reproduktoru. Na obrázku 2.7a je fotografie přímovyzářujícího reproduktoru a na obrázku 2.7b je tlakový reproduktor.



(a) Přímovyzářující reproduktor

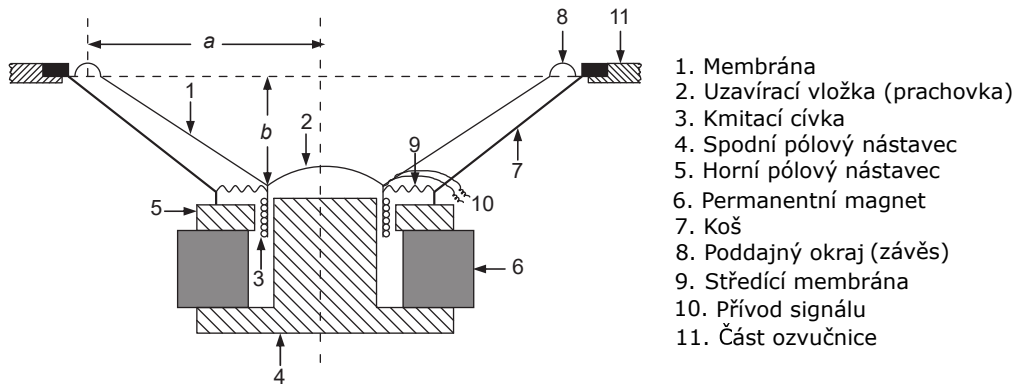
(b) Tlakový reproduktor

Obr. 2.7: Typy elektrodynamických reproduktorů

Na první pohled je patrný rozdíl v konstrukci. Přímovyzářující reproduktory nemají zvukovod, který působí např. jako přizpůsobovací impedance akustické vlny. Jsou také levnější, méně prostorově náročné a jejich amplitudová frekvenční charakteristika je vyhovující v relativně širokém pracovním pásmu. Mezi nevýhody takového reproduktoru patří malá účinnost, významná směrovost s rostoucím kmitočtem. Avšak pro nenáročné aplikace, kde není třeba vysokých výkonů, jako jsou například přenosné reproduktory, ozvučení automobilu či běžné ozvučení domácnosti, výhody předčí nevýhody. Ozvučení sálů či venkovních kulturních akcí ovšem vyžaduje mnohem větší akustický výkon a k těmto účelům jsou většinou využívány tlakové reproduktory, které mají mnohem lepší účinnost. Pro potřeby diplomové práce budou využívány přímovyzářující reproduktory.

Chování reproduktoru silně závisí na jeho konstrukci a tudíž je nezbytné popsat alespoň základní konstrukční části reproduktoru. Na obrázku 2.8 je znázorněn řez běžným přímovyzářujícím elektrodynamickým reproduktorem.

Membrána (1) je většinou vyrobena z lehkého a tuhého materiálu. Tuhost je podpořena také kuželovitým tvarem membrány. Ve středu membrány je uzavírací vložka (2) nebo-li prachovka. Chrání magnet a kmitací cívku před kovovými částicemi a zároveň slouží k oddělení tlaku před a za membránou. K membráně je připevněn former (cívkové těleso), na který je navinutá kmitací cívka (3). Materiál formeru je nevodivý a z pravidla musí být lehký. Cívka je umístěna mezi horními pólovými nástavci (5), které spolu se spodním pólovým (4) nástavcem a permanentním magnetem (6) zajišťují homogenní magnetické pole. Tento magnetický obvod je držen košem reproduktoru (7). Membrána je ke koši



Obr. 2.8: Konstrukční náčrt standardního elektro-dynamického reproduktoru [Převzato s úpravami z [1]]

reproduktoru připevněna dvěma pružnými závěsy, které se nazývají středící membrána (9) a poddajný okraj (8). Zajišťují pohyb membrány pouze v ose vektoru síly vyvinuté proudem procházejícím cívkou.

Vzniklá magnetomotorická síla je přenesena přes former na membránu, která způsobí vzruch molekul prostředí a tudíž vzniká akustické vlnění. V ideálním případě se membrána reproduktoru pohybuje jako píst, kde se každý element membrány pohybuje stejnou rychlostí. Realita je ovšem jiná, kdy nedostatečná tuhost membrány vede k přenosu sekundárního vlnění od středu a vznikají tak nežádoucí kmity, které se projevují ve vyšších kmitočtech na amplitudové frekvenční charakteristice a je možné je také pozorovat na impedanční charakteristice v podobě lokálních maxim. Tento jev je více znatelný u kovových membrán, které mají menší tlumení než papírové nebo polymerové membrány.

Elektro-mechanicko-akustický obvod

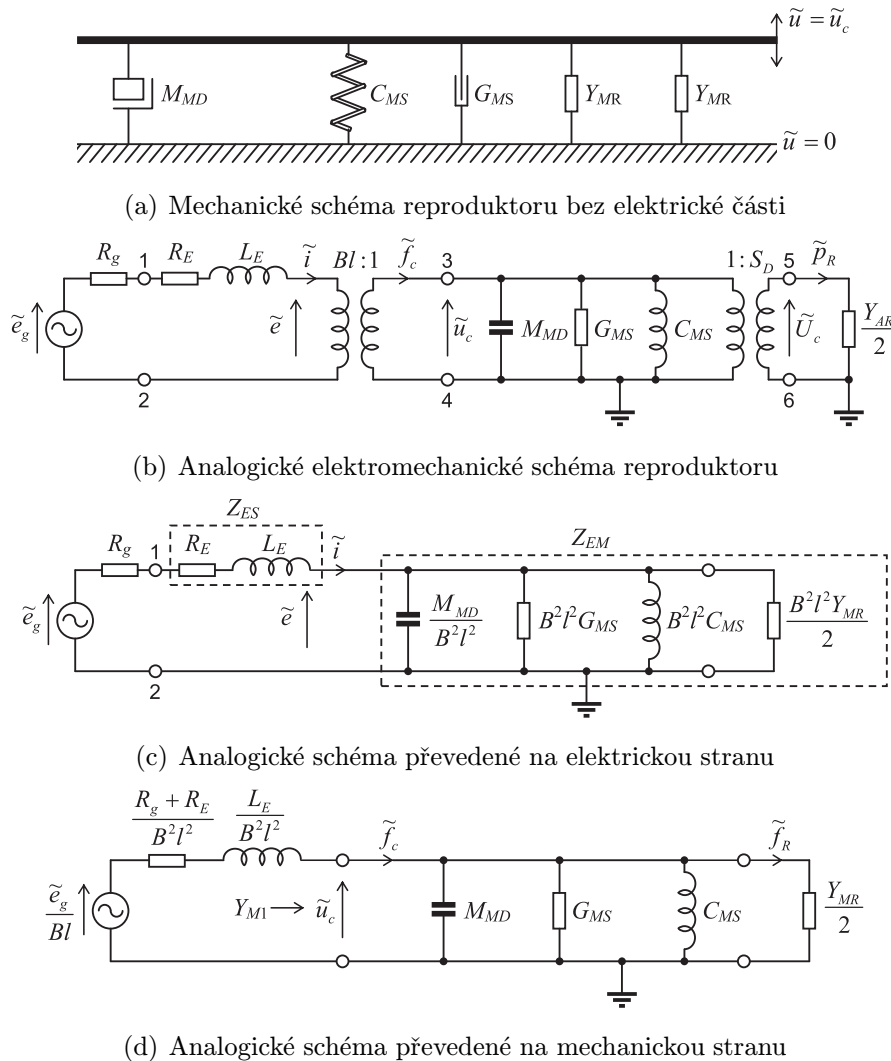
Předchozí rozbor konstrukčních částí reproduktoru poukazuje, že se chování reproduktoru skládá z elektrické části, která interaguje pomocí kmitací cívky s mechanickým závěsným systémem (chováním podobným pružině). Mechanický závěsný systém přes membránu dále přenáší pohyb do akustického prostředí.

Elektrická část závisí převážně na indukčnosti cívky L_E a její odporu R_E . Dále je nezbytné započítat také odpor generátoru signálu (zesilovače) R_g . Mechanický rezonanční obvod se skládá z hmotnosti membrány a kmitací cívky M_{MD} , poddajnosti pružných závěsů C_{MS} a mechanického odporu R_{MS} . Takto definovaný obvod je znázorněn na obrázku 2.9a. Akustický obvod tvoří vyzářovací impedance Z_{AR} , jež působí na obě strany membrány (vzduch je zředčován a zhušťován před i za membránou v opačné fázi).

Elektrický a mechanický obvod spolu interagují přes sílu, která vzniká průchodem elektrického proudu v homogenním magnetickém poli. Tato síla je daná vztahem 2.3, který ukazuje, že pokud je cívka buzena konstantním proudem \vec{i} , tak se přírůstek síly \vec{f}_c zvýší o součin magnetické indukce v mezeře magnetického obvodu a délky vodiče cívky $\vec{B}l$ (také známý jako Bl faktor). Z toho vychází převod transformátoru $Bl:1$ mezi elektrickou a

mechanickou stranou analogického obvodu na obrázku 2.9b. V tomto případě není nutný vektorový součin, jelikož se předpokládá neměnný směr mag. indukce \vec{B} .

Mechanický a akustický obvod spojuje membrána reproduktoru. Tudíž je akustický tlak p_R vázán na motorickou sílu f_c přes efektivní plochu membrány S_D . Tento jev je znázorněn na schématu z obrázku 2.9b v podobě transformátoru s převodem $1: S_D$.



Obr. 2.9: Náhradní schémata reproduktoru [Převzato s úpravami z [1]]

Převodem schématu z obrázku 2.9b pomocí elektromechanické analogie z kapitoly 2.1 na analogické elektrické schéma z obrázku 2.9c je možné vyjádřit elektrickou impedanci reproduktoru. Transformace síly f_c na proud i je možné v případě, že mechanická impedance zachová poměr $Bl:1$.

Vyzařovací impedance Z_{AR} má v tomto případě velmi malý přírůstek k celkové elektrické impedanci a je možné jí zanedbat. Avšak je vhodné přičíst hmotnost M_{M1} , která reprezentuje efekt vyzařování do prostředí. Celková hmotnost je dána následujícím vztahem:

$$M_{MS} = M_{MD} + 2M_{M1} = M_{MD} + \frac{8a^3\rho_0}{3}, \quad (2.41)$$

kde a je poloměr membrány.

Následně je elektrická impedance Z_E dána vztahem 2.42, kde Z_{ES} je impedance kmitací cívky a Z_{EM} je impedance mechanického rezonančního obvodu z rovnice 2.43 převedená na elektrickou stranu s převodem $(Bl)^2/Z_M$.

$$Z_E = Z_{ES} + Z_{EM} = R_E + j\omega L_E + \left(j\omega \frac{M_{MS}}{(Bl)^2} + \frac{1}{(Bl)^2 G_{MS}} + \frac{1}{j\omega (Bl)^2 C_{MS}} \right)^{-1} \quad (2.42)$$

$$Z_M = j\omega M_{MD} + R_{MS} + \frac{1}{j\omega C_{MS}} \quad (2.43)$$

Vyjádření amplitudové frekvenční charakteristiky dle schématu 2.9 vychází z celkové mechanické impedance Z_M , vstupní elektrické impedance Z_{ES} včetně impedance zdroje signálu R_g a akustické vyzářovací impedance pístu ze vztahů 2.27 a 2.28. Vzniklá celková mechanická impedance reproduktoru je dána vztahem:

$$Z_{MT} = \frac{(Bl)^2}{R_g + R_E + j\omega L_E} + Z_M + 2 S_D \rho_0 c \left(1 - \frac{J_1(2ka)}{ka} + j \frac{H_1(2ka)}{ka} \right) \quad (2.44)$$

Efektivní hodnota rychlosti u_c je dána vztahem:

$$u_c(rms) = \left| \frac{e_g(rms) Bl}{(R_g + R_E + j\omega L_E) Z_{MT}} \right|, \quad (2.45)$$

kde $e_g(rms)$ je efektivní hodnota napětí generátoru a R_g je výstupní odpor generátoru. Akustický tlak vyvolaný membránou v závislosti na vzdálenosti l je dán vztahem:

$$p_{rms}(r) = \frac{\rho_0 f S_D u_c(rms)}{l}, \quad (2.46)$$

kde f je frekvence, S_D je efektivní plocha membrány.

3

Model reproduktoru

Z důvodů uvedených v kapitole 1 vychází model z Thielle - Smal parametrů (dále jako TS parametry), které věrně popisují chování reproduktoru v okolí rezonanční frekvence. Takový model ovšem nelze v případě této diplomové práce použít. V následujících odstavcích jsou popsány korekce, jejichž aplikací lze přiblížit simulovanou frekvenční amplitudovou charakteristiku té reálné. Výsledek simulací reproduktoru s korekcemi je znázorněn na obrázcích 3.11 a 3.12.

Model reproduktoru musí být tvořen pouze ze základních parametrů, které lze jednoduše vyčíst z dokumentace a nebo získat relativně jednoduchým měřením impedance. V takovém případě odpadají možnosti simulace v CFD simulátoru či modelováním nelinearit reproduktoru na základě přesného měření výchylky membrány. Zbývá tedy modelování korekčních článků, jejichž parametry vycházejí z parametrů reproduktoru jako jsou např. poloměr membrány, tuhost závěsů či rezonanční frekvence atp. Korekce jsou navrženy dle metod získaných z literatury, rozbořem amplitudové frekvenční charakteristiky či využitím některých principů vyzařování reproduktoru. Nastavení lze jednoduše modifikovat k přesnějšímu vykreslení simulovaných charakteristik.

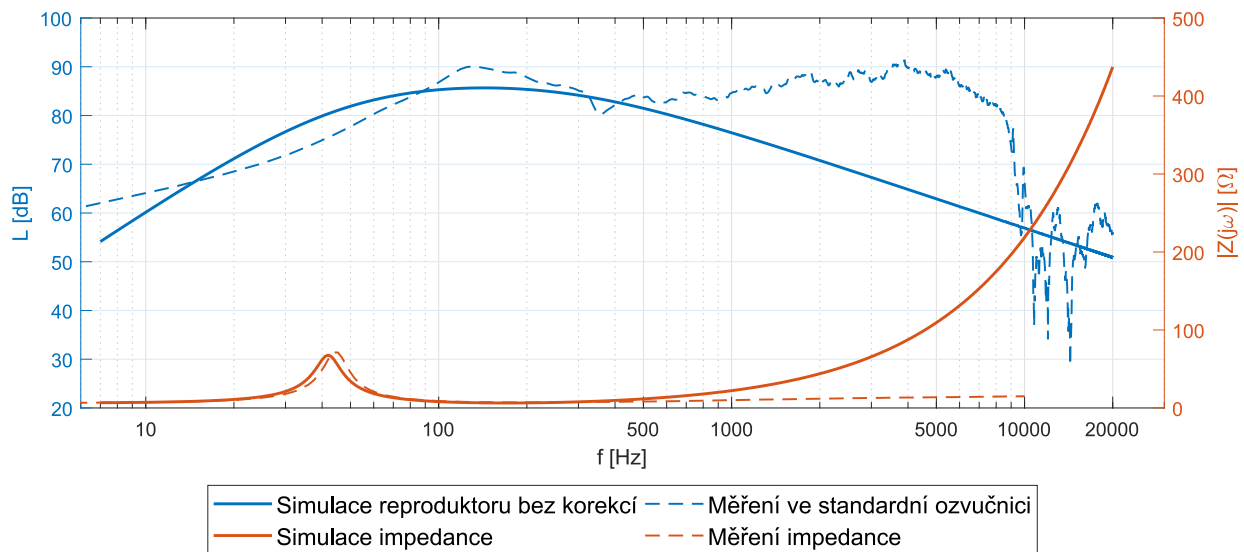
3.1 Výchozí stav modelu

Výchozím bodem modelu je základní náhradní elektromechanické schéma, které je možné sestavit pomocí elektrických pasivních prvků. Měřením TS parametrů, metodou popsanou např. v [1], je možné získat prvky náhradního schématu z obrázku 2.9b.

Vyjádření mechanického obvodu je v admitančním tvaru a tudíž je mezi elektrickým a mechanickým ekvivalentním obvodem umístěn transformátor s převodem $B1 : 1$. Mezi mechanickým a akustickým ekvivalentním obvodem je taktéž transformátor s převodem $1 : Sd$. V tomto případě jde o převod podmíněný plochou membrány. Oba transformátory jsou brány jako ideální a neovlivňují model vlastní impedancí.

K vykreslení frekvenční amplitudové charakteristiky je vhodné sjednotit náhradní schéma z obrázku 2.9b na mechanickou stranu (obrázek 2.9d). Převod schématu na elektrickou stranu (obrázek 2.9c) je vhodný k vykreslení impedanční charakteristiky.

Výsledek simulace schémat z obrázků 2.9c a 2.9d je zobrazen na obrázku 3.1. K porovnání jsou také vykreslené reálně měřené průběhy reproduktoru Xavian. TS parametry, ze kterých byl tento reproduktor simulován se nacházejí v tabulce B.1 (příloha B.1).



Obr. 3.1: Simulace amplitudové frekvenční charakteristiky a impedanční charakteristiky dle schémat z obrázků 2.9b a 2.9d

Na první pohled je patrný rozdíl ve sklonu amplitudové frekvenční charakteristiky zejména na kmitočtech vyšších než je 1 kHz. Simulovaná impedanční charakteristika vykazuje také markantní rozdíl na vyšších kmitočtech, kdy impedance nabývá několikanásobných hodnot vůči měřenému průběhu. Důvodem jsou ztráty cívky reproduktoru, které nejsou v náhradních schématech započítány.

Strmý pokles měřené amplitudové frekvenční charakteristiky počínaje 5 kHz je dán vlastnostmi membrány, která se nechová jako ideální píšť (není dostatečně tuhá). V neposlední řadě je vhodné kompenzovat směrovost reproduktoru, kdy se zvýšením kmitočtu se také zvýší množství energie v přímém směru k membráně (normále membrány). Na měřené frekvenční amplitudové charakteristice tento jev odpovídá mírnému růstu úrovně akustického tlaku počínaje kmitočtem 1 kHz.

3.2 Ztráty kmitací cívky

TS parametry nezohledňují nelineární chování kmitací cívky, které však významně ovlivní model v částech, kde převládá induktivní charakter, tj. střední a vysoké kmitočty relativně k pracovnímu rozsahu reproduktoru.

Vliv ztrát na impedanční charakteristiku a tudíž i na ampl. frekvenční charakteristiku je patrný z obrázku 3.1. K simulaci reálného průběhu impedance je nutné zařadit v elektrické části náhradního schématu kompenzační dvojpól. Byl vybrán kompenzační dvojpól, kterým se indukčnost L_E z ekvivalentního schématu nahradí pomocí sériové či

paralelní kombinace RL, které popisují články [8] a [9]. Obě metody popsané v člancích spoléhají na měření impedanční charakteristiky k dosažení prvků ztrátové cívky, avšak pro metodu z [8] je potřeba 4 resp. 6 parametrů, kdy vstupem jsou reálné a imaginární hodnoty impedancí a odpovídající kmitočty. Běžný způsob měření impedanční charakteristiky neposkytuje tyto hodnoty. Kompenzace cívky je tudíž provedena dle článku [9], kde postačí pouze absolutní hodnoty impedance a kmitočty, na kterých jsou měřeny.

Metoda vychází z chování cívky navinuté okolo reálného magneticky vodivého jádra. Na obrázku 3.2a je znázorněna cívka o N závitů namotaná okolo čtvercového jádra. Napětí na cívce je dáno rovnicí

$$u_L = N \frac{d\phi}{dt}, \quad (3.1)$$

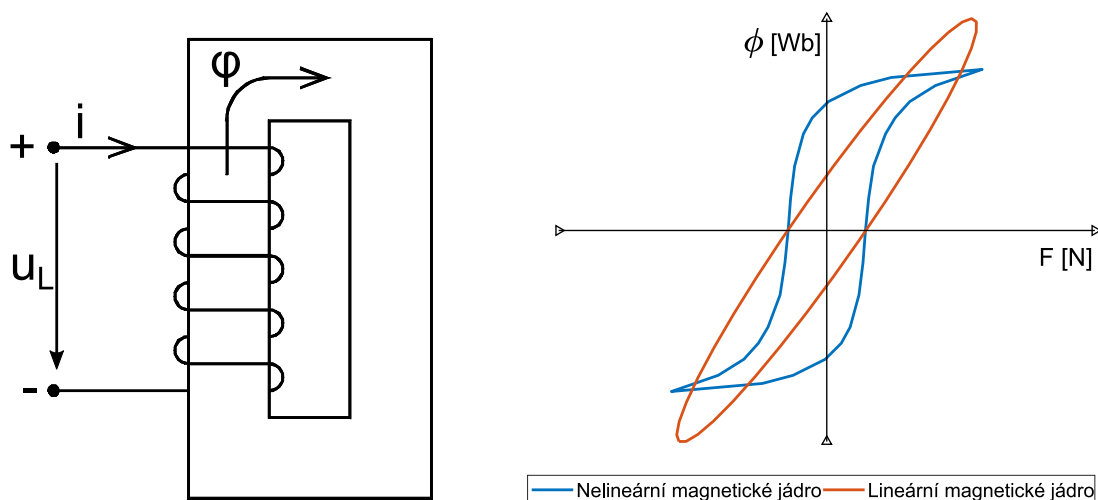
kde N je počet závitů a ϕ je magnetický tok.

Vztah mezi napětím a proudem je ovlivněn magnetickými vlastnostmi materiálu. Tyto vlastnosti je možné znázornit na grafu magnetického toku a magnetomotorické síly F , jež je definována jako

$$F = Ni. \quad (3.2)$$

Saturace magnetického toku je znázorněna grafem na obrázku 3.2b. Jedná se o nelineární chování, kterým disponují všechny magnetické materiály. Z kapitoly 2 je patrné, že na mechanický systém působí magnetomotorická síla a tudíž se tato nelinearita projeví jak na elektrické impedanční charakteristice, tak na amplitudové frekvenční charakteristice.

Nelineární chování cívky je patrné také z průběhu proudu na obrázku 3.3. Průběh proudu cívkou již není sinusový a z tohoto důvodu je nutné kompenzovat model o ztráty indukčnosti kmitací cívky L_E .

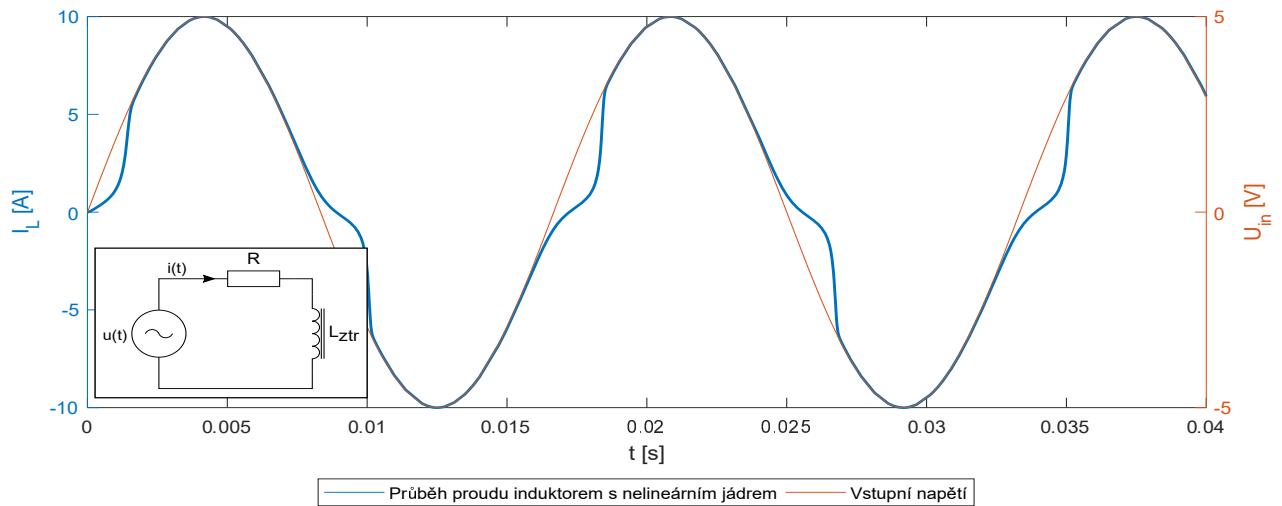


(a) Cívka o N závitů navinutá okolo magneticky vodivého materiálu

[Převzato s úpravami z [9]]

(b) Hysterézní smyčky lineárního a nelineárního magnetického materiálu

Obr. 3.2: Vlastnosti induktoru s magneticky vodivým jádrem



Obr. 3.3: Graf průběhu napájecího napětí $U_{in}(t)$ a proudu $I_L(t)$ procházejícím induktorem L_{ztr} s nelineárním jádrem

Model ztrátového induktoru

Model ztrátové cívky vychází z lineární regrese log-log grafu (osa x a y jsou logaritmické). Dle autora [9] je možné modelovat chování kmitací cívky dle následujících rovnic:

$$Y(j\omega) = \frac{1}{K\omega^n} \left[\cos \frac{n\pi}{2} - j \sin \frac{n\pi}{2} \right] \quad \text{Admitanční model} \quad (3.3)$$

$$Z(j\omega) = K\omega^n \left[\cos \frac{n\pi}{2} + j \sin \frac{n\pi}{2} \right] \quad \text{Impedanční model,} \quad (3.4)$$

kde K a n jsou konstanty lineární regrese.

RL prvky pro paralelní kombinaci jsou dány vztahy

$$R_p = \frac{K\omega^n}{\cos\left(\frac{n\pi}{2}\right)} \quad (3.5)$$

$$L_p = \frac{K\omega^{n-1}}{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)} \quad (3.6)$$

a pro sériové řazení

$$R_s = K\omega^n \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \quad (3.7)$$

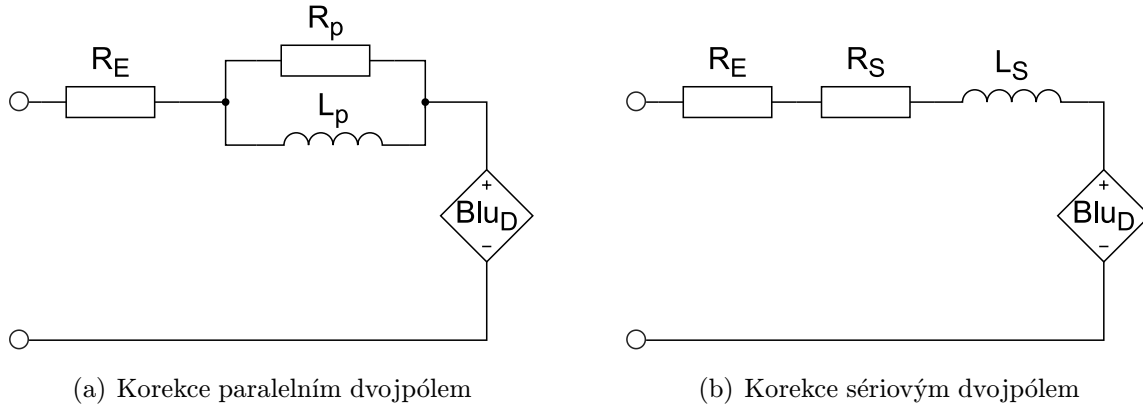
$$L_s = K\omega^{n-1} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right). \quad (3.8)$$

Úplné odvození konstant K a n pomocí lineární regrese (z log-log grafu) je uvedeno v příloze ???. Následující rovnice jsou uvedeny pro absolutní hodnoty impedance $|Z_1(j\omega_1)|$ a $|Z_2(j\omega_2)|$.

$$n = \frac{\log\left(\frac{|Z_2(j\omega_2) - R_E|}{|Z_1(j\omega_1) - R_E|}\right)}{\log\left(\frac{f_2}{f_1}\right)} \quad (3.9)$$

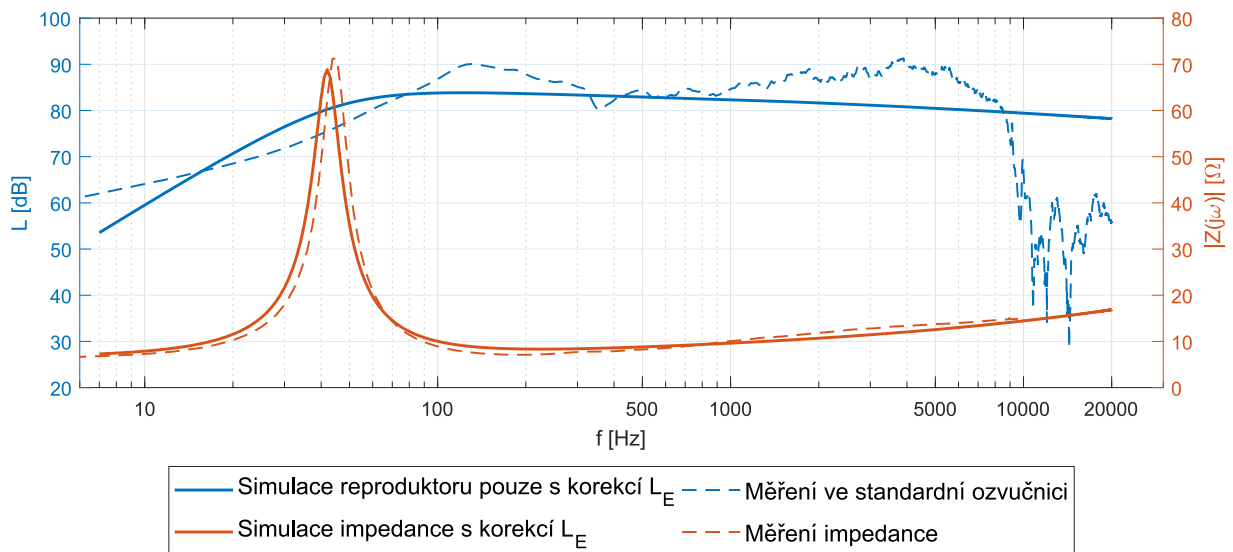
$$K = \frac{|Z_1(j\omega_1)|}{(2\pi f_1)^n} = \frac{|Z_2(j\omega_2)|}{(2\pi f_2)^n} \tag{3.10}$$

Definované korekční články nahrazující indukčnost kmitací cívky jsou zobrazeny na následujících obrázcích.



Obr. 3.4: Model ztrátové impedance kmitací cívky [Převzato s úpravami z [9]]

Vliv korekce ztrátové indukčnosti je zobrazen na obrázku 3.5. Výsledkem je zmenšení strmosti poklesu ampl. frekvenční charakteristiky na středních a vysokých kmitočtech. Impedanční charakteristika je tímto plně kompenzována.



Obr. 3.5: Vliv korekce ztrátové indukčnosti na model

3.3 Ozvučnice

Zástavbu je nezbytné simulovat včetně vlivu ozvučnice. Ten je dobře známý a je popsán sériovou kombinací poddajnosti vzduchu C_{VB} a případným tlumením vně ozvučnice R_{VB} . Tato sériová kombinace je ve schématu elektromechanické analogie připojena v sérii s

akustickou vyzařovací impedancí. Tlumení není v tomto případě uvažováno a není do simulace započteno.

Montáž reproduktoru do uzavřené ozvučnice nese následek zvýšení rezonančního kmitočtu a tudíž zmenšení pracovního pásma. Tento vliv je možné vidět na obrázku 3.6. Výpočet prvků, jež do simulace zanáší vliv ozvučnice je dán vztahem

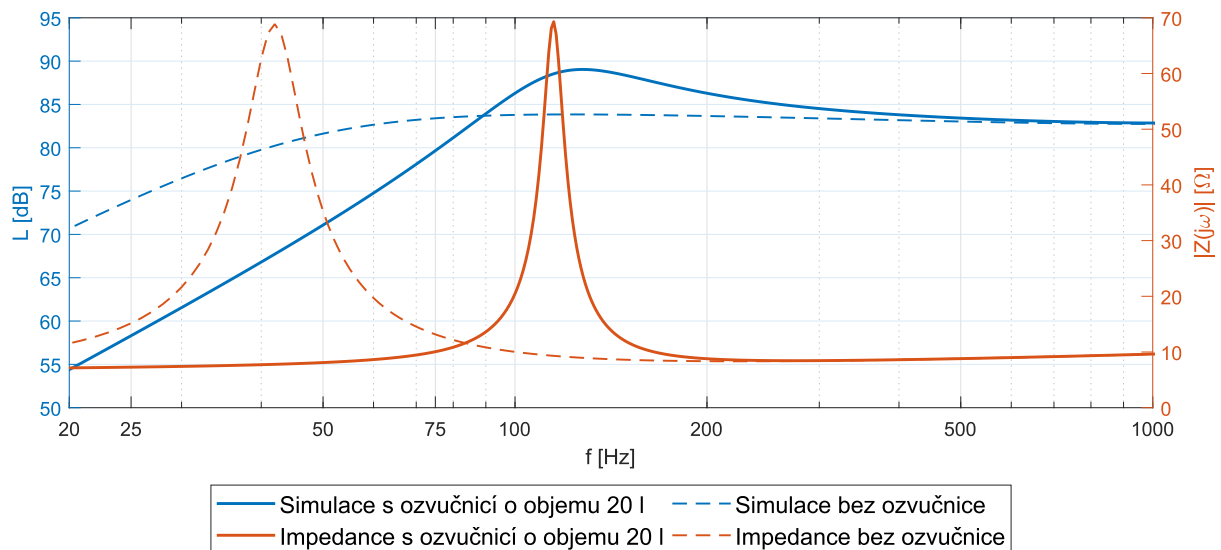
$$C_{VB} = \frac{V_B}{\rho c^2} = \frac{V_B}{P_0 \gamma}. \quad (3.11)$$

Celková poddajnost systému je následně

$$C_{celk} = \frac{C_{VB} C_{MS}}{C_{VB} + C_{MS}}. \quad (3.12)$$

a rezonanční kmitočet včetně vlivu ozvučnice

$$f_{sVB} = \frac{1}{\sqrt{C_{celk} M_{MD}}}. \quad (3.13)$$



Obr. 3.6: Simulace vlivu ozvučnice o objemu $V = 20$ l, rezonanční kmitočet $f_{cVB} = 115$ Hz

3.4 Vliv směrovosti

Výpočet směrové charakteristiky vychází z vyzařování pístu ve volném prostoru. Výpočet směrovosti je dán vztahem 3.14. Směrovost závisí na součinu ka , kdy při $ka < 0,5$ je vyzařování všesměrové a při $ka > 3$ je již vyzařování považováno za velmi směrové [1].

$$D(\omega, \theta) = \frac{2J_1(ka \sin(\theta))}{ka \sin(\theta)}, \quad (3.14)$$

kde J_1 je Besselova funkce prvního řádu, prvního druhu, $k = \omega/c$ a a je polomer reproduktoru.

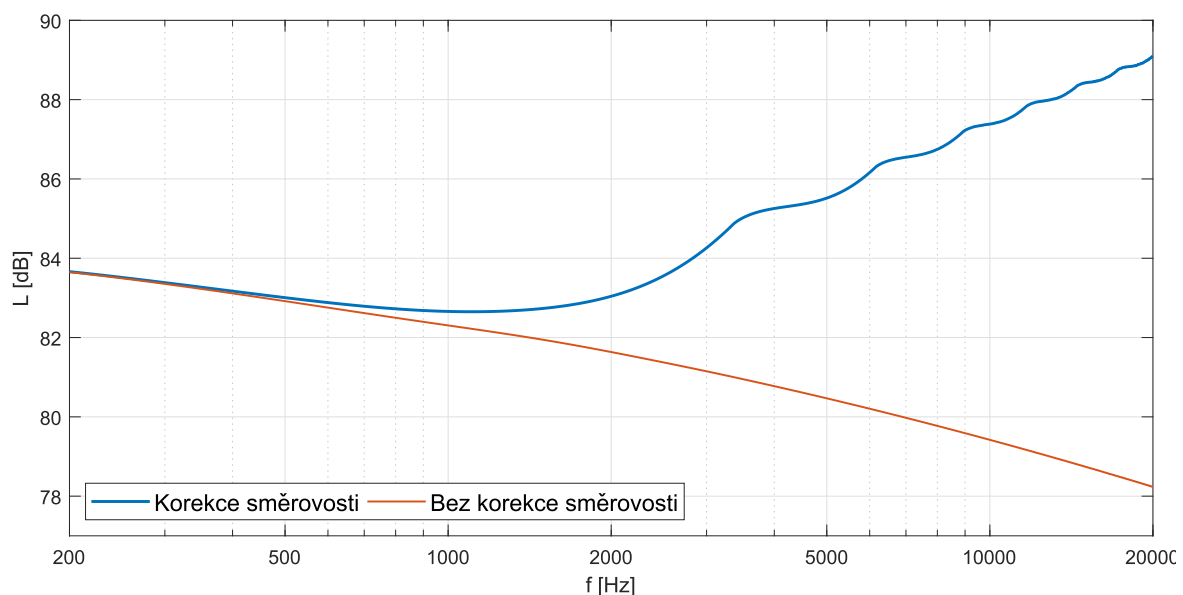
Směrnost reproduktoru je závislá na poloměru membrány, kdy se zvyšujícím kmitočtem vznikají poklesy výkonu v některých směrech vyzařování. Prakticky to znamená, že původní výkon, který byl rozprostřený do všech směrů je se zvyšujícím se kmitočtem koncentrován do menší plochy. Výsledek tohoto jevu se projeví na amplitudové frekvenční charakteristice jako zvýšení úrovně akustického tlaku.

Integrací vztahu 3.14 dle úhlu natočení je možné získat jednotkový výkon. Normováním je možné tento výkon převést na zisk, který odpovídá směrnosti reproduktoru. Tento úkon popisují následující vztahy:

$$P_1(\omega) = \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} D(\omega, \theta) d\theta \quad (3.15)$$

$$G_{sm} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_1(\omega_1)}{P_1(\omega)} \right) \quad (3.16)$$

Na obrázku 3.7 je porovnání amplitudové frekvenční charakteristiky bez vlivu směrnosti a po aplikaci korekce. Je nutné podotknout, že vztah 3.14 je dán pro ideální píšť v nekonečné ozvučnici. Nijak nezahrnuje další komplexní vlivy, které působí na membránu. Z toho také plyne neomezený rostoucí trend korigované amplitudové frekvenční charakteristiky.



Obr. 3.7: Vliv směrnosti

3.5 Korekce vysokých kmitočtů

Simulaci vysokých kmitočtů je v tomto případě bez znalosti nelineárního chování reproduktoru prakticky nemožné simulovat. Tudíž byla zvolena metoda, kterou lze uživatelsky upravit a dosáhnout žádoucího výsledku.

Pokles amplitudové frekvenční charakteristiky na vysokých kmitočtech relativně k provoznímu pásmu byl realizován filtry dolní propusti čtvrtého nebo pátého řádu. Řád filtru závisí na korekci směrovosti, kdy je filtrem pátého řádu kompenzován také nárůst vzniklý korekcí z předchozí kapitoly.

Rezonanční kmitočet filtru byl odvozen parametrizací v závislosti na typu reproduktoru (full-range, mid-range, low-range). Parametrem je ovlivněna plocha membrány, na které nepřímou úměrou závisí již zmíněný rezonanční kmitočet.

Volba tvaru amplitudové frekvenční charakteristiky před samotným poklesem daným rezonančním kmitočtem vysokofrekvenčního korekčního filtru je dána jeho činitelem jakosti. Tento parametr je nastaven na hodnotu $Q_{hf} = 0,707$ (chování na mezi stability) a v případě překmitu amplitudové frekvenční charakteristiky je možné jej iteračně měnit k dosažení požadované charakteristiky. Výsledek korekce je vykreslen na obrázku 3.9.

Filtry dolní propusti jsou definovány následujícími vztahy:

$$H_{VF4}(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + s \frac{\omega_c}{Q_v} + \omega_c^2} \cdot \frac{\omega_c^2}{s^2 + s \frac{\omega_c}{Q_v} + \omega_c^2} \quad (3.17)$$

$$H_{VF5}(s) = H_{VF4}(s) \cdot \frac{1}{s + \frac{1}{\omega_c}}, \quad (3.18)$$

kde $s = j2\pi f$, Q je činitel jakosti filtru a rezonanční kmitočet $\omega_c = 2\pi f_c$.

$$f_c = \frac{1}{2S_D^2}, \quad (3.19)$$

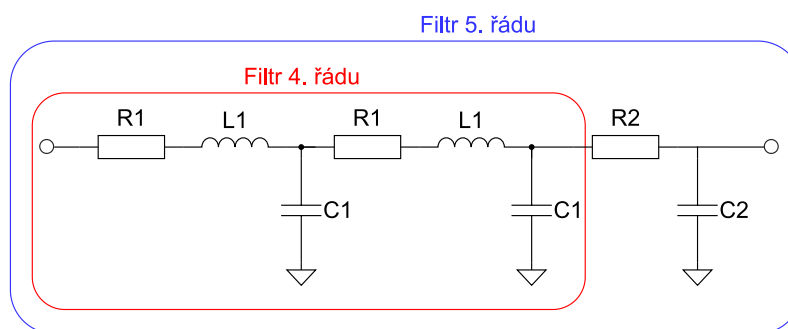
kde S_D je plocha membrány.

$$\omega_c = 2\pi f_c k_c, \quad (3.20)$$

kde k_c je korekční koeficient.

Příloha D.5 obsahuje graf, který byl vytvořen k odhadu koeficientu k_c pro reproduktory typu full-range, mid-range a low-range/mid-bass. Odhad je velmi hrubý, ovšem přijde vhod, pokud není k dispozici výrobcem daná amplitudová frekvenční charakteristika.

Obvodová reprezentace filtrů je dána obrázkem 3.8. V případě této aplikace postačí pasivní kaskádní řazení elementárních filtrů. Byly vybrány dva RLC filtry dolní propusti a jeden RC článek. Výpočet prvků filtrů je dán vztahy 3.21 až 3.23.



Obr. 3.8: Obvodová reprezentace korekce horního pásma reproduktoru

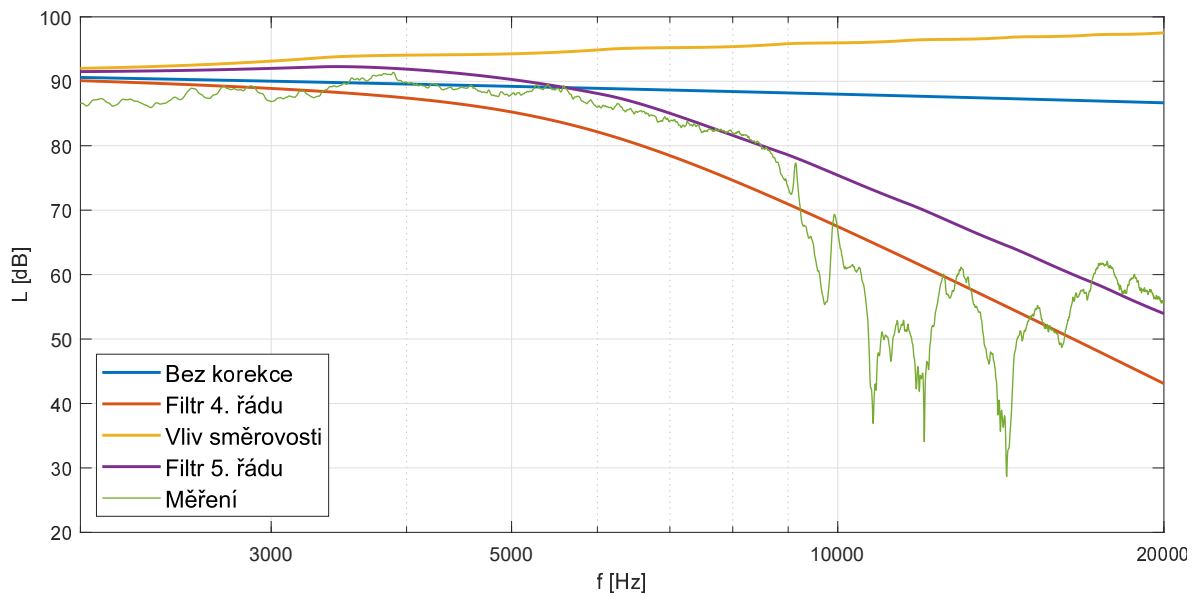
$$L_1 = \frac{R_1 Q_v}{\omega_c}, \tag{3.21}$$

kde R_1 a Q_v jsou zvolené parametry.

$$C_1 = \frac{1}{\omega_c^2 L_1} \tag{3.22}$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_c R_2}, \tag{3.23}$$

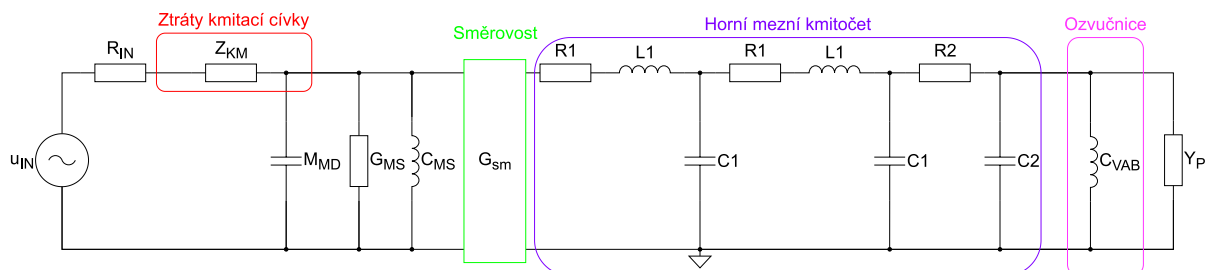
kde $R_2 = R_1$.



Obr. 3.9: Přehled korekce vysokých kmitočtů

3.6 Úplný model reproduktoru

Aplikací všech výše zmíněných korekcí vznikne schéma z obrázku 3.10. Sjednocené termíny jsou popsány rovnicemi 3.24 až 3.28. Na obrázcích 3.11 a 3.12 je výsledek simulace reproduktoru Xavian dle následujícího schématu.



Obr. 3.10: Úplné schéma reproduktoru včetně korekcí

Generátor napětí na mechanické straně u_{IN} :

$$u_{IN} = \frac{e_g}{Bl}, \tag{3.24}$$

kde e_g je efektivní hodnota napětí generátoru.

Elektrický odpor R_{IN} :

$$R_{IN} = \frac{R_g + R_E}{(Bl)^2}, \tag{3.25}$$

kde R_g je výstupní odpor generátoru.

Indukčnost kmitací cívky Z_{KM} :

$$Z_{KM} = R_s + jL_s \quad \text{Sériový korekční dvojpól} \tag{3.26}$$

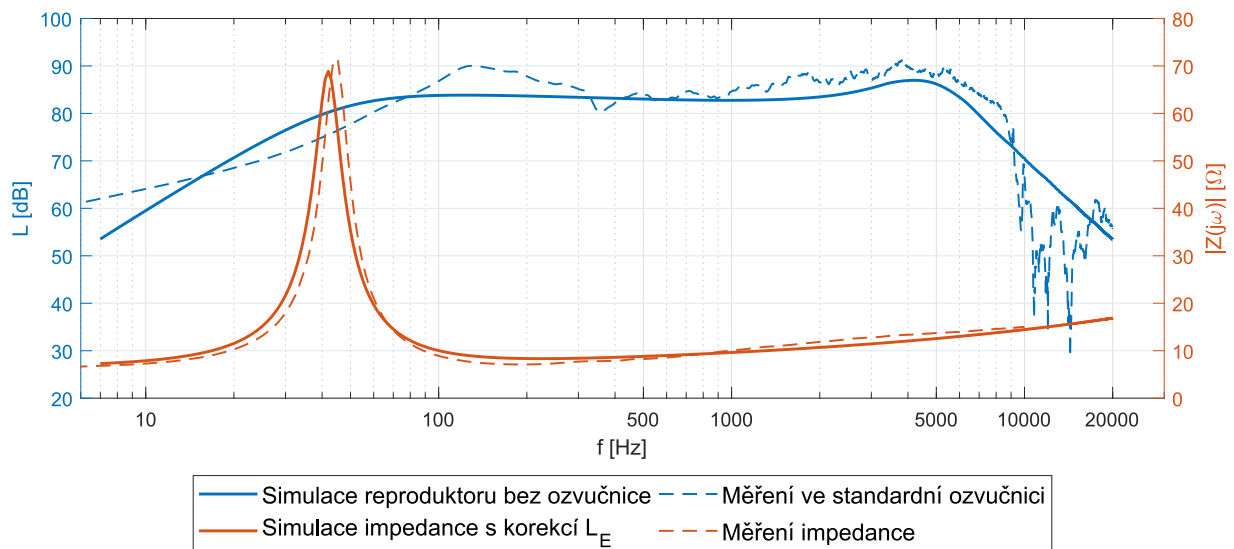
nebo

$$Z_{KM} = \frac{R_p \cdot jL_p}{R_p + jL_p} \quad \text{Paralelní korekční dvojpól}, \tag{3.27}$$

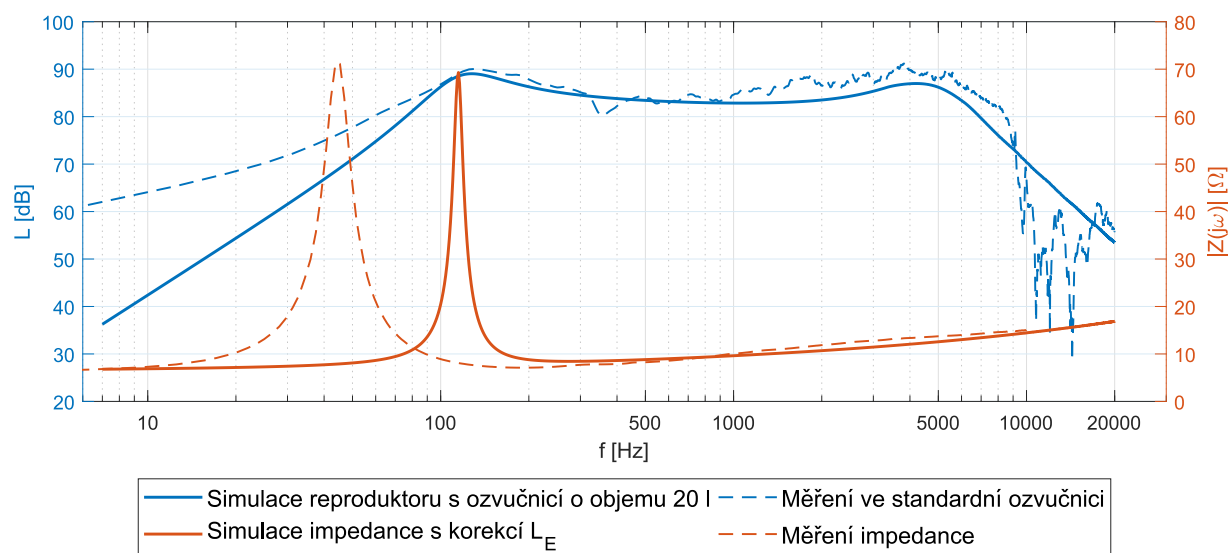
kde R_s a R_p jsou ztrátové odpory kmitací cívky a L_s a L_p jsou indukčnosti ztrátové kmitací cívky z kapitoly 3.2.

Vyzařovací admitance pístu $Y_P = Y_{VYZ}$ z kapitoly 2.3:

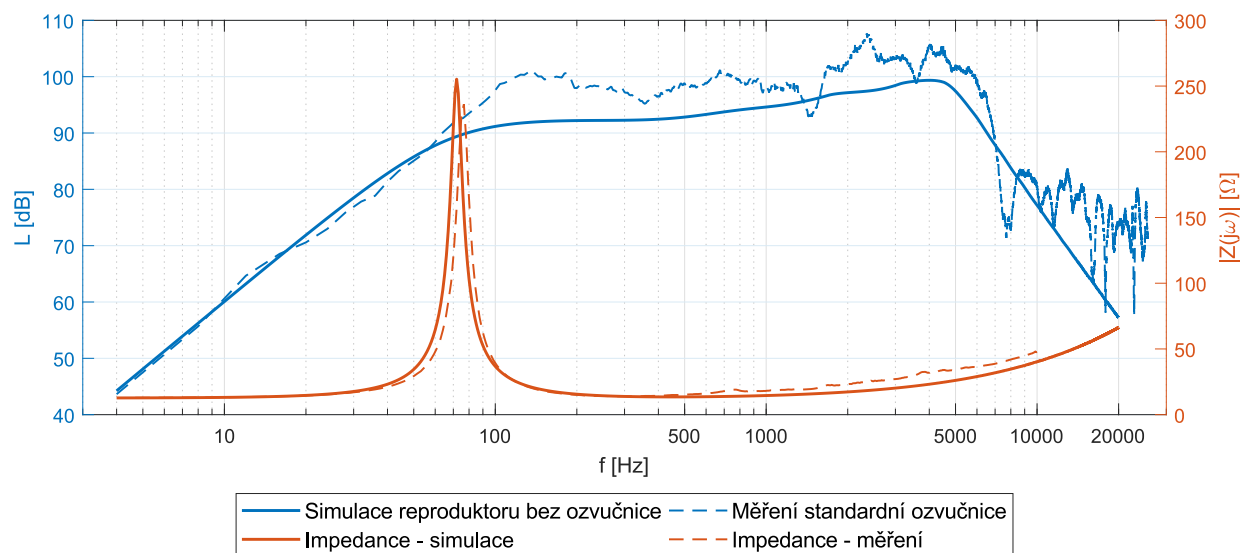
$$Y_P = 2\rho_0 c S_D \left(1 - \frac{J_1(2ka)}{ka} + j \frac{H_1(2ka)}{ka} \right) \tag{3.28}$$



Obr. 3.11: Simulace reproduktoru Xavian v nekonečné ozvučnici s veškerými korekcemi popsanými v kapitole 3



Obr. 3.12: Simulace reproduktoru Xavian s ozvučnicí o objemu 20 l s veškerými korekcemi popsanými v kapitole 3



Obr. 3.13: Simulace reproduktoru Celestion Vintage 30 s veškerými korekcemi popsanými v kapitole 3 dle parametrů z [10]

4

Měření parametrů zástavby

Návrhy modelů byly zastřešeny naměřenými daty, vůči kterým byly výsledky simulací korigovány a porovnávány. Dále byl vytvořen testovací přípravek, na kterém byla provedena akustická měření. Zaznamenávány byly amplitudové frekvenční charakteristiky. Měření proběhlo v akustických laboratořích Západočeské univerzity na fakultě elektrotechnické. Laboratoř nabízí možnost měření v bezodrazové komoře, jejíž parametry jsou uvedeny v [10].

4.1 Zástavba reproduktoru

Zástavba se skládá z reproduktoru v uzavřené ozvučnici, kterou tvoří například vnitřní objem dveří automobilu a akustického obvodu. Akustický obvod je zpravidla dán krátkým zvukovodem stíněným krycí mřížkou. Krycí mřížka slouží jako ochranný prvek reproduktoru a vytváří estetický vjem celistvé plochy interiéru.

V akustické rovině se však aplikací zástavby významně změní spektrální rozložení výkonu, kde úrovně akustického tlaku na amplitudové frekvenční charakteristice vykazují vysoké fluktuace v závislosti na parametrech zástavby. Tyto fluktuace je následně nutné potlačit vhodným výběrem reproduktoru nebo akustickým či elektrickým obvodem.

Měřený reproduktor není v tomto experimentu velmi důležitým prvkem, jelikož vlastnosti reproduktorů jsou obecně již dobře popsány a známé. Vliv reproduktoru byl eliminován odečtením měření přípravku bez zástavby vůči měřením se zástavbou. Jako zdroj akustického tlaku byl vybrán středový reproduktor běžně využívaný v automobilovém průmyslu s nominální impedancí 4Ω . Volba akustického obvodu pro měření, která budou dále využívána jako reference k validaci simulací navržených modelů byla provedena dle konzultací s vedoucím práce. Krycí mřížky byly vybrány s parametry uvedenými v tabulce 4.1. Nejdůležitějším parametrem krycích mřížek je poměr volné plochy, který je definován jako poměr plochy všech děr vůči ploše materiálu desky. Alternativně je definován jako poměr jedné díry vůči ploše odpovídající ploše dané polovinou rozteče mezi sousedními dírami. Rozměry zvukovodů byly stanoveny v rozmezí 1 až 5 cm s krokem 1 cm. Takto definované zástavby odrážejí reálné parametry zástavby reproduktorů v komerčním sek-

toru.

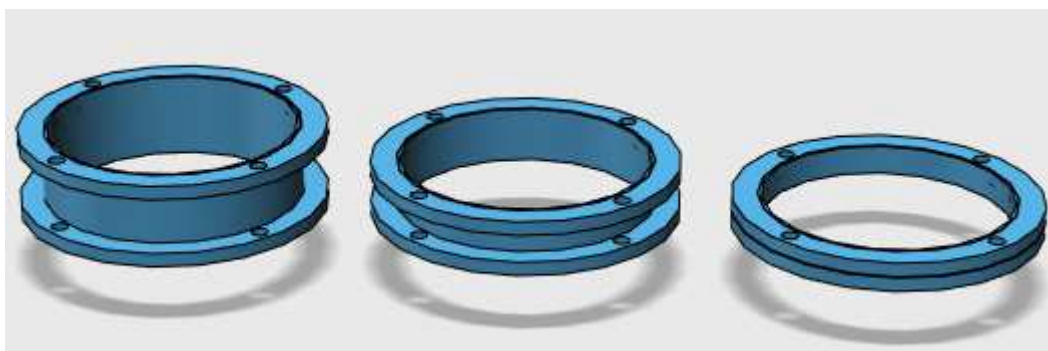
V následujícím textu byly přijaty zjednodušená kódová označení jednotlivých kombinací zástavby. Značení je dáno následně: $Lx Dy VPz$, kde x značí délku zvukovodu v centimetrech, y značí průměr díry v milimetrech a z značí poměr volné plochy procentech.

Zvukovod

Zvukovody byly navrženy v programu Autodesk 123D Design a následně vytištěné na 3D tiskárně dle modelů z obrázku 4.1a, které se opírají o rozměry dle přílohy C.1. Materiál zvukovodů je PLA. K tomuto kroku bylo přistoupeno kvůli rozměrům dostupného reproduktoru. Alternativní metody, které byly běžně dostupné neodpovídali následujícím požadavkům

- Minimální rozdíl rozměru vnitřního poloměru vůči vnějšímu poloměru reproduktoru
- Snadná úprava délky zvukovodu
- Snadná montáž mřížek

Tištěné zvukovody jsou dány délkami 1 cm, 2 cm a 3 cm a jejich podoba je zobrazena na obrázku 4.1b. Kombinací těchto rozměrů lze vytvořit veškeré potřebné délky zástavby.



(a) 3D model zvukovodů



(b) Vytištěné zvukovody

Obr. 4.1: Realizace zvukovodů zástavby

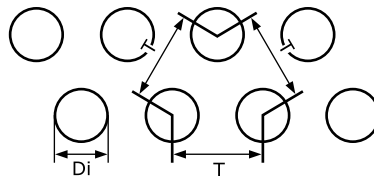
Krycí mřížky

V praxi jsou krycí mřížky definovány poměrem volné plochy σ , tudíž je i návrh krycích mřížek založen na tomto parametru. Bylo zvoleno přesazené děrování, které usnadnilo

výrobu krycích mřížek. Důvodem byl velký počet děr u mřížek s poměrem volné plochy větší než 25 %. Výpočet roztečí mezi sousedícími otvory pro přesazené děrování z obrázku 4.2 je dán vztahem:

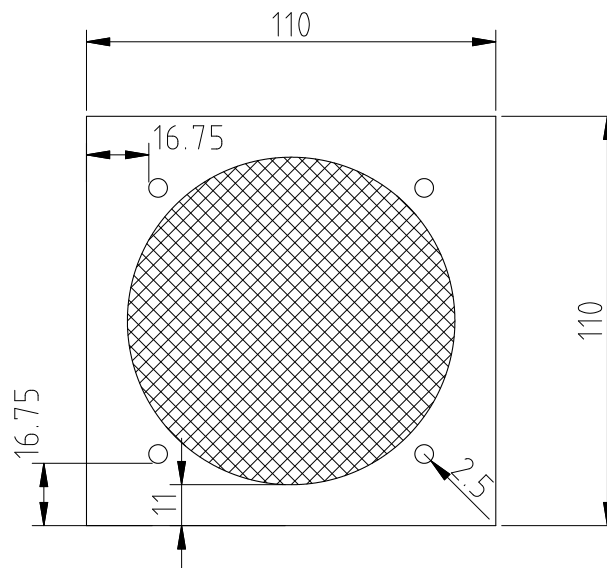
$$T = \sqrt{\frac{D_i^2 90,69}{\sigma}}, \quad (4.1)$$

kde D_i je průměr díry a σ je poměr volné plochy.



Obr. 4.2: Přesazené děrování |Převzato s úpravami z [23]|

Na obrázku 4.3 je dán výkres obecné krycí mřížky, kde je děrování značeno symbolicky plochou danou roztečí sousedních otvorů T . Rozměry mřížky jsou podmíněny zvukovodem a přesahem mřížky vůči zvukovodu je v tomto případě simulována zástavba interiéru automobilu. Tento krok je zohledněn ve výpočtech modelů jako zvukovod s přírubou.



Obr. 4.3: Výkres obecné krycí mřížky

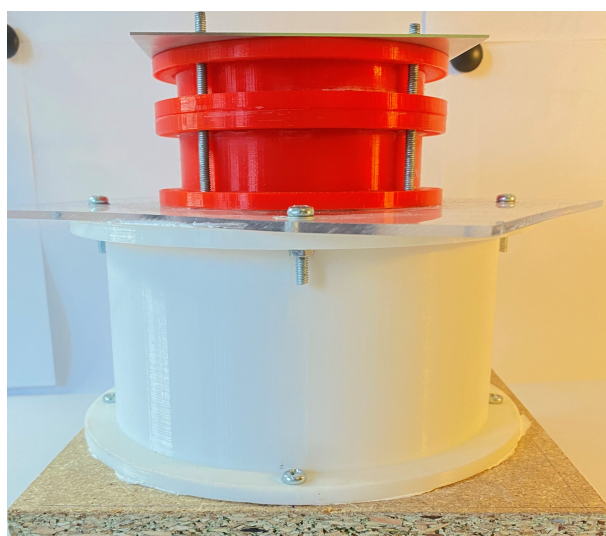
Definované krycí mřížky byly vyrobeny s pomocí CNC stroje a potřebné podklady k vrtání byly generovány ve výpočetním software MATLAB s přesností na 0.001 mm. Zhotovené krycí mřížky disponují velikou přesností rozměrů vůči návrhu. Rozměry zhotovených mřížek odpovídají tabulce 4.1.

Tab. 4.1: Parametry děrování

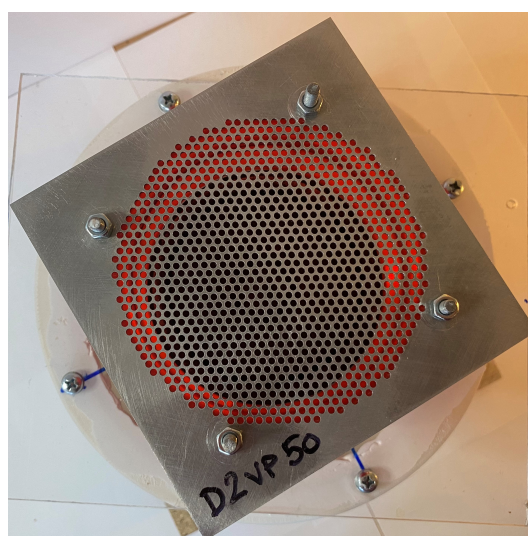
Označení plechu	σ	Di	T	N
D1VP50	0,50	1	1,347	4057
D1VP25	0,25	1	1,905	2031
D1VP15	0,15	1	2,459	1216
D1VP10	0,10	1	3,012	845
D2VP50	5,00	2	2,694	1012

Montáž reproduktoru a zástavby

Reproduktor byl umístěn v ozvučnici válcového tvaru. Materiálem ozvučnice je opět PLA, kdy se využilo přebytečného kusu z 3D tiskárny. Zadní stěna je z dřevotřískové desky, ve které jsou zabudovány konektory a je na ní umístěn úchop k montáži na tyč. Na opačné straně je PMMA deska, jejíž tloušťka odpovídá velikosti přesahu reproduktoru od montážní roviny. Reproduktor byl k PMMA desce přilepen roztaveným polypropylenem a rovina pro zástavbu byla vytvořena zbroušením přebytečného materiálu. Ozvučnice disponuje objemem 1,67 l a odpovídá přibližně objemu, který je k dispozici ve dveřích automobilu. Spojce ozvučnice byly vytěsněny pomocí silikonu nerozpustného ve vodě.



(a) Montáž mřížky



(b) Montáž zvukovodu

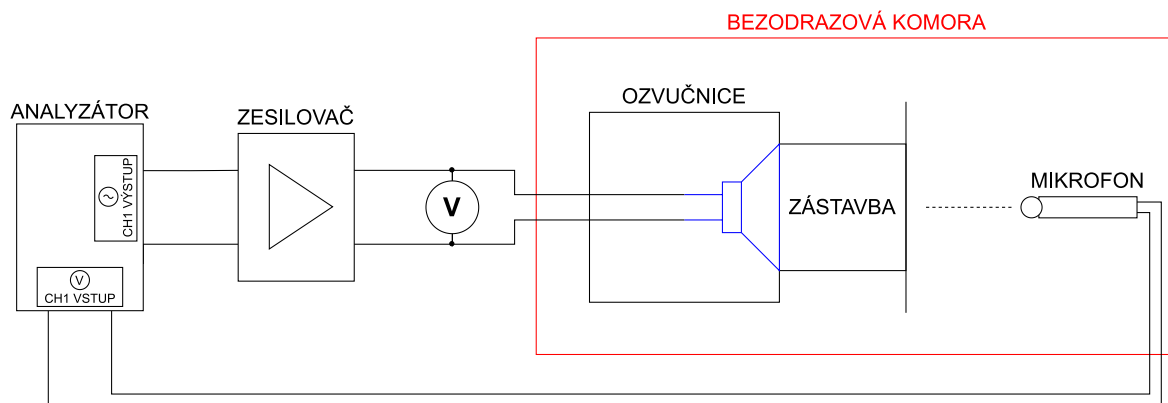
Obr. 4.4: Měřený přípravek

Zástavba je nasazována pomocí čtyř závitových tyčí M4 a utažena příslušnou šroubovou maticí. Odrazy od závitových tyčí v tomto případě nejsou problémem, jelikož ve slyšitelném pásmu, kde je tento experiment prováděn, jsou vlnové délky mnohem větší. Mezi rovinu reproduktoru a zástavbu byl jako těsnící materiál použit silikon. V případě zvukovodu delšího než 3 cm byla mezi jednotlivé části zvukovodu aplikována tenká vrstva

silikonu. Měřený přípravek je zobrazen na obrázku 4.4.

4.2 Popis měření

Měření bylo zapojeno dle schématu z obrázku 4.5 a řízeno bylo pomocí spektrálního analyzátoru Brüel & Kjær LAN-XI prostřednictvím software PULSE LabShop. Systém obsahuje generátor signálu a vstup, kterým snímá napětí na mikrophonu. Celá měřicí smyčka je vnitřně synchronizována. Vzdálenost mikrophonu od roviny zástavby, tj. od krycí mřížky pro všechna měření byla 1 m. Příkon zvukovodu byl nastaven na 1 VA, jež odpovídá napětí 2 V na svorkách reproduktoru.



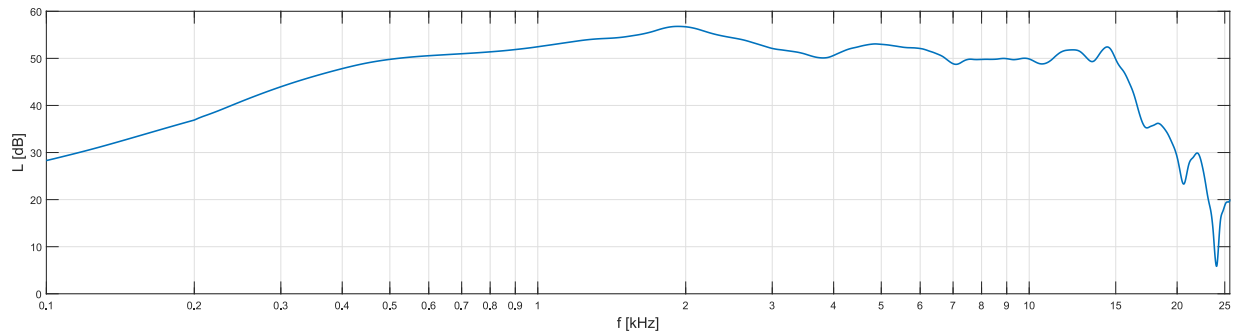
Obr. 4.5: Schéma zapojení přístrojů k měření amplitudové frekvenční charakteristiky

Analyzátor byl nastaven pro měření v pásmu od 4 Hz do 25600 Hz s lineárním krokem 4 Hz, tj. 6400 spektrálních čar. Generátor signálu byl nastaven na 1 V_{rms} a zesilovačem byl signál dále zesílen na potřebnou hodnotu pro získání výkonu 1 VA na svorkách reproduktoru. Testovacím signálem byl bílý šum v měřeném kmitočtovém rozsahu. Průměrování měření bylo nastaveno na 1000 vzorků a doba měření každé kombinace zástavby byla delší než 50 s. Snímačem akustického tlaku byl mikrophon Brüel & Kjær4910 C1 klasifikovaný třídou 1. Detailní popis měření v akustické laboratoři ZČU FEL je uveden v [10].

4.3 Rozbor měřených dat

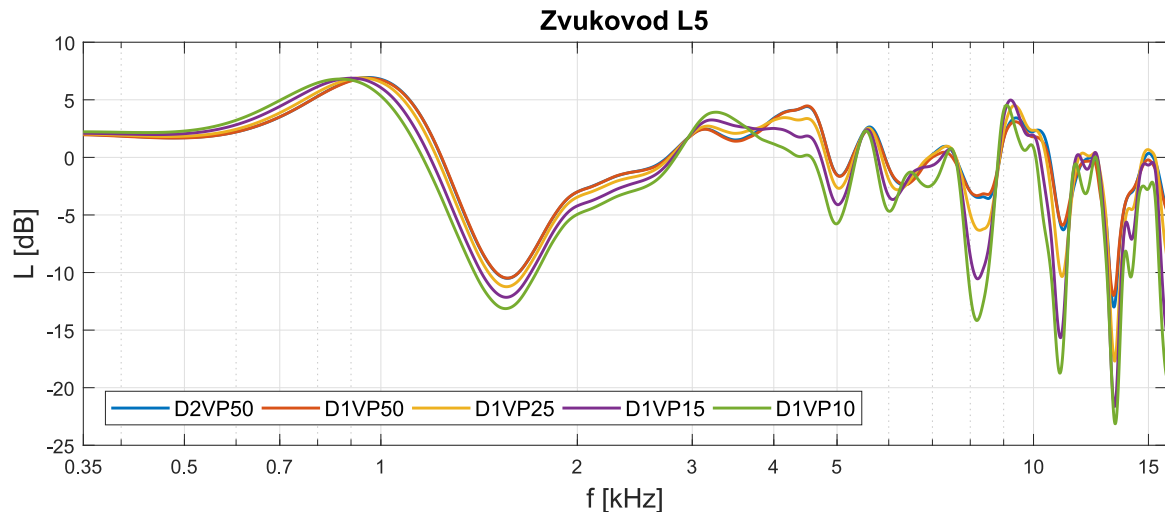
Výstupem měření jsou amplitudové frekvenční charakteristiky v pásmu 4 Hz až 25600 Hz, ovšem nelze měřená data v celém měřeném pásmu klasifikovat jako použitelná. Hodnoty úrovně akustického tlaku měřené na kmitočtech nižších než je 100 Hz jsou zatíženy chybou danou rozměry bezodrazové komory, kdy kmitočty s vlnovými délkami, které jsou větší než rozměry komory nejsou dostatečně tlumeny [10]. S přihlédnutím na pracovní rozsah měřeného reproduktoru pouze v ozvučnici (z obrázku 4.6), který je s tolerancí 10 dB přibližně od 200 Hz do 16 kHz a zohledněním stáří mikrophonu, byl klasifikován rozsah platných dat od 100 Hz do 15 kHz. Měření, které jsou mimo tento rozsah jsou

brány pouze orientačně. Měření byly následně průměrovány pomocí klouzavého průměru přes 100 vzorků. Důvodem bylo vyhlazení charakteristik od bílého šumu, který zhoršuje čitelnost měřených dat. Veškerá měření amplitudových frekvenčních charakteristik jsou uvedeny v příloze C.2.



Obr. 4.6: Měření reproduktoru v ozvučnici v pásmu 100 Hz až 25600 Hz

Vyhodnocení vlivů zástavby bylo ovšem provedeno na rozdílových přenosových charakteristikách, které reprezentují vložný útlum jednotlivých kombinací zástavby. Toho bylo docíleno odečtením referenčního měření reproduktoru bez zástavby z obrázku 4.6 od měřených amplitudových frekvenčních charakteristik jednotlivých kombinací zástavby. Příklad vložného útlumu zástavby L5 se změnou poměru volné plochy krycí mřížky je dán na obrázku 4.7. Veškeré průběhy vložných útlumů jsou uvedeny v příloze C.3.

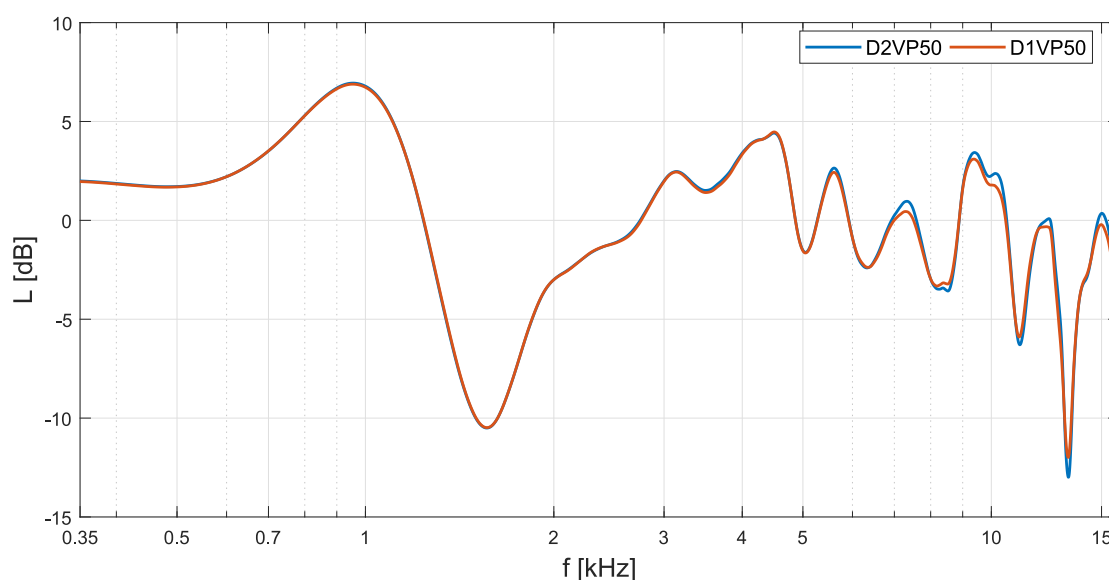


Obr. 4.7: Vložný útlum zástavby s délkou zvukovodu 5.14 cm

Zástavba na obrázku 4.7 vykazuje nárůst úrovně akustického tlaku v okolí 900 Hz a strmý propad v okolí 1.7 kHz. Zde je patrný vliv rezonance objemu zástavby, který představuje poddajnost a krycí mřížky, jež působí jako odpor a hmotnost. Toto chování je vysvětleno v kapitole 2.4 a následně také modelem soustředěných parametrů v kapitole 5.1. Na vysokých kmitočtech relativně k pozorovanému pásmu je možné pozorovat vliv odrazů, které jsou závislé na délce zvukovodu. V tomto případě zvukovod nelze klasifikovat čistě jako vlnovod, jelikož poměr délky k průměru otvoru zvukovodu není signifikantní. Nicméně

kmitočet, jež odpovídá vlnové délce L5 je 6,9 kHz. Dvojnásobek odpovídá přibližně 14 kHz, kde je možné na amplitudové frekvenční charakteristice pozorovat významný propad úrovně akustického tlaku. Dalším faktorem je poloměr krycí mřížky, který vně zvukovodu měří 4,45 cm. Kmitočet odpovídající této vlnové délce je přibližně 3,8 kHz. Okolo násobků tohoto kmitočtu roste zvlnění rozdílové charakteristiky či dochází k obrácení fáze. Z těchto pozorování vychází teoretický model, který vychází z rozprostřených parametrů zástavby v kapitole 5.2.

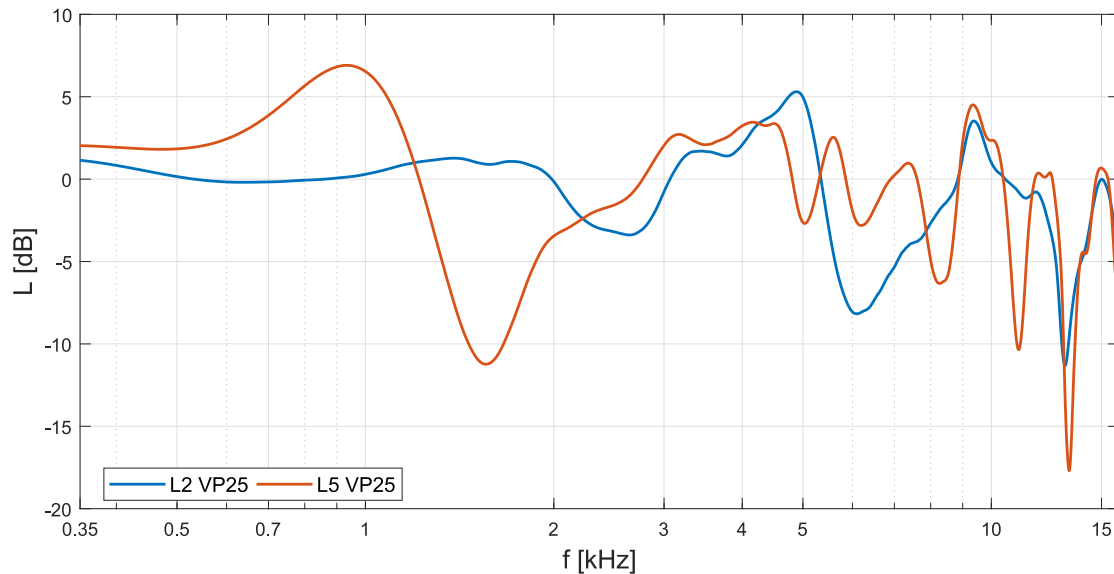
Posun kmitočtů v závislosti na volné ploše je patrný na rezonančním kmitočtu daným soustředěnými parametry zástavby, avšak se zvyšujícím se kmitočtem již převládá závislost na délce zvukovodu. Na vysokých kmitočtech výrazně ovlivňuje míru zvlnění rozdílových charakteristik v bodech propadu poměr volné plochy. Je to způsobeno převážně tím, že je zvukovod s klesajícím poměrem volné plochy uzavírán. V elektrické analogii je možné přirovnat tento jev ke zkratování vedení.



Obr. 4.8: Porovnání vložného útlumu volné plochy $\sigma = 0.5$

Obrázek 4.8 ukazuje vliv průměru díry, kdy jsou porovnány průběhy stejné volné plochy a délky zvukovodu. Průběhy rozdílových charakteristik jsou téměř stejné. Z tohoto důvodu jsou dále modely uváděny pouze v závislosti na volné ploše. Tento jev byl popsán také například v [13]. Avšak k prokázání pravdivosti tohoto jevu i s menším poměrem volné plochy je nutné provést další měření.

Změna zvlnění rozdílové charakteristiky v závislosti na délce je dána obrázkem 4.9, kde je vidět výrazný posun rezonančního kmitočtu daného soustředěnými parametry. Zvlnění středních a vysokých kmitočtů zvukovodu L2 je dáno menším počtem fluktuací a menší strmostí propadů než u zvukovodu L5. Poměr děrování je v tomto případě konstantní a propad na kmitočtu přibližně 13 kHz je přítomný na obou průbězích. Jedná se o odraz od krycí mřížky.



Obr. 4.9: Porovnání vložného útlumu v závislosti na délce zvukovodu zástavby

Z grafů vložného útlumu byly vypořovány následující poznatky:

- V pásmu do 3 kHz je většina rozdílových charakteristik připomíná chování Helmholtzova rezonátoru
- V pásmu od 3 kHz jsou kmitočtové polohy propadů dány převážně délkou zvukovodu
- Volná plocha výrazně mění činitel jakosti zástavby, kterým jsou ovlivněny úrovně zvlnění rozdílových charakteristik
- Množství odrazů je dáno délkou a poloměrem zvukovodu
- Zástavba není silně závislá na poloměru díry.

4.4 Klasifikace měřených dat

Vyhodnocení míry rozdílů sledováním amplitudových frekvenčních charakteristik není velmi praktické a může vést k chybným závěrům. Z tohoto důvodu byla provedena základní statistická analýza na základě průměrné absolutní chyby od referenčního měření bez zástavby. Předpis pro vyhodnocení je dán vztahem

$$MAPE = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{yr_i - y_i}{yr_i} \cdot 100, \quad (4.2)$$

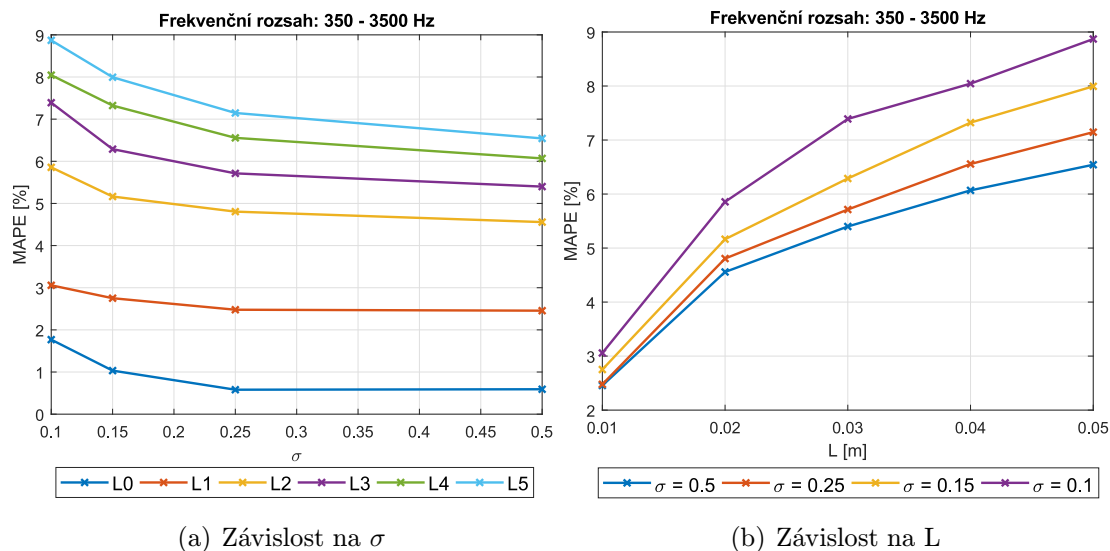
kde n je počet sledovaných vzorků, yr_i je hodnota i referenčního vektoru a y_i je hodnota i porovnávaného vektoru [12].

Pokud je hodnota yr měření bez zástavby a hodnoty y jsou jednotlivé kombinace zástavby, tak číselná reprezentace MAPE odpovídá průměrnému procentuálnímu odchýlení

od měření bez zástavby. Prakticky je porovnávána hodnota normována hodnotou měření bez zástavby z které je vypočítán průměr normovaných rozdílů. Využití v praxi je uvedeno na následujících příkladech:

- Je dostupný zvukovod L4 a požadavkem je nejmenší možné odchylení od frekvenční amplitudové charakteristiky v pásmu 350 Hz - 3500 Hz.
 - Odpověď na tuto otázku nese graf z obrázku 4.10a. Nejmenší odchylení poskytne mřížka s děrováním 50 %, avšak rozdíl mezi 50 % a 25 % není signifikantní a tudíž je možné ušetřit na výrobě mřížky.
- Byly vyrobeny mřížky s poměrem volné plochy 25 % a požadavkem je zvukovod větší než 1 cm s chybou v pásmu 350 Hz - 3500 Hz menší než 4 %.
 - Obdobně jako v předchozím příkladu, odpověď na tuto otázku nese graf 4.10b. Zvukovod s požadovaným odchylením by v tomto pásmu měl být menší než 1,5 cm. V případě nedostupnosti takového zvukovodu je nutné zvýšit poměr volné plochy.

Příklady uvedené výše jsou pouze ilustrační, avšak pomocí grafů průměrného odchylení je možné rychle klasifikovat vliv zástavby. V případě nutnosti ekvalizace amplitudové frekvenční charakteristiky a znalosti vlivu délky zvukovodu je možné rychle vybrat vhodný poměr volné plochy. V opačném případě usnadnit návrh zástavby apod. Grafy MAPE pro pásmo 350 Hz až 25600 Hz rozdělené na 6 subpásem jsou uvedeny v příloze C.4.



Obr. 4.10: Relativní rozdíl vůči měření bez zástavbě v rozsahu 350 Hz - 3500 Hz

Je nutné dodat, že procentuální odchylení uvedené hodnotou MAPE není lineárně přenosné mezi pásmy. Silně závisí na hodnotách referenčního vektoru a tudíž jsou tyto hodnoty porovnatelné pouze ve vyšetřovaném pásmu. Důvodem je poměrně velká proměnnost na středních a vysokých kmitočtech měřených kombinací zástavby.

5

Model zástavby

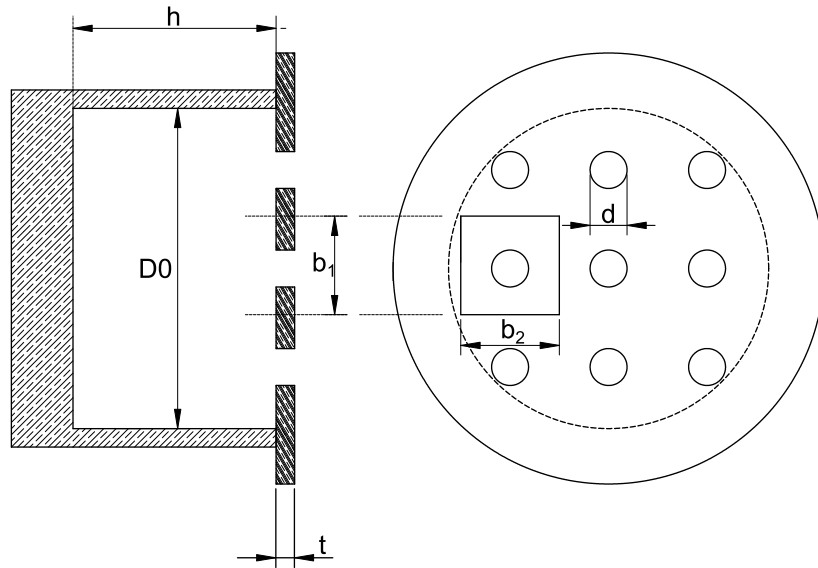
Simulace chování zástavby reproduktoru je rozdělena do tří částí, které popisují chování akustického rezonančního systému zvukovodu a děrovaného plechu. První část vychází z výpočtu soustředěných parametrů, které popisuje kapitola 5.1. Druhou částí je popis chování pomocí rozprostřených parametrů zvukovodu popsaných v kapitole 5.2. Třetí a poslední způsob popisu chování zástavby je postaven experimentálně pomocí čtyř rezonančních obvodů, jejichž parametry jsou závislé na poměru děrování plechu a délky zvukovodu.

Popis chování se soustředěnými a rozprostřenými parametry vychází plně z literatury, kde byla snaha nalézt nejvhodnější aproximaci chování vyjádřenou pomocí fyzikálních zákonů. Experimentální metoda, jež je popsána v kapitole 5.3, je založená na polynomicke regresi koeficientů z měřených dat a je vhodná z praktického hlediska, kdy je možné s omezenou přesností simulovat chování zástavby do 5 kHz v plném rozsahu měřených kombinací. Přesnost této metody závisí na množství měřených kombinací a tudíž je možné v budoucnu dalším měřením zvýšit přesnost či rozšířit rozsah vstupů.

Veškeré výpočty byly ověřeny pomocí výpočetního software MATLAB.

5.1 Model zástavby se soustředěnými parametry

Zástavbu reproduktoru je možné popsat jako rezonanční obvod, jehož vlastnosti jsou velmi blízké vlastnostem Helmholtzova rezonátoru (dále jako HR) popsaném v kapitole 2.4. Principiálně je ovšem zdroj akustického tlaku vně nádoby oproti klasickému HR. Hrdlo rezonátoru tvoří děrovaná deska, která hrdlo rezonátoru rozdělí na n otvorů. Funkcí se ovšem tento rezonanční systém oproti klasické reprezentaci velmi neliší. Na obrázku 5.1 je znázorněna adaptace HR s děrovaným hrdlem. Takto definovaný systém již nelze popsat rovnicí impedance klasického HR dle vztahu 2.39. Děrovaná deska zvýší odpor a celkovou hmotnost systému v závislosti na poměru děrování, tloušťce a průměru díry.



Obr. 5.1: Helmholtzův rezonátor s děrovanou deskou

Dle článku [13] je možné nahlížet na děrovanou desku o n dírách jako na n elementárních zvukovodů o délce t , která odpovídá tloušťce desky. Odvození impedance děrované desky vychází z rovnice pro impedanci krátkého zvukovodu (trubky) daného následujícím vztahem:

$$Z_T = \frac{\Delta p}{u} = j\omega\rho_0 t \left(1 - \frac{2}{k_T\sqrt{-j}} \frac{J_1(k_T\sqrt{-j})}{J_0(k_T\sqrt{-j})} \right)^{-1} \quad (5.1)$$

, kde Δp je rozdíl ak. tlaku na opačných koncích zvukovodu, u je rychlost částic média a k_T je konstanta děrování, která zohledňuje hraniční vrstvu, kde jsou účinky viskozity velmi významné tzn. relativní rychlost objektu a částic média, okolo kterého proudí, není v této vrstvě konstantní [18]. Konstanta děrování je dána vztahem:

$$k_T = \frac{d}{2} \sqrt{\frac{\rho_0\omega}{\eta}}, \quad (5.2)$$

kde d je poloměr zvukovodu resp. díry a η je koeficient viskozity média.

Z rovnice 5.1 vyháží aproximace impedance Z_T dle vztahu 5.3. Takto definovaná impedance ovšem plně neodpovídá děrovanému panelu. Vztah 5.4 obsahuje reálnou složku impedance ze vztahu 5.3 obohacenou o korekci dle [14]. Jedná se o odpor způsobený třením vzduchu na povrchu panelu. Vztah 5.5 rozšiřuje imaginární složky vztahu 5.3, kde je přičten vliv pístového vyzařování na obou koncích krátkého zvukovodu (trubky). Oba vztahy jsou také doplněny o poměr volné plochy σ , který je definován vztahem 5.6. Alternativně je možné vyjádřit poměr volné plochy σ ze vztahu 4.1.

$$Z_T = \frac{32\eta t}{d^2} \left(1 + \frac{k_T^2}{32} \right)^{-1} + j\omega\rho_0 t \left[1 + \left(9 + \frac{k_T^2}{2} \right)^{-\frac{1}{2}} \right] \quad (5.3)$$

$$r_{DP} = \frac{32\eta t}{\sigma\rho_0 c d^2} k_r, \quad k_r = \sqrt{1 + \frac{k_T^2}{32}} + \frac{\sqrt{2}}{32} k_T \frac{d}{t} \quad (5.4)$$

$$\omega m_{DP} = \frac{\omega t}{\sigma c} k_m, \quad k_m = 1 + \left(\sqrt{9 + \frac{k_T^2}{2}} \right)^{-1} + 0,85 \frac{d}{t} \quad (5.5)$$

$$\sigma = \frac{S_0}{S_{ab}}, \quad (5.6)$$

kde S_0 je plocha jedné díry rezonátoru a S_b je plocha jednoho elementu desky. Pro HR z obrázku 5.1 je $S_0 = \pi(d/2)^2$ a $S_b = b_1 \cdot b_2$.

Zpřesnění modelu lze docílit korekcí spolukmitajícího vzduchu v blízkém okolí díry, který ovlivní celkovou hmotnost. Korekce spolukmitajícího vzduchu je provedena úpravou tloušťky desky dle funkce Fokovy funkce ψ . Vnikne parametr t_{cr} , kterým je nahrazena tloušťka desky t v rovnicích 5.4 a 5.5. Korekce délky je dána vztahem:

$$t_{cr} = \frac{8d}{3\pi i \psi}, \quad (5.7)$$

kde

$$\psi = (1 - 1,40925\sigma^{1/2} + 0,33818\sigma^{3/2} + 0,6796\sigma^{5/2} - 0,02287\sigma^3 + 0,3015\sigma^{7/2} - 0,01641\sigma^4)^{-1} \quad (5.8)$$

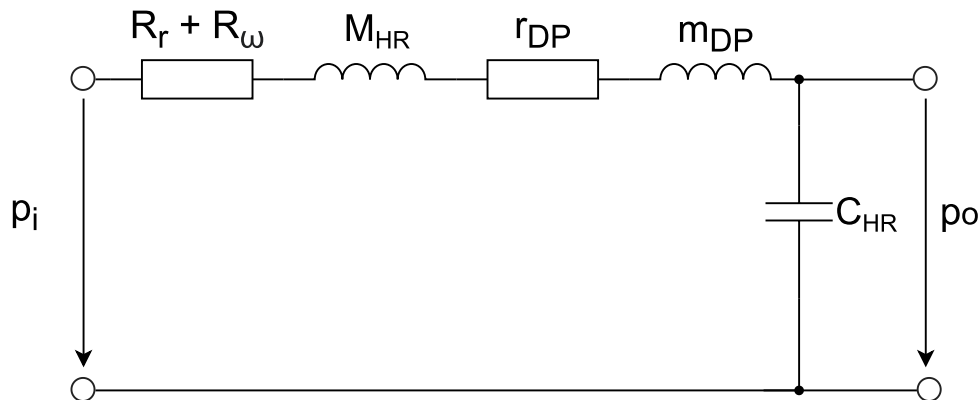
a výsledná podoba impedance děrované desky je dána vztahem:

$$Z_{DP} = r_{DP} + j\omega m_{DP} \quad (5.9)$$

Rozšířením impedance klasického HR ze vztahu 2.39 o vyjádřenou impedanci Z_{DP} vznikne vztah 5.10 pro impedanci HR s děrovanou deskou, který odpovídá schématu z obrázku 5.2. Přenos této topologie je dán vztahem 5.11.

$$Z = (R_r + R_\omega) + j\omega M_{HR} + \frac{1}{j\omega C_{HR}} + Z_{DP} \quad [\Omega_m] \quad (5.10)$$

$$A_{HR} = \frac{p_o}{p_i} = \frac{(j\omega C_{HR})^{-1}}{(R_r + R_\omega) + j\omega M_{HR} + \frac{1}{j\omega C_{HR}} + Z_{DP}} \quad (5.11)$$

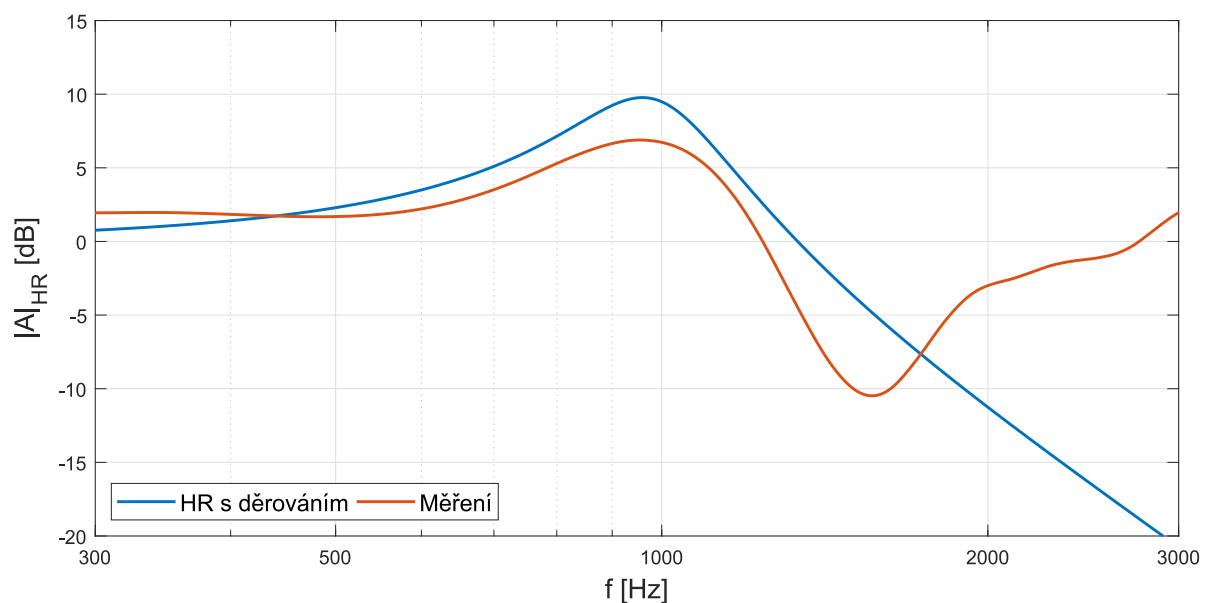


Obr. 5.2: Náhradní schéma HR s děrovanou deskou

Příklad simulace soustředěných parametrů zástavby jako HR je vypočítán pro parametry z následující tabulky:

Tab. 5.1: Vstupní parametry pro výpočet HR

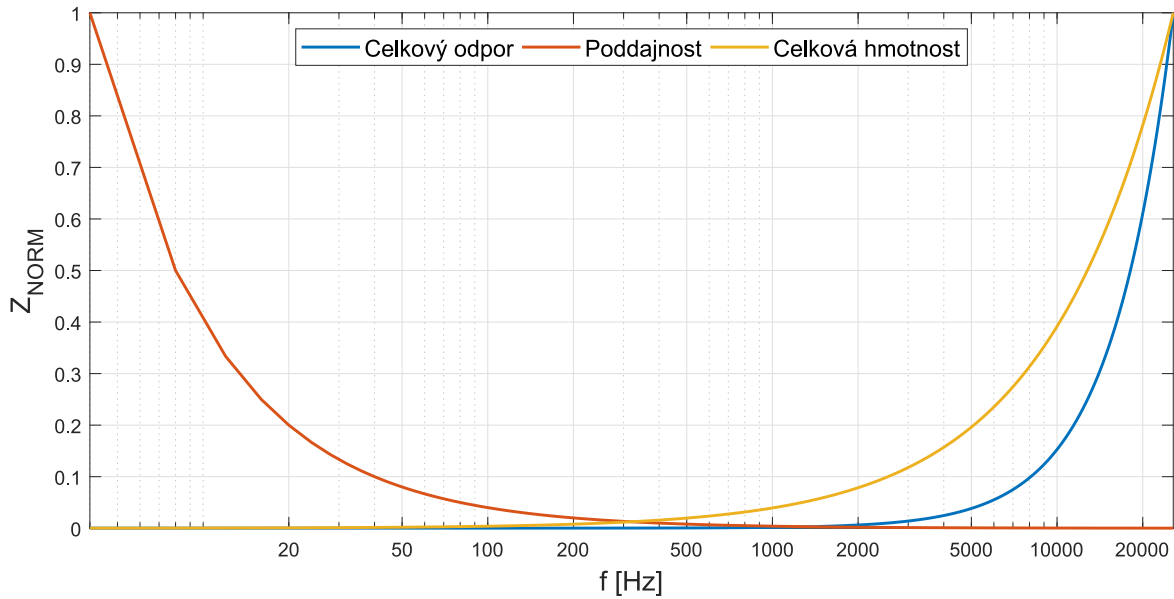
Poměr volné plochy	σ	0.5	—
Průměr díry	d	1	mm
Tloušťka desky	t	1	mm
Poloměr reproduktoru	$D0/2$	45	mm
Výška zástavby	h	50	mm



Obr. 5.3: Simulace na základě HR z tabulky B.2

Ze simulace z obrázku 5.4 je patrné, že model zástavby navržený pouze se soustředěnými parametry není velmi přesný. Rozdíl úrovní mezi měřením a simulací je přibližně 3 dB. Důvodem neshody jsou další vlivy, které nejsou obsaženy v korekcích. Ovšem pro odhad chování na nízkých kmitočtech je možné tento model využít. Simulace všech měřených kombinací zástavby s přesnou délkou zvukovodu, vypočtených pomocí soustředěných parametrů, jsou uvedeny v příloze D.1.

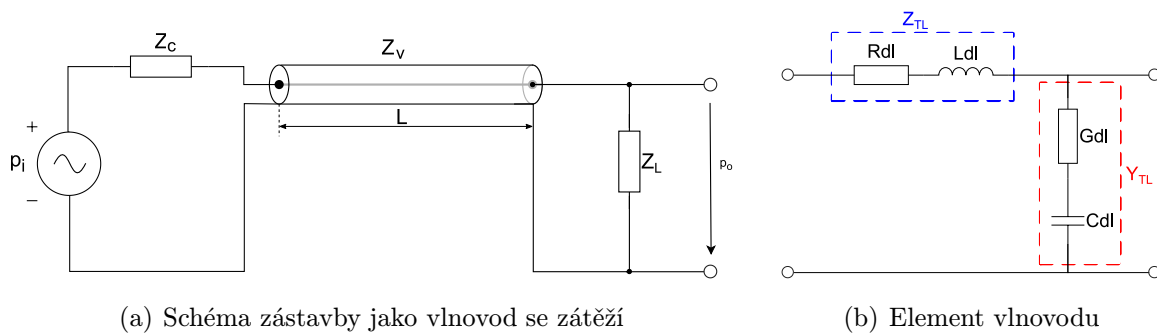
Model je platný do $\sigma \leq 0.5$, kdy proudění vzduchu v okolí díry není navzájem ovlivňováno. Jelikož model vychází z aproximace Besselových funkcí, jejichž rozvoj je nekonečný, tak přesnost modelu klesá s rostoucím k_T . Odvození impedance bylo primárně vyvinuto pro návrh HR a díry menší než 1 mm. Autor [13] uvádí přesnost do 10 % mimo tento rozsah.



Obr. 5.4: Normované impedance HR z tabulky B.2

5.2 Zvukovod zatížený impedancí

Z výsledků měření je patrné, že vliv zástavby ovlivní také střední a vysoké kmitočty relativně ke slyšitelnému pásmu. Vznikl tedy model, který do jisté míry simuluje chování v této oblasti. Měřená data vykazují značné množství periodicky se opakujících fluktuací amplitudové frekvenční charakteristiky. Z tohoto důvodu byl vybrán model na základě krátkého vlnovodu, jehož prvky jsou znázorněny na obrázku 5.5a a 5.5b.



Obr. 5.5: Rozprostřené parametry zástavby

Zvukovod

Autor [15] uvádí teoretický model krátkého zvukovodu, který spoléhá na řešení telegrafní rovnice. Impedance a admitance zvukovodu na element délky je dána následujícími vztahy:

$$Z_{TL} = j \left(\frac{\omega \rho_0}{\pi a^2} \right) \frac{1}{1 - F_v} \quad \left[\frac{Ns}{m^5} \right] \quad (5.12)$$

a

$$Y_{TL} = j \left(\frac{\omega \pi a^2}{\rho_0 c^2} \right) (1 + (\gamma - 1)F_t) \quad \left[\frac{m^5}{Ns} \right], \quad (5.13)$$

kde a je poloměr zvukovodu, c je rychlost zvuku, γ je Poissonova konstanta, ρ_0 je hustota média a

$$F_v = \frac{2}{r_v \sqrt{-j}} \frac{J_1(r_v \sqrt{-j})}{J_0(r_v \sqrt{-j})}, \quad (5.14)$$

$$F_t = \frac{2}{r_t \sqrt{-j}} \frac{J_1(r_t \sqrt{-j})}{J_0(r_t \sqrt{-j})}, \quad (5.15)$$

$$r_v = a \sqrt{\frac{\rho_0 \omega}{\eta}} \quad (5.16)$$

a

$$r_t = \sqrt{Pr} \cdot r_v, \quad (5.17)$$

kde J_1 a J_0 jsou Besselovy funkce prvního druhu, r_v a r_t jsou bezrozměrné poměry průměru zvukovodu ku viskózní a tepelné mezní vrstvě, η je koeficient viskozity a Pr je Prandtlovo číslo.

Definované impedance zahrnují ztrátové jevy vzniklé při proudění vzduchu vně zvukovodu. Článek [15] obsahuje také aproximace vztahů 5.14 a 5.15, avšak přesnost aproximace závisí ve velmi úzkém rozsahu na hodnotách r_v v rozsahu od 0 do 2. Pro zástavbu v této diplomové práci a frekvenční rozsah, který je sledován, vychází hodnoty r_v v rozmezí od 15 do 50. Měrná impedance a admitance tedy přímo vychází z výpočtu, který vede na Besselovy funkce.

Charakteristická impedance zvukovodu je

$$Z_V = \sqrt{\frac{Z_{TL}}{Y_{TL}}} \quad (5.18)$$

a konstanta šíření

$$\Gamma = \sqrt{Z_{TR} Y_{TR}}. \quad (5.19)$$

Získáním charakteristické impedance a konstanty šíření je možné vypočítat přenosové ztráty akustického výkonu uvnitř zvukovodu vztahem:

$$TL_Z = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{p_i}{p_o} \right) = 20 \cdot \log_{10} \left\| \cosh(\Gamma L) + \frac{Z_V}{Z_L} \sinh(\Gamma L) \right\| \quad [dB]. \quad (5.20)$$

Zátěž zvukovodu

Zátěží zvukovodu je krycí mřížka, kterou lze vyjádřit pomocí akustické impedance děrovaného plátu z rovnic 5.4, 5.5 a 5.9, specifické impedance desky působící na dopadající vlnu (plochy krycí mřížky) a podobně jako u modelu se soustředěnými parametry také tvar zakončení zvukovodu, tj. s přírubou či bez příruby.

Model vyzařovací impedance krycí mřížky vlivem vibrací vybuzených akustickou vlnou je převzat z [2]. Princip spočívá v poměru rychlosti šíření vln v materiálu desky vůči rychlosti šíření v prostředí, ve kterém se deska nachází. Impedance desky působící na dopadající vlnu odpovídá střední hodnotě vyzařené akustického výkonu z plochy pevného materiálu. Rychlost šíření vln v materiálu desky c_d je dána vztahy:

$$c_d = K^{\frac{1}{4}} \sqrt{\omega}, \quad (5.21)$$

kde

$$K = \frac{E t^2}{12 \rho_d (1 - \nu^2)}, \quad (5.22)$$

kde E je Youngův modul (modul pružnosti v tahu), t je tloušťka desky, ρ_d je objemová hustota materiálu desky a ν je Poissonovo číslo. Pomocí rychlosti šíření vlny v materiálu je vztah pro bezrozměrnou vyzařovací impedanci nekonečné desky definován následně:

$$Z_D = \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{c}{c_d}}} \quad c < c_d \quad (5.23)$$

$$Z_D = -j \frac{1}{\sqrt{\frac{c}{c_d} - 1}} \quad c > c_d \quad (5.24)$$

Vyzařovací impedance desky je čistě odporová pokud je rychlost šíření vlny vně materiálu menší než je rychlost šíření vlny v médiu. V opačném případě se impedance mění na čistě reaktanční.

Krycí mřížky zástavby jsou zhotoveny ze slitiny hliníku, známé pod názvem Dural či Duralumínium. Materiálové konstanty Duralu jsou uvedeny v tabulce B.3. Zlomový bod pro změnu trendu vyzařovací impedance Duralu s tloušťkou 1 mm je přibližně 12 kHz.

Vyzařovací impedance zvukovodu v závislosti na tvaru zakončení je pro zvukovod s přírubou shodný se vztahem 2.29 pro pístové vyzařování v nekonečné ozvučnici. Aproximace impedance zvukovodu zakončeného bez příruby je dána vztahem [6]:

$$Z_T = \rho_0 c \left(\frac{(ka)^2}{4} + j0.61ka \right) \quad (5.25)$$

Model

Model je v tomto případě velmi závislý na geometrii zástavby. Simulace modelu je předvedena na zástavbě z L5VP50, jejíž rozměry jsou dány tabulkou C.1. Výše popsané modely krycí mřížky tvoří sérioparalelní kombinaci zátěž zvukovodu

$$Z_L = Z_0 \left(\frac{Z_D \cdot Z_{DP}}{Z_D + Z_{DP}} \right) + Z_T, \quad (5.26)$$

kde $Z_0 = \rho_0 c$ je specifická akustická impedance vzduchu.

Alternativně je možné ze zatěžovací impedance Z_L vypustit impedanci děrovaného plátu Z_{DP} a zaměnit jej v celkovém přenosu za jednodušší výraz

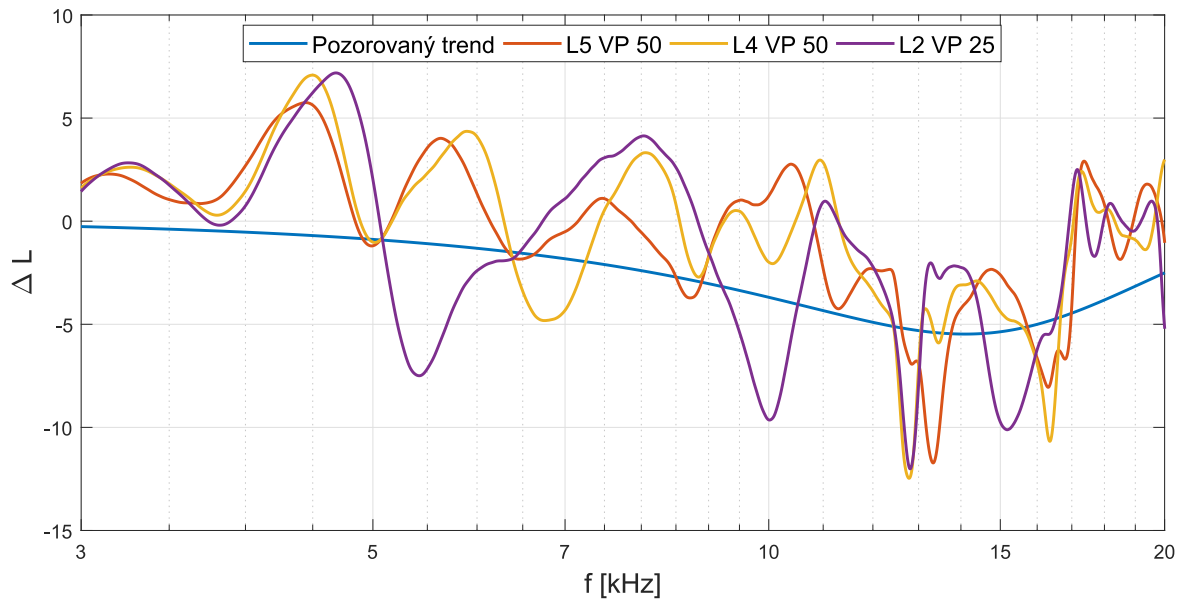
$$TL_{DP} = 10 \cdot \log_{10} \left[1 + \frac{1}{4} \left(\frac{1}{\sigma} - \sigma \right)^2 \sin^2(kt_{cr}) \right], \quad (5.27)$$

ve kterém ovšem nejsou zohledněny rozptylové ztráty [16].

Sledováním trendů měřených dat byl zjištěn opakující se vzorec všech útlumových charakteristik zástaveb. Tento vzorec je zobrazen na obrázku 5.6. Dle frekvenční polohy byl připsán tento vliv rozhraní mezi rovinou reproduktoru a počáteční rovinou zástavby. Čtvrtina vlnové délky, jež odpovídá zlomovému kmitočtu daného trendu je rovna $\lambda = 6 \text{ mm}$. Stejný rozměr je mezi vrchlíkem reproduktoru a rovinou zástavby přilehlé k přípravku. Simulace tohoto trendu je dána vztahem

$$TL_{trend} = 20 \cdot \log_{10} \left\| \cosh(\Gamma L_{vrchlík}) + \frac{Z_0}{Z_0(1-\sigma)} \sinh(\Gamma L_{vrchlík}) \right\| \quad [dB], \quad (5.28)$$

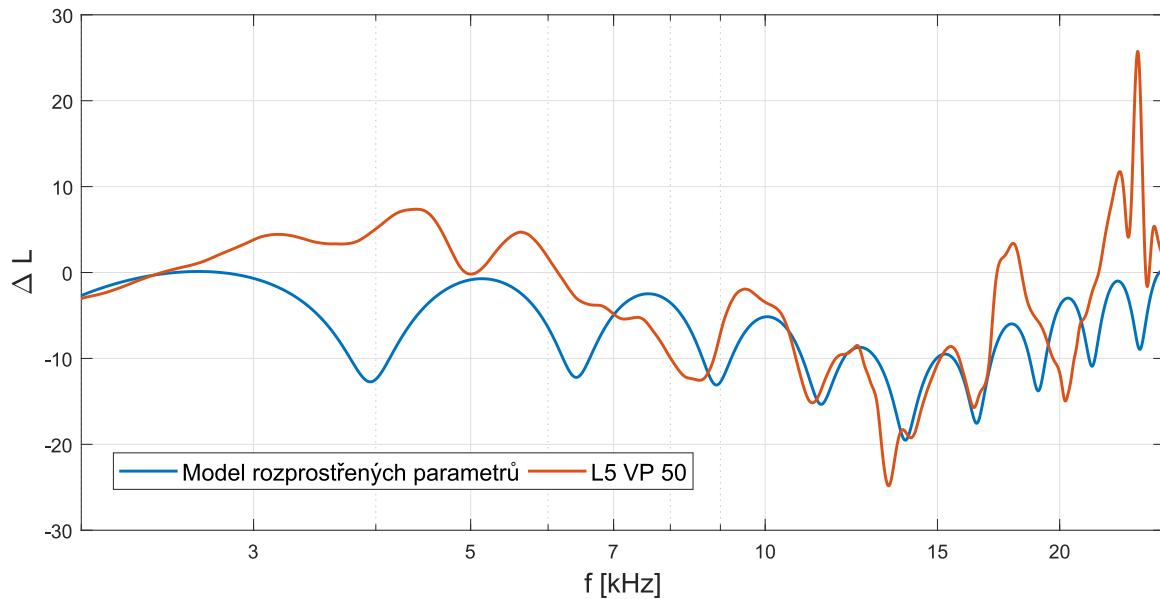
kde $L_{vrchlík} = 5.9 \text{ mm}$. Impedance Z_0 nezávisí na délce a tudíž zůstává jednotná pro veškeré výpočty. Impedance zátěže vlnovodu je upravena o vliv poměru volné plochy, který působí s klesající hodnotou větší propad rozdílových charakteristik.



Obr. 5.6: Trend obsáhlý každou kombinací zástavby

Na trend z obrázku 5.6 je superponován přenos zvukovodu s délkou korigovanou o velikost od roviny až k nejnižšímu bodu membrány. Tento rozměr je dán $L_{kk} = 16 \text{ mm}$. Zvukovod je nyní zatížen impedancí Z_L z rovnice 5.26 a celkový vložný útlum zástavby je zobrazen na obrázku 5.7. Nakonec je dán celkový přenos zástavby

$$TL_C = TL_{trend} + 20 \cdot \log_{10} \left\| \cosh(\Gamma(L + L_{kk})) + \frac{Z_0}{Z_0(1-\sigma)} \sinh(\Gamma(L + L_{kk})) \right\| \quad [dB], \quad (5.29)$$



Obr. 5.7: Simulace zástavby pomocí rozprostřených parametrů

5.3 Regresní model

Modely zástavby popsané výše se opírají o aproximace fyzikálních jevů, které působí na akustické vlny průchodem zástavbou. Výsledky těchto modelů nejsou velmi přesné a z tohoto důvodu vznikl model, který vychází z měřených dat.

Výběr topologie

Inspekcí amplitudových frekvenčních charakteristik s přihlédnutím na frekvenční pásmo použitého reproduktoru byl vybrán frekvenční rozsah od 500 Hz do 5.5 kHz. V této oblasti zástavba silně připomíná čtyři rezonanční obvody, jejichž kmitočty a činitele jakosti silně závisí na parametrech zástavby. Podobnost trendu zástavby v závislosti na délce zvukovodu ve vybraném frekvenčním rozsahu je zobrazen na obrázku 5.11b. Takto definovaný systém je možné vyjádřit pomocí parametrických filtrů, jejichž přenosové funkce jsou zobrazeny na obrázku 5.8 a definovány vztahy

$$H_{peak}(j\omega) = \frac{(j\omega)^2 + j\omega \frac{A_0\omega_0}{Q_p} + \omega_0^2}{(j\omega)^2 + j\omega \frac{\omega_0}{Q_p} + \omega_0^2} \quad (5.30)$$

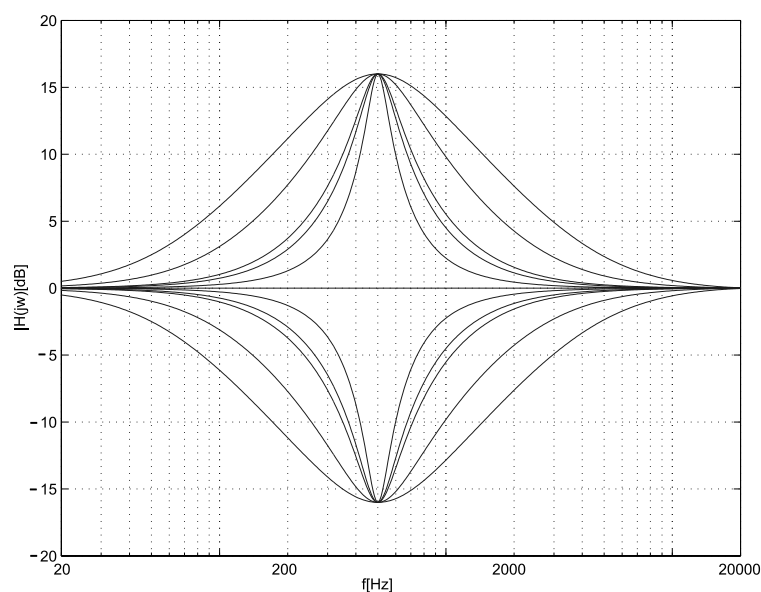
a

$$H_{cut}(j\omega) = \frac{(j\omega)^2 + j\omega \frac{\omega_0}{Q_p} + \omega_0^2}{(j\omega)^2 + j\omega \frac{A_0\omega_0}{Q_p} + \omega_0^2}, \quad (5.31)$$

kde A_0 je požadovaný zisk filtru na rezonančním kmitočtu, Q_p je činitel jakosti filtru a ω_0 je rezonanční kmitočet [7].

Zástavba se skládá z čistě pasivních prvků a tudíž je možné jí také tímto způsobem modelovat, avšak způsob, který byl vybrán, díky své eleganci, se skládá z filtrů pásmové

propusti a zároveň s pásmové zadržky na stejném rezonančním kmitočtu. Zisk je volen parametrem A_0 , který určí zda převládá pásmová zadržka či pásmová propust. Redukci prvků zajistí topologie parametrického filtru s operačním zesilovačem dle obrázku 5.9. Tímto krokem byl výpočet zjednodušen pouze na dva prvky rezonančního obvodu a nastavení potenciometru na diferenčních svorkách operačního zesilovače ve stejném poměru jako je zisk A_0 na rezonančním kmitočtu pásmové propusti resp. zadržky [17]. Topologie splňuje předpisy dle rovnic 5.30 a 5.31, kdy funkci pásmové zadržky či pásmové propusti v respektu k zvolenému typu filtru nahrazuje poměr potenciometru R_p . Pokud je lineární potenciometr přímo v polovině své délky, tak je úbytek napětí mezi diferenčními svorkami roven nule a rezonančním obvodem neprotéká proud (zisk filtru na rezonančním kmitočtu je 1 tj. 0 dB).



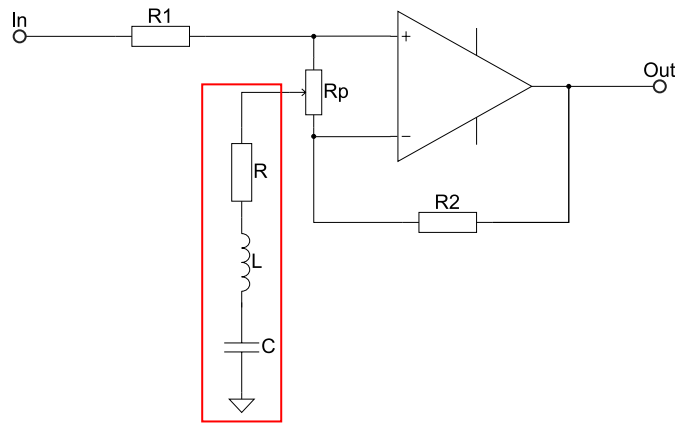
Obr. 5.8: Přenosové funkce parametrické pásmové propusti a pásmové zadržky o rezonančním kmitočtu $f_s = 500 \text{ Hz}$ a činiteli jakosti $Q_p = 0,707, 1,25, 2,5, 3, 3,5$. |Převzato s úpravami z [7]|

Nevýhodou vybrané topologie je změna činitele jakosti Q_p v závislosti na hodnotách vstupního odporu R_1 , zpětnovazebního odporu R_3 a potenciometru R_p , které zvýší hodnotu celkového sériového odporu rezonančního obvodu na svorkách potenciometru zapojeného jako dělič napětí. Aplikace ovšem není primárně určena k obvodové realizaci a tudíž je možné tomuto problému předejít vhodnou parametrizací těchto odporů.

Maximální zisk je dán odpory R_1 a R_3 v případě, že je potenciometr R_p vyřazen nebo vysunut na maximum. Pokud výchylka posuvníku potenciometru nabude maximální hodnoty, tak veškerý proud zpětné vazby protéká rezonančním obvodem a maximální zesílení je dáno vztahem

$$A_{max} = \frac{R_2}{R} + 1. \quad (5.32)$$

V případě vyřazení potenciometru je odpojena zpětná vazba a obvod působí jako pásmová zadržka. Na rezonančním kmitočtu je impedance tvořena pouze odporem R a značná část



Obr. 5.9: Parametrický filtr o jednom rezonančním kmitočtu

proudu protéká do nulového potenciálu země. Minimální zisk je dán vztahem

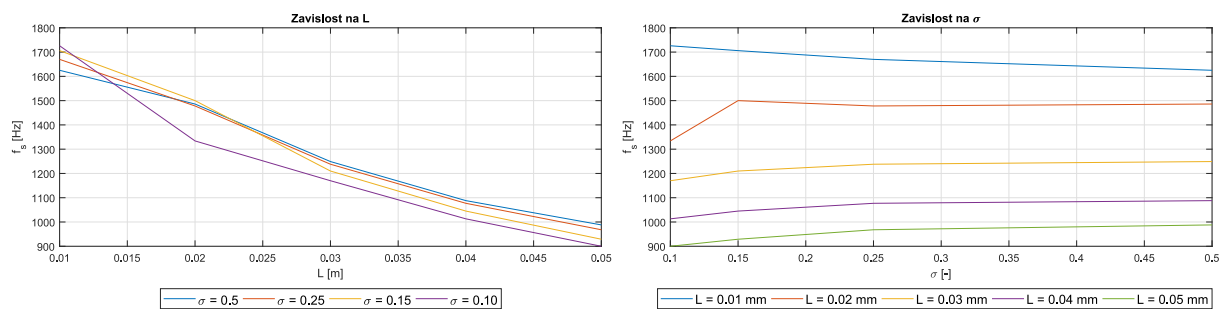
$$A_{min} = \frac{R}{R1} + 1. \tag{5.33}$$

V případě symetrického rozsahu jsou odpory $R1$ a $R2$ totožné [17]. Příloha D.4 obsahuje celkové schéma modelu zástavby reproduktoru s postupem výpočtu prvků jednotlivých filtrů.

Příprava měřených dat

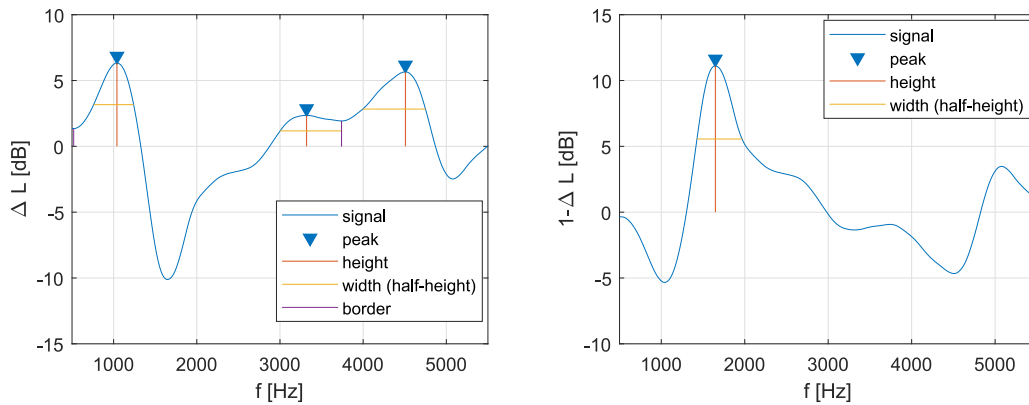
K analýze dat a nalezení závislosti parametrů filtrů byl využit výpočetní software MATLAB, který disponuje sadou nástrojů pro tento úkol. Pomocí rozšíření *Signal Processing Toolbox* byl z části automatizován proces zpracování dat.

Lokalizace rezonančních kmitočtů $f_{s,i}$ parametrických filtrů byla provedena pomocí funkce `findpeaks(x,y,'MinPeakProminence',kriterium)`, která dle vstupů x , y a doplňujícího parametru `kriterium` nalezne polohu a amplitudu lokálního maxima. Kritérium funkce je definováno jako minimální hodnota od maxima vyšetřované křivky. Lokální maximum je zaznamenáno v případě, kdy je alespoň o hodnotu kritéria větší než je trend křivky. Výstupem jsou vektory nalezených lokálních maxim x_{max} a y_{max} [21].

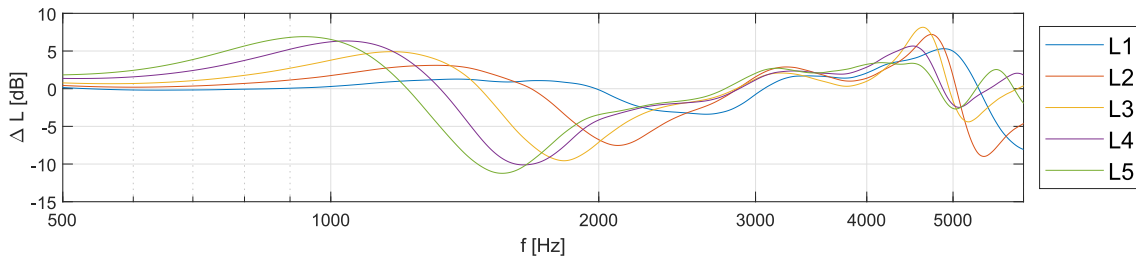


(a) Závislost na délce zvukovodu L při konstantním poměru volné plochy
 (b) Závislost na poměru volné plochy σ při konstantní délce zvukovodu

Obr. 5.10: Závislost rezonančních kmitočtů na parametrech zástavby pro filtr 1



(a) Lokalizace extrémů rozdílů zástavby L4 D1 VP25 vůči referenčnímu měření pomocí funkce `findpeaks()`



(b) Srovnání zástavby s mřížkou $\sigma = 0.25$ s proměnnou délkou zvukovodu

Obr. 5.11: Lokalizace rezonančních kmitočtů

Příklad lokalizace rezonančních kmitočtů a zisku filtrů je dán na obrázku 5.11a a na obrázcích 5.10a a b, kde jsou znázorněny závislosti rezonančního kmitočtu prvního parametrického flirtu na parametrech zástavby. Z takto získaných hodnot rezonančních kmitočtů a úrovní přenosu zástavby byly vytvořeny vstupní vektory pro optimalizační smyčku, která iterační metodou odhadne hodnoty zisků A_0 a činitelů jakostí Q_p parametrických filtrů. Počáteční podmínky smyčky byly zvoleny následně:

- Šířka pásma filtrů $BW = 300$ Hz.
- Zisk A_0 v dB z výstupu funkce `findpeaks()`.

Smyčka obsahuje dvě fáze, které se navzájem překrývají. V první fázi jsou iteračně přičítány či odčítány zisky filtrů. V druhé fázi je rozšiřována či zužována šířka pásma jednotlivých filtrů. Tyto dvě fáze se opakují dokud nejsou splněny následující podmínky:

- Maximální rozdíl zisků všech filtrů na rezonančních kmitočtech vůči měření není větší než 1 dB.
- Akumulovaná suma středních kvadratických odchylek v každém pásmu všech filtrů není větší než 1.

Výstupní hodnoty smyčky byly další inspekcí ručně doladěny. Zjednodušený příklad chování optimalizační smyčky pro jeden filtr je dán výpisem kódu 5.1.

Výpis kódu 5.1: Příklad optimalizační smyčky

```

1 % A0_akt ... opravoda hodnota na rezonancnim kmitoctu
2 % A0_dB ... hodnota aproximovaneho filtru
3 % n ... udava pocet iteraci , ze kterych se pocita trend
4 % k ... smernice primky pres n iteraci
5 tick=10; %krok zuzovani ci rozsirovani pasma
6 index=1;
7 while 1 %nekonecna smycka
8
9     k=rdsdm_log(end n,end)/n; % sledovani trendu RSDM mezi nekolika cykly
10    if (A0_dB - A_akt)> 1 %ukoncovaci kriterium
11
12        if A0_dB > A_akt %balancovaci kriterium
13            A0_dB=A0_dB - 0.001;
14        else
15            A0_dB=A0_dB + 0.001;
16        end
17    else
18        if rdsdm_akt > 1 %ukoncovaci kriteriumum
19            if k > k_old %kritérium sirky pasma
20                tick= tick; % změna znaménka
21            end
22            BW= BW - tick;
23        end
24    end
25
26    rdsdm_log(index)=rdsdm_akt; %uchova prubeh rdsdm
27    index=index+1; %indexace smycky
28
29    [A0_dB,BW]=makeFilter(fs ,A0_dB,BW); % vypocet filtru
30    k_old=k;
31    if index == M %opusti smycku po uplynuti M cyklu
32        break;
33    end
34 end

```

Regrese koeficientů filtrů

Úpravou přenosových funkcí 5.30 a 5.31 do tvarů

$$H_{peak,i}(j\omega) = \frac{(j\omega)^2 + j\omega(2\pi a_i) + \omega_0^2}{(j\omega)^2 + j\omega(b_i\omega_c) + \omega_0^2} \quad (5.34)$$

a

$$H_{cut,i}(j\omega) = \frac{(j\omega)^2 + j\omega(b_i\omega_c) + \omega_0^2}{(j\omega)^2 + j\omega(2\pi a_i) + \omega_0^2}, \quad (5.35)$$

kde

$$a_i = \frac{A_{0,i}}{Q_{p,i}} = A_{0,i}BW_i, \quad (5.36)$$

$$b_i = \frac{1}{Q_{p,i}}, \quad (5.37)$$

a

$$Q_{p,i} = \frac{f_{s,i}}{BW}, \quad (5.38)$$

kde index i je pořadové číslo filtru, a_i a b_i jsou koeficienty filtrů odvozené z parametrů zástavby, BW_i je šířka pásma filtru i .

Definicí koeficientů a_i a b_i je možné odvodit jejich závislost na poměru volné plochy σ a délce zástavby L . K tomuto účelu bylo vybráno rozšíření *Statistics and Machine Learning Toolbox* výpočetního software MATLAB. Žádanou funkcionalitou tohoto

rozšíření je výpočet koeficientů polynomu na základě vstupních dat. Výstupem funkce `fit(x,y,z,options)` jsou koeficienty polynomů p_n , které jsou vstupem k výpočtu koeficientů filtrů z rovnic 5.34, 5.35 a rezonančního kmitočtu $f_{s,i}$. Vyjádření koeficientů p_n je provedeno na základě vstupních vektorů $x = L, y = \sigma$ a $z = a_i, b_i, f_{s,i}$. Vstupem `options` jsou voleny stupně polynomu. Vstupní vektory rozměrů L a poměrů volné plochy σ jsou dány dle tabulek C.2 a 4.1. Příklad regrese rezonančního kmitočtu je dán kódem:

Výpis kódu 5.2: Příklad funkce pro získání koeficientů polynomu rezonančního kmitočtu

```

1 function [koef_fs , gof] = fsFit(L, VP, vstup_fs)
2 % vstup fsFit:
3 % L           - delka zástavby
4 % VP          - pomer volne plochy
5 % vstup_fs    - vektor rezonancnich kmitoctu pro vysetrovany filtr
6
7 % Vstupy konvertuje na data pro vyjadreni v 3D prostoru
8 [xData, yData, zData] = prepareSurfaceData( L, VP, vstup_fs );
9 % Stupen polynomu, L = x = 4. VP = y = 2
10 ft = fitype( poly42 );
11 % Regrese koeficientu polynomu
12 [fitresult , gof] = fit( [xData, yData], zData, ft , Normalize , on );

```

Funkce `fit()` využívá rekurzivního algoritmu založeného na Vandermondeho matici, který je popsán v [24]. Přesnějšího výsledku je možné dosáhnout normováním dat. Funkce `fit()` tuto možnost nabízí a postup normování je následující:

1) Odečtení střední hodnoty jednotlivých vstupních vektorů \vec{x} a \vec{y} :

$$\vec{x} - \bar{x} = \vec{x} - \frac{1}{n}(\sum_{i=1}^n x_i), \quad \vec{y} - \bar{y} = \vec{y} - \frac{1}{n}(\sum_{i=1}^n y_i)$$

2) Normování směrodatnou odchylkou jednotlivých vstupních vektorů \vec{x} a \vec{y} zbavených offsetu: $\vec{x}_n = \frac{1}{s_x}(\vec{x} - \bar{x})$, $\vec{y}_n = \frac{1}{s_y}(\vec{y} - \bar{y})$, kde $s_A = \sqrt{(\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n |A_i - \bar{A}|^2)}$

Vyjádření polynomů pro koeficienty a_i a b_i je provedeno obdobným způsobem, s tím rozdílem, že vstupem funkce `fitype()` je nyní argument `poly44`, který definuje stupeň polynomu $x=y=4$ [22].

Výsledkem rekurzivního algoritmu funkce `fit()` jsou dvourozměrné funkce závislosti na σ_N a L , které jsou popsány vztahy

$$f(L_N, \sigma_N)_{s,i} = p0_i + p1_i L_N + p2_i \sigma_N + p3_i L_N^2 + p4_i L_N \sigma_N + p5_i \sigma_N^2 + p6_i L_N^3 + p7_i L_N^2 \sigma_N + p8_i L_N \sigma_N^2 + p9_i \sigma_N^3 + p10_i L_N^4 + p11_i L_N^3 \sigma_N, \quad (5.39)$$

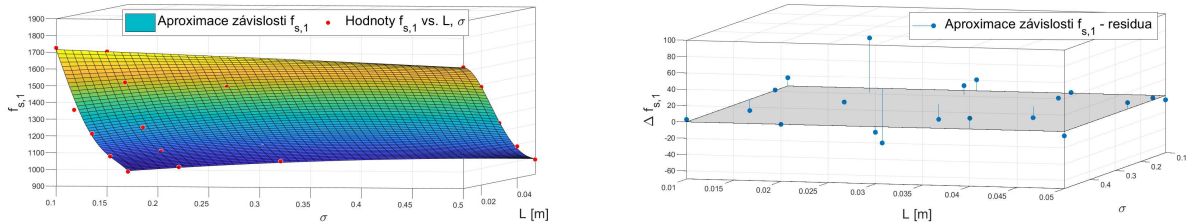
$$a(L_N, \sigma_N)_i = p0_i + p1_i L_N + p2_i \sigma_N + p3_i L_N^2 + p4_i L_N \sigma_N + p5_i \sigma_N^2 + p6_i L_N^3 + p7_i L_N^2 \sigma_N + p8_i L_N \sigma_N^2 + p9_i \sigma_N^3 + p10_i L_N^4 + p11_i L_N^3 \sigma_N + p12_i L_N^2 \sigma_N^2 + p13_i L_N \sigma_N^3 \quad (5.40)$$

a

$$b(L_N, \sigma_N)_i = p0_i + p1_i L_N + p2_i \sigma_N + p3_i L_N^2 + p4_i L_N \sigma_N + p5_i \sigma_N^2 + p6_i L_N^3 + p7_i L_N^2 \sigma_N + p8_i L_N \sigma_N^2 + p9_i \sigma_N^3 + p10_i L_N^4 + p11_i L_N^3 \sigma_N + p12_i L_N^2 \sigma_N^2 + p13_i L_N \sigma_N^3, \quad (5.41)$$

kde $p0_i$ až $p13_i$ jsou koeficienty polynomů z tabulky v příloze D.2, index i je příslušné pořadové číslo filtru, $\sigma_N = (\sigma - \bar{\sigma})/s_\sigma$ je normovaná hodnota poměru volné plochy a $L_N = (L - \bar{L})/s_L$ je normovaná hodnota délky zvukovodu.

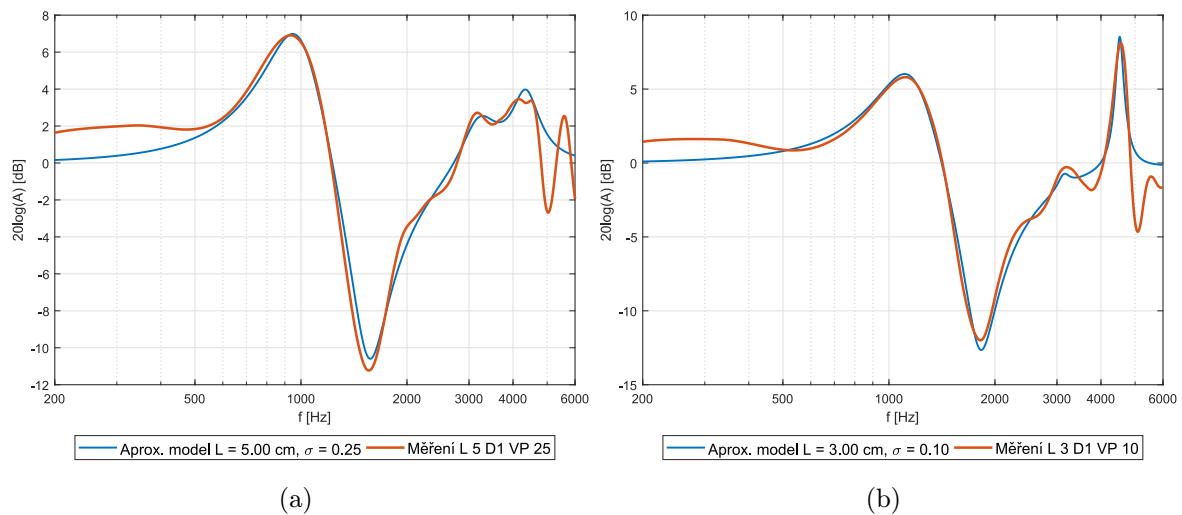
Grafická reprezentace parametrů koeficientů prvního filtru pásmové propusti je zobrazena na obrázcích 5.12, D.8 a D.7 včetně bodů, na které byla provedena polynomičká aproximace. V průběhu návrhu byly upravovány referenční hodnoty kvůli velikému rozdílu



Obr. 5.12: Reprezentace polynomu $f(L, \sigma)_{s,i}$

aproximovaných polynomů vůči referenčním bodům, kdy například residuum rezonančních kmitočtů některých filtrů bylo až 400 Hz.

Výsledek je znázorněn na zástavbě L5 D1 VP25 a L3 D1 VP10, jejichž průběhy přenosů jsou znázorněny na obrázku 5.13. V pásmu od 500 Hz do 5 kHz se měřená průběhy zástavby s aproximovaným regresním modelem shodují a jsou zaznamenány hlavní charakteristické vlastnosti zástavby. Vstupní koeficienty parametrických filtrů jsou v tomto případě vypočteny s maximální numerickou přesností, kterou výpočetní software MATLAB nabízí, tj. 32 platných míst za desetinnou čárkou.



Obr. 5.13: Simulace modelu s nejvyšší výpočetní přesností

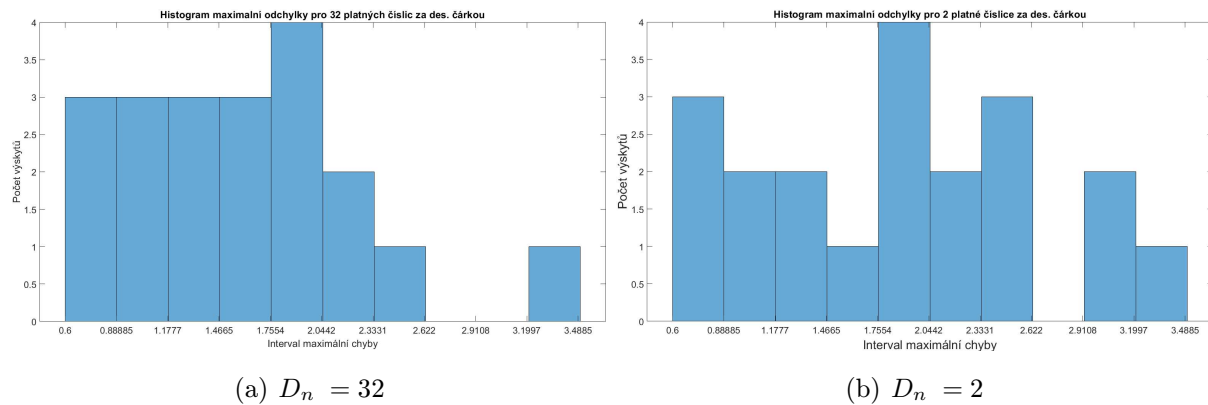
Vyhodnocení přesnosti modelu

Vyhodnocení chyb je provedeno napříč veškerými referenčními body, tj. vůči každému měření. Vstupy simulací jsou přesně měřené rozměry zvukovodu dle tabulky C.2. V případě koeficientů polynomu s přesností na 32 platných desetinných míst za desetinnou

čárkou, vykazuje regresní model rozdíly uvedené v prvním sloupci tabulky 5.2, kde D_n značí počet platných číslic za desetinnou čárkou. Vyšetřované pásmo je zvoleno od 500 Hz do 4800 Hz. Důvodem omezení pásma je použitá metoda vyhodnocení na základě výpočtu RMSD. Histogramy na obrázcích 5.14a a 5.14b ukazují četnosti maximálních absolutních chyb od měřených hodnot. Maximální odchylky od měřeného průběhu byly rozděleny do 6 intervalů se rozptylem intervalu přibližně 0.3 dB. Analýza ukazuje nezávislost relativní i absolutní chyby modelu až do $D_n = 2$. Maximální odchylky od referenčních bodů jsou téměř nezaznamatelné. Výsledky této analýzy vykazují o přesnosti modelu a zároveň o možnosti redukovat velikost koeficientů polynomů z praktických důvodu pouze na dvě platné číslice za desetinnou čárkou. Koeficienty polynomů p_{0i} až p_{13i} s menší přesností jsou uvedeny v tabulce D.1. Je nutné dodat, že se nejedná o zaokrouhlení absolutní hodnoty čísla, ale o počet číslic za první nenulovou hodnotou čísla.

Tab. 5.2: Chyby modelu v závislosti na počtu platných číslic za desetinnou čárkou

	$D_n = 32$	$D_n = 3$	$D_n = 2$
Maximální chyba v dB	3,47	3,46	3,47
RMSD	1,5983	1,598	1,909
$\Delta RMSD$ v %	0,31	0,31	0,39

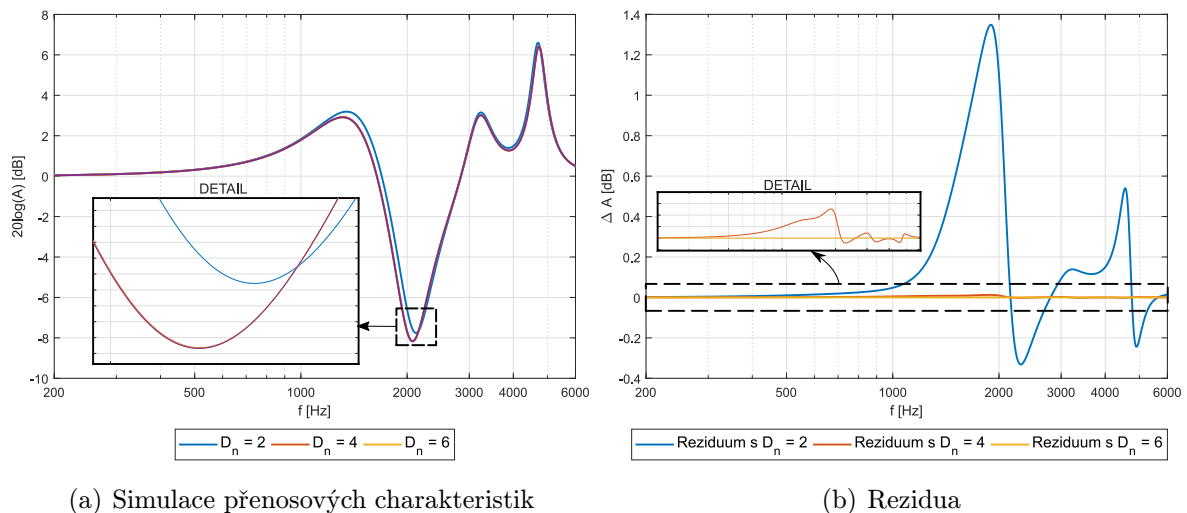


Obr. 5.14: Histogram maximálních odchylek od měření

V pásmu 500 Hz až 5500 Hz je trend obdobný, ovšem s maximální chybou přenosu 5,8 dB a tím pádem také větší relativní chybou $\Delta RMSD = 0.69 \%$, kvůli strmému poklesu měřené rozdílové charakteristiky v oblasti nad 5 kHz. Vliv omezení koeficientů na přenos modelu je patrný z obrázků 5.15a a 5.15, kde jsou uvedeny průběhy simulace v závislosti na přesnosti koeficientů polynomů.

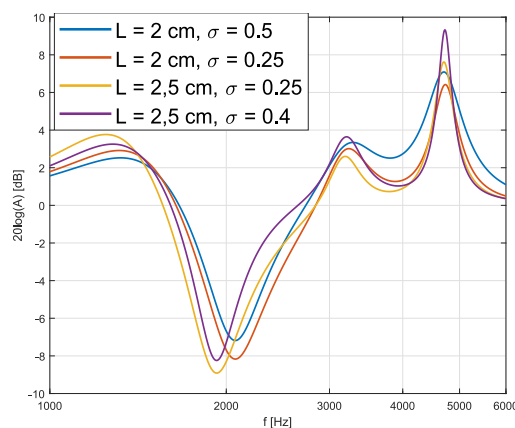
Simulace vykazují poměrně velkou shodu s referenčními body, ovšem model vznikl primárně kvůli odhadu vlivu zástavby mimo měřené rozdílové charakteristiky. Z teoretických simulací uvedených výše a aproximovaného polynomu funkce rezonančního kmitočtu

$f(L, \sigma)_{c,1}$ je patrný téměř lineární posuv rezonančního kmitočtu prvního filtru. Rozhodování o stupni polynomu rezonančního kmitočtu v závislosti na poměru volné plochy σ bylo určeno na základě absolutních rozdílů vůči referenčním bodům, kdy byla upřednostněna přesnost vůči zjednodušení výpočtu. Vliv volné plochy se převážně projevuje na rozložení akustického výkonu mezi lokálními maximy a délka zvukovodu ovlivňuje z pravidla kmitočty, na kterých jsou tyto maxima přítomny.



Obr. 5.15: Vliv přesnosti koeficientů polynomů na model

Regresní model tento trend sleduje v měřeném rozsahu, kdy v rozmezí $\sigma = 0.05$ až $\sigma = 0.60$ přibližně odpovídá trendům měření a teoretických simulací. Závislost na délce zvukovodu je již více komplexní, kdy v měřeném rozsahu odpovídá chování teoretickým modelům. Ovšem délky zvukovodů $L > 0.055 \text{ m}$ se již neshodují s trendy představené teoretickými simulacemi. Důvodem je silné ovlivnění zisků polynomy vyšších řádů, které jsou přímo závislé na vstupní délce L . Odhad vyšších kmitočtů, tj. chování zástavby, které nelze simulovat pouze soustředěnými parametry vykazuje obdobné chování. Polynomy vyšších řádů vykazují shodu v měřeném rozsahu, ovšem odhad mimo dané pásmo působnosti již značně zkreslují.



Obr. 5.16: Příklad simulace zástavby mimo referenční body

6

Diskuze

Práce jako celek popisuje návrh modelů zástavby s veškerými kroky, které byly realizovány v průběhu. Na základě této práce je možné dále pokračovat v testování dalších rozšiřujících kombinací zástavby. Snaha byla popsat průběh práce tak, aby byl zpětně proveditelný, a rekapitulací popsaných kroků, bylo možné dosáhnout shodných výsledků, které jsou prezentovány v přílohách či v textu práce. Prezentované modely budou primárně sloužit k odlehčení úsilí, které je potřeba vynaložit v akustických laboratořích FEL, aby byly zjištěny vlivy zástavby.

V průběhu práce bylo otestováno nespočet metod simulace zástavby reproduktoru, kde ke zdárnému konci vedou postupy dle autorů [13], [14] a také např. [16]. Většina autorů primárně vychází z pístového vyzařování adaptovaného na řadu děr definovanou vlnou plochou, na které aplikují vlastní empirické či jinak vyvozené korekce. Některé výsledky jsou uváděny pro velmi specifické případy, jako například v [15]. Autor uvádí aproximace pro velmi nízké poměry kmitočtů vůči průměru zvukovodu. Jelikož model na základě soustředěných parametrů byl vytvořen mimo rozsah práce, tak byl převzat původní předpis, z kterého autor vychází.

Shoda s výpočtem impedance krycí mřížky dle [13] byla neočekávaně dobrá, jelikož autor práci popisuje pro průměry děr menší než 1 mm. V praxi to může znamenat, že pro větší otvory krycích mříže model bude vykazovat mnohem většího odchylení, než je prezentováno touto prací.

Nespokojenost s výsledky založenými na kapitole 5.1 vedla k dalším úvahám. Z těchto úvah vznikl model na základě rozprostřených parametrů zástavby. Experimentálně byl sledován mimo pásmo reproduktoru až ke kmitočtům 25600 Hz. Na těchto kmitočtech nelze výsledky reprezentovat, jako velmi přesné. Grafy byly uvedeny až do kmitočtu 20 kHz kvůli shodě trendu s měřením, které jsou znázorněny v přílohách D.3. Dalším zajímavým zjištěním byl opakující se trend na všech útlumových charakteristikách. Příčina byla připsána odrazům od velmi krátkého vlnovodu vně kónického tvaru membrány, který je vytvořen nasazením zástavby. Je to ovšem odhad, který by bylo zajímavé vyšetřit.

Uvedený model alternativní metodu výpočtu, který byl převzat z [16], byla snaha zohlednit také zcela odlišný způsob řešení problému. Pro praxi je tento výpočet vlivu

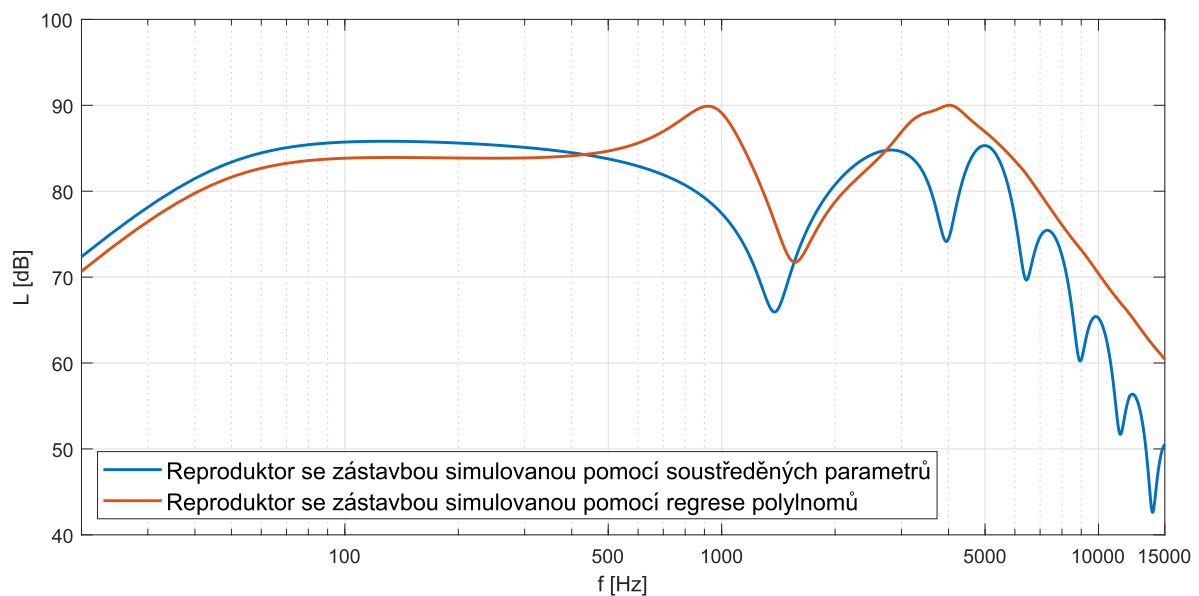
mřížky velice výhodný díky své jednoduchosti. Autor uvádí přesnost modelu ve velmi velkém rozsahu, překvapivě v nejširším rozsahu, který byl v průběhu práce zaznamenán. Nevýhodou je zanedbání viskózního efektu průchodu vzduchu mřížkou. Shoda s měřenými daty byla ovšem menší než u prezentovaného modelu dle [13].

V průběhu práce byly vyzkoušeny také metody, které by získanou praxí nebyly uvažovány. V případě teoretických modelů lze přesnost zvýšit zanesením komplexnějších vlivů. Ovšem náročnost tohoto úkolu nebude vykompenzována přesností. Z tohoto důvodu je rozšíření teoretických modelů spíše slepou uličkou, než řešením.

Regresní model na druhou stranu vykazuje dobrou shodu s měřením. V případě většího vstupu dat je možné jej zpřesnit. Ovšem je také možné jej zjednodušit odseparováním zisku A_0 z polynomů a_i resp. b_i a zkoumat vliv na více parametrech než je tomu nyní. Elegantní řešení, nese také využití FIR filtrů k ekvalizaci celého pásma.

Model mimo měřené rozsahy ztrácí prudce přesnost. Mírné rozšíření rozsahů by bylo možné v tomto případě dosáhnout experimentálním vyřazením polynomů p_2 až p_3 . Tímto krokem by bylo možné eliminovat silnou závislost zisků filtrů na délce zvukovodu L .

Na závěr jsou na obrázku 6.1 uvedeny modely zástavby s reproduktorem Xavian simulovaným v kapitole 3.



Obr. 6.1: Simulace reproduktoru Xavian osazeného zástavbou L5 VP50

7

Závěr

Cílem této práce bylo změřit akustické parametry reproduktorů v různých variantách zástavby a vyhodnotit závislosti akustických parametrů na změnách zástavby. Na základě poznatků získaných měření, je možné navrhnout model, který bude popisovat chování zástavby reproduktoru. Součástí modelu zástavby nesmí chybět model reproduktoru, na kterém ovšem model zástavby není přímo závislý.

Základy, na nichž práce staví, jsou teoretické poznatky získané z literatury, měřením přípravku, jež simuluje zástavbu reproduktoru, a důkladným zkoumáním měřených výsledků, ze kterých byly vybrány postupy pro návrhy prezentovaných modelů.

Měření probíhala na zhotoveném testovacím přípravku, který odráží parametry zástavby dveří automobilu. Byl zvolen běžně využívaný reproduktor v automobilovém průmyslu s nominální impedancí 4Ω tak, aby odrážel pokud možno nejpřesněji chování zástavby reproduktoru jako celku. Bylo vybráno 5 druhů mřížek s poměrem volné plochy σ od 10 % do 50 %. Délky zvukovodů zástavby L byly proměnné od 1 cm do 5 cm. Vliv zástavby s reproduktorem byl sledován na základě měření amplitudových frekvenčních charakteristik, které se projeví jako vložný útlumu zástavby. Rozborem vložného útlumu byly následně determinovány vlivy parametrů na změnu vložného útlumu.

Fluktuace spektrálního rozložení výkonu je dáno z velké části poměrem volné plochy, a frekvenční polohy fluktuací jsou dány délkou zástavby L . Toto pozorování také potvrzuje vyhodnocení průměrných chyb *MAPE*, které výrazně zpřehlednilo vyhodnocení měřených dat. Měřeními byly také potvrzeny teoretické úvahy o relativně nízké závislosti na poloměru děr krycích mřížek zástavby.

Jelikož chování zástavby bude vždy vyhodnocováno v kombinaci s reproduktorem, byl představen model reproduktoru vycházející z Thielle – Small parametrů a fyzických rozměrů reproduktoru. Požadavkem na model byla převážně jednoduchost pro praktické využití. Většinu prezentovaných korekcí reproduktoru je možné aplikovat v simulačním prostředí elektrických obvodů SPICE s využitím elektro-mechanické analogie. Model obsahuje mimo vstupy Thielle – Small parametrů také korekce ztrátového induktoru, vliv směrového vyzařování, vliv tuhosti membrány na horní mezní kmitočet reproduktoru, simulaci pístového vyzařování a osazení do uzavřené ozvučnice. V práci jsou předvedeny

simulace dvou reproduktorů.

V práci jsou prezentovány celkem tři modely zástavby, kdy dva jsou soustředěny na vyjádření vlivu zástavby dle teoretických poznatků a třetí model je postaven na základě regrese polynomů z měřených útlumových charakteristik. Teoretické modely sledují zástavbu pomocí soustředěných a rozprostřených parametrů. Výsledky simulací těchto modelů odpovídají trendům měření, avšak nedisponují velmi vysokou přesností. Důvodem rozdílů jsou aproximace a zanedbání některých vlivů. Pro sledování vlivu nízkých a středních kmitočtů je možné použít model se soustředěnými parametry. Chování zástavby na vysokých kmitočtech rámcově odráží model postavený na rozprostřených parametrech zástavby.

Model postavený na základě rozprostřených parametrů již přesahuje rozsah práce. Důvodem je poskytnutý středový reproduktor s kuželovou membránou, na kterém byly provedeny měření. Modelem byl předveden odhad chování zástavby na vyšších kmitočtech v poměru k slyšitelnému pásmu. Realizován byl jako další pohled, kterým lze zástavbu simulovat.

Alternativní model postavený na regresi polynomů koeficientů filtrů se skládá ze 3 filtrů pásmové parametrické propusti a jednoho filtru pásmové zádrže. Výběr filtrů byl dán na základě měřených průběhů vloženého útlumu. Tento model vykazuje největší přesnost v referenčních bodech. Chování mimo referenční body potvrzují teoretické modely potvrzujících trendy.

Alternativní model byl podroben zkoušce robustnosti na počet platných číslic za desetinnou čárkou. Model vykazuje z testů příznivé výsledky a koeficienty polynomů byly redukovány na 4 platné číslice za desetinnou čárkou. V případě rámcového odhadu postačují pouze 2 číslice za desetinnou čárkou.

Literatura

- [1] BERANEK, L., MELLOW T. *Acoustics: Sound Fields, Transducers and Vibration*. 2nd ed. London(United Kingdom): Elsevier Science, 2019. ISBN 978-0-12-815227-0.
- [2] PIERCE, ALLEN D., *Acoustics: An Introduction to Its Physical Principles and Applications*. 3rd ed. Cham(Switzerland): Springer Nature Switzerland, 2019. ISBN 978-3-030-11214-1.
- [3] SMETANA, C., *Praktická elektroakustika*. Praha: SNTL-Nakladatelství technické literatury, 1981.
- [4] KINSLER, L. E., *Fundamentals of acoustics*. 4th ed. New York: Wiley, 2000. ISBN 0-471-84789-5.
- [5] KOLMER, F., KYNCL J., *Prostorová akustika*. Praha: SNTL-Nakladatelství technické literatury, 1980.
- [6] HOWARD, C. Q., CAZZOLATTO, B. S. *Acoustic Analyses Using MATLAB and ANSYS, 1st. ed.th ed.* [online]. CRC Press: United Kingdom, 2015. <https://www.mathworks.com/academia/books/acoustic-analyses-using-matlab-and-ansys-howard.html>
- [7] ZÖLZER, U., *Digital audio signals processing*. 2nd ed. Chichester: John Wiley & Sons, 2008. ISBN 978-0-470-99785-7.
- [8] WRIGHT, Jh R., *An Empirical Model for Loudspeaker Motor Impedance*. J. Audio Eng. Soc, Vol. 38, No. 10, 749–754,(1990). Dostupné z: <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=6011>
- [9] LEACH, Jr., W. Marshall, *Loudspeaker Voice-Coil Inductance Losses: Circuit Models, Parameter Estimation, and Effect on Frequency Response*. J. Audio Eng. Soc, Vol. 50, No. 6, 442–450,(2002). Dostupné z: <http://www.aes.org/e-lib/browse.cfm?elib=11074>
- [10] VOVK, A., *Měření parametrů kytarových reproduktorů: Bakalářská práce*. ZČU Plzeň, 2017

- [11] IEC 60268-5., *Sound System Equipment - Part 5: Loudspeakers*. International Electrotechnical Commission, 2007. 58 p.
- [12] KHAIR, U. H., FAHMI, S. HAKIM, RAHIM R., *Forecasting Error Calculation with Mean Absolute Deviation and Mean Absolute Percentage Error*. *Journal of Physics: Conference Series* [online]. 2017, 930 [cit. 2020-06-18]. DOI: 10.1088/1742-6596/930/1/012002. ISSN 1742-6588. Dostupné z: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/930/1/012002>
- [13] MAA, D., *Potential of microperforated panel absorber*. *J. Acoust. Soc. Am.* 1998, 104 (5), 2861–2866.
- [14] INGARD, U., *On the theory and design of acoustic resonators*. *J. Acoust. Soc. Am.*, 1953, vol. 25, no. 6, p. 1037–1061.
- [15] KEEFE, D. H., *Acoustical wave propagation in cylindrical ducts: Transmission line parameter approximations for isothermal and nonisothermal boundary conditions*. *J. Acoust. Soc. Am.*, 1984, vol. 75, no. 1, p. 58–62.
- [16] PHONG, V., PAPOMOSCHOU, D., *High frequency acoustic transmission loss of perforated plates at normal incidence*. *J. Acoust. Soc. Am.* 2013, 134 (2), 1090–1101.
- [17] CARTER, B., An audio circuit collection, Part 3. *Signal Conditioning: Audio Amplifiers* [online]. 2001 [cited 15-06-20], p. 34–39. Dostupné z <https://www.ti.com/lit/an/slyt134/slyt134.pdf?ts=1592273246876>.
- [18] BOUNDARY LAYER., *NASA* [online]. 2015 [cit. 2020-06-11]. Dostupné z: <https://www.grc.nasa.gov/WWW/K-12/airplane/boundlay.html>
- [19] REPRODUKTOR H1-9040P., *Celestion* [online]. 2020 [cit. 2020-05-03]. Dostupné z: <https://celestion.com/product/119/h19040p/>
- [20] REPRODUKTOR FTR12-2565D., *Celestion* [online]. 2020 [cit. 2020-05-03]. Dostupné z: <https://celestion.com/product/189/ft122565d/>
- [21] *Signal Processing Toolbox User's Guide* [online]. 8.4th ed. Natick, Massachusetts: The MathWorks, 1.3.2020 [cited 16 June 2020]. Dostupné z: https://www.mathworks.com/help/pdf_doc/signal/signal.pdf.
- [22] *Statistics Toolbox For Use with Matlab* [online]. 5th ed. Natick, Massachusetts: The MathWorks, 1.10.2004 [cited 16 June 2020]. Dostupné z: https://www.mathworks.com/help/pdf_doc/stats/index.html.
- [23] PERFO LINEA., *Perfolinea.cz* [online]. 2020 [cit. 2020-06-10]. Dostupné z: <https://www.perfolinea.cz/derovane-plechy-kruhove-otvory>

- [24] THE VANDERMONDE MATRIX., University of Waterloo [online]. Waterloo, Canada: University of Waterloo [cit. 2020-06-16]. Dostupné z: <https://ece.uwaterloo.ca/~dwharder/NumericalAnalysis/05Interpolation/vandermonde>.

Příloha A

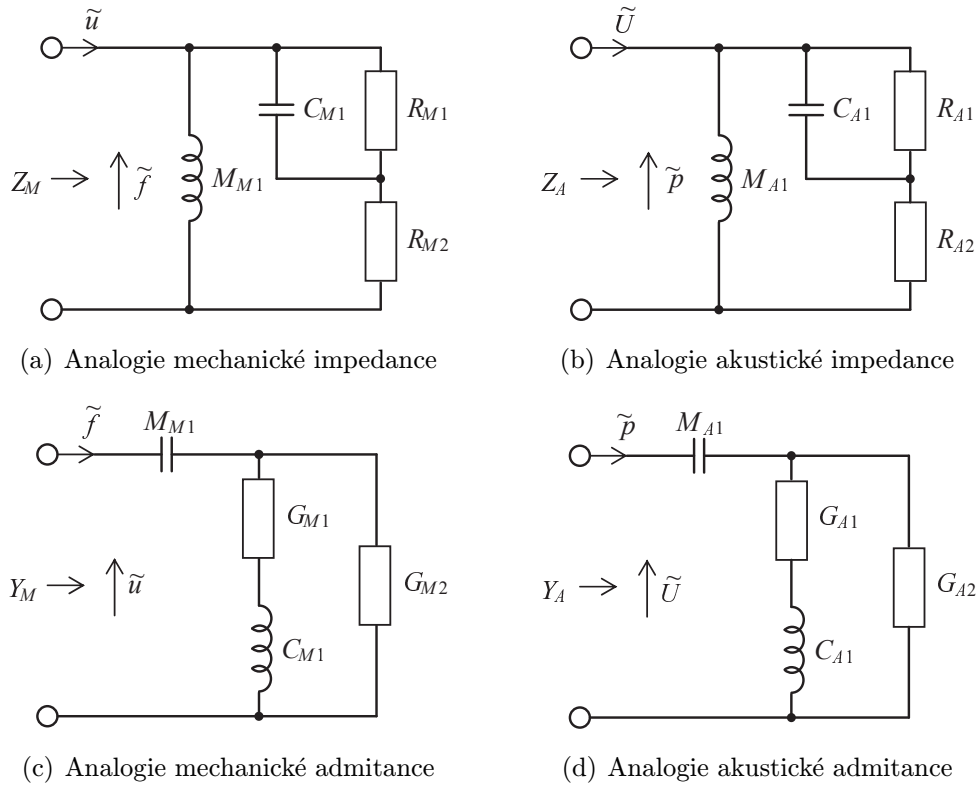
Teorie

A.1 Elektromechanická analogie

Prvek	Mechanická analogie		Akustická analogie	
	Admittance	Impedance	Admittance	Impedance
Generátor s nekonečnou impedancí a nulovou admittancí				
Generátor s nekonečnou admittancí a nulovou impedancí				
Analogie odporových a vodivostních prvků				
Analogie hmotnosti				
Analogie poddajnosti				
Obecná impedance a admittance				
Transformační prvek - konvertuje impedance. Vhodný k převodu mezi elektrickým, mechanickým či akustickým systémem	<p>Převod z mechanické na akustickou stranu (admittanční)</p> $\tilde{u} = \frac{\tilde{U}}{S}$ $\tilde{f} = S\tilde{p}$		<p>Převod z mechanické na akustickou stranu (impedanční)</p> $\tilde{f} = S\tilde{p}$ $\tilde{u} = \frac{\tilde{U}}{S}$	
Gyrační prvek - konvertuje admittanci na impedanci a naopak. Vhodný k převodu mezi elektrickým, mechanickým či akustickým systémem	<p>Mechanická admittance na akustickou impedanci</p> $\tilde{U} = S\tilde{u}$ $\tilde{f} = S\tilde{p}$		<p>Mechanická impedance na akustickou admittanci</p> $\tilde{p} = \frac{\tilde{f}}{S}$ $\tilde{u} = \frac{\tilde{U}}{S}$	

Obr. A.1: Přehled mechanických a akustických prvků v obvodové analogii [Převzato s úpravami z [1]]

A.2 Analogické aproximace pístu v nekonečné ozvučnici



Obr. A.2: Obvodová aproximace rozptylové impedance a admittance pístu v nekonečné ozvučnici nebo v uzavřené ozvučnici |Převzato s úpravami z [1]|

Prvky k obvodům A.2a a A.2c:

$$R_{M1} = 1,386a^2\rho_0c \quad [Ns/m] \quad (A.1)$$

$$R_{M2} = \pi a^2\rho_0c \quad [Ns/m] \quad (A.2)$$

$$C_{M1} = \frac{1,89}{\pi a\rho_0c^2} \quad [m/N] \quad (A.3)$$

$$M_{M1} = \frac{8a^3\rho_0}{3} \quad [kg] \quad (A.4)$$

$$G_{M1} = \frac{0,722}{a^2\rho_0c} \quad [m/Ns] \quad (A.5)$$

$$G_{M2} = \frac{1}{\pi a^2\rho_0c} \quad [m/Ns] \quad (A.6)$$

Prvky k obvodům A.2b A.2d:

$$R_{A1} = \frac{0,1401\rho_0c}{a^2} \quad [Ns/m^5] \quad (\text{A.7})$$

$$R_{A2} = \frac{\rho_0c}{\pi a^2} \quad [Ns/m^5] \quad (\text{A.8})$$

$$C_{A1} = \frac{1,89\pi a^3}{\rho_0c^2} \quad [m^5/N] \quad (\text{A.9})$$

$$M_{A1} = \frac{8\rho_0}{3\pi^2a} \quad [kg] \quad (\text{A.10})$$

$$G_{A1} = \frac{7,12a^2}{\rho_0c} \quad [m^5/Ns] \quad (\text{A.11})$$

$$G_{A2} = \frac{\pi a^2}{\rho_0c} \quad [m^5/Ns] \quad (\text{A.12})$$

Příloha B

Model reproduktoru

B.1 TS parametry

Tab. B.1: TS parametry reproduktoru Xavian

$l_{mikrofon}$	1 m
R_g	2 Ω
u_g	2,83 V
R_E	6,17 Ω
L_E	0,348 mH
f_s	42 Hz
Bl	7,3 Tm
S_D	122,7 cm ²
Q_E	0,48
Q_M	4,79
Q_T	0,44
M_{MD}	15,8 g
C_{MS}	0,9113 mm/N
R_{MS}	0,8649 Ns/m
G_{MS}	1,1562 m/Ns

B.2 Konstanty

Tab. B.2: Konstanty pro vzduch

Hustota vzduchu	ρ_0	1,1769	$\frac{kg}{m^3}$
Rychlost zvuku	c	347	$\frac{m}{s}$
Prandtlovo číslo	Pr	0,71	–
Koeficient viskozity vzduchu	η	$1,86 \cdot 10^{-5}$	$\frac{kg}{m \cdot s}$
Poissonova konstanta	γ	1,4	–

Tab. B.3: Materiálové konstanty Duralu

Objemová hustota	ρ_d	$2,7 \cdot 10^3$	$\frac{kg}{m^3}$
Youngův modul	E	$72 \cdot 10^9$	Pa
Poissonovo číslo	ν	0,33	–

Příloha C

Měření

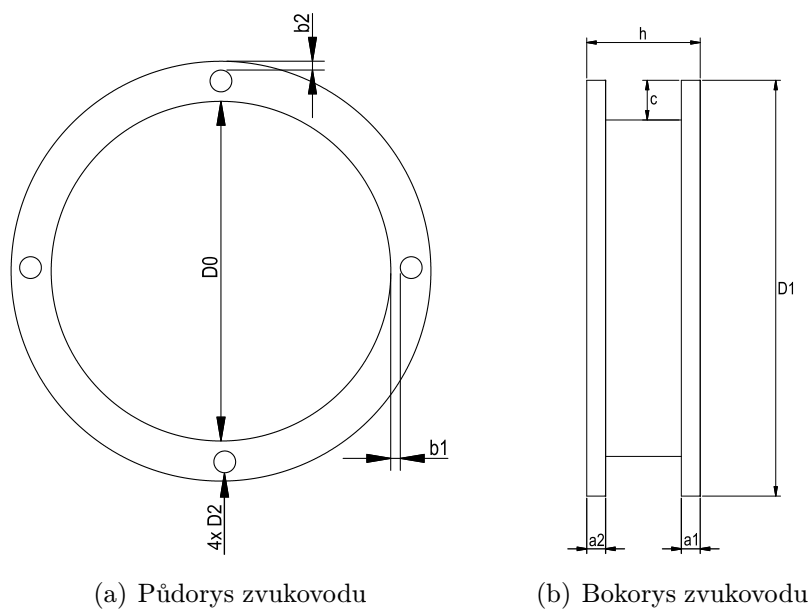
C.1 Návrh přípravku

Tab. C.1: Navržené rozměry zvukovodu k obrázku C.1

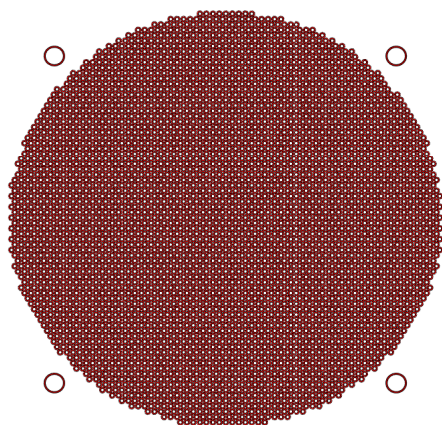
Označení zvukovodu	h	D0	D1	D2	a1	a2	b1	b2	c
L1	10,00	89,00	110,00	5,70	5,00	5,00	2,30	2,50	8,28
L2	20,00	89,00	110,00	5,70	5,00	5,00	2,30	2,50	8,28
L3	30,00	89,00	110,00	5,70	5,00	5,00	2,30	2,50	8,28

Tab. C.2: Reálné rozměry vytištěného zvukovodu k obrázku C.1

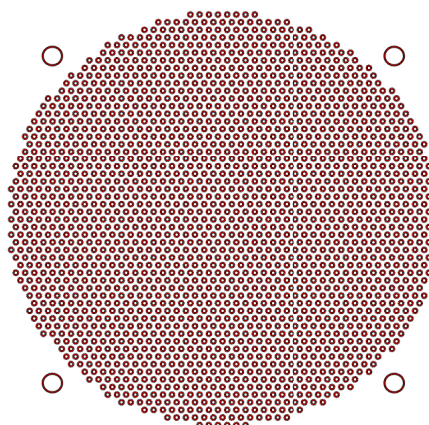
Označení zvukovodu	h	D0	D1	D2	a1	a2	b1	b2	c
L1	11,10	88,57	109,92	5,61	5,21	5,25	2,54	2,45	-
L2	20,70	88,55	109,97	5,70	5,47	5,39	2,50	2,84	8,85
L3	30,70	88,68	109,98	5,63	5,43	5,42	2,44	2,75	8,44



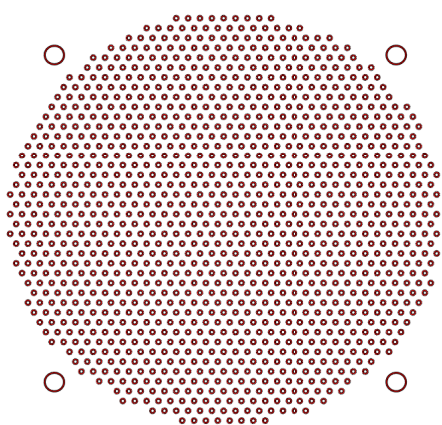
Obr. C.1: Obecný náčrt zvukovodu



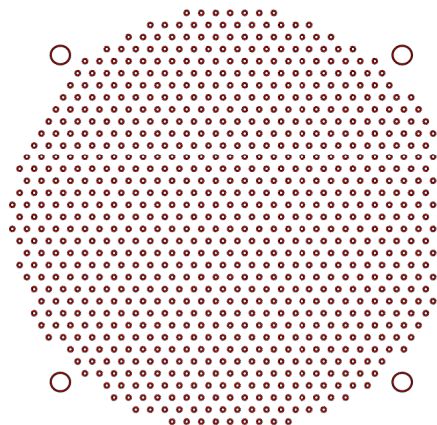
(a) D1 VP50



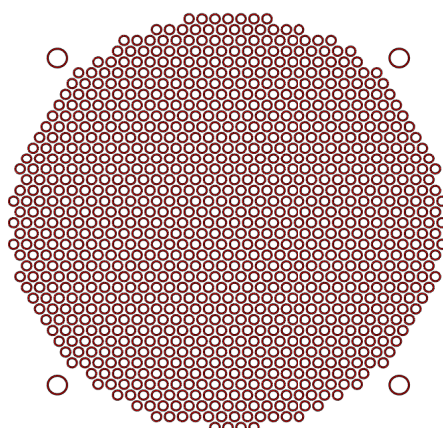
(b) D1 VP25



(c) D1 VP15

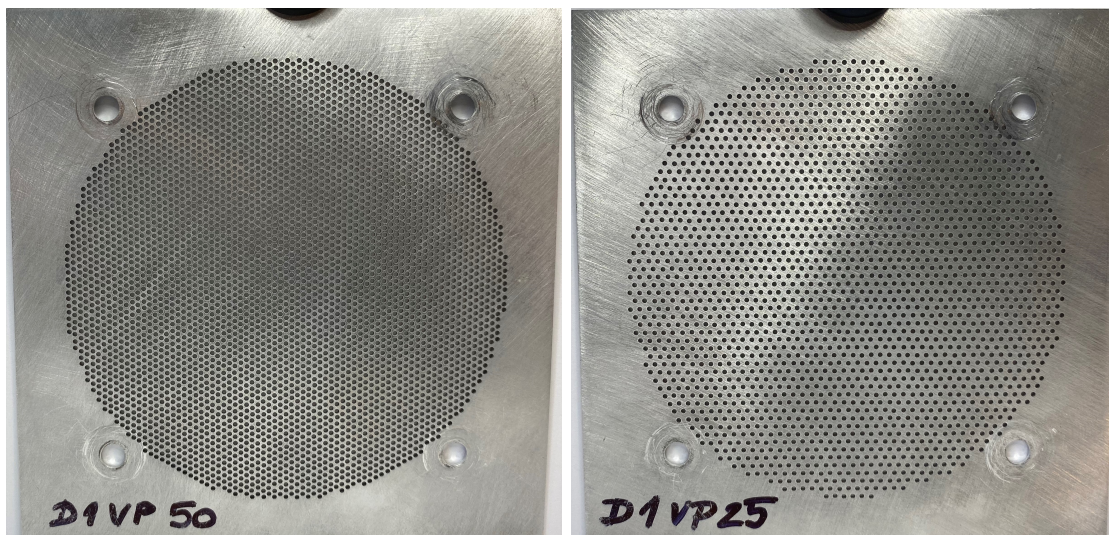


(d) D1 VP10



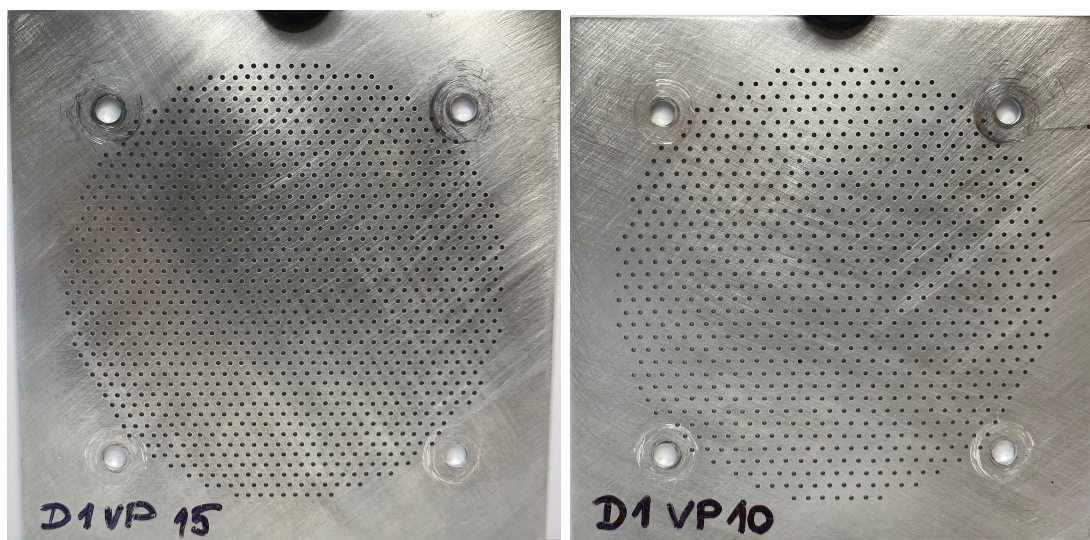
(e) D2 VP50

Obr. C.2: Návrh krycích mřížek pomocí výpočetního software MATLAB



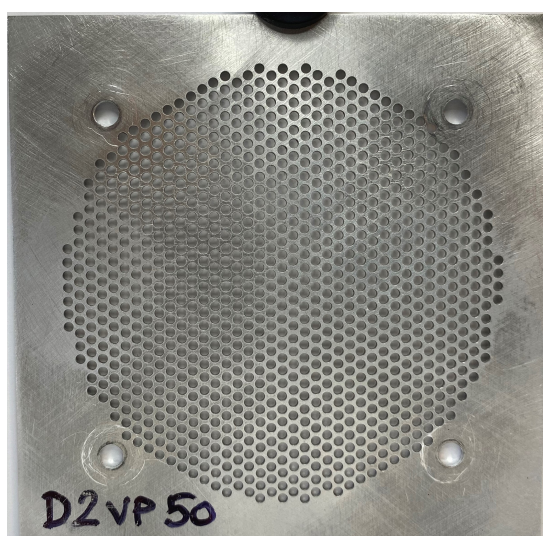
(a) D1 VP50

(b) D1 VP25



(c) D1 VP15

(d) D1 VP10



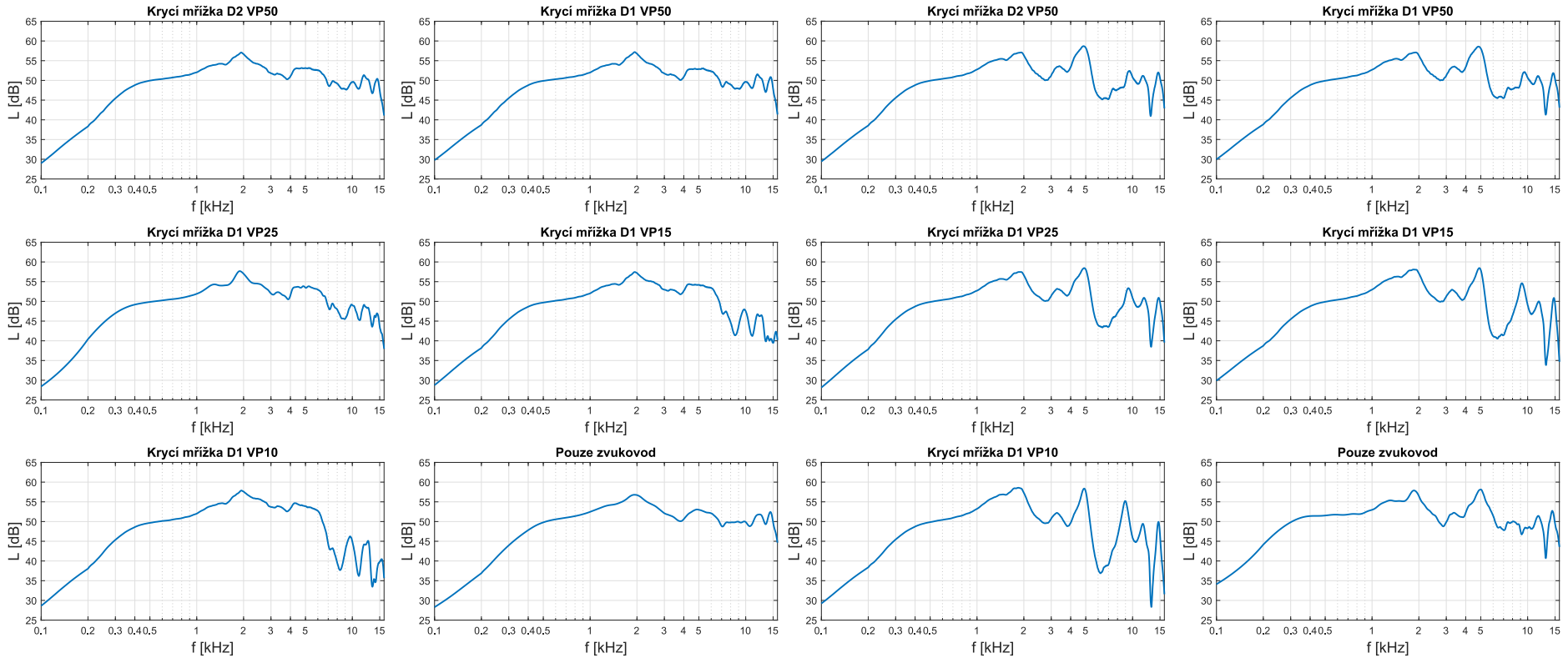
(e) D2 VP50

Obr. C.3: Realizované krycí mřížky

C.2 Měřené amplitudové frekvenční charakteristiky

Měřené charakteristiky pro zvukovod L0

Měřené charakteristiky pro zvukovod L1

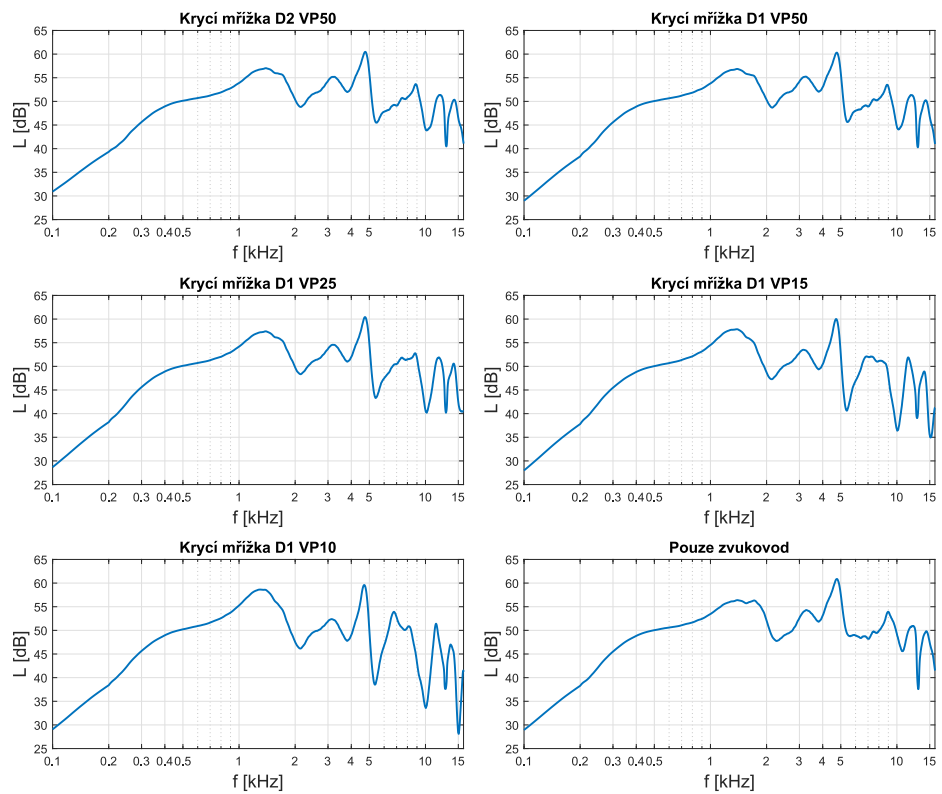


(a) Bez zvukovodu

(b) Zvukovod o délce 1.11 cm

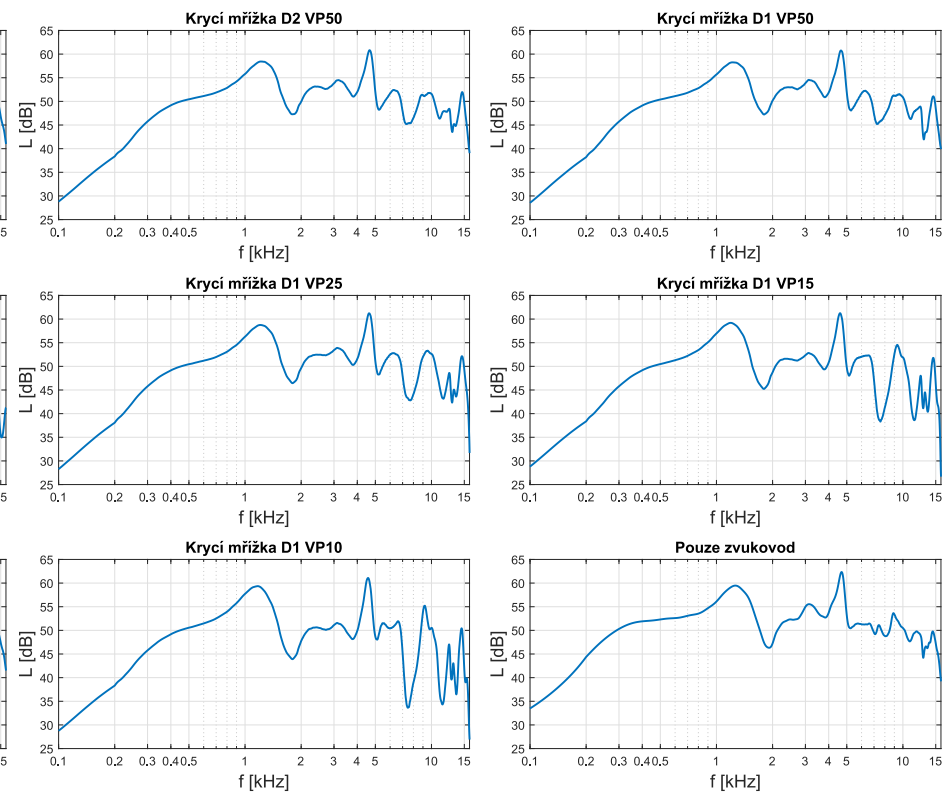
Obr. C.4: Měřené amplitudové frekvenční charakteristiky pro zvukovod L0 a L1

Měřené charakteristiky pro zvukovod L2



(a) Zvukovod o délce 2.07 cm

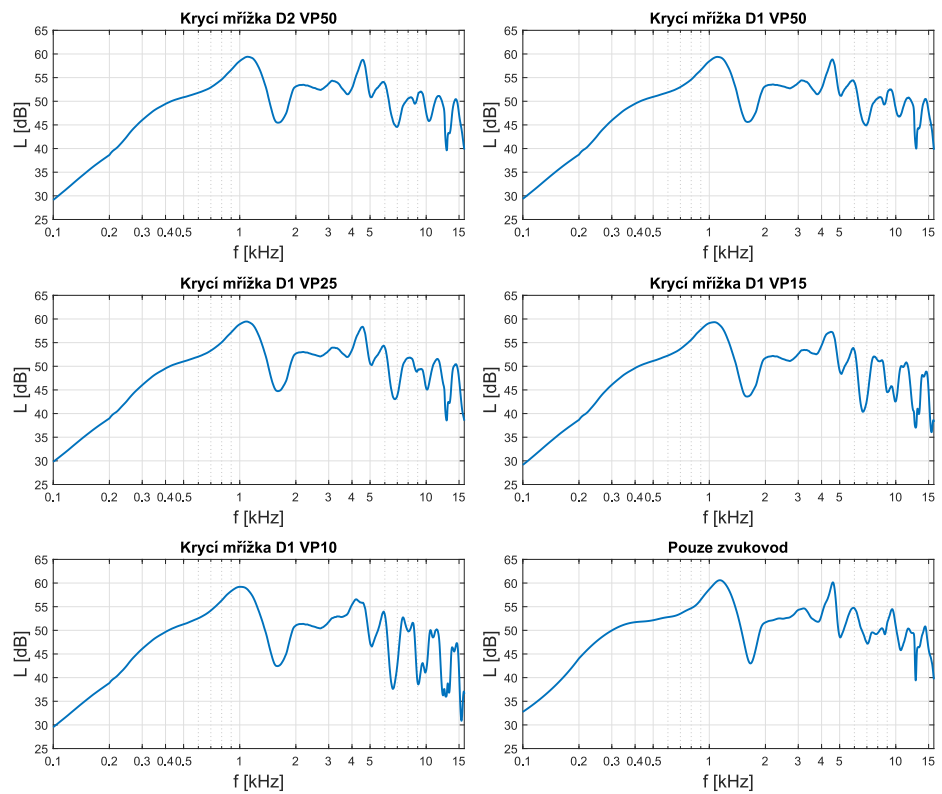
Měřené charakteristiky pro zvukovod L3



(b) Zvukovod o délce 3.07 cm

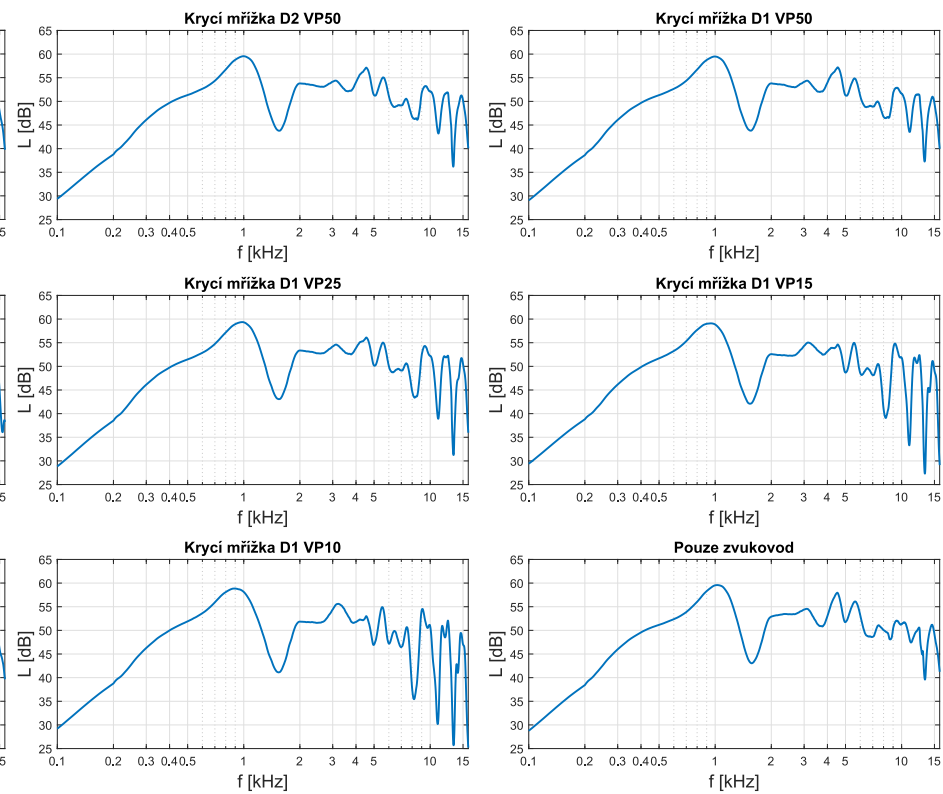
Obr. C.5: Měřené amplitudové frekvenční charakteristiky pro zvukovod L2 a L3

Měřené charakteristiky pro zvukovod L4



(a) Zvukovod o délce 4.18 cm

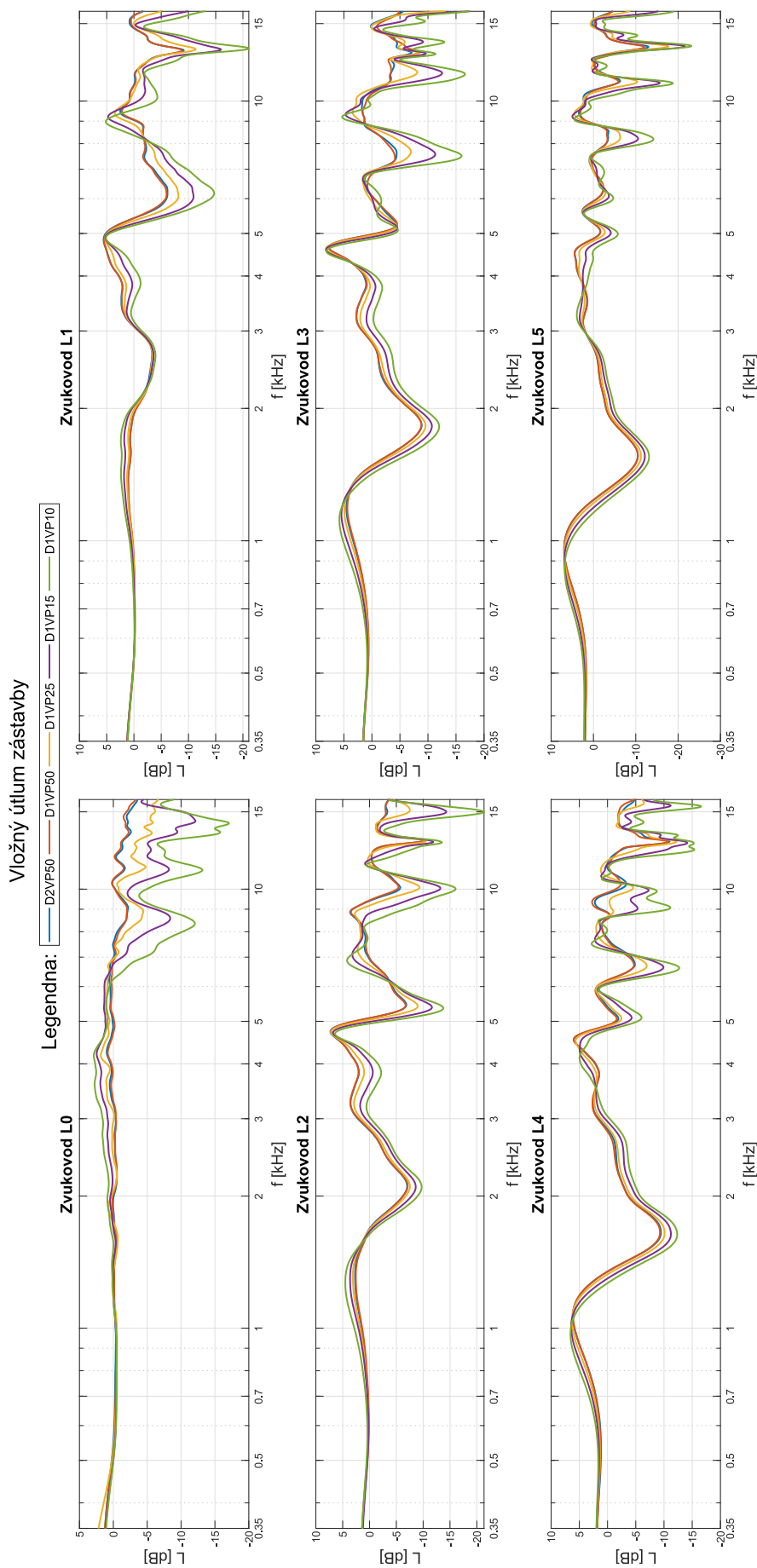
Měřené charakteristiky pro zvukovod L5



(b) Zvukovod o délce 5.15 cm

Obr. C.6: Měřené amplitudové frekvenční charakteristiky pro zvukovod L4 a L5

C.3 Vložný útlum

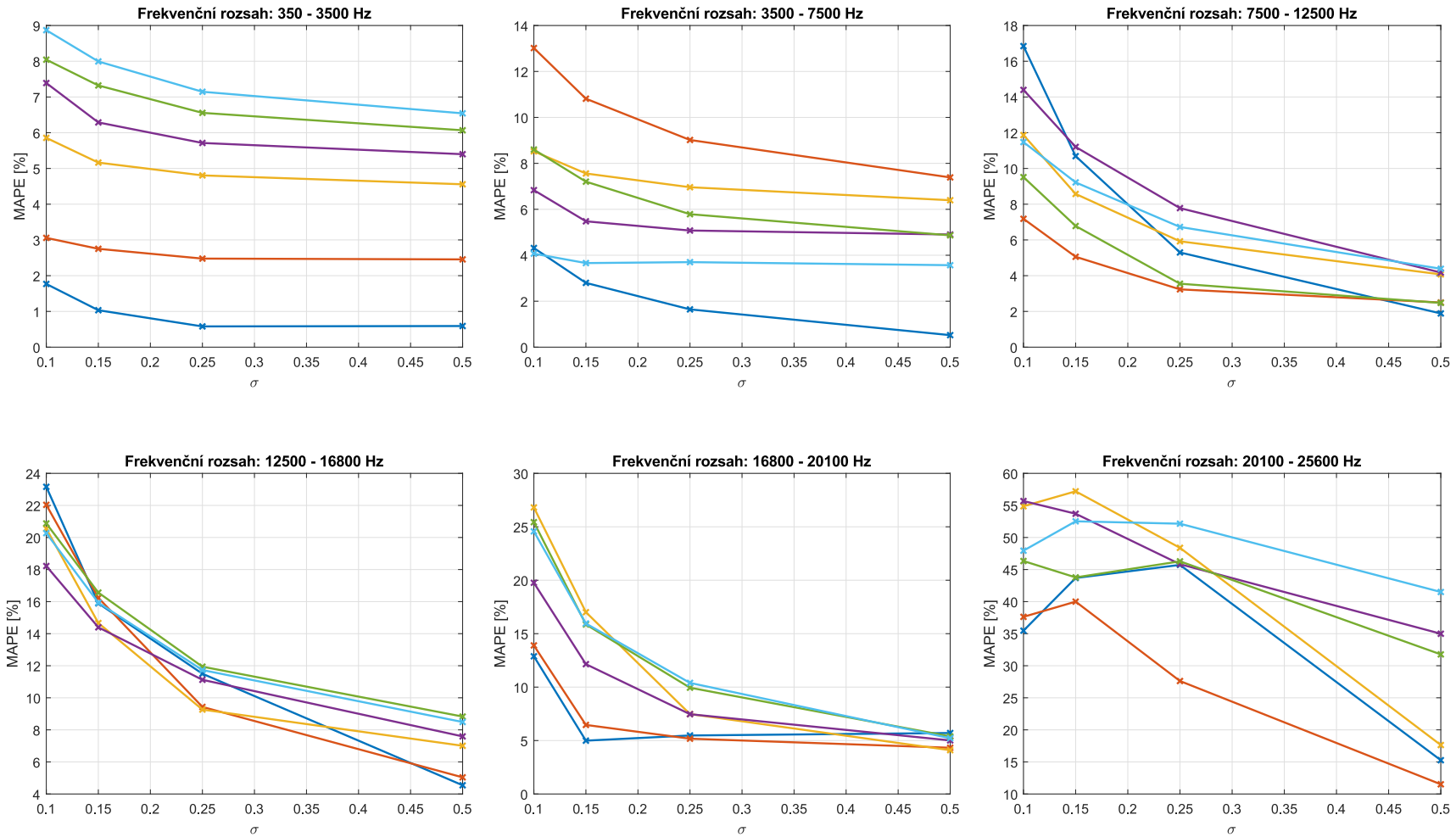


Obr. C.7: Vložný útlum zástavby

C.4 MAPE vůči referenčnímu měření

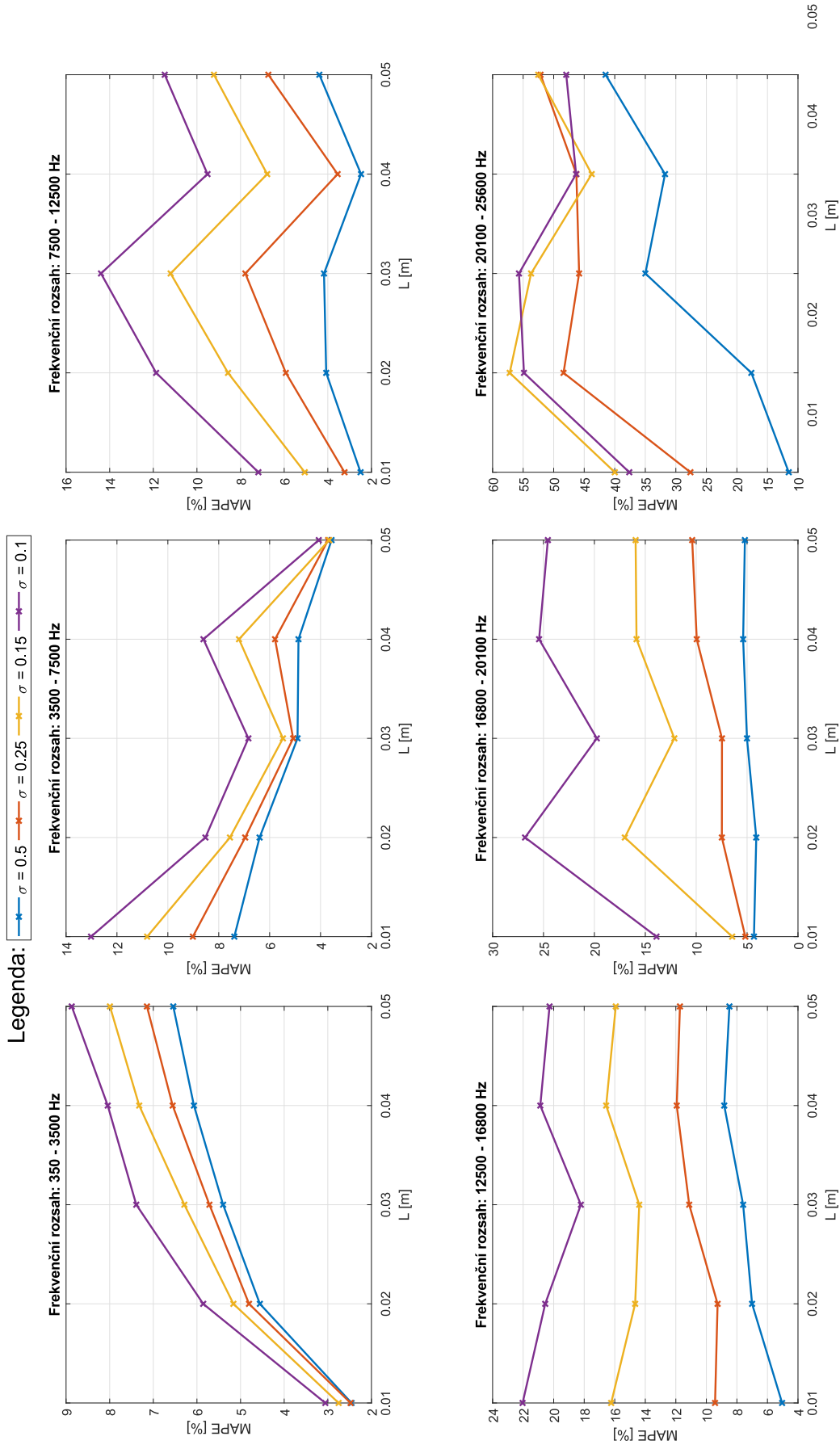
Rozdíl zástavby v závislosti na σ

Legenda: L0 L1 L2 L3 L4 L5



Obr. C.8: MAPE v závislosti na σ

Rozdíl zástavby v závislosti na L



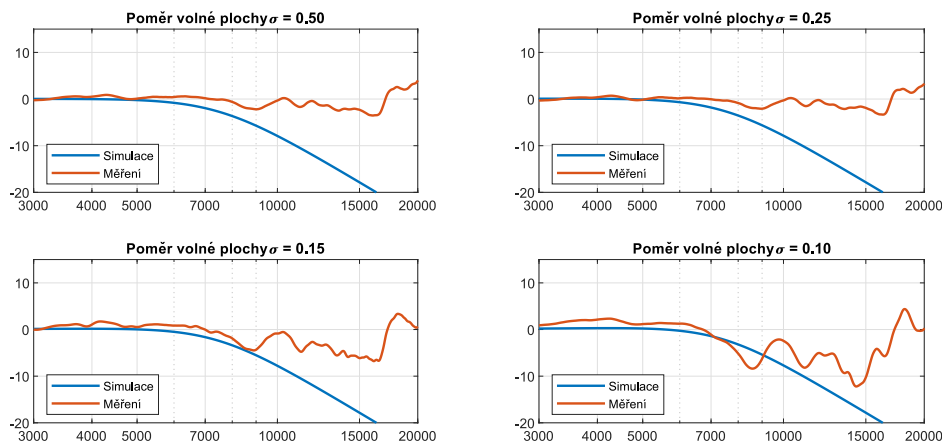
Obr. C.9: MAPE v závislosti na L

Příloha D

Model zástavby

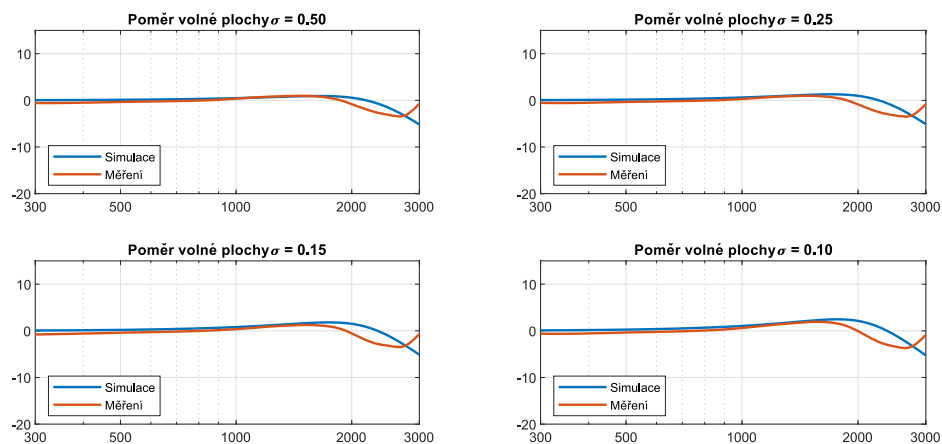
D.1 Simulace zástavby soustředěnými parametry

Zvukovod o délce $h=0.04$ cm



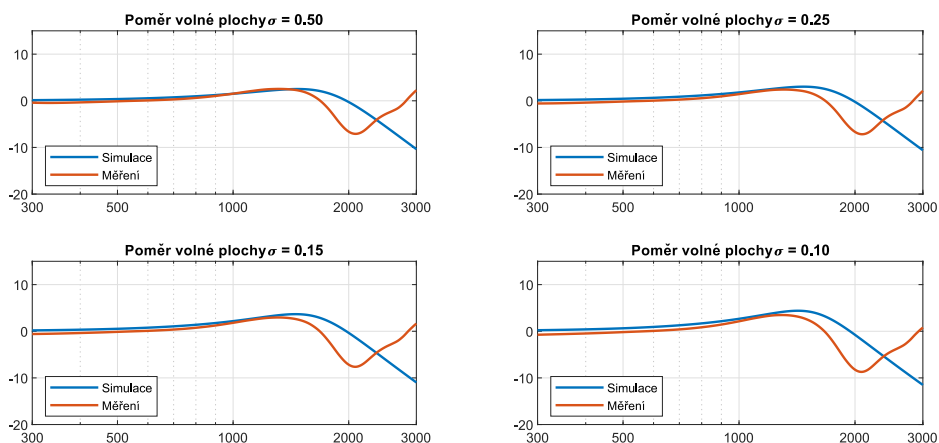
Obr. D.1: Simulace zástavby L0

Zvukovod o délce $h=1.11$ cm



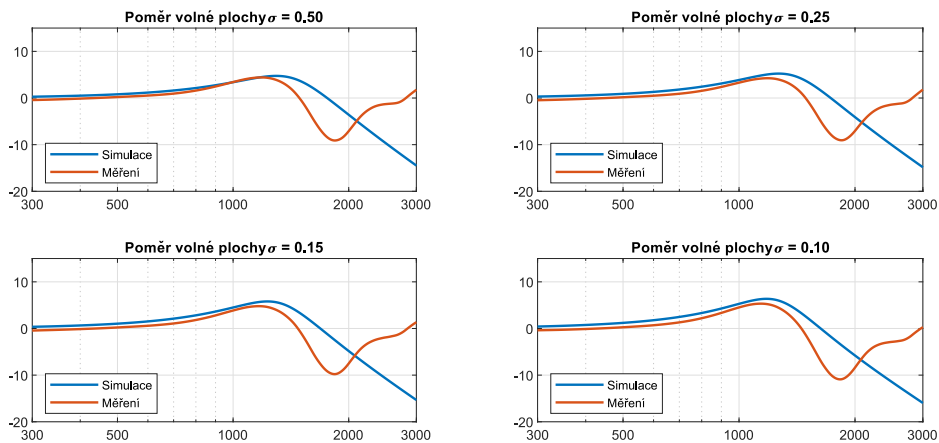
Obr. D.2: Simulace zástavby L1

Zvukovod o délce $h=2.07$ cm



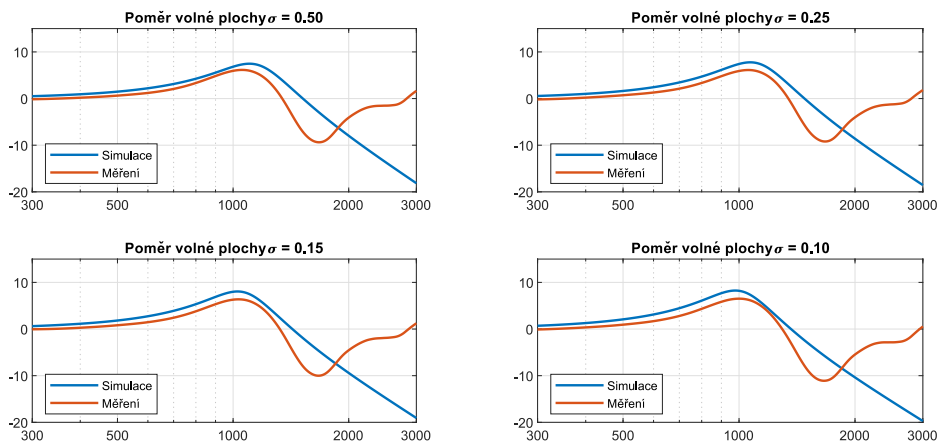
Obr. D.3: Simulace zástavby L2

Zvukovod o délce $h=3.07$ cm

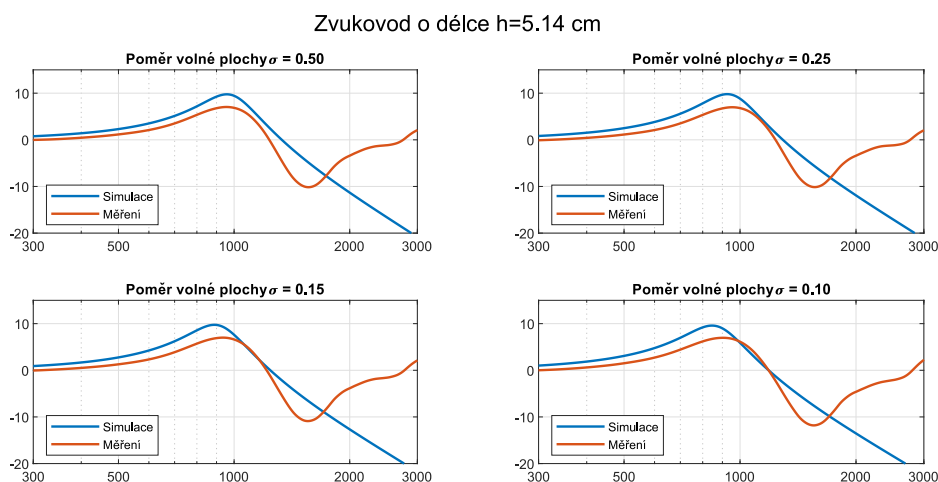


Obr. D.4: Simulace zástavby L3

Zvukovod o délce $h=4.18$ cm



Obr. D.5: Simulace zástavby L4



Obr. D.6: Simulace zástavby L5

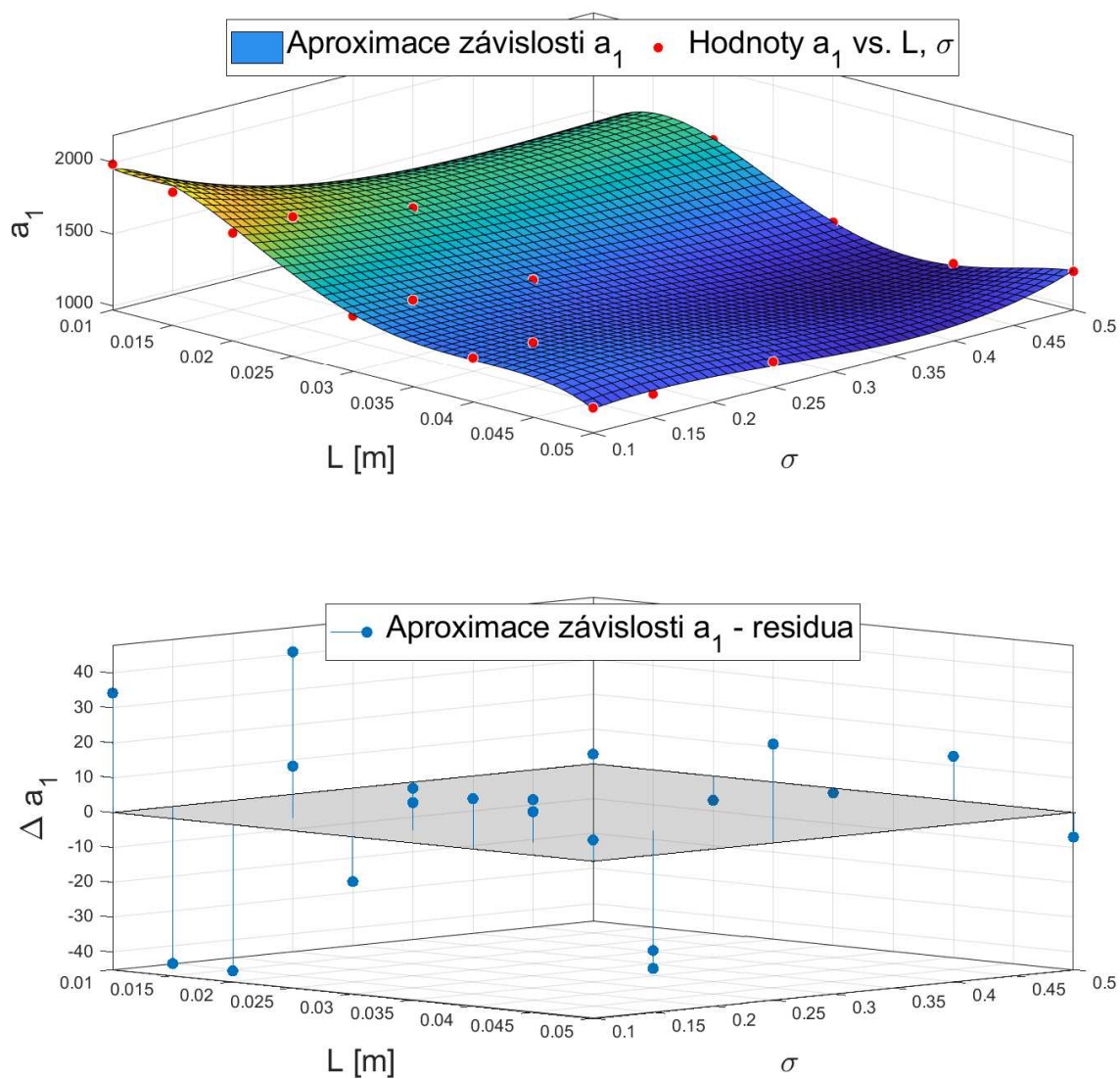
D.2 Koeficienty k výpočtu parametrických filtrů

Tab. D.1: Koeficienty filtrů s $D_n = 2$

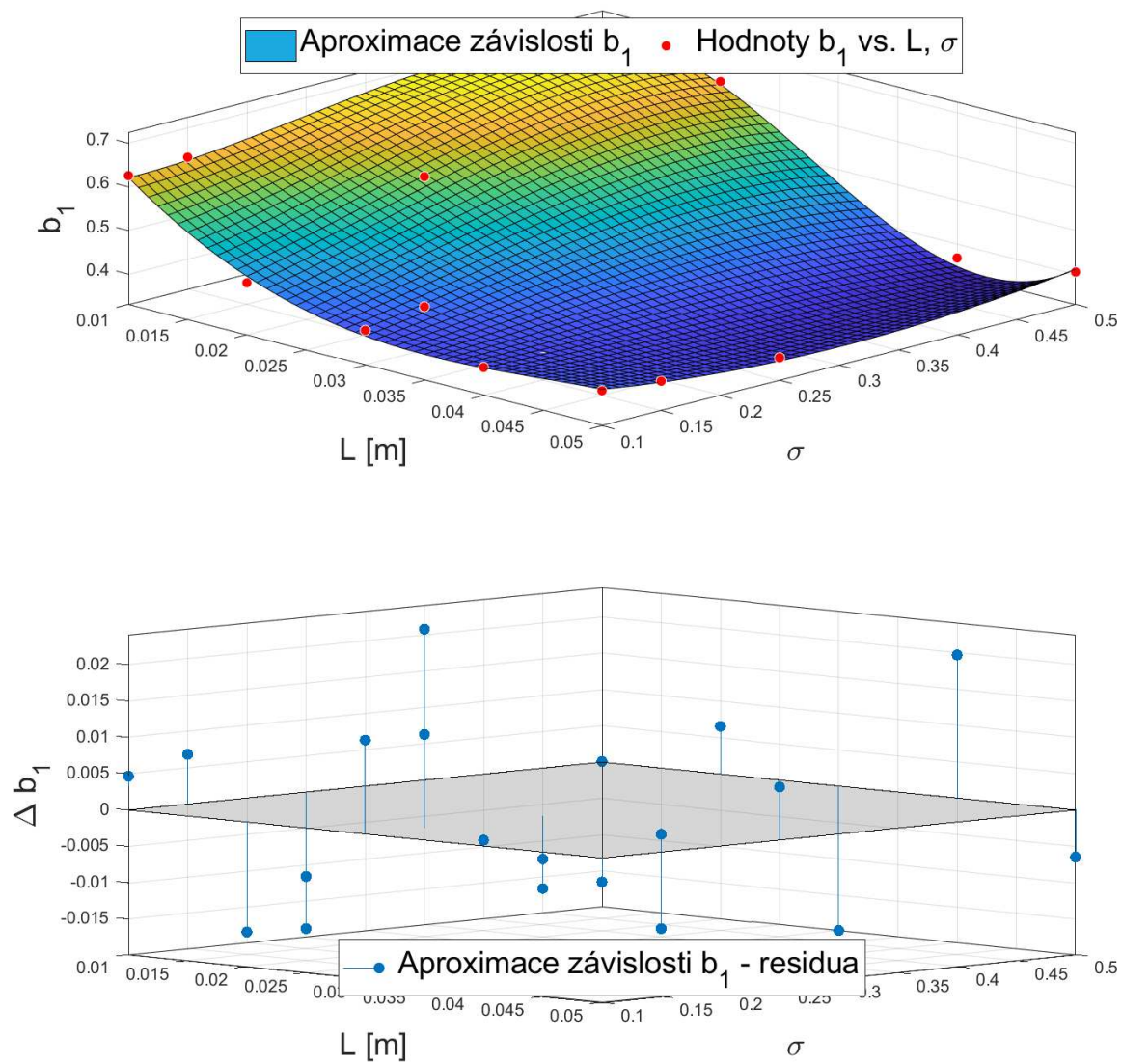
	FILTR 1			FILTR 2			FILTR 3			FILTR 4		
	a	b	f_s	a	b	f_s	a	b	f_s	a	b	f_s
p0	1300	0,45	1200	1400	0,18	1800	644	0,15	3200	811	0,071	4700
p1	-322	-0,14	-288	166	0,027	-222	377	0,092	36	333	0,045	-133
p2	-111	0,06	66	-599	-0,031	12	-45	-0,03	28	-222	-0,034	111
p3	300	0,044	87	499	0,069	44	1000	0,22	100	599	0,11	-91
p4	-57	-0,097	-15	388	0,047	3	-500	-0,12	-50	-63	-0,033	144
p5	-11	-0,015	-42	144	-0,017	-3,6	-200	-0,043	-11	-222	-0,028	-71
p6	111	0,016	6,1	-344	-0,05	-133	-433	-0,062	-29	-255	-0,021	-49
p7	-45	-0,021	-34	86	-0,00083	-1,9	-74	-0,01	-24	88	-0,0038	60
p8	-83	0,0094	-4,8	-26	0,014	1,1	-85	-0,034	18	98	0,018	-93
p9	18	-0,012	-24	87	0,023	83	166	0,041	-51	222	0,03	37
p10	-166	-0,0052	24	-21	-0,0069	-2,4	-288	-0,089	6,5	-166	-0,028	14
p11	63	0,037	18	-94	-0,0075	1,3	55	0,022	7,8	133	0,0092	-43
p12	60	0,015	0	-6,8	0,0016	0	-19	-0,0024	0	39	0,011	0
p13	48	0,0084	0	-74	-0,022	0	177	0,043	0	-188	-0,012	0

Tab. D.2: Koeficienty filtrů s $D_n = 4$

	FILTR 1			FILTR 2			FILTR 3			FILTR 4		
	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>fs</i>	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>fs</i>	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>fs</i>	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>fs</i>
p0	1286,0045	0,4583	1256,4875	1375,5257	0,1764	1817,4633	630,5859	0,1448	3176,1932	799,8272	0,0695	4666,0837
p1	-320,5650	-0,1392	-287,5850	143,3323	0,0247	-240,1073	364,1196	0,0933	37,8565	333,2306	0,0463	-139,5949
p2	-114,0979	0,0606	65,7376	-593,3024	-0,0309	12,3361	-45,4479	-0,0302	27,8034	-213,2938	-0,0338	105,4758
p3	281,5171	0,0365	66,8751	535,7081	0,0767	35,8349	1110,6661	0,2349	112,9679	657,8213	0,1192	-118,4232
p4	-56,4189	-0,0991	-14,5044	382,3952	0,0465	2,5832	-497,7708	-0,1167	-50,3226	-55,0884	-0,0328	147,8589
p5	-8,5775	-0,0153	-41,8290	139,0292	-0,0170	-3,6456	-194,2953	-0,0429	-11,2560	-218,9161	-0,0284	-71,1407
p6	103,4122	0,0192	13,2368	-316,6895	-0,0465	-109,2033	-415,2079	-0,0631	-30,3555	-244,0146	-0,0211	-39,8376
p7	-40,4571	-0,0205	-32,4263	86,3728	-0,0009	-2,0027	-72,4978	-0,0096	-23,3228	86,2833	-0,0041	61,2407
p8	-83,0256	0,0097	-4,5881	-27,6018	0,0134	1,1188	-81,8363	-0,0335	18,4755	98,9291	0,0182	-93,1652
p9	17,9113	-0,0120	-17,0822	87,1335	0,0228	79,2244	164,9580	0,0409	-54,9861	222,0875	0,0302	47,7378
p10	-147,1376	-0,0030	22,8992	-55,4201	-0,0121	-2,1183	-332,6177	-0,0974	6,1432	-199,8615	-0,0340	12,2863
p11	59,4596	0,0376	17,6476	-96,5664	-0,0074	1,3373	55,5004	0,0221	7,7485	129,2269	0,0091	-42,7032
p12	57,9275	0,0147	0,0000	-8,6585	0,0016	0,0000	-20,4034	-0,0029	0,0000	39,5094	0,0113	0,0000
p13	49,3047	0,0083	0,0000	-71,2472	-0,0219	0,0000	165,4224	0,0424	0,0000	-182,8760	-0,0122	0,0000



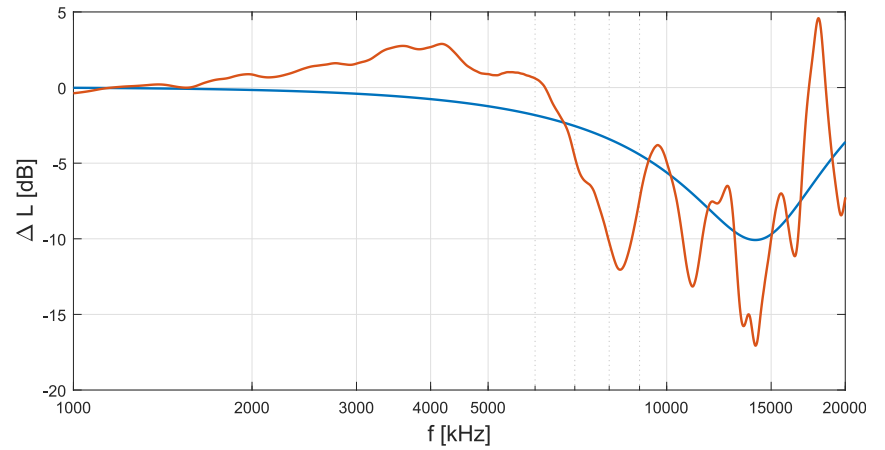
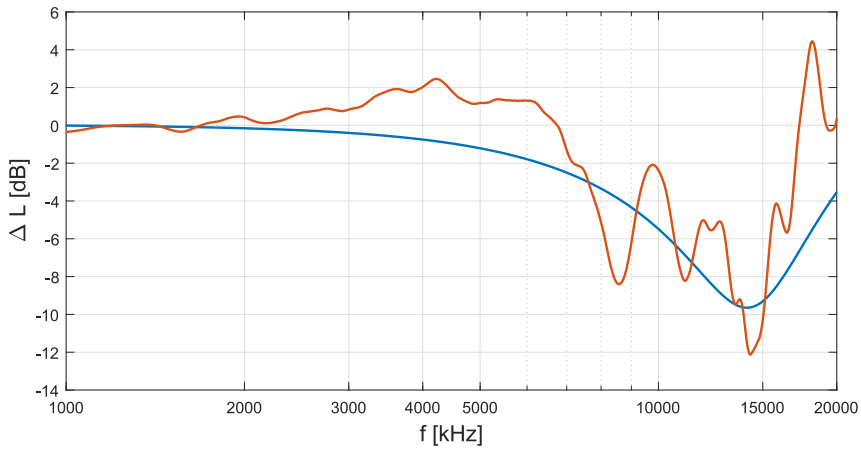
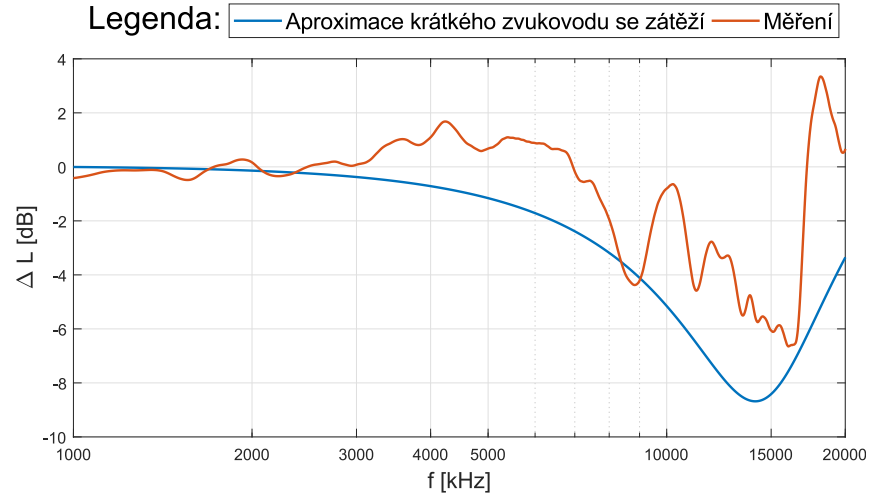
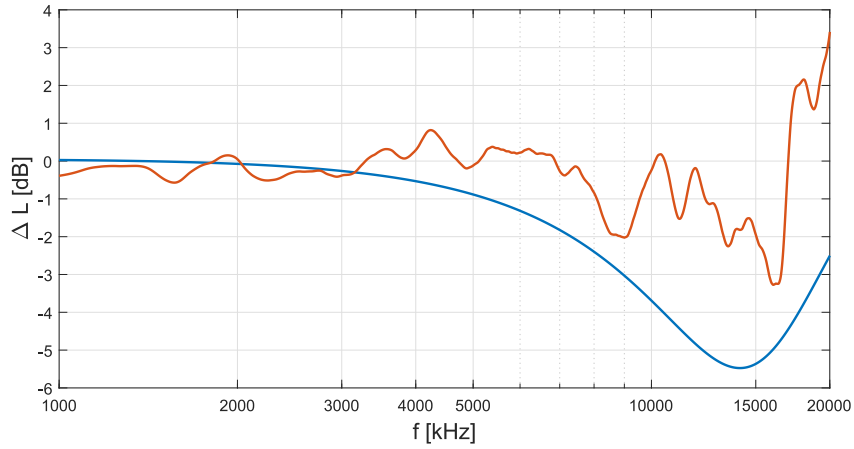
Obr. D.7: Reprezentace polynomu $a(L, \sigma)_i$



Obr. D.8: Reprezentace polynomu $b(L, \sigma)_i$

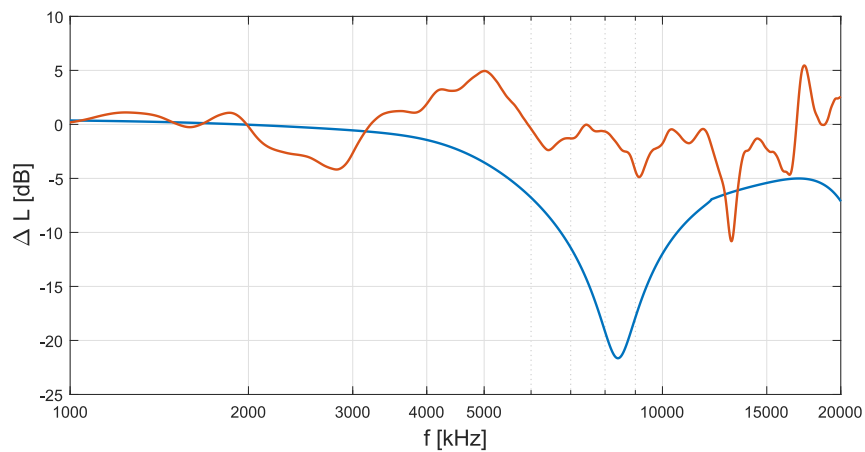
D.3 Simulace s rozprostřenými parametry

Zástavba L0

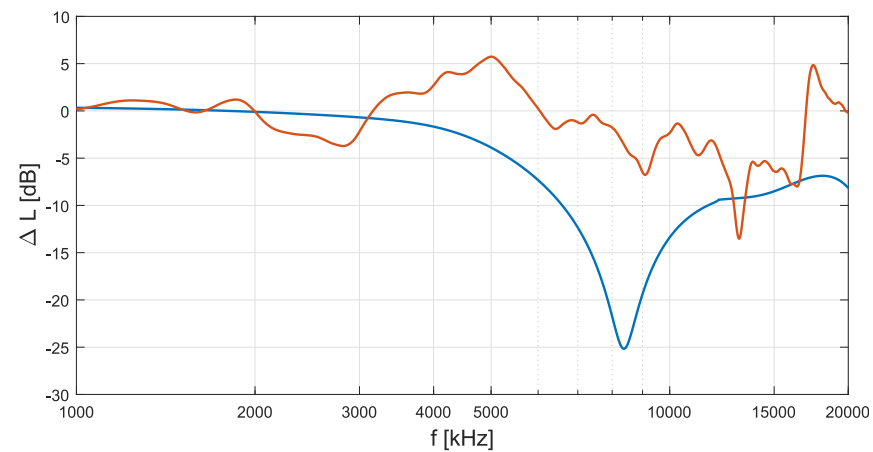


Obr. D.9: Simulace zvukovodu L0 se soustředěnými parametry

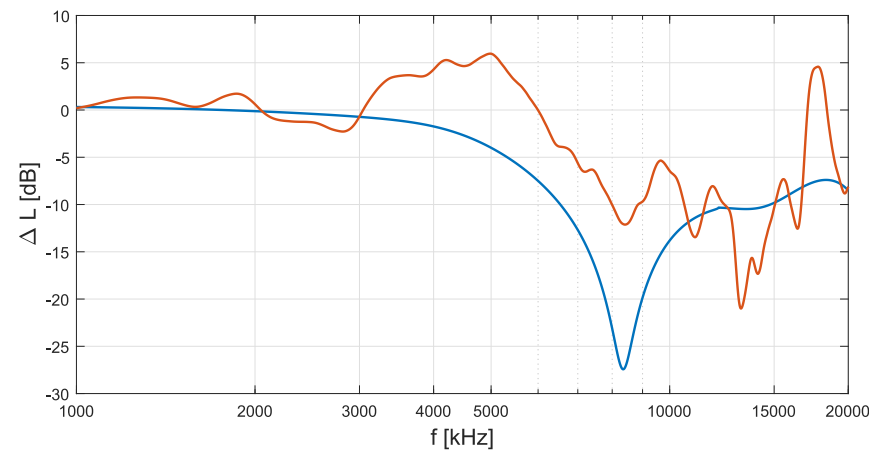
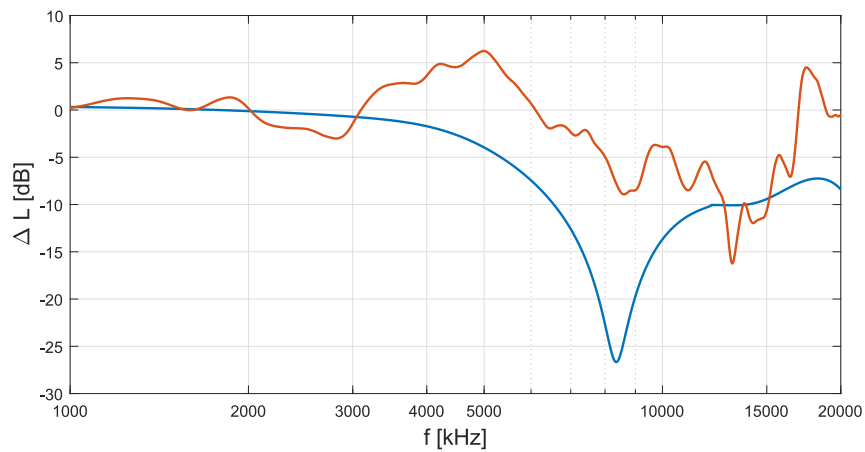
Zástavba L1



Legenda: — Aproximace krátkého zvkovodu se zátěží — Měření

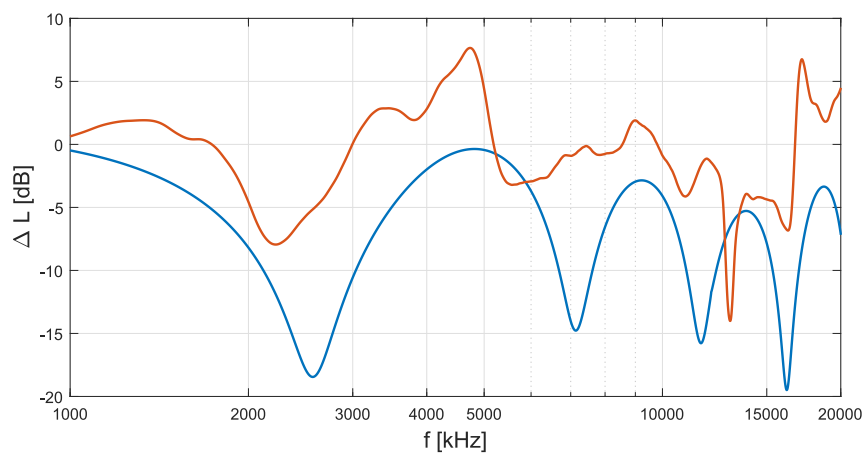


79

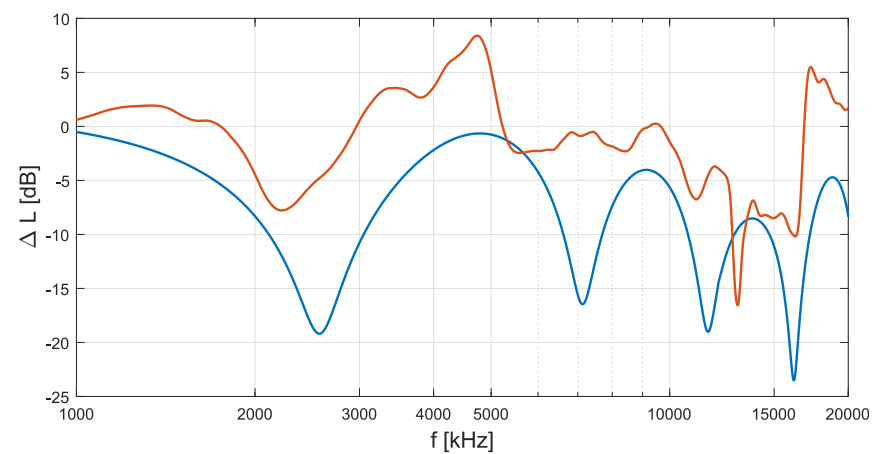


Obr. D.10: Simulace zvkovodu L1 se soustředěnými parametry

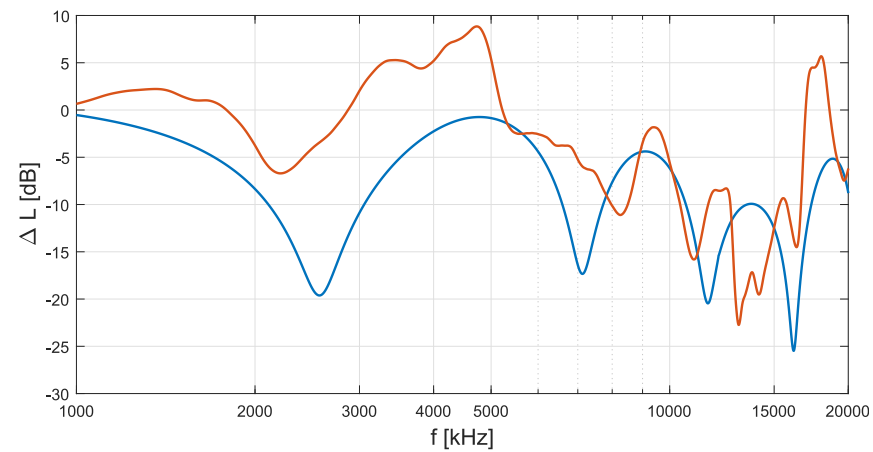
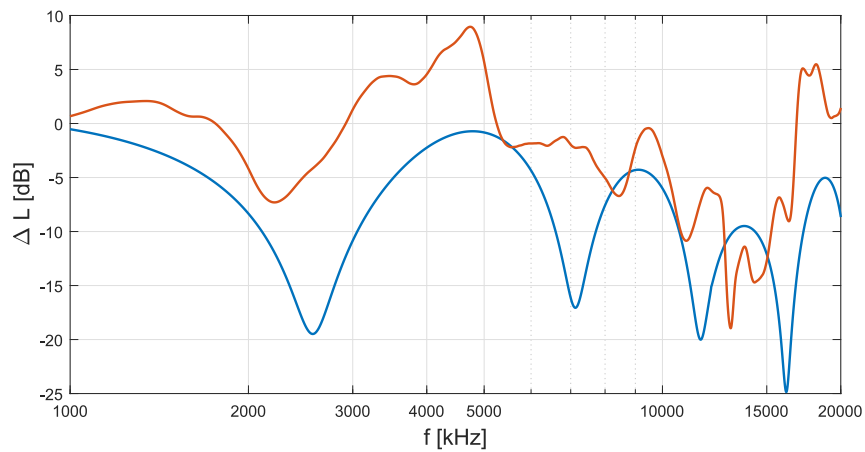
Zástavba L2



Legenda: — Aproximace krátkého zvukovodu se zátěží — Měření



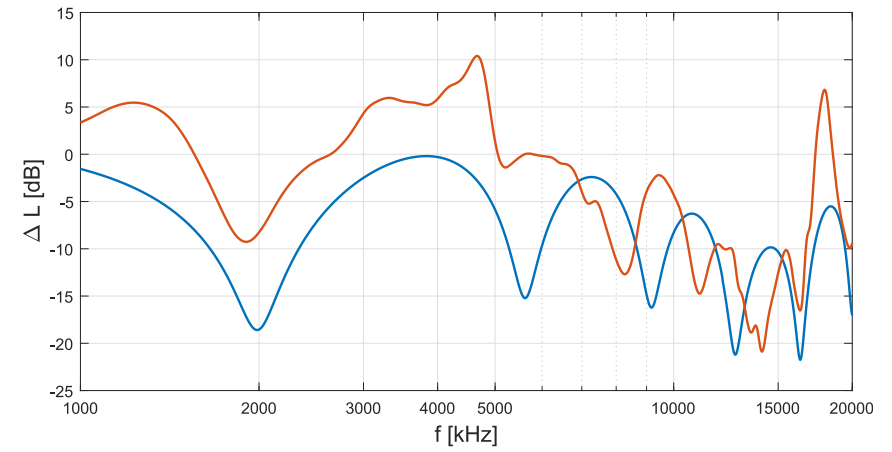
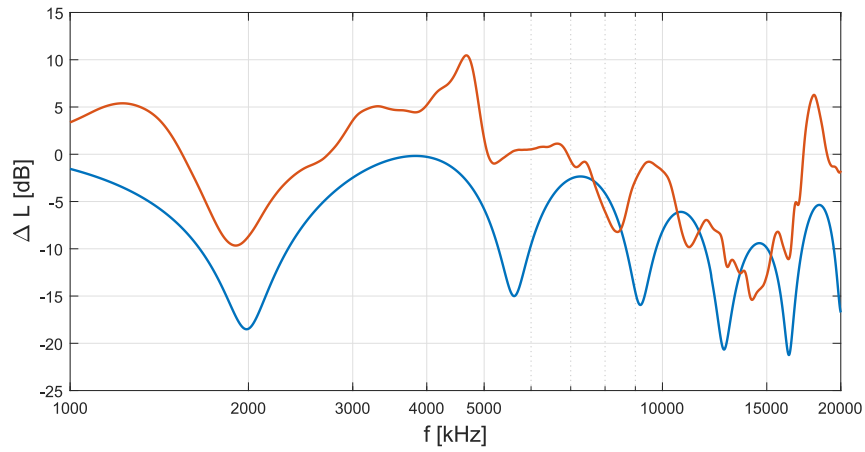
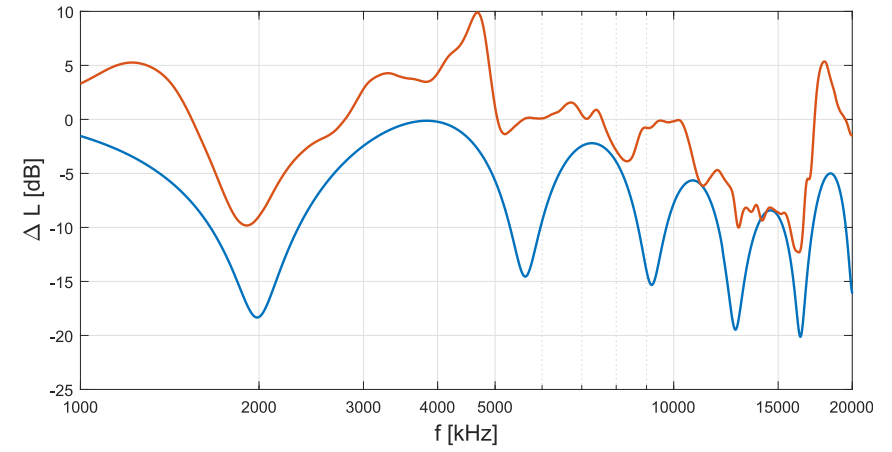
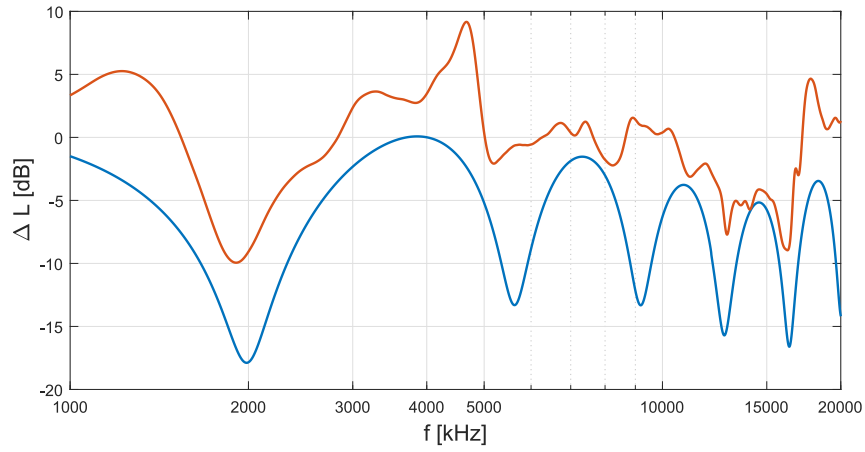
08



Obr. D.11: Simulace zvukovodu L3 se soustředěnými parametry

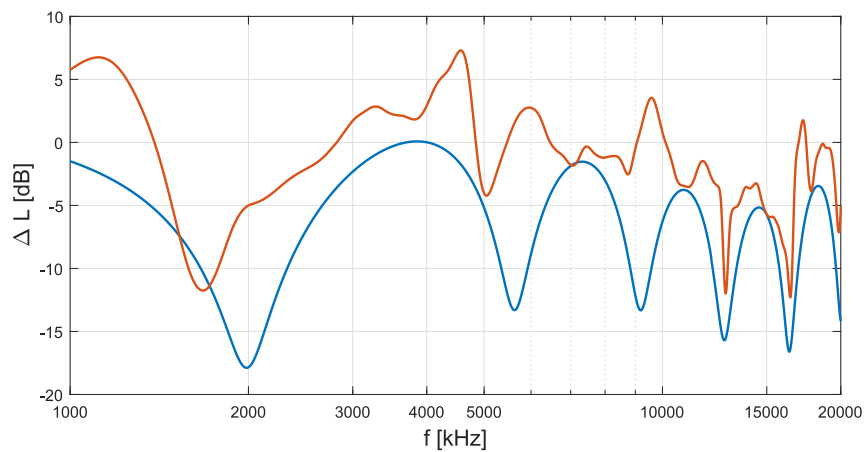
Zástavba L3

Legenda: — Aproximace krátkého zvukovodu se zátěží — Měření

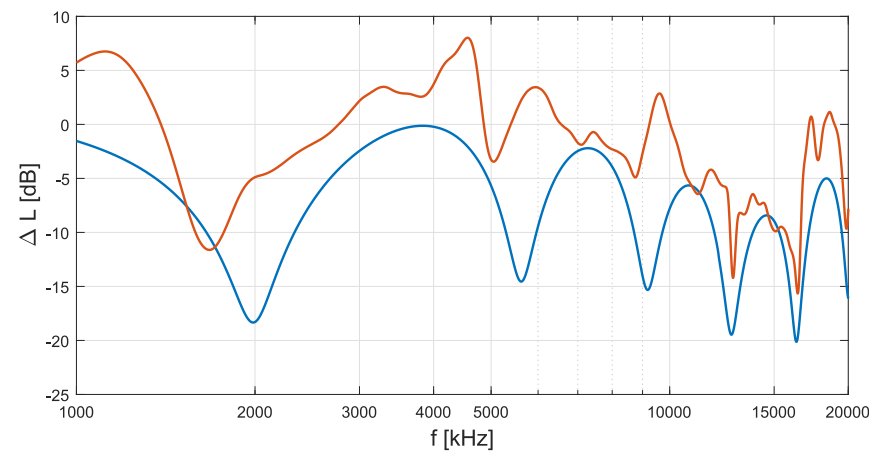


Obr. D.12: Simulace zvukovodu L3 se soustředěnými parametry

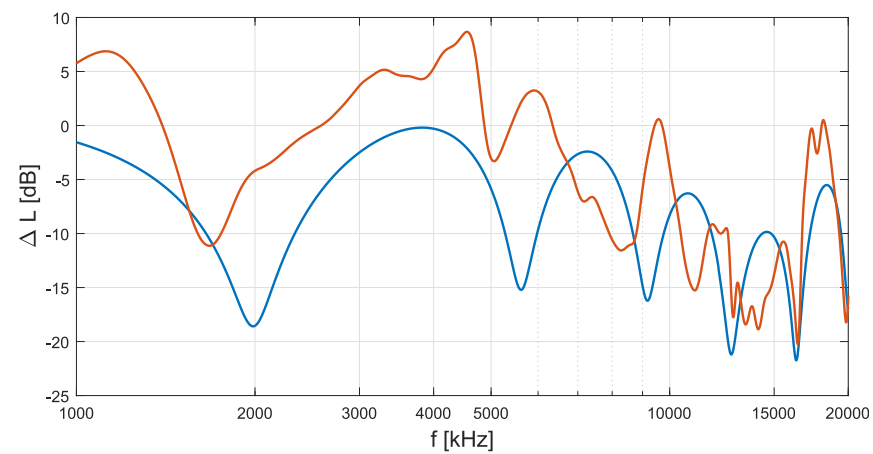
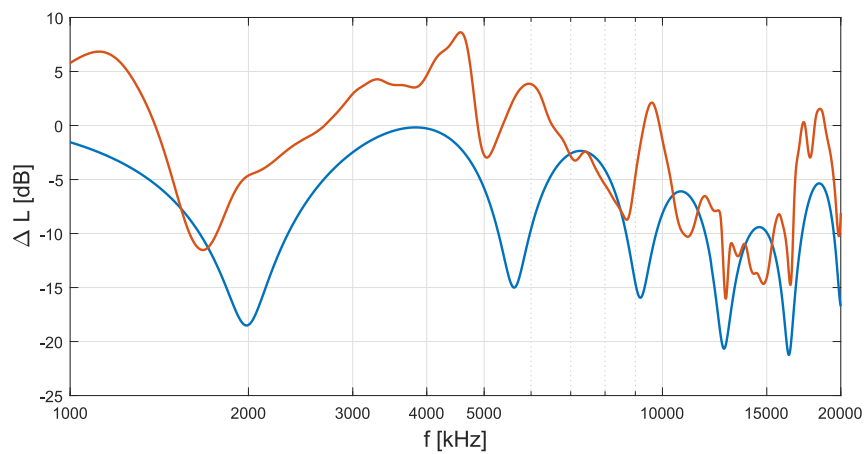
Zástavba L4



Legenda: — Aproximace krátkého zvukovodu se zátěží — Měření

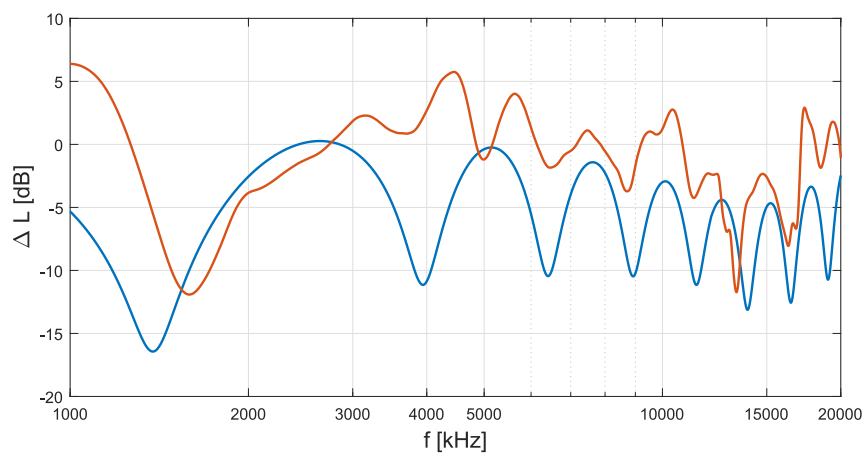


82

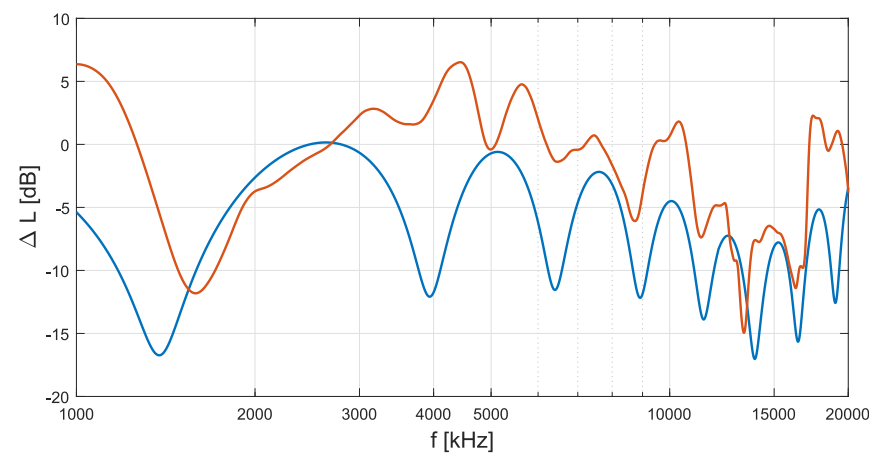


Obr. D.13: Simulace zvukovodu L4 se soustředěnými parametry

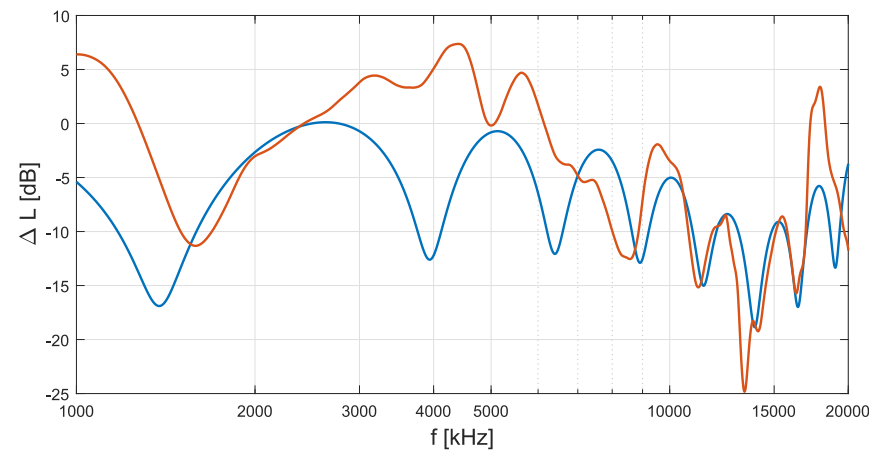
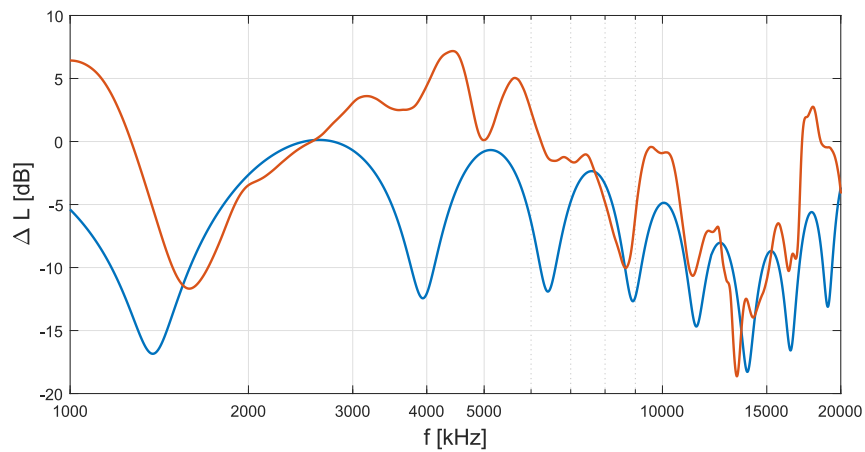
Zástavba L5



Legenda: — Aproximace krátkého zvukovodu se zátěží — Měření

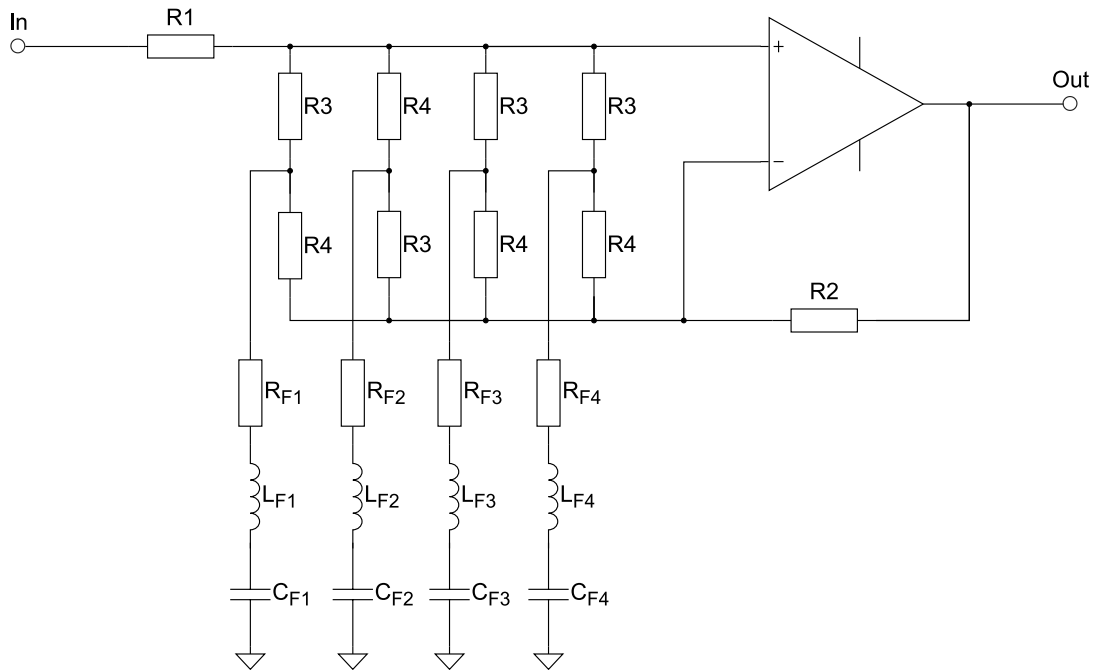


83



Obr. D.14: Simulace zvukovodu L5 se soustředěnými parametry

D.4 Elektrické schéma regresního modelu



Obr. D.15: Obvodové řešení regresního modelu zástavby

Výpočet parametrů filtru na základě odvozených koeficientů

Zvolené parametry: $R_{Fi} = R_3 = 470 \Omega$, $R_1 = R_2 = 1.2 \Omega$.

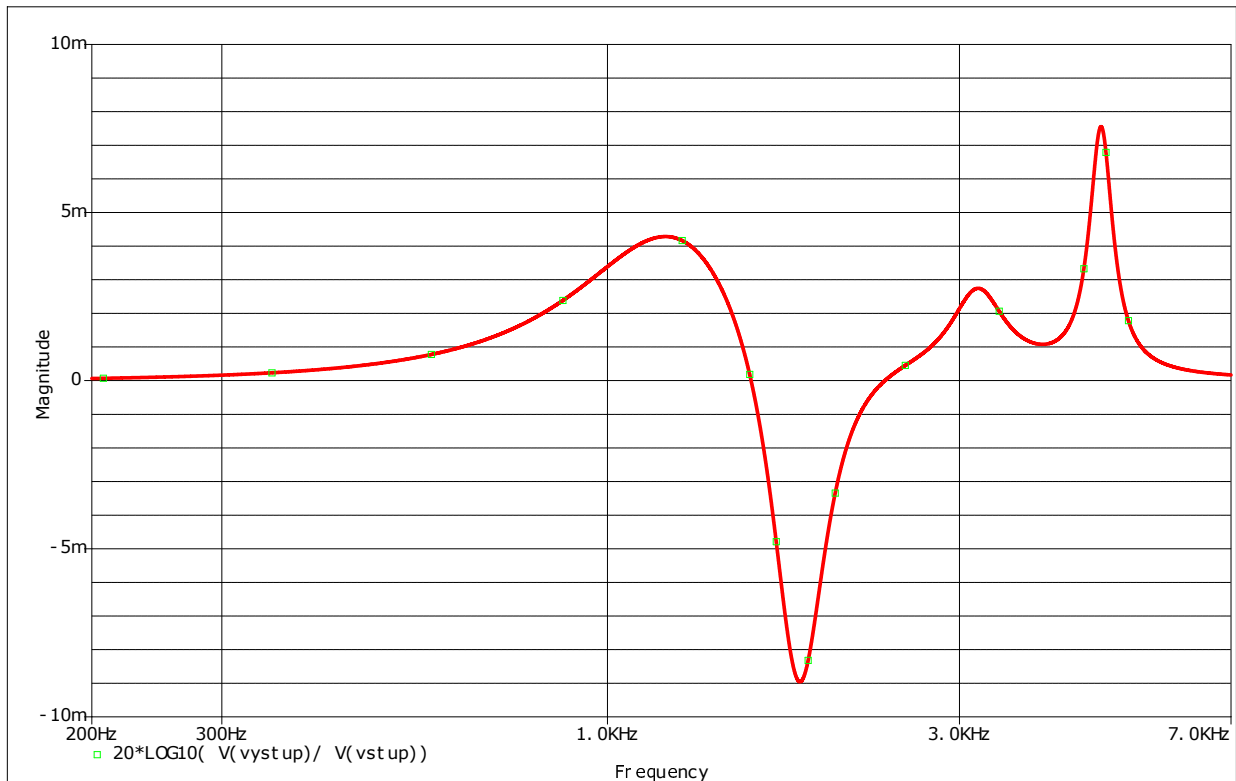
$$L_{Fi} = \frac{R_{Fi}}{2\pi f_{ci} b_i} \quad [H] \quad (D.1)$$

$$C_{Fi} = \frac{1}{(2\pi f_{ci})^2 L} \quad [F] \quad (D.2)$$

$$R_4 = R_3 G_i \quad [\Omega] \quad (D.3)$$

$$G_i = \frac{a_i}{f_{ci} b_i} \quad (D.4)$$

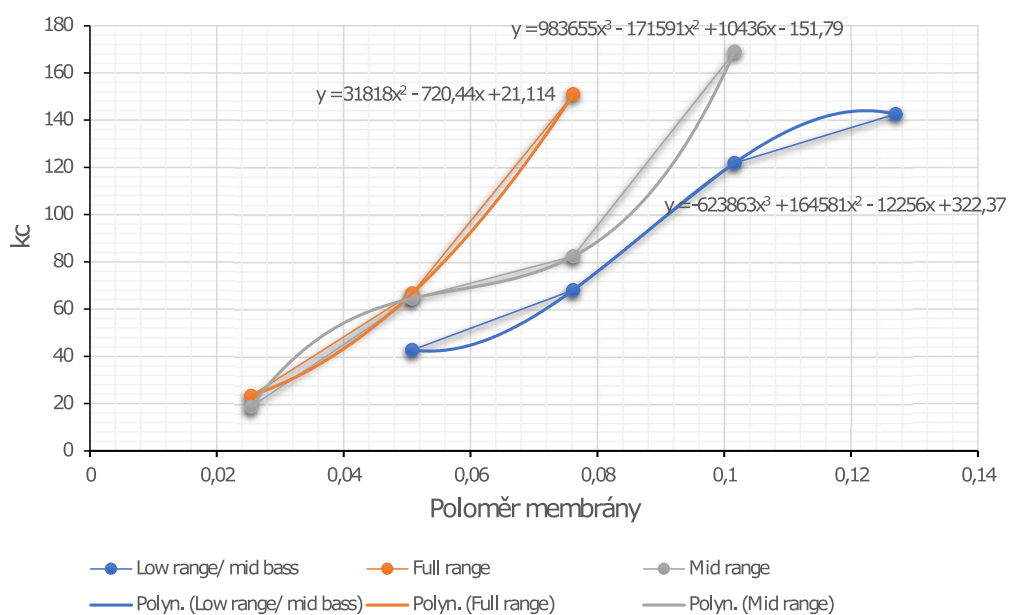
, kde index i označuje jednotlivé filtry.



Obr. D.16: Výsledek simulace zástavby L3 VP25 pomocí schématu z obrázku D.15, 1 mdB na ose y odpovídá 1 dB

D.5 Odhad koeficientu k_c

Koeficient k_c pro korekční filtr vysokých kmitočtů reproduktoru v závislosti na poloměru membrány



Obr. D.17: Graf odhadu koeficientu k_c v závislosti na poloměru membrány