

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra radioelektroniky

Měření nelineárního zkreslení mikrofonů

Measurement of non linear distortion of microphones

Bakalářská práce

květen 2016

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

Student: Jakub Kolář

České vysoké učení technické v Praze
Fakulta elektrotechnická
katedra radioelektroniky

ZADÁNÍ BAKALÁŘSKÉ PRÁCE

Student: **Jakub Kolář**

Studijní program: Komunikace, multimédia a elektronika
Obor: Multimediální technika

Název tématu: **Měření nelineárního zkreslení mikrofonů**

Pokyny pro vypracování:

Seznamte se se základními principy funkce mikrofonů se zaměřením na nelineární zkreslení. Implementujte metodu identifikace nelineárních systémů v sérii a aplikujte ji na měření nelineárního zkreslení mikrofonů buzených zdrojem obsahujícím nelinearity. Výsledky porovnejte s jednoduššími metodami, které neberou v úvahu intermodulační zkreslení.

Seznam odborné literatury:

- [1] Novák, A., Maillou, B., Lotton, P., Simon, L.: Non-parametric Identification of Nonlinear Systems in Series, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement 63 (8), p. 2044 - 2051, 2014
- [2] Škvor, Z.: Elektroakustika a akustika, ČVUT, Praha, 2012

Vedoucí: Ing. Petr Honzík, Ph.D.

Platnost zadání: do konce letního semestru 2016/2017

L.S.

doc. Mgr. Petr Páta, Ph.D.
vedoucí katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
děkan

V Praze dne 19. 2. 2016

Anotace

Tato práce se zabývá implementací metody měření nelineárního zkreslení jednoho nelineárního systému při sériovém zapojení dvou nelineárních systémů – reproduktor a mikrofon. Tato metoda zkoumá nelineární zkreslení včetně zkreslení vzniklého intermodulací, které jednodušší metody výpočtu zanedbávají. Výstupem popsané metody jsou frekvenční závislosti celkového harmonického zkreslení (Total harmonic distortion – THD) a koeficienty Hammersteinova modelu pro jednotlivé frekvence v měřeném pásmu, umožňující modelovat chování měřeného nelineárního systému (mikrofonu) při působení různě velkého akustického tlaku. V závěru práce je provedeno porovnání hodnot zkreslení THD vypočtených touto metodou a jednou jednodušší metodou.

Klíčová slova

Nelineární zkreslení, nelineární systémy v sérii, Hammersteinův model, akustická měření, swept-sine, MATLAB

Summary

This work deals with a method for nonlinear system identification in the case of the series combination of two nonlinear systems - speaker and microphone. The method enables to measure the nonlinear distortion of the microphone including the intermodulation distortion, while simpler methods usually exclude this kind of distortion. The aim of this work is to calculate the frequency dependence of the total harmonic distortion (THD) of the microphone from the measured coefficients of the Hammerstein model. The Hammerstein model provides the THD of measured nonlinear system (microphone) depending on input acoustic pressure. Finally, the results of the method presented herein and the results of a simpler method are compared.

Index Terms

Nonlinear distortion, nonlinear systems in series, Hammerstein model, acoustic measurement, swept-sine, MATLAB

Čestné prohlášení

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

Datum:

.....

Podpis studenta

Poděkování

Rád bych toto formou poděkoval vedoucímu své práce Ing. Petru Honzíkovi Ph.D. a konzultantovi své práce Ing. Antonínu Novákovi Ph.D. za cenné rady a celkovou pomoc při vypracování této práce. Dále děkuji své rodině za podporu při studiu.

Obsah

1	ÚVOD	7
2	TEORETICKÁ ČÁST	8
2.1	ELEKTROAKUSTICKÉ MĚNIČE	8
2.1.1	<i>Akustické přijímače</i>	9
2.1.2	<i>Gradientní přijímače 0. Řádu</i>	10
2.1.3	<i>Jednočinný elektrostatický měnič</i>	11
2.1.4	<i>Nelineární zkreslení elektroakustických měničů</i>	12
2.2	TEORETICKÝ ROZBOR MĚŘÍCÍ METODY	14
2.2.1	<i>Odečtení amplitud harmonických</i>	14
2.2.2	<i>Identifikace nelineárního (NL) systému</i>	16
3	PRAKTICKÁ ČÁST	24
3.1	MĚŘENÝ MIKROFON.....	24
3.2	POPIS MĚŘENÍ.....	26
3.2.1	<i>Měření při konstantní frekvenci</i>	26
3.2.2	<i>Měření pomocí swept-sine</i>	29
3.3	SIMULACE V PROSTŘEDÍ MATLAB.....	30
3.4	ZPRACOVÁNÍ DAT	32
4	ZHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ	33
5	ZÁVĚR	37
6	SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	38
7	SEZNAM OBRÁZKŮ A TABULEK	39
7.1	SEZNAM OBRÁZKŮ.....	39
7.2	SEZNAM TABULEK	40
8	PŘÍLOHY	41
8.1	TECHNICKÝ VÝKRES MĚŘÍCÍ KOMŮRKY	41
8.2	VÝSTUPNÍ GRAFY SIMULACE	42
8.3	VÝSTUPNÍ GRAFY MĚŘENÍ	45

1 Úvod

Při měření zkreslení mikrofonu nelze na jeho vstup dodat akustický signál přesně odpovídající elektrickému signálu na výstupu generátoru měřicího signálu bez jakéhokoliv zkreslení. Při elektro-akustické přeměně v reproduktoru dochází k lineárnímu i nelineárnímu zkreslení signálu.

Z tohoto důvodu nelze na měření zkreslení mikrofonu nahlížet jako na problém měření parametrů jednoho nelineárního systému, ale je nutno na něj nahlížet jako na zapojení dvou nelineárních systémů v sérii. Při měření takového systému se pak nelze omezit na prosté porovnání vstupního signálu s výstupním, neboť získané zkreslení v sobě obsahuje zkreslení způsobené jak prvním nelineárním systémem (reproduktorem), tak druhým nelineárním systémem (mikrofonem).

Cílem této práce je nastudovat a implementovat takovou metodu měření a výpočtu nelineárního zkreslení, která umožní ve výše popsaném případě sériového zapojení dvou nelineárních systémů identifikovat zkreslení způsobené pouze druhým nelineárním systémem. Jejím výstupem budou frekvenční závislosti celkového harmonického zkreslení (Total harmonic distortion – THD) a koeficienty Hammersteinova modelu pro jednotlivé frekvence v měřeném pásmu, umožňující modelovat chování měřeného nelineárního systému při působení různě velkého akustického tlaku.

2 Teoretická část

2.1 Elektroakustické měniče

Tímto pojmem v elektroakustice rozumíme zařízení uskutečňující buď přeměnu akustického tlaku a objemové rychlosti na elektrické napětí a proud (mikrofony), nebo přeměnu v opačném pořadí, tedy přeměnu napětí a proudu na akustický tlak a objemovou rychlost (reproduktory). Tyto měniče můžeme rozdělit do dvou základních skupin (existují však i další skupiny méně používaných měničů). První skupinu tvoří měniče s magnetickým polem, do níž patří měniče elektrodynamické a elektromagnetické. Druhou skupinu tvoří měniče s elektrickým polem, do níž patří měniče elektrostatické a piezoelektrické. Všechny uvedené měniče jsou měniči recipročními a lze proto u nich využít elektricko-akustickou konverzi i akusticko-elektrickou konverzi [3].

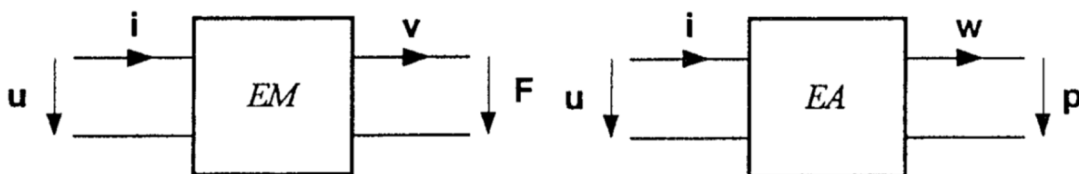
Elektroakustické měniče můžeme zpravidla popsat jako lineární dvojbran, i přestože řada principů, na nichž jsou tyto měniče založeny, je ve své podstatě nelineární. K zajištění dostatečné přesnosti lineárního popisu je nutno nastavit vhodné pracovní podmínky. Obecná dvojbran lze popsat dvojicí stavových rovnic [3]

$$\begin{aligned}\mathfrak{F} &= \varphi_1(v, \zeta) \\ \mathfrak{A} &= \varphi_2(v, \zeta),\end{aligned}\tag{2.1}$$

kde symboly \mathfrak{F} a v představují sílu a rychlost a symboly \mathfrak{A} a ζ představují napětí a proud.

Membrána je základním prvkem elektroakustických měničů, neboť funguje jako mechanicko-akustický převodník převádějící sílu a rychlost na objemovou rychlost a tlak. Zároveň předpokládáme, že membrána je dokonale tuhá, nehmotná a pístově kmitající ve směru normály (\mathbf{n} je vektor vnější normálové plochy) [3]

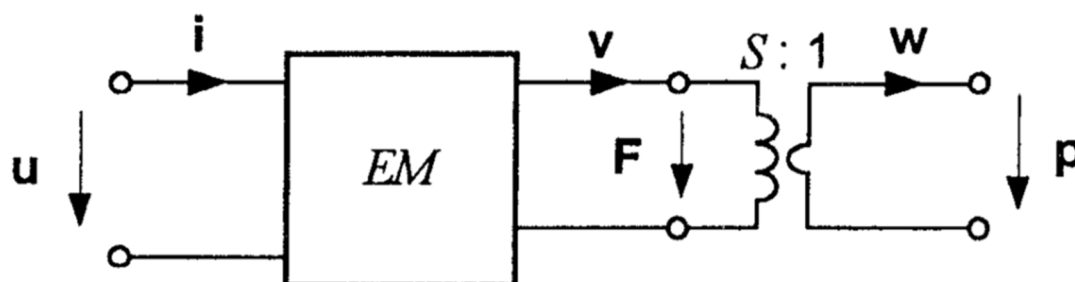
$$\begin{aligned}\mathbf{F} &= p \mathbf{n} S \\ w &= \mathbf{v} \mathbf{n} S.\end{aligned}\tag{2.2}$$



Obrázek 2.1: Elektromechanický měnič, převzato z [3]

Obrázek 2.2: Elektroakustický měnič, převzato z [3]

„Dvojbranová reprezentace elektromechanického měniče je uvedena na obrázku 2.1. Dvojbranová reprezentace elektroakustického měniče z obrázku 2.2 přechází při použití ideálního mechanicko-akustického převodníku s převodem určeným poměrem ploch $S:1$ na kaskádu tvořenou elektromechanickým měničem a analogem ideálního transformátoru, znázorněnou na obrázku 2.3. Jak je zřejmé, obě kategorie měničů spolu těsně souvisejí“ [3].



Obrázek 2.3: Elektroakustický měnič: elektromechanický měnič doplněný analogem ideálního transformátoru s převodem $S:1$, převzato z [3]

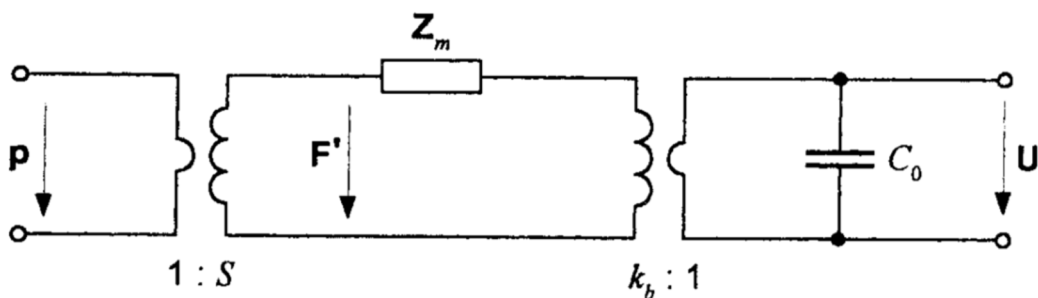
2.1.1 Akustické přijímače

Akustický přijímač je obecně zařízení sloužící ke snímání zvuku v tekutině. Skládá se zpravidla z reciprokého elektromechanického měniče, měnícího energii akustického tlaku na energii elektrickou. Akustický přijímač určený pro snímání akustického pole v plynech označujeme jako mikrofon, přijímač určený pro snímání akustického pole v kapalinách označujeme jako hydrofon [3].

Přijímače rozdělujeme dle různých kritérií – typ použitého měniče, směrové vlastnosti, geometrické uspořádání a velikosti jejich rozměrů vůči vlnové délce snímaného zvuku. Jednu ze skupin tvoří přijímače gradientní, do níž řadíme přijímače, jejichž rozměry jsou zanedbatelné vůči vlnové délce snímané vlny [3].

2.1.2 Gradientní přijímače 0. Řádu

2.1.2.1 Gradientní přijímač s elektrostatickým měničem

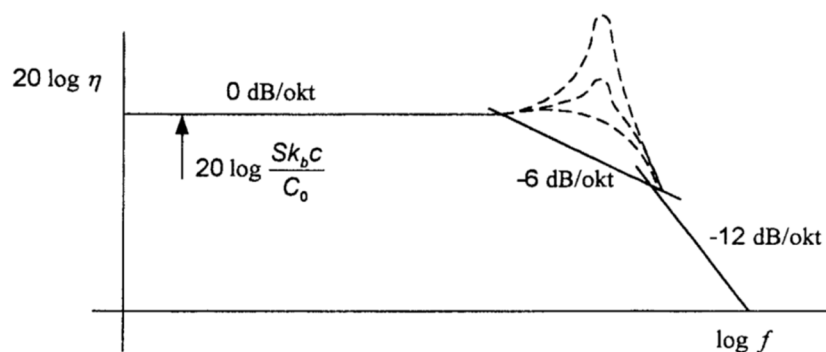


Obrázek 2.4: Náhradní schéma přijímače 0. řádu s elektrostatickým měničem, převzato z [3]

„Z náhradního schématu na obrázku 2.4, na němž p je vstupní tlak, S plocha membrány, Z_m mechanická impedance soustavy, k_b činitel měniče, C_0 klidová kapacita měniče a U výstupní napětí naprázdno, stanovíme tlakovou citlivost, kterou je výraz

$$\eta = \frac{S \cdot k_b}{k_b^2 + j\omega C_0 Z_m} \quad (2.3)$$

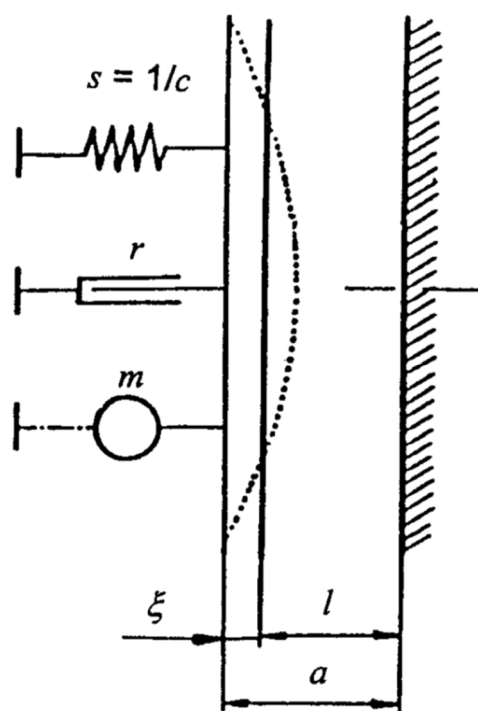
Modulová charakteristika mikrofonu 0. řádu s elektrostatickým měničem bude kmitočtově závislá při převládajícím vlivu poddajnosti $c = 1/s$ soustavy. Pokud bude převládat vliv mechanického odporu, bude modulovou charakteristiku tvořit přímka se směrnicí -6dB na oktávu a při převládajícím vlivu hmotnosti přímka se směrnicí -12dB na oktávu. Modulová charakteristika tohoto mikrofonu s impedancí $Z_m = 1/(j\omega c) + r_m + j\omega m$ je uvedena na obrázku 2.5, kde vidíme oblasti s převládajícím vlivem jednotlivých prvků. Modulová charakteristika je v okolí rezonančního kmitočtu ovlivněna činitelem jakosti náhradního obvodu, jak je na obrázku 2.5 naznačeno čárkovanými průběhy.“[3]



Obrázek 2.5: Modulová charakteristika přijímače 0. řádu s elektrostatickým měničem, převzato z [3]

2.1.3 Jednočinný elektrostatický měnič

Tento měnič je ve své podstatě tvořen kondenzátorem s jednou pevnou (nepohyblivou) elektrodou a vůči ní se pístově pohybující druhou (pohyblivou) elektrodou realizovanou zpravidla tenkou membránou. Mezi elektrodami je vzduchová mezera, která má bez přivedeného napětí šířku a . Přivedeme-li na elektrody napětí, elektrody se k sobě přiblíží přitažlivou silou na vzdálenost, kdy dojde k rovnováze přitažlivých sil a reakcí elastoru (uchycení pevné elektrody). Mezi elektrodami vznikne v důsledku přivedeného napětí homogenní elektrické pole [3].



Obrázek 2.6: Jednočinný elektrostatický měnič se symbolickým schématem pohyblivé elektrody, převzato z [3]

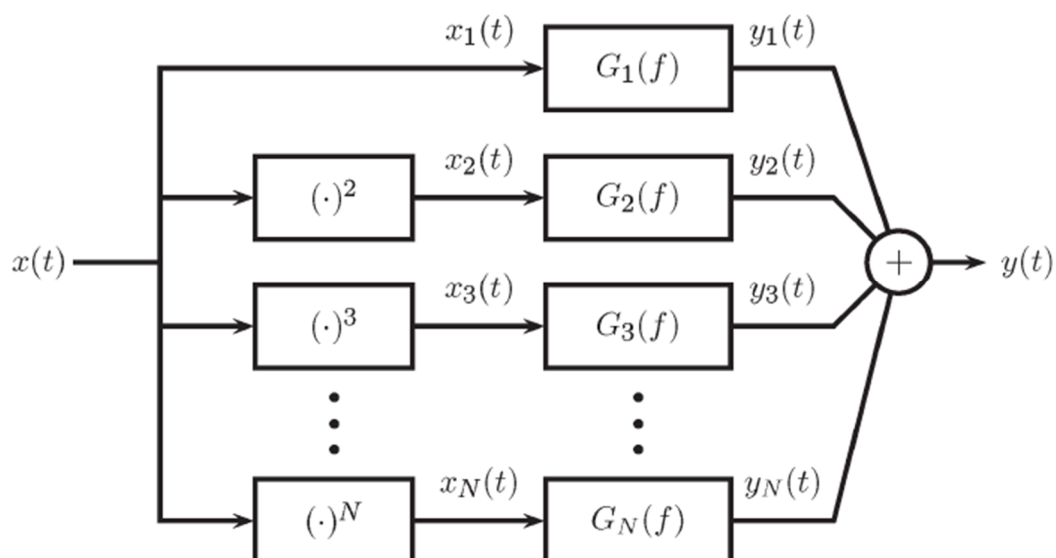
V důsledku působení akustického tlaku na pohyblivou elektrodu se mění šířka vzduchové mezery mezi elektrodami, tím se zároveň mění kapacita elektrodami tvořeného kondenzátoru. Tato změna kapacity se okamžitě projevuje jako změna napětí na mikrofonu.

2.1.4 Nelineární zkreslení elektroakustických měničů

Téměř u všech elektroakustických měničů se vyskytují nelinearity způsobující nelineární zkreslení signálu. Jak je uvedeno výše, je to z důvodu, že většina používaných principů je ve své podstatě nelineární. Za lineární můžeme tyto systémy považovat pouze při zanedbání nelinearit, a tudíž se jedná o přiblížení s omezenou přesností [4].

Mezi základní zdroje nelinearit v elektrodynamickém měniči patří poddajnost závěsu membrány, nelinearita magnetického obvodu (konstanta měniče $B.l$ ve vztahu $F=B.l.i$), indukčnost cívky a vlastnosti materiálu (Youngův modul). Poddajnost závěsu se projeví především při větších výchylkách membrány, kdy velikost výchylky je přímo limitována poddajností. Tato nelinearita závisí na výchylce membrány. Nelinearita magnetického obvodu je dána jednak částečně nelineárním rozložením magnetického pole a zároveň možnou výchylkou cívky mimo prostor mezi pólovými nástavci, čímž síla působící na cívku (konstanta měniče $B.l$ ve vztahu $F=B.l.i$) není zcela lineární. Tato nelinearita závisí na výchylce membrány a na proudu procházejícím cívku. Indukčnost cívky není zcela stabilní, mění se v závislosti na výchylce, která způsobuje změnu pozice v magnetickém obvodu. Vlastnosti materiálu (Youngův modul) se projeví při kmitání membrány, kdy kromě toho, že membrána kmitá, se i deformuje (roztahuje). Velikost této nežádoucí deformace membrány je dána Youngovým modulem [4].

Dominantním zdrojem nelinearit u elektrostatického měniče je kvadratická závislost elektrostatické přitažlivé síly na napětí. To vede k principiálnímu zkreslení druhou harmonickou. Toto zkreslení je tím menší, čím větší je polarizační napětí. Z tohoto důvodu používají měřicí mikrofony řádově vyšší polarizační napětí než mikrofony pro standartní použití, s cílem omezit zkreslení výstupního signálu.



Obrázek 2.7: Obecný Hammersteinův model nelineárního systému, převzato z [1]

Na obrázku 2.7 je zobrazen obecný Hammersteinův model nelineárního systému. Model naznačuje přenos první harmonické pomocí $G_1(f)$ a přenos každé vyšší harmonické $(\cdot)^N$ pomocí $G_N(f)$. G_N představují filtry přenosu jednotlivých složek nelineárním systémem [1].

2.2 Teoretický rozbor měřicí metody

2.2.1 Odečtení amplitud harmonických

Tato metoda výpočtu vychází z Hammersteinova modelu, zobrazeném na obrázku 2.7. Pro výpočet zkreslení druhého nelineárního systému (mikrofonu) používá korekci odečtením zkreslení prvního nelineárního systému od celkového zkreslení signálu na výstupu systému. Při výpočtu bylo zanedbáno intermodulační zkreslení, neboť tato jednoduchá metoda výpočtu ho neumožňuje zohlednit.

Při daném tlaku $p = p_1 + p_2 + p_3$ na vstupu mikrofonu, kde p_1 , p_2 a p_3 jsou 1., 2. a 3. harmonické tohoto tlaku (vyšší harmonické jsou zanedbány), jsou 1., 2. a 3. harmonické napětí na výstupu mikrofonu dány vztahy

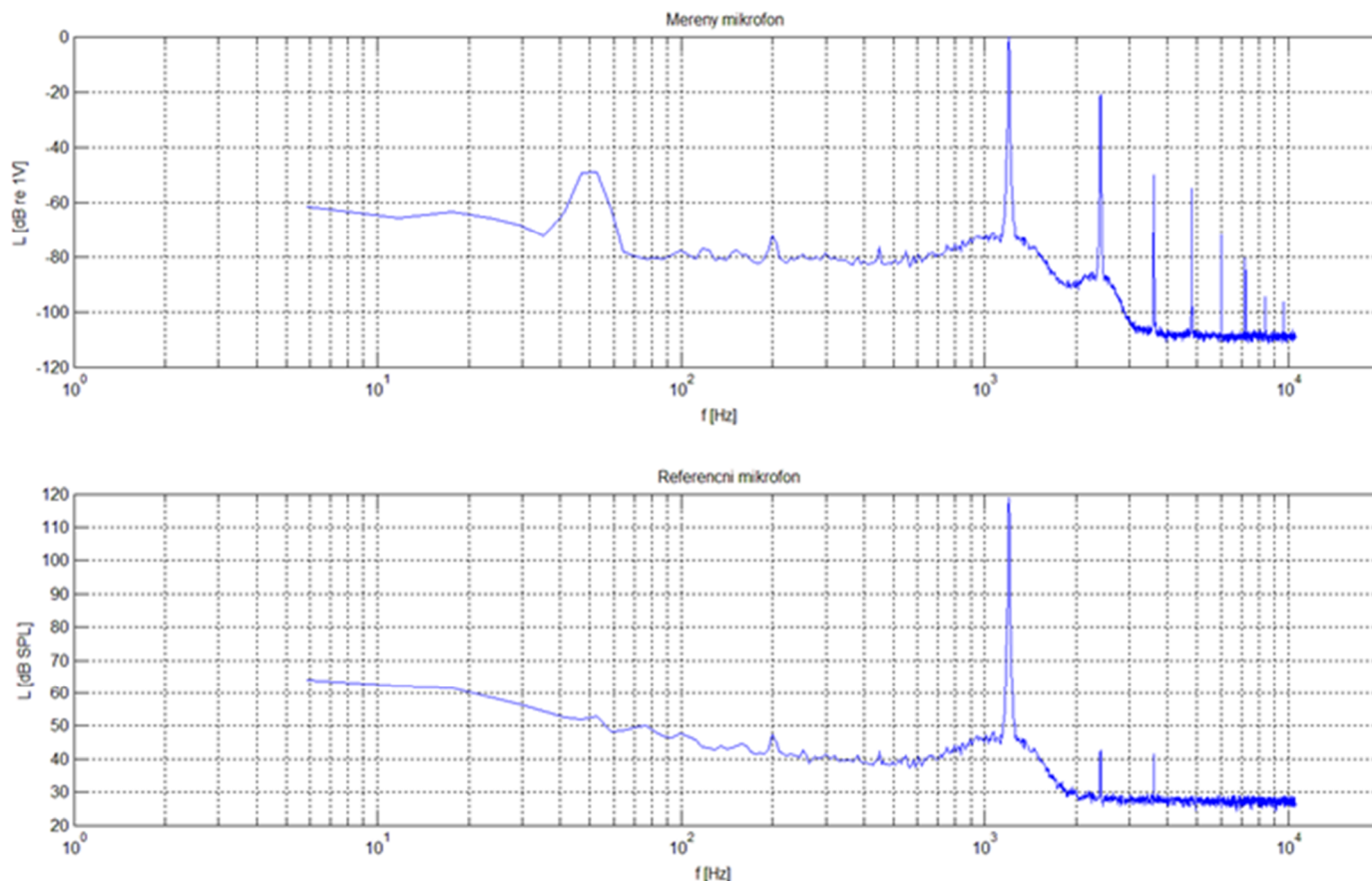
$$\begin{aligned}u_1 &= \eta p_1, \\u_2 &= \eta p_2 + c_2 \eta p_{1,2f}, \\u_3 &= \eta p_3 + c_3 \eta p_{1,3f},\end{aligned}\tag{2.4}$$

kde $p_{1,xf}$ je harmonická složka o amplitudě p_1 a o x -násobné frekvenci, než byla frekvence první harmonické p_1 . Koefficienty $C_2 = 20 \log_{10}(c_2)$ a $C_3 = 20 \log_{10}(c_3)$ představují korigované odstupy v dB mezi 1. a vyššími harmonickými výstupního napětí mikrofonu oprostěné od vlivu zkreslení reproduktoru. Veličiny c_2 a c_3 lze spočítat pomocí vztahů

$$\begin{aligned}C_2 &= \frac{u_2}{\eta p_{1,2f}} - \frac{p_2}{p_{1,2f}}, \\C_3 &= \frac{u_3}{\eta p_{1,3f}} - \frac{p_3}{p_{1,3f}}.\end{aligned}\tag{2.5}$$

První i druhé členy obou vztahů je možné spočítat z rozdílů úrovní v dB mezi vyššími harmonickými a 1. harmonickou výstupního napětí mikrofonu (1. členy vztahů) a vstupního tlaku (2. členy vztahů).

Pro vlastní realizaci bylo zapotřebí snímat výstupní signál měřeného mikrofonu, ale i signál před měřeným mikrofonem (mezi NL_1 a NL_2). K tomuto účelu byl použit měřicí mikrofون DeltaTron Pressure-field ¼“ typ 4944B. Výstupní signály z obou mikrofonů byly naimportovány do MATLABU, pomocí Fourierovy transformace byly vypočteny jejich Fourierovy obrazy, které byly následně převedeny do logaritmické míry (napětí vůči 1V, akustický tlak vůči mezní hodnotě $20\mu\text{Pa}$). Příklad vstupních spekter je zobrazen na obrázku 2.8.



Obrázek 2.8: Spektra signálů z měřeného a referenčního mikrofonu při buzení sinusovým signálem 1200Hz

Ze spektra měřeného mikrofonu byly vypočteny odstupy druhé a třetí harmonické (další harmonické byly v tomto měření zanedbány) od základní harmonické. Tyto odstupy by mohly být považovány za způsobené mikrofonem v případě signálu nezkrusleného reproduktorem. Jak je však patrné ze spektra referenčního mikrofonu, reproduktor zanesl do signálu své zkreslení, a proto je nutné od vypočtených odstupů odečíst odstupy reproduktoru získané obdobným výpočtem z dat referenčního mikrofonu (respektive odečíst od celkového zkreslení zkreslení způsobené reproduktorem). Tímto způsobem byl vypočten odstup způsobený pouze měřeným mikrofonem.

Odečtením zkreslení reproduktoru od celkového zkreslení na výstupu měřeného mikrofonu a následném odlogaritmování jeho spektra byly získány hodnoty napětí jednotlivých harmonických (1., 2. a 3. harmonické), které lze dosadit do vztahu

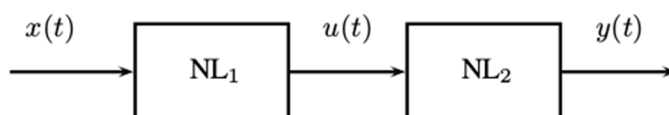
$$THD = \frac{\sqrt{|V_2|^2 + |V_3|^2 + \dots + |V_n|^2}}{|V_1|} \cdot 100\%, \quad (2.6)$$

pro výpočet THD pro možnost porovnání výsledků s dalšími metodami.

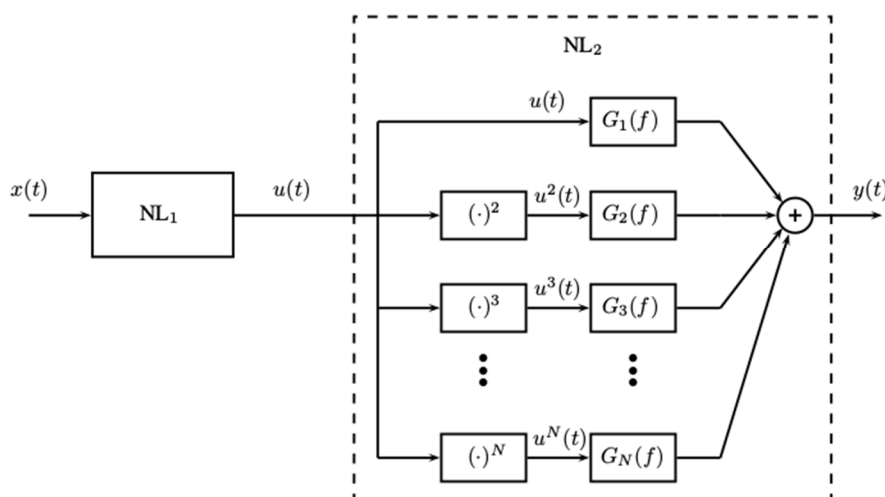
2.2.2 Identifikace nelineárního (NL) systému

Tato metoda výpočtu nelineárního zkreslení umožňuje identifikovat zkreslení jednoho NL systému při zapojení dvou NL systémů v sérii. Jeden NL systém typu jeden vstup, jeden výstup (single-input single-output – SISO) je možno popsat obecným Hammersteinovým modelem, který je zobrazen na obrázku 2.7. Tento obecný Hammersteinův model je tvořen paralelní kombinací N lineárních filtrů $G_n(f)$ určujících přenos jednotlivých harmonických složek modelovaným systémem. Přenosy $G_n(f)$ jednotlivých lineárních filtrů lze vypočítat ze znalosti vstupního signálu $x(t)$ a výstupního signálu $y(t)$ [1].

Při měření zkreslení mikrofonu, jakožto jednoho nelineárního systému, nastává situace zobrazená na obrázku 2.9, tedy nelineární SISO systémy v sérii, kde prvním NL systémem je reproduktor, druhým pak měřený mikrofon. Tento případ sériového spojení dvou NL systémů bez zpětné vazby je možno řešit při znalosti vstupního signálu $x(t)$, signálu za prvním NL systémem $u(t)$ a výstupního signálu $y(t)$ pomocí upraveného obecného Hammersteinova modelu zobrazeném na obrázku 2.10 [1].



Obrázek 2.9: Dva NL systémy v sérii, převzato z [1]



Obrázek 2.10: Dva NL systémy v sérii, kdy druhý je modelovaný obecným Hammersteinovým modelem, převzato z [1]

Signál $x(t)$ jako vstupní signál prvního nelineárního systému (reproduktoru) je z principu znám, neboť se jedná o budící signál měřeného systému, výstupní signál $y(t)$ je snímán na výstupu druhého nelineárního systému (mikrofonu) pomocí analyzátoru

Brüel & Kjaer Photon+. Signál $u(t)$ je snímán mezi prvním a druhým nelineárním systémem (v tomto případě v tlakové komůrce) měřicím mikrofonem s rovnou charakteristikou a nahráván pomocí analyzátoru Brüel & Kjaer Photon+. Z těchto tří signálů je možno sestavit rovnici

$$\begin{bmatrix} H_1^y(f) \\ H_2^y(f) \\ \vdots \\ H_L^y(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1^u(f) & H_1^{u^2}(f) & \dots & H_1^{u^N}(f) \\ H_2^u(f) & H_2^{u^2}(f) & \dots & H_2^{u^N}(f) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_L^u(f) & H_L^{u^2}(f) & \dots & H_L^{u^N}(f) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} G_1(f) \\ G_2(f) \\ \vdots \\ G_N(f) \end{bmatrix} [1]. \quad (2.7)$$

Tato uvedená rovnice lze pro neznámé $G_n(f)$ vyřešit pomocí čtvercové inverzní matice řádu N , v případě, že platí $N = L$. Kde N je počet větví Hammersteinova modelu a L je počet harmonických. Tato inverzní matice musí být vypočtena pro každou frekvenci zvlášť. Pro výpočet přenosu nelineárního systému na K frekvencích je proto nezbytné řešit K těchto soustav rovnic [1].

V případě omezení analýzy na zkreslení druhou a třetí harmonickou se maticová rovnice zjednoduší do tvaru

$$\begin{bmatrix} H_1^y(f) \\ H_2^y(f) \\ H_3^y(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1^u(f) & H_1^{u^2}(f) & H_1^{u^3}(f) \\ H_2^u(f) & H_2^{u^2}(f) & H_2^{u^3}(f) \\ H_3^u(f) & H_3^{u^2}(f) & H_3^{u^3}(f) \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} G_1(f) \\ G_2(f) \\ G_3(f) \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

kde prvky první matice ($H^y(f)$) jsou vypočteny jako hodnoty amplitudy harmonických v signálu $y(t)$ z druhého nelineárního systému (měřeného mikrofonu). Prvky druhé matice ($H^u(f)$) jsou vypočteny jako hodnoty amplitudy harmonických v signálu (a v jeho vyšších mocninách) $u(t)$ měřeném na vstupu druhého nelineárního systému (měřeného mikrofonu) pomocí referenčního mikrofonu a prvky matice G jsou hledané proměnné.

Pro možnost porovnání metod výpočtu lze hodnoty koeficientů G přepočítat na THD, udávající celkové zkreslení v závislosti na frekvenci.

Pokud vstupní signál $x(t)$ má tvar $x(t) = P \cdot \sin(\omega_0 t)$, kde P je amplituda tlaku a ω_0 je úhlová frekvence určená jako $\omega_0 = 2 \cdot \pi \cdot f$, pak lze signál na výstupu měřeného mikrofonu dle Hammersteinova modelu vyjádřit z rovnice

$$Y(\omega) = G_1(\omega) P \mathcal{F}\{\sin(\omega_0)\} + G_2(\omega) P^2 \mathcal{F}\{\sin^2(\omega_0)\} + G_3(\omega) P^3 \mathcal{F}\{\sin^3(\omega_0)\}, \quad (2.9)$$

kde $X(\omega)$ je Fourierův obraz signálu na měřeném mikrofonu. Fourierovy obrazy mocnin vstupního signálu lze napsat jako

$$\mathcal{F}\{\sin(\omega_0)\} = -j \frac{\delta(\omega + \omega_0)}{2} + j \frac{\delta(\omega - \omega_0)}{2} \quad (2.10)$$

$$\mathcal{F}\{\sin^2(\omega_0)\} = -\frac{\delta(\omega + 2\omega_0)}{4} + \frac{\delta(\omega)}{2} - \frac{\delta(\omega - 2\omega_0)}{4} \quad (2.11)$$

$$\mathcal{F}\{\sin^3(\omega_0)\} = j\frac{1}{8}\delta(\omega + 3\omega_0) - j\frac{3\delta(\omega+\omega_0)}{8} + j\frac{3\delta(\omega-\omega_0)}{8} - j\frac{1}{8}\delta(\omega - 3\omega_0). \quad (2.12)$$

Amplitudy stejnosměrné složky a první, druhé a třetí harmonické, lze určit jako

$$V_0 = \frac{G_2(0)P^2}{2}, \quad (2.13)$$

$$V_1(\omega_0) = G_1(\omega_0)P + \frac{3G_3(\omega_0)P^3}{4}, \quad (2.14)$$

$$V_2(2\omega_0) = j\frac{G_2(2\omega_0)P^2}{2}, \quad (2.15)$$

$$V_3(3\omega_0) = -\frac{G_3(3\omega_0)P^3}{4}, \quad (2.16)$$

a které lze použít pro výpočet THD dle vztahu 2.6

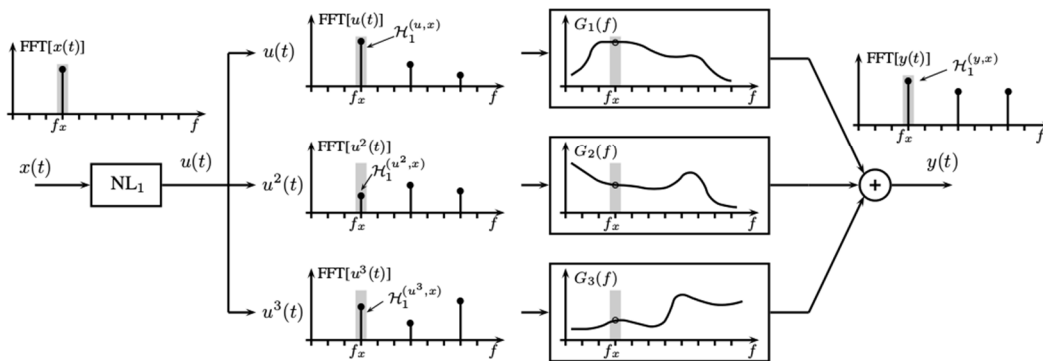
Tímto postupem byla získána hodnota THD, ale i model pro modelování THD měřeného NL systému při působení různě velkého akustického tlaku.

2.2.2.1 Řešení po jednotlivých frekvencích

Pro vyřešení rovnice 2.8 pro frekvenci f_x je nutné nejprve provést měření se vstupním sinusovým signálem $x(t)$ o frekvenci f_x , jak je ukázáno na obrázku 2.11. Pro frekvenci f_x platí pak první vztah mezi vstupem $u(t)$ a výstupem $y(t)$, který lze napsat jako

$$H_1^y(f_x) = H_1^u(f_x) \cdot G_1(f_x) + H_1^{u^2}(f_x) \cdot G_2(f_x) + H_1^{u^3}(f_x) \cdot G_3(f_x), \quad (2.17)$$

což odpovídá prvnímu řádku maticové rovnice 2.8. Tato rovnice ukazuje vztah mezi první harmonickou signálů $u(t)$, $u^2(t)$, $u^3(t)$ a $y(t)$ [1].

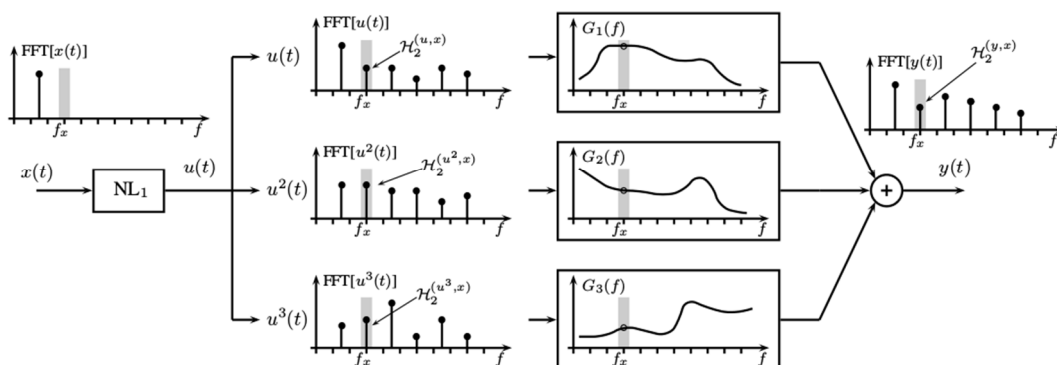


Obrázek 2.11: Chování nelineárního systému při buzení sinusovým signálem o frekvenci f_x , převzato z [1]

Dále je nutné provést měření se vstupním sinusovým signálem $x(t)$ o frekvenci $\frac{f_x}{2}$, jak je ukázáno na obrázku 2.12, a analyzovat chování systému na stejné frekvenci f_x jako v předchozí části. Pro frekvenci f_x platí pak první vztah mezi vstupem $u(t)$ a výstupem $y(t)$, který lze napsat jako

$$H_2^y(f_x) = H_2^u(f_x) \cdot G_1(f_x) + H_2^{u^2}(f_x) \cdot G_2(f_x) + H_2^{u^3}(f_x) \cdot G_3(f_x), \quad (2.18)$$

což odpovídá druhému řádku maticové rovnice 2.8. Tato rovnice ukazuje vztah mezi druhou harmonickou signálů $u(t)$, $u^2(t)$, $u^3(t)$ a $y(t)$ [1].

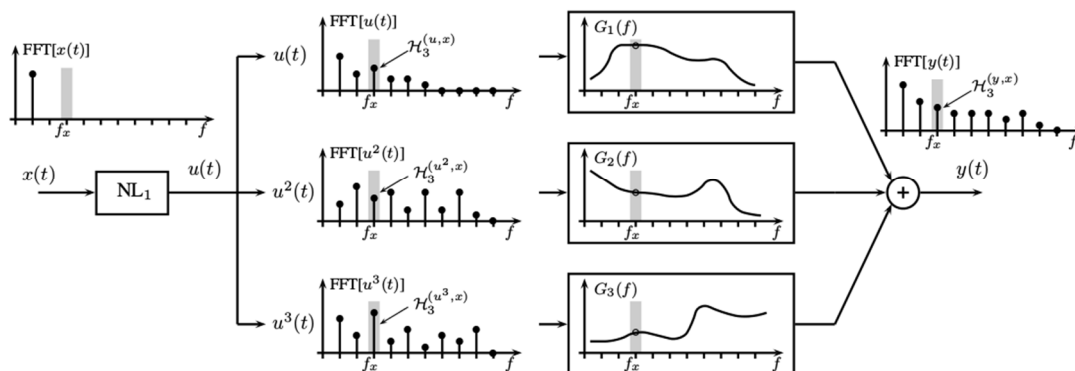


Obrázek 2.12: Chování nelineárního systému při buzení sinusovým signálem o frekvenci $\frac{f_x}{2}$, převzato z [1]

Nakonec je nutné provést měření se vstupním sinusovým signálem $x(t)$ o frekvenci $\frac{f_x}{3}$, jak je ukázáno na obrázku 2.13, a analyzovat chování systému na stejné frekvenci f_x jako v předchozí části. Pro frekvenci f_x platí pak první vztah mezi vstupem $u(t)$ a výstupem $y(t)$, který lze napsat jako

$$H_3^y(f_x) = H_3^u(f_x) \cdot G_1(f_x) + H_3^{u^2}(f_x) \cdot G_2(f_x) + H_3^{u^3}(f_x) \cdot G_3(f_x), \quad (2.19)$$

což odpovídá třetímu řádku maticové rovnice 2.8. Tato rovnice ukazuje vztah mezi třetí harmonickou signálů $u(t)$, $u^2(t)$, $u^3(t)$ a $y(t)$ [1].



Obrázek 2.13: Chování nelineárního systému při buzení sinusovým signálem o frekvenci $\frac{f_x}{3}$, převzato z [1]

Soustava rovnic 2.17, 2.18 a 2.19 (respektive maticová rovnice 2.8) může být vyřešena pro neznámé $G_1(f_x)$, $G_2(f_x)$ a $G_3(f_x)$, neboť platí, že počet neznámých je roven počtu větví v obecném Hammersteinově modelu. Tento postup je nutno zopakovat pro všechny hledané frekvence f [1].

Pro vlastní realizaci bylo zapotřebí snímat výstupní signál měřeného mikrofonu i signál před měřeným mikrofonem (mezi NL_1 a NL_2). K tomuto účelu byl použit měřicí mikrofon DeltaTron Pressure-field $\frac{1}{4}$ " typ 4944B. Výstupní signály z obou mikrofonů byly naimportovány do MATLABU.

Následně byly provedeny rychlé Fourierovy transformace a nalezeny pozice první, druhé a třetí harmonické ve spektru pro každý signál. U signálů z referenčního mikrofonu bylo navíc nutné, jak plyne z rovnice 2.8, vypočítat i druhou a třetí mocninu signálů a nalézt pozice první, druhé a třetí harmonické i těchto signálů. Z takto získaných dat byla sestavena maticová rovnice 2.8, kde H_1^y je hodnota první harmonické základního kmitočtu f_x ze signálu měřeného mikrofonu, H_2^y je hodnota druhé harmonické kmitočtu $\frac{f_x}{2}$ ze signálu měřeného mikrofonu a H_3^y je hodnota třetí harmonické kmitočtu $\frac{f_x}{3}$ ze signálu měřeného mikrofonu. Druhá matice byla sestavena ze signálů z referenčního mikrofonu, kde prvky v prvním řádku matice jsou spektrální koeficienty na frekvenci f_x z příslušného spektra signálu na základním kmitočtu na prvou, následující prvek na druhou a poslední prvek na třetí. V každém spektru tedy byla analyzována úroveň signálu na základním kmitočtu f_x .

Vyřešením maticové rovnice 2.8 pro frekvenci f_x byly získány koeficienty G , které byly následně pomocí rovnic 2.9 a 2.6 přepočteny na THD NL systému na frekvenci f_x .

2.2.2.2 Řešení pomocí swept-sine

Jak je ukázáno výše, pro získání hodnot $G(f_x)$ pro jednu frekvenci f_x , je potřeba provést měření na základní frekvenci f_x na její polovině a třetině. Postup provedení měření na jednotlivých frekvencích proto není vhodný pro získání hodnot $G(f_x)$ pro frekvenční rozsah hodnot f_x , kvůli nutnosti provést velké množství měření. Prováděním jednotlivých měření by zároveň mohla vzniknout chyba měření způsobená změnou vlastností měřeného systému mezi jednotlivými měřeními. Řešením je použití metody měření pomocí swept-sine a následná identifikace impulzních odezev systému.

Jako vstupní signál byl použit exponenciální swept-sine signál, tedy signál, který s časem exponenciálně zvyšuje svou frekvenci. Tento signál je v [2] definován jako

$$s(t) = \sin \left\{ 2\pi f_1 L \left[e^{\frac{t}{L}} - 1 \right] \right\}, \quad (2.18)$$

kde L je koeficient určující rychlost exponenciálního růstu frekvence definovaný v [2] jako

$$L = \frac{T}{\ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)}, \quad (2.19)$$

f_1 je počáteční frekvence v čase $t = 0$, f_2 je koncová frekvence a T je celková časová délka generovaného signálu [2][5].

Pro následný proces identifikace nelineárního zkreslení je nutné vypočítat inverzní filtr [2] vstupního swept-sine signálu. Tento inverzní filtr je v [2] definován jako

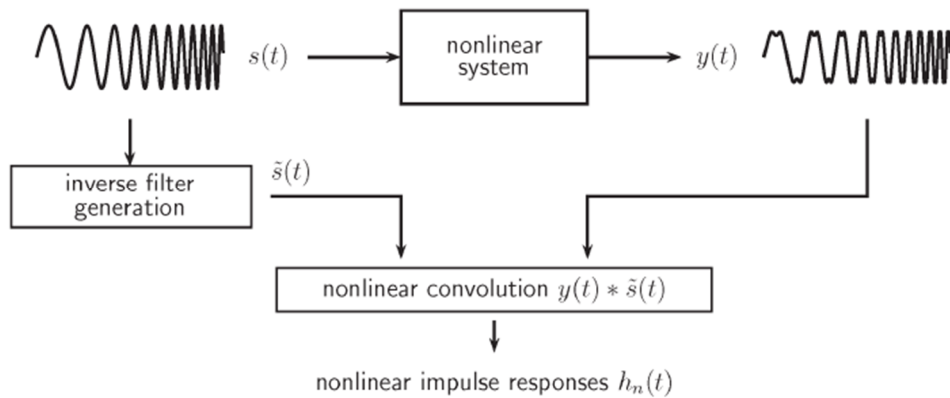
$$\tilde{s}(t) = \frac{f_1}{L} e^{-\frac{t}{L}} s(-t) \quad (2.20)$$

v časové oblasti a jako

$$\tilde{S}(f) = \sqrt{\frac{f}{L}} e^{-j\left(2\pi L \left(f - f_1 - f \ln\left(\frac{f}{f_1}\right)\right) - \frac{\pi}{4}\right)} \quad (2.21)$$

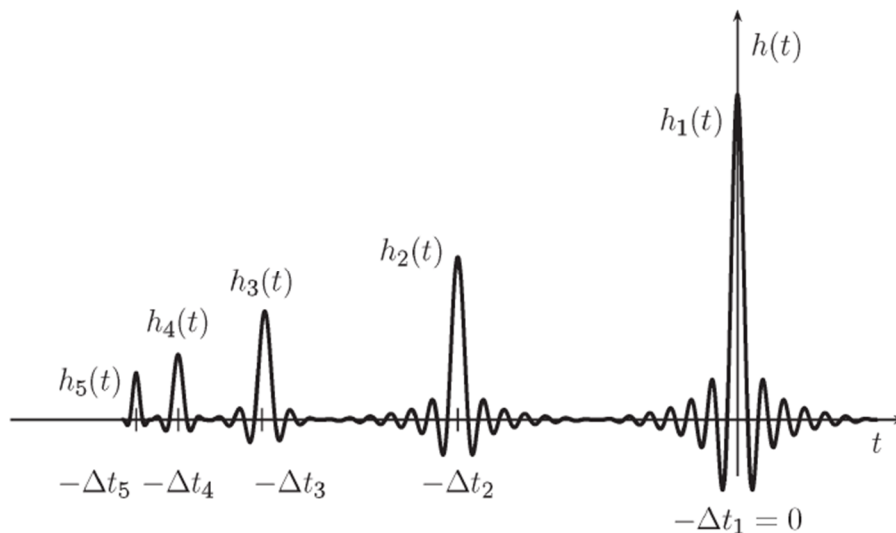
ve frekvenční oblasti [2].

Základem procesu identifikace nelineárního zkreslení je provedení konvoluce mezi signálem na výstupu NL systému (signál $y(t)$) s inverzním filtrem vstupního signálu (signál $\tilde{s}(t)$), jak je ukázáno na obrázku 2.14 [2].



Obrázek 2.14: Blokové schéma provedení konvoluce, převzato z [2]

Výsledkem této konvoluce jsou impulzní odezvy $h_m(t)$, které reprezentují jednotlivé filtry (paralelní větve) v Hammersteinově modelu. Výsledek nelineární konvoluce je ukázán na obrázku 2.15 [2].



Obrázek 2.15: Výsledek provedení konvoluce $y(t) * \tilde{s}(t)$, převzato z [2]

Jednotlivé impulzní odezvy je nutno separovat a získat jejich Fourierovy obrazy provedením Fourierovy transformace. Tyto Fourierovy obrazy $H_m(f)$ jsou použity pro sestavení maticové rovnice 2.8 [2].

Pro sestavení maticové rovnice 2.8 je nejprve nutno získat Fourierovy obrazy impulzních odezev konvoluce signálu $y(t)$ s inverzním filtrem. Do sloupcové matice Y (prvky H^y) je pak nakopírována trojice těchto koeficientů pro požadovanou frekvenci. Pro sestavení matice H (prvky H^u) je nutno získat Fourierovy obrazy impulzních odezev konvoluce signálu $u(t)$ v základní, druhé a třetí mocnině s inverzním filtrem. Do prvního sloupce matice H je pak nakopírována trojice těchto koeficientů pro požadovanou frekvenci signálu v základní mocnině, do druhého sloupce je nakopírována trojice koeficientů signálu v druhé mocnině a do třetího sloupce koeficienty signálu v třetí mocnině.

3 Praktická část

3.1 Měření mikrofón

Měřeným mikrofónem je mikrofón MCE-2500, výrobcem udávané parametry jsou uvedeny v tabulce 3.1.

Frekvenční rozsah	40-20000	Hz
Výstupní napětí	0-2	V
Maximální proud	0,5	mA
Vnější rozměry	6x2,7	mm

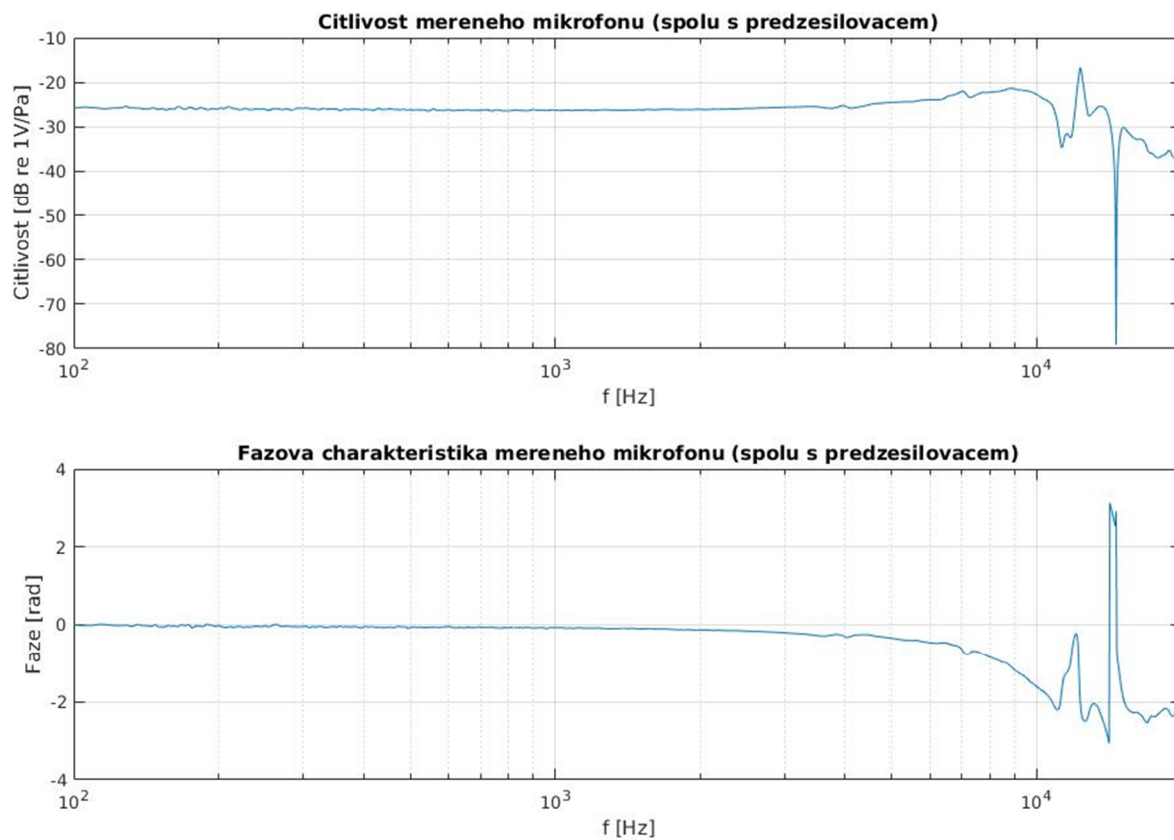
Tabulka 3.1: Tabulkové parametry mikrofónu MCE-2500



Obrázek 3.1: Měřený mikrofón MCE-2500 , převzato z ges.cz

U měřeného mikrofónu bylo nejprve provedeno základní proměření jeho frekvenční charakteristiky. Jako vstupní signál byl použit swept-sine v rozsahu 20Hz – 20kHz, generovaný integrovaným generátorem analyzátoru Brüel &Kjaer RT Pro. Měření bylo provedeno v tlakové komůrce obsahující reproduktor Visaton K28WP 8 Ω a měřený mikrofón. Před reproduktor byl předřazen zesilovač (jeho schéma je zobrazeno na obrázku 3.6) zajišťující výkonové zesílení a impedanční přizpůsobení. Výstup měřeného mikrofónu byl přiveden na vstup analyzátoru Brüel &Kjaer RT Pro přes předzesilovač, jehož schéma je zobrazeno na obrázku 3.5. Při měření byla použita vzorkovací frekvence 48kHz.

Na obrázku 3.2 je zobrazena změřená frekvenční charakteristika soustavy měřený mikrofón + předzesilovač. Změřená citlivost této soustavy na 1kHz je 0,0487 V/Pa, což odpovídá -26,2 dB re 1V/Pa.



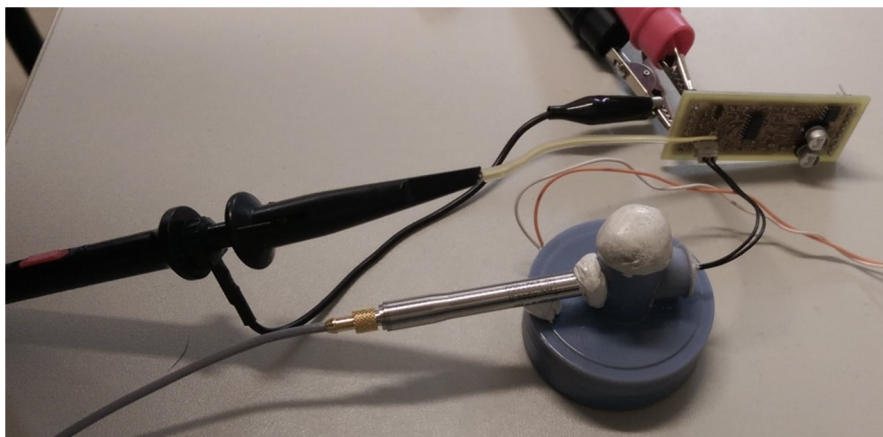
Obrázek 3.2: Změřená frekvenční charakteristika měřeného mikrofonu MCE-2500

3.2 Popis měření

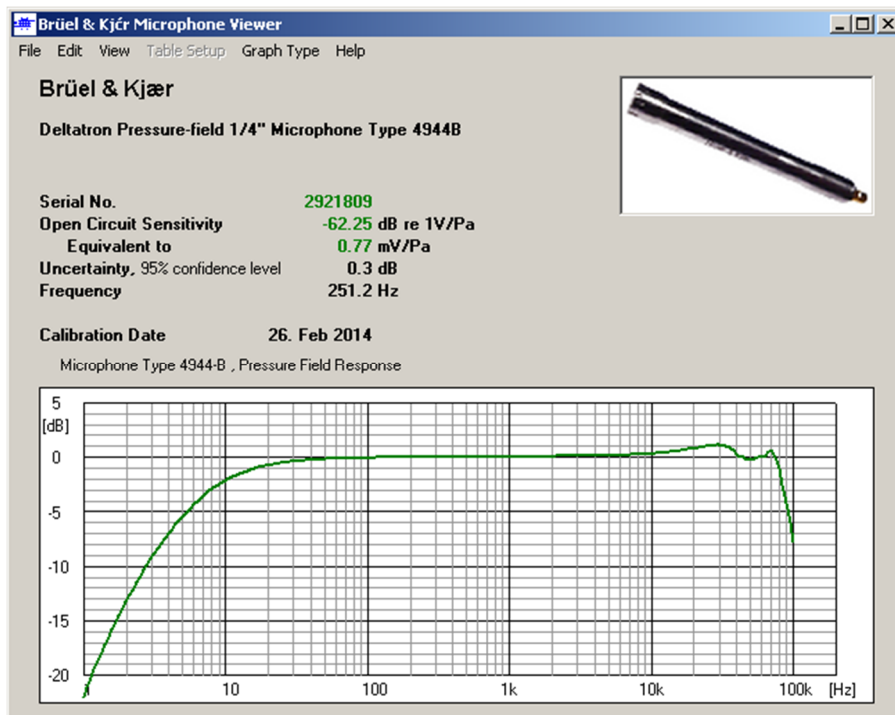
3.2.1 Měření při konstantní frekvenci

U měřeného mikrofonu byla provedena série měření zkreslení na frekvencích uvedených v tabulce 3.2. Jako vstupní signál byl použit sinusový signál, generovaný integrovaným generátorem analyzátoru Brüel &Kjaer RT Pro. Měření bylo provedeno v tlakové komůrce obsahující reproduktor Visaton K28WP 8Ω , měřený mikrofon a referenční mikrofon. Před reproduktorem byl předřazen zesilovač (jeho schéma je zobrazeno na obrázku 3.6) zajišťující výkonové zesílení a impedanční přizpůsobení. Výstup měřeného mikrofonu byl přiveden na vstup analyzátoru Brüel &Kjaer RT Pro přes předzesilovač, jehož schéma je zobrazeno na obrázku 3.5. Výstup referenčního mikrofonu byl přiveden na vstup analyzátoru přímo. Jako referenční mikrofon byl použit mikrofon DeltaTron Pressure-field $\frac{1}{4}$ " typ 4944B, jehož parametry jsou uvedeny v obrázku 3.4.

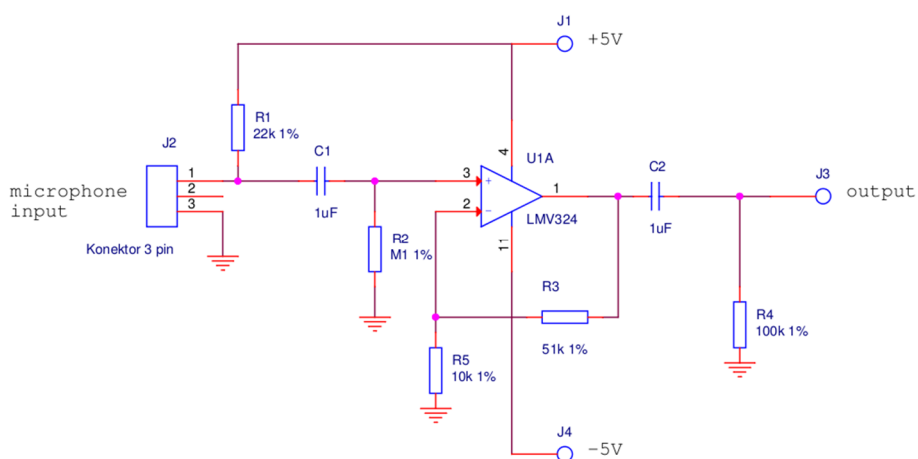
Vstupní signály z mikrofonů byly zaznamenány pomocí analyzátoru Brüel &Kjaer RT Pro, jako digitalizovaný časový průběh signálu za použití vzorkovací frekvence 20480Hz. Při všech měřeních byl zaznamenán patnáctisekundový časový úsek signálu.



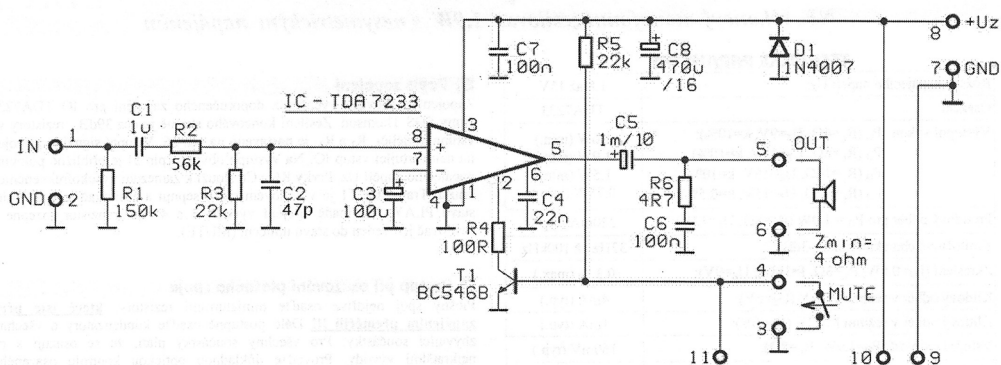
Obrázek 3.3: Tlaková komůrka s reproduktorem a mikrofony



Obrázek 3.4: Parametry referenčního mikrofonu



Obrázek 3.5: Předzesilovač měřeného mikrofonu, schéma bylo vytvořeno na pracovišti vedoucího práce na fakultě dopravní ČVUT



Obrázek 3.6: Výkonový zesilovač reproduktoru, schéma stovebnice KMJ7233 převzato z ezk.cz

Číslo měření [1]	Frekvence budícího napětí [Hz]	Amplituda budícího signálu [mV]
1	1200	100
2	600	150
2	400	160
3	1800	400
5	900	120
6	2400	940
7	800	140

Tabulka 3.2: Přehled parametrů budícího signálu použitého při měření

Informace o amplitudě uvedená v tabulce 3.2 je pouze orientační, neboť byl použit výkonový zesilovač reproduktoru. Výsledné hodnoty jsou vztaženy k akustickému tlaku vyvolanému uvnitř komůrky, jehož hodnota byla vypočtena z hodnot naměřených referenčním mikrofonom. Amplituda budícího signálu byla nastavována tak, aby všechna měření probíhala při akustickém tlaku uvnitř komůrky přibližně 15Pa (117,5 dB SPL).

Výsledkem tohoto měření jsou data, která byla vyexportována do textového souboru jako dvojice X, Y, kde X je čas v sekundách a Y je hodnota napětí (respektive tlaku) naměřená na výstupu mikrofону.

3.2.2 Měření pomocí swept-sine

U měřeného mikrofonu bylo provedeno měření zkreslení za použití swept-sine signálu. Jako vstupní signál byl použit swept-sine signál s exponenciálním růstem frekvence, generovaný i následně přehrávaný pomocí funkce v prostředí MATLAB. Signál byl přiveden na vstup předzesilovače reproduktoru přes zvukovou kartu počítače. Měření bylo provedeno v tlakové komůrce obsahující reproduktor Visaton K28WP 8Ω , měřený mikrofon a referenční mikrofon. Před reproduktorem byl předřazen zesilovač (jeho schéma je zobrazeno na obrázku 3.6) zajišťující výkonové zesílení a impedanční přizpůsobení. Výstup měřeného mikrofonu byl přiveden na vstup analyzátoru Brüel & Kjaer RT Pro přes předzesilovač, jehož schéma je zobrazeno na obrázku 3.5. Výstup referenčního mikrofonu byl přiveden na vstup analyzátoru přímo. Jako referenční mikrofon byl použit mikrofon DeltaTron Pressure-field $\frac{1}{4}$ " typ 4944B, jehož parametry jsou uvedeny v obrázku 3.4.

Vstupní signály z mikrofonů byly zaznamenány pomocí analyzátoru Brüel & Kjaer RT Pro, jako digitalizovaný časový průběh signálu za použití vzorkovací frekvence 96kHz.

Výsledkem tohoto měření jsou data, která byla vyexportována do textového souboru jako dvojice X, Y, kde X je čas v sekundách a Y je hodnota napětí (respektive tlaku) naměřená na výstupu mikrofonu.

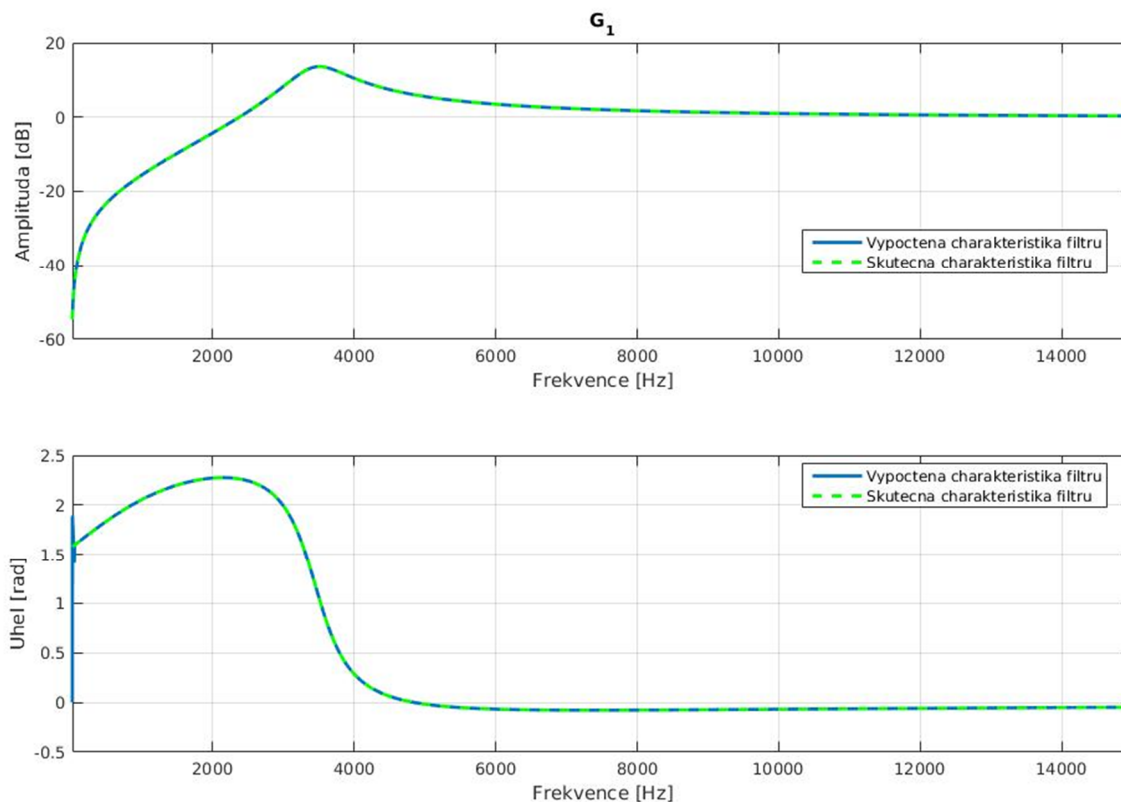
3.3 Simulace v prostředí MATLAB

Pro ověření správnosti implementace metody a funkčnosti zpracování a výpočtu byla před analýzou změřených dat provedena simulace v prostředí MATLAB. Pro tuto simulaci byly v prostředí MATLAB vygenerovány testovací signály. Vstupní (budící) signál NL systému byl signál swept-sine se shodnými parametry jako při reálném měření. Tento signál byl v prostředí MATLAB filtrován pomocí filtru s nelineární přenosovou charakteristikou a vznikl tak signál po průchodu NL_1 (signál $u(t)$). Tento signál byl následně filtrován druhým filtrem s nelineární přenosovou charakteristikou simulující průchod signálu NL_2 a vznikl tak výstupní signál $y(t)$.

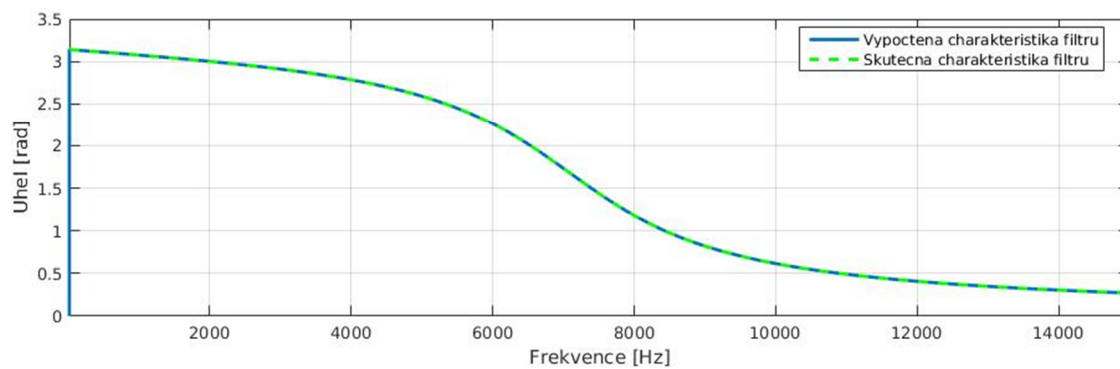
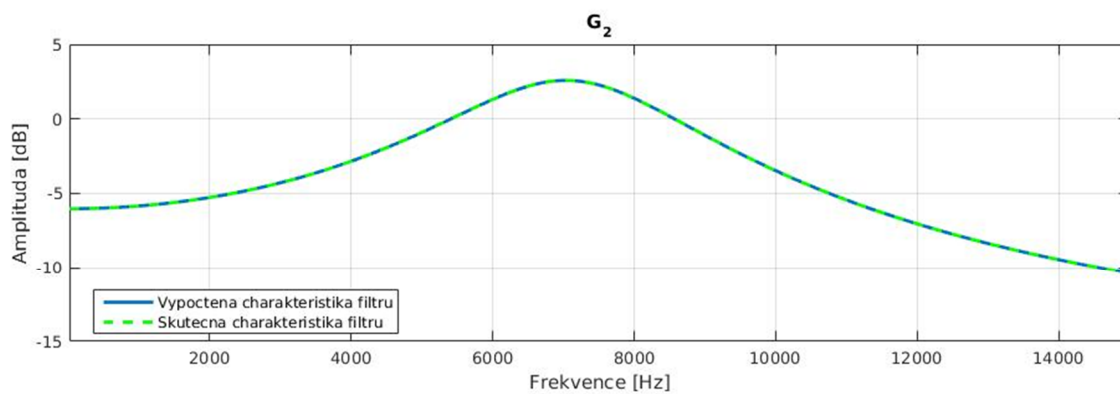
Takto získané signály byly následně analyzovány pomocí analyzátoru pro identifikaci zkreslení NL systému. Získané průběhy G_1 , G_2 a G_3 jsou zobrazeny v obrázcích 3.7, 3.8 a 3.9, kde „vypočtená charakteristika filtru“ značí průběh získaný analýzou NL systému a „skutečná charakteristika filtru“ je zvolený tvar filtru simulující NL_2 .

Tímto postupem byla ověřena správnost implementace metody v prostředí MATLAB.

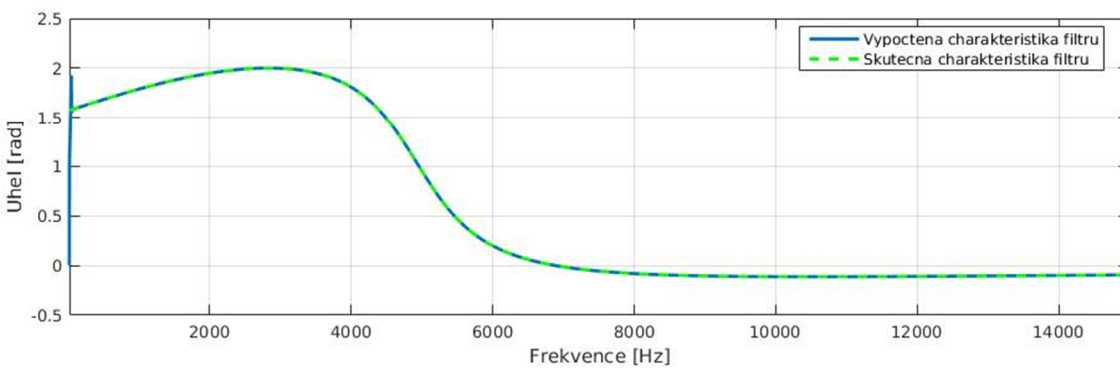
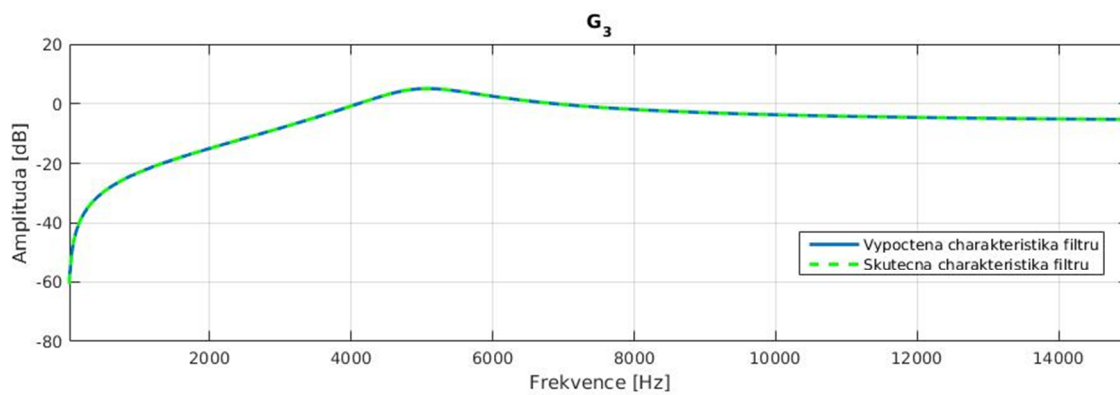
Charakteristiky filtrů NL_1 a NL_2 i spektra všech signálů jsou přiloženy v příloze této práce.



Obrázek 3.7: Porovnání skutečného a vypočteného tvaru filtru G_1



Obrázek 3.8: Porovnání skutečného a vypočteného tvaru filtru G_2



Obrázek 3.9: Porovnání skutečného a vypočteného tvaru filtru G_3

3.4 Zpracování dat

Změřená data byla naimportována do MATLABU prostřednictvím integrovaných funkcí MATLABU jako digitalizovaný časový průběh signálu uložený v jednorozměrné matici (respektive vektoru). U tohoto signálu byla nejprve provedena délková korekce, neboť měření se nespouštělo automaticky se zapnutím generátoru, ale byl zaznamenán i šum před zapnutím generátoru a po vypnutí generátoru. Byl nalezen počátek užitečného signálu (k jeho detekci byla použita detekce skokové změny úrovně oproti šumu) a následný patnáctisekundový úsek signálu byl uložen jako délkově korigovaný signál pro další zpracování.

Následně byla u signálu z měřeného mikrofonu a u signálu z referenčního mikrofonu v základní, druhé a třetí mocnině provedena konvoluce s inverzním filtrem swept-sine signálu a detekce impulzních odezev. Získané impulzní odezvy byly separovány a pomocí Fourierovy transformace byly získány jejich Fourierovy obrazy pro sestavení maticové rovnice 2.8.

Vzhledem k nutnosti sestavit maticovou rovnici 2.8 pro každou frekvenci zvlášť byl při zpracování použit cyklus s počátkem v hodnotě odpovídající počáteční frekvenci swept-sine a koncem v hodnotě koncové frekvence swept-sine. Při každém průchodu cyklem je vyřešením rovnice 2.8 získána hodnota G pro danou frekvenci, která je uložena do výstupní matice filtrů G . Po dokončení cyklu jsou ve výstupní matici filtrů G uloženy průběhy filtrů G_1 , G_2 a G_3 v závislosti na frekvenci.

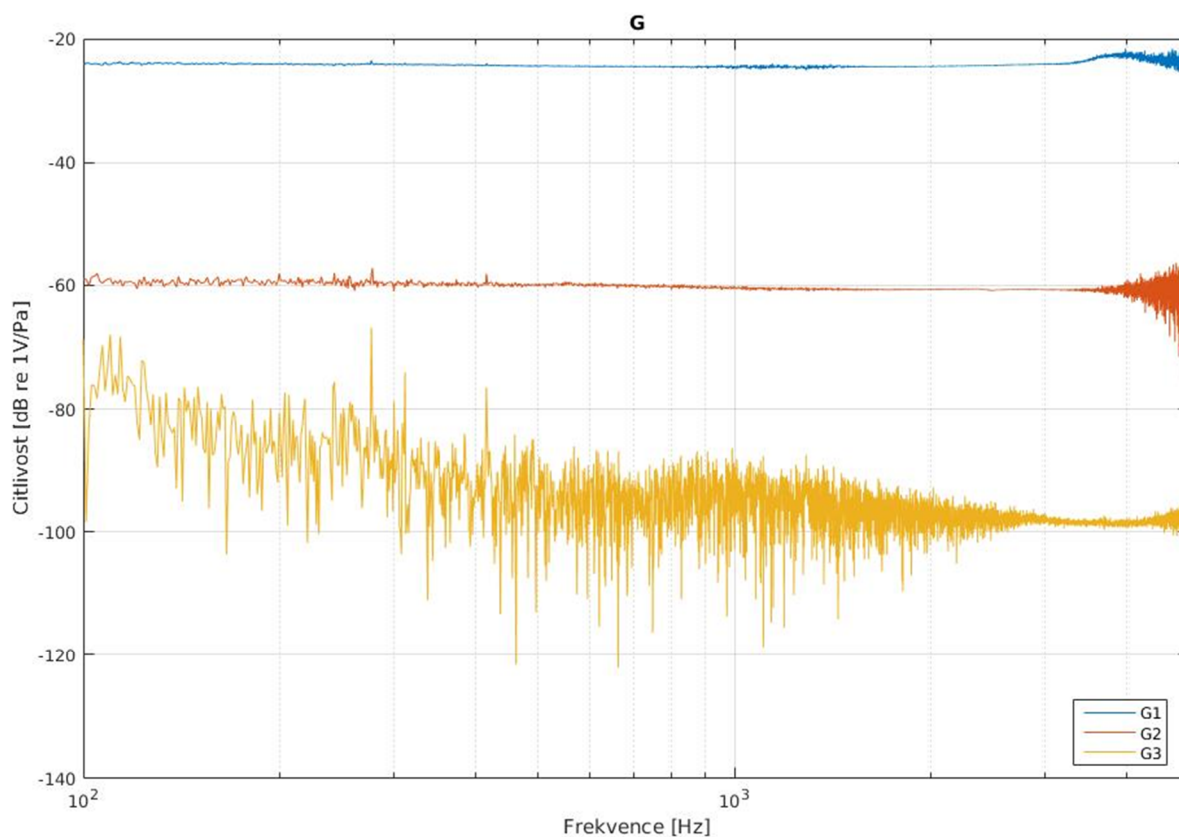
Pro možnost porovnání metod výpočtu byly hodnoty koeficientů G pomocí rovnic 2.9 a 2.6 přepočteny na THD, udávající celkové zkreslení v závislosti na frekvenci.

Tímto postupem byl získán model pro modelování měřeného NL systému při působení různě velkého akustického tlaku. Tímto modelem bylo vypočteno zkreslení THD při akustickém tlaku 117,5 dB SPL, při kterém probíhala předchozí měření. K vypočtenému průběhu závislosti THD na frekvenci byly přidány importované hodnoty z předchozích měření, které proběhly na určitých frekvencích při tomto tlaku, pro možnost porovnání.

Všechna naměřená data, funkce a skripty použité pro analýzu i výstupní grafy jsou uloženy na příloženém CD pro možné další využití.

4 Zhodnocení výsledků

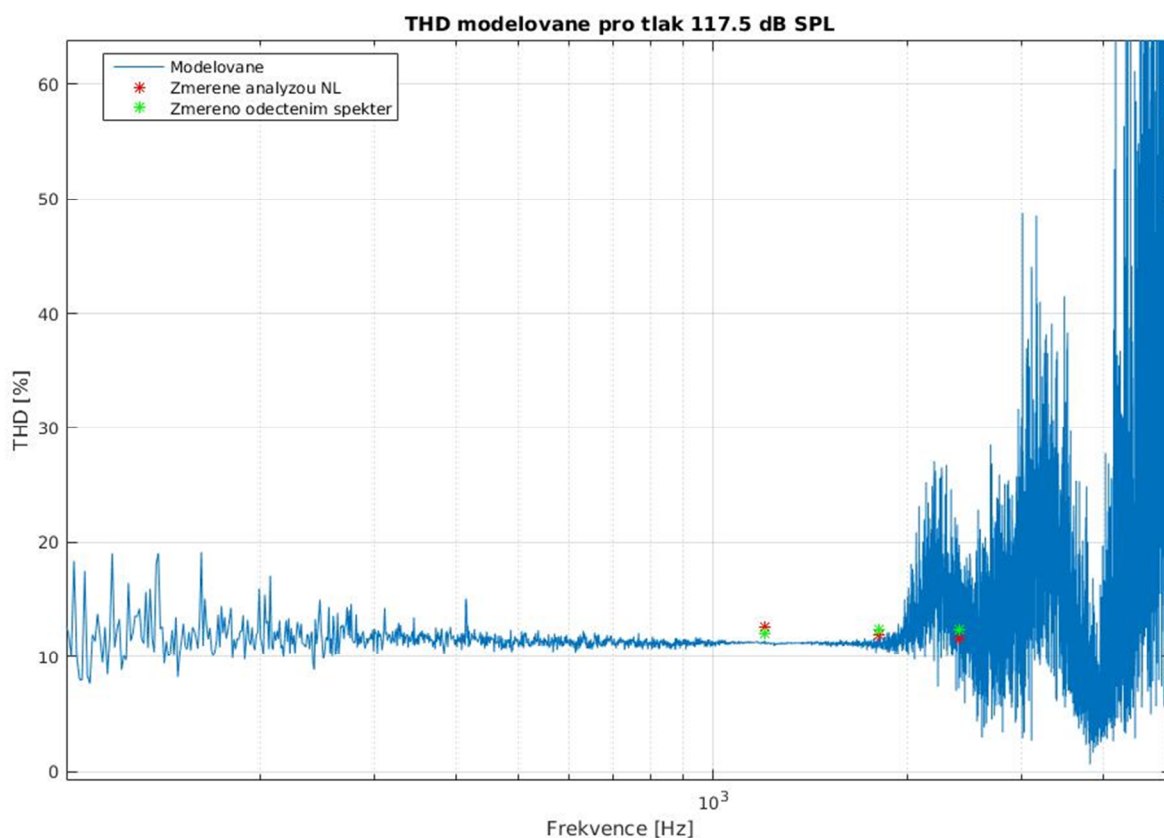
Výsledkem analýzy NL systému popsanou metodou jsou frekvenční závislosti koeficientů G Hammersteinova modelu, které jsou ukázány na obrázku 4.1. Na obrázku 4.1 je zobrazen pouze úsek od 100Hz do 5kHz, neboť mimo tuto oblast je signál zarušen (obrázek průběhu G v celém měřeném rozsahu je uveden v příloze této práce). Rušení pod 100Hz je způsobeno pravděpodobně síťovým rušením a přechodovým jevem ovlivňující signál po spuštění generátoru. Rušení na vyšších frekvencích je částečně způsobeno mechanickými vlastnostmi měřicí komůrky, kde se začínají výrazně projevovat vlnové jevy. Šum mohl také vzniknout vlivem rozdílné vzorkovací frekvence na reprodukční a snímací zvukové kartě počítače (tolerance oscilátoru způsobující, že frekvence není zcela přesně nastavených 96kHz). K řešení se dvěma separátními zvukovými kartami bylo nutné přistoupit kvůli nutnosti použít více vstupů a výstupů než má měřicí zvuková karta analyzátoru Brüel & Kjaer RT Pro. Nejvíce je však signál na vyšších frekvencích ovlivněn nedostatečným odstupem signálu od šumu kvůli nízké hodnotě vyvolaného akustického tlaku. Při pohledu na obrázek 8.9 je patrné, že akustický tlak, vyvolaný v komůrce reproduktorem, od 2kHz strmě klesá s frekvencí. Toto je dáno vlastnostmi použitého reproduktoru.



Obrázek 4.1: Průběhy koeficientů G v závislosti na frekvenci

Při pohledu na obrázek 4.1 je patrné, že v celém zobrazeném frekvenčním rozsahu je dominantní zkreslení druhou harmonickou, což odpovídá u elektretového mikrofonu teoretickým předpokladům. Značná rozkolísanost průběhu G_3 je způsobena ovlivněním šumem, neboť tento signál má úroveň velmi blízkou šumu.

Získané koeficienty G Hammersteinova modelu lze přepočítat na celkové zkreslení THD, pomocí kterého lze porovnat jednotlivé metody. Díky tomuto přepočtu z Hammersteinova modelu lze však modelovat chování systému při různě velkém akustickém tlaku. Na obrázku 4.2 je zobrazena frekvenční závislost THD měřeného mikrofonu při akustickém tlaku 117,5 dB SPL. Při tomto akustickém tlaku byla provedena měření při projektech 1 a 2 [6][7] a hodnoty THD vypočtené pomocí metody odečtení amplitud harmonických [6] a identifikace NL systému při měření na jednotlivých frekvencích [7] lze proto s tímto průběhem porovnat. Porovnání těchto metod je ukázáno i na obrázku 4.3, kde je však ukázáno porovnání na frekvenci 1200 Hz při měnícím se tlaku.



Obrázek 4.2: Frekvenční závislost THD včetně porovnání metod

Při pohledu na obrázek 4.2 je patrné, že všechny 3 porovnávané metody výpočtu udaly podobné hodnoty THD, a lze říci, že nejjednodušší metoda, odečtení amplitud harmonických, má největší chybovost, avšak ne takovou aby, byly výsledky nepoužitelné. Porovnání není též zcela jednoznačné, neboť nejsou porovnána shodná

data analyzovaná pomocí 3 metod, ale dala vzniklá jako výstup dvou měření. Ač bylo použito shodné přístrojové vybavení i konfigurace, mohou se změřené výsledky lišit. Peaky ve spodní části spektra jsou způsobeny pravděpodobně náhodnou indukci šumu či krátkodobou poruchou, spíše než skokovým zhoršením vlastností NL systému.

Detailnější porovnání hodnot zobrazených na obrázku 4.2 pro porovnávané frekvence je uvedeno pro přehlednost v tabulce 4.1.

Frekvence [Hz]	THD 1 [%]	THD 2 [%]	THD 3 [%]	Hladina akustického tlaku [dB SPL]
1200	12,099	12,667	11,506	117,5
1800	12,35	11,911	11,297	117,5
2400	12,412	11,625	11,157	117,5

Tabulka 4.1: Porovnání hodnot THD, vypočtených jednotlivými metodami

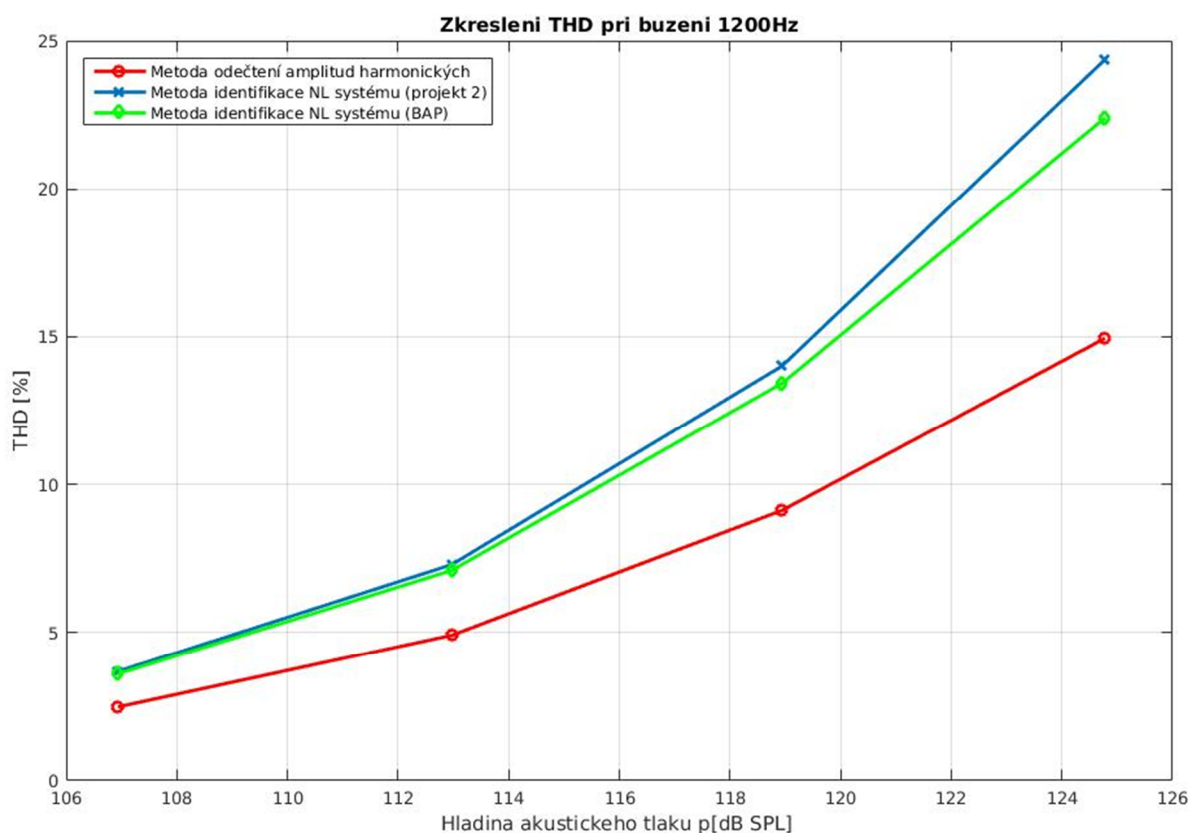
Frekvence [Hz] – frekvence, k níž se hodnota THD vztahuje

THD 1 [%] – hodnota THD vypočtená metodou odečtení spekter harmonických

THD 2 [%] – hodnota THD vypočtená metodou identifikace NL systému, měření na jednotlivých f

THD 3 [%] – hodnota THD vypočtená metodou identifikace NL systému, měření se swept-sine

Hladina akustického tlaku [dB SPL] – hladina akustického tlaku, při kterém bylo měření provedeno



Obrázek 4.3: THD v závislosti na tlaku při buzení 1200Hz

Z obrázku 4.3 je možno pozorovat trend, že se zvyšujícím se akustickým tlakem se více projevují intermodulace, a proto se přesnost metody odečtení amplitud harmonických, která zanedbává intermodulační zkreslení, se zvyšujícím se akustickým tlakem snižuje.

5 Závěr

Tato práce byla věnována implementaci metody výpočtu nelineárního zkreslení jednoho nelineárního systému při sériovém zapojení dvou nelineárních systémů, tvorbě modelu umožňující sledovat chování tohoto nelineárního systému a porovnání výsledků této metody s jednoduššími metodami výpočtu.

Použitá metoda jako jediná z uvedených dokáže modelovat chování NL systému v závislosti na tlaku v celém měřeném frekvenčním pásmu, předešlé metody se omezovaly na výpočet zkreslení pro jednu frekvenci, pro níž byla sestavena maticová rovnice 2.8. Pro analýzu měřeného NL systému touto metodou bylo však nutno provést nové měření za pomoci swept-sine signálu s exponenciálním růstem frekvence. Důsledkem toho je nemožnost porovnání výsledků analýz shodných dat mezi jednotlivými metodami. Obě měření však byla provedena se stejným měřeným mikrofonem, shodným přístrojovým vybavením (kromě zdroje signálu) i shodnými konfiguracemi přístrojů a lze proto předpokládat, že mezi naměřenými hodnotami budou jen minimální rozdíly způsobené šumem.

K porovnání výsledků slouží obrázek 4.2 spolu s tabulkou 4.1, kde jsou uvedeny hodnoty THD na porovnávaných frekvencích. Z výsledků vyplývá, že všechny porovnávané metody udaly velmi podobné výsledky, uvážíme-li, že se nejednalo o shodný datový vzorek, ale o výsledky dvou měření, pak je maximální rozptyl výsledků 1,26 % při naměřeném THD okolo 11% akceptovatelný.

Na obrázku 4.3 je ukázána závislost THD na akustickém tlaku při konstantní frekvenci 1200Hz. Z průběhů je patrné, že výsledky získané metodou odečtením amplitud harmonických se od výsledků získaných zbylými metodami značně liší a rozdíl se zvyšuje s rostoucím tlakem. Lze proto konstatovat, že se zvyšujícím se tlakem stoupá vliv intermodulací, které metoda odečtení amplitud harmonických zanedbává a použitelnost této metody je tímto limitována.

Z výše uvedených závěrů lze konstatovat, že cíle této práce byly splněny.

6 Seznam použité literatury

[1] Novák, A., Maillou, B., Lotton, P., Simon, L.: Non-parametric Identification of Nonlinear Systems in Series, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement 63 (8), p. 2044 - 2051, 2014

[2] Novák, A., Simon, L., Kadlec, F.: Nonlinear System Identification Using Exponential Swept-Sine Signal, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2009

[3] Škvor, Z.: Elektroakustika a akustika, ČVUT, Praha, 2012

[4] Beranek, L. L., Mellow, V T.: Acoustics: Sound Fields and Transducers, Elsevier, UK, USA, 2012

[5] Farina, A.: Simultaneous measurement of impulse response and distortion with a swept-sine technique, 108th AES Convention, Paris 18-22 February 2000

[6] Kolář, J.: Měření parametrů mikrofonů, Praha 2014

[7] Kolář, J.: Měření nelineárního zkreslení mikrofonů, Praha 2016

7 Seznam obrázků a tabulek

7.1 Seznam obrázků

Obrázek 2.1: Elektromechanický měnič, převzato z [3]

Obrázek 2.2: Elektroakustický měnič, převzato z [3]

Obrázek 2.3: Elektroakustický měnič: elektromechanický měnič doplněný analogem ideálního transformátoru s převodem $S:1$, převzato z [3]

Obrázek 2.4: Náhradní schéma přijímače 0. řádu s elektrostatickým měničem, převzato z [3]

Obrázek 2.5: Modulová charakteristika přijímače 0. řádu s elektrostatickým měničem, převzato z [3]

Obrázek 2.6: Jednočinný elektrostatický měnič se symbolickým schématem pohyblivé elektrody, převzato z [3]

Obrázek 2.7: Obecný Hammersteinův model nelineárního systému, převzato z [1]

Obrázek 2.8: Spektra signálů z měřeného a referenčního mikrofonu při buzení sinusovým signálem 1200Hz

Obrázek 2.9: Dva NL systémy v sérii, převzato z [1]

Obrázek 2.10: Dva NL systémy v sérii, kdy druhý je modelovaný obecným Hammersteinovým modelem, převzato z [1]

Obrázek 2.11: Chování nelineárního systému při buzení sinusovým signálem o frekvenci f_x , převzato z [1]

Obrázek 2.12: Chování nelineárního systému při buzení sinusovým signálem o frekvenci $\frac{f_x}{2}$, převzato z [1]

Obrázek 2.13: Chování nelineárního systému při buzení sinusovým signálem o frekvenci $\frac{f_x}{3}$, převzato z [1]

Obrázek 2.14: Blokové schéma provedení konvoluce, převzato z [2]

Obrázek 2.15: Výsledek provedení konvoluce $y(t) * \tilde{s}(t)$, převzato z [2]

Obrázek 3.1: Měřený mikrofon MCE-2500, převzato z ges.cz

Obrázek 3.2: Změřená frekvenční charakteristika měřeného mikrofonu MCE-2500

Obrázek 3.3: Tlaková komůrka s reproduktorem a mikrofony

Obrázek 3.4: Parametry referenčního mikrofonu

Obrázek 3.5: Předzesilovač měřeného mikrofonu, schéma bylo vytvořeno na pracovišti vedoucího práce na fakultě dopravní ČVUT

Obrázek 3.6: Výkonový zesilovač reproduktoru, schéma stavebnice KMJ7233 převzato z ezk.cz

Obrázek 3.7: Porovnání skutečného a vypočteného tvaru filtru G_1

Obrázek 3.8: Porovnání skutečného a vypočteného tvaru filtru G_2

Obrázek 3.9: Porovnání skutečného a vypočteného tvaru filtru G_3

Obrázek 4.1: Průběhy koeficientů G v závislosti na frekvenci

Obrázek 4.2: Frekvenční závislost THD včetně porovnání metod

Obrázek 4.3: THD v závislosti na tlaku při buzení 1200Hz

Obrázek 8.1: Technický výkres měřící komůrky, schéma bylo vytvořeno na pracovišti vedoucího práce na fakultě dopravní ČVUT

Obrázek 8.2: Spektrum vstupního signálu simulace

Obrázek 8.3: Spektrum signálu po průchodu NL_1 simulace

Obrázek 8.4: Spektrum signálu po průchodu NL_2 simulace

Obrázek 8.5: Frekvenční charakteristika filtru simulující NL_1

Obrázek 8.6: Frekvenční charakteristika filtru simulující NL_2

Obrázek 8.7: Průběhy koeficientů G v závislosti na frekvenci

Obrázek 8.8: Spektrum signálu z měřeného mikrofonu

Obrázek 8.9: Spektrum signálu z referenčního mikrofonu

7.2 Seznam tabulek

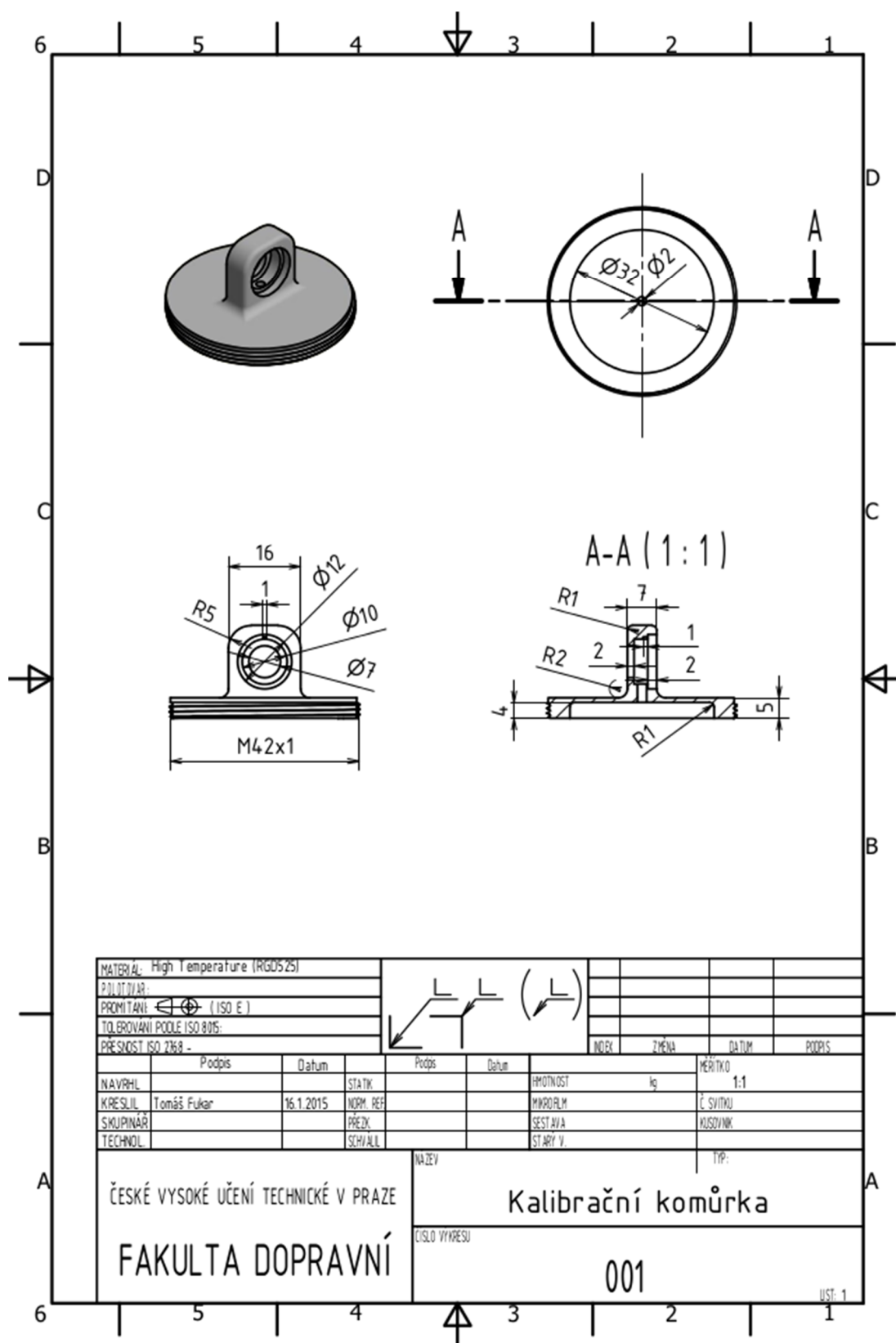
Tabulka 3.1: Tabulkové parametry mikrofonu MCE-2500

Tabulka 3.2: Přehled parametrů budícího signálu použitého při měření

Tabulka 4.1: Porovnání hodnot THD vypočtených jednotlivými metodami

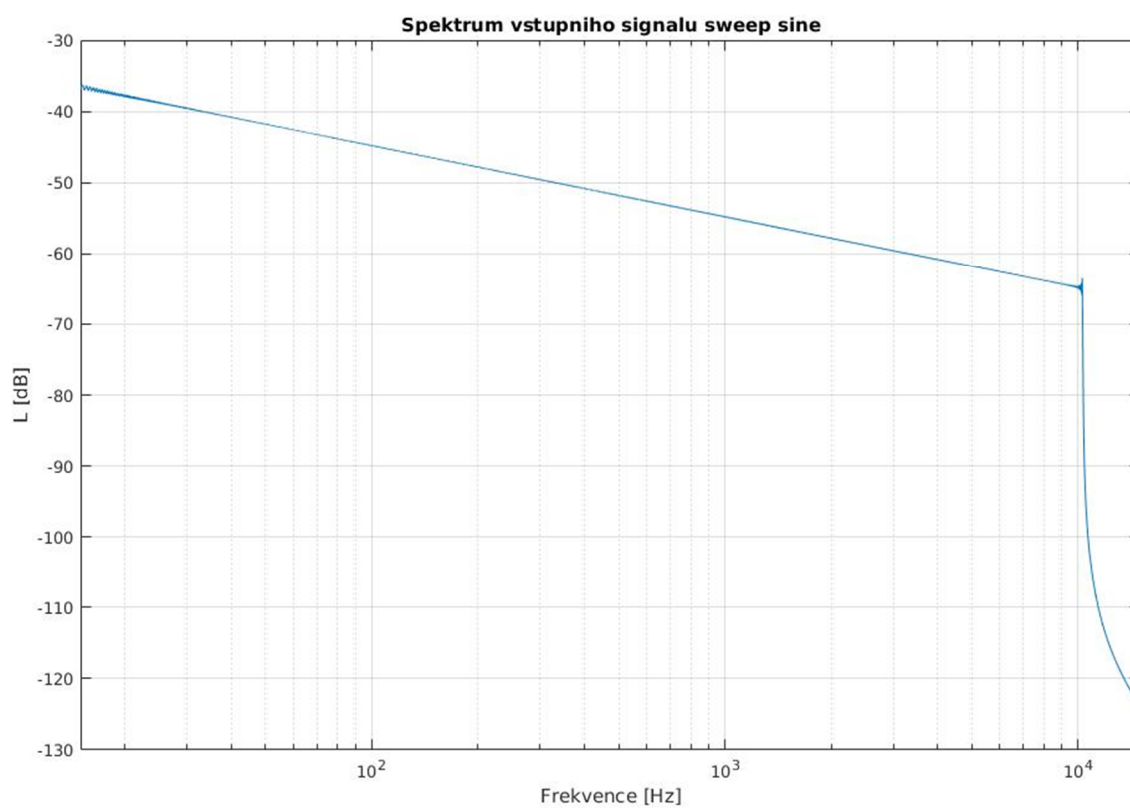
8 Přílohy

8.1 Technický výkres měřicí komůrky

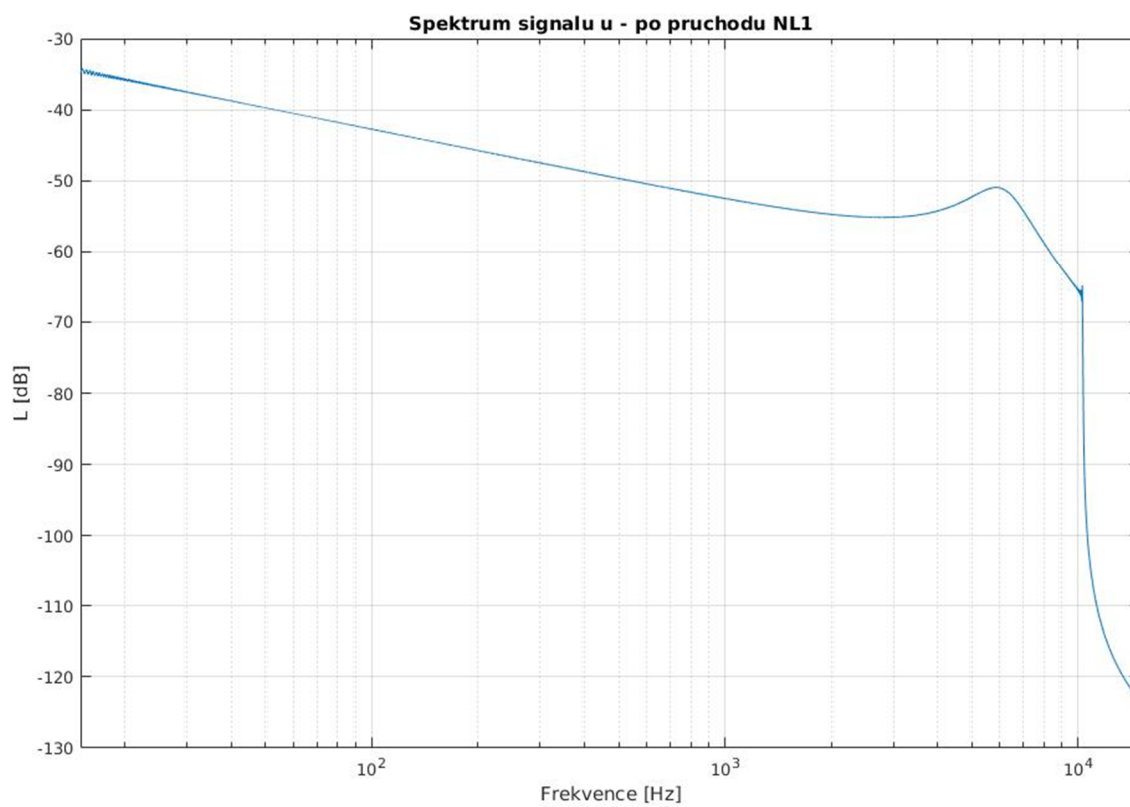


Obrázek 8.1: Technický výkres měřicí komůrky, schéma bylo vytvořeno na pracovišti vedoucího práce na fakultě dopravní ČVUT

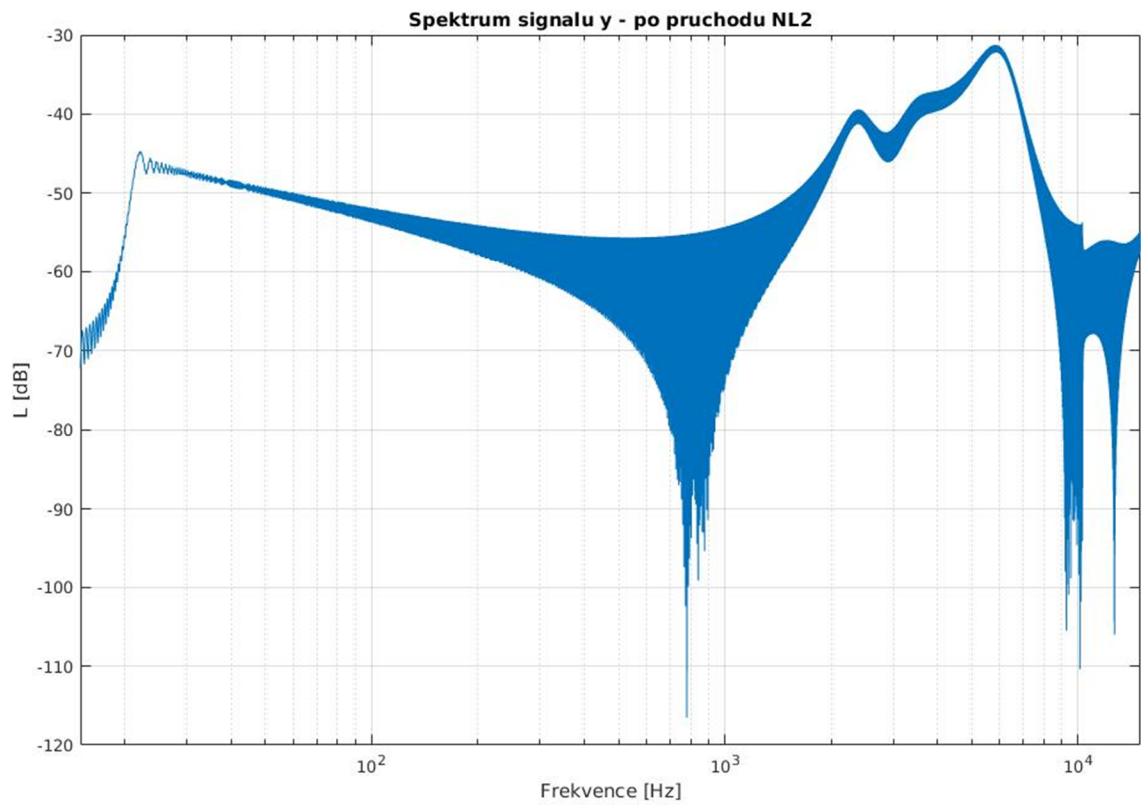
8.2 Výstupní grafy simulace



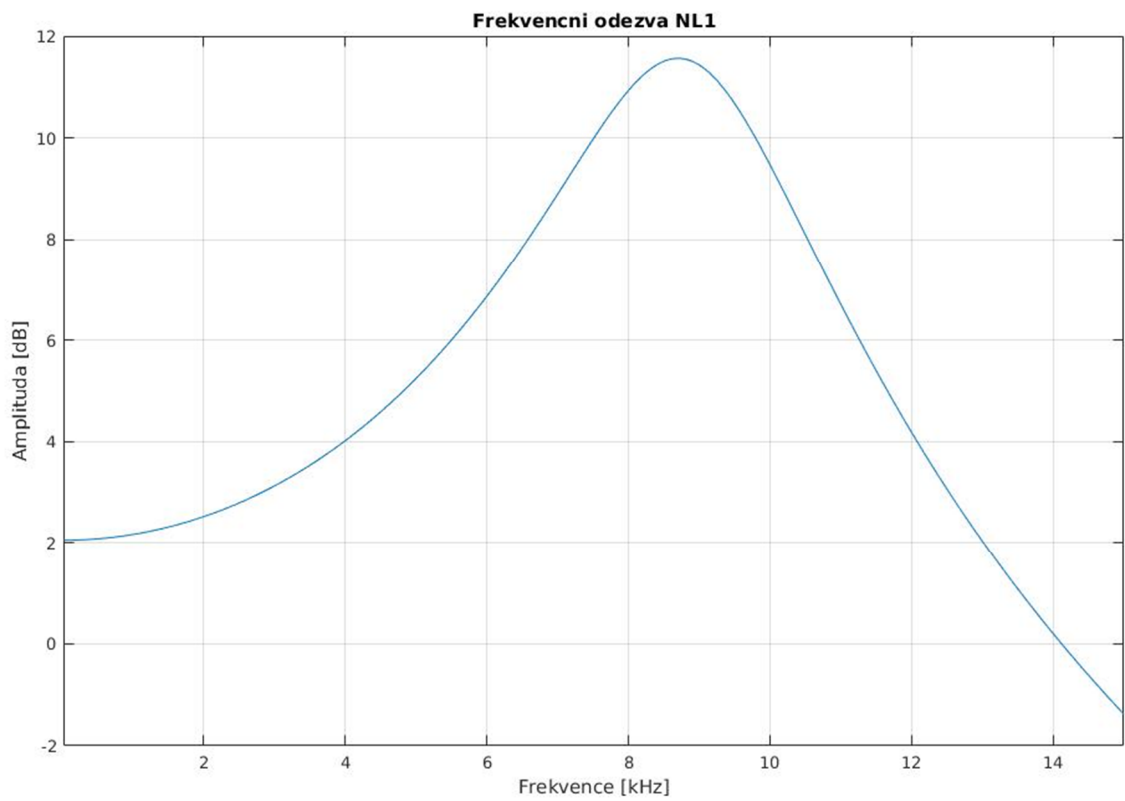
Obrázek 8.2: Spektrum vstupního signálu simulace



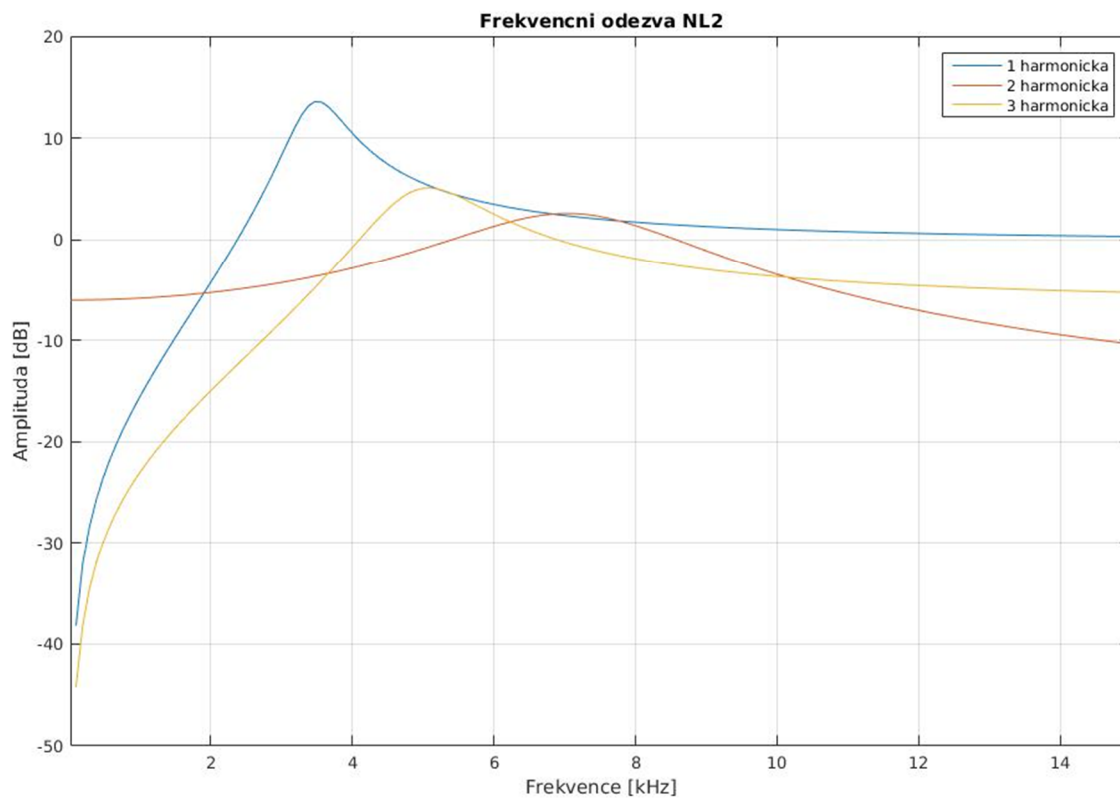
Obrázek 8.3: Spektrum signálu po průchodu NL_1 simulace



Obrázek 8.4: Spektrum signálu po průchodu NL₂ simulace

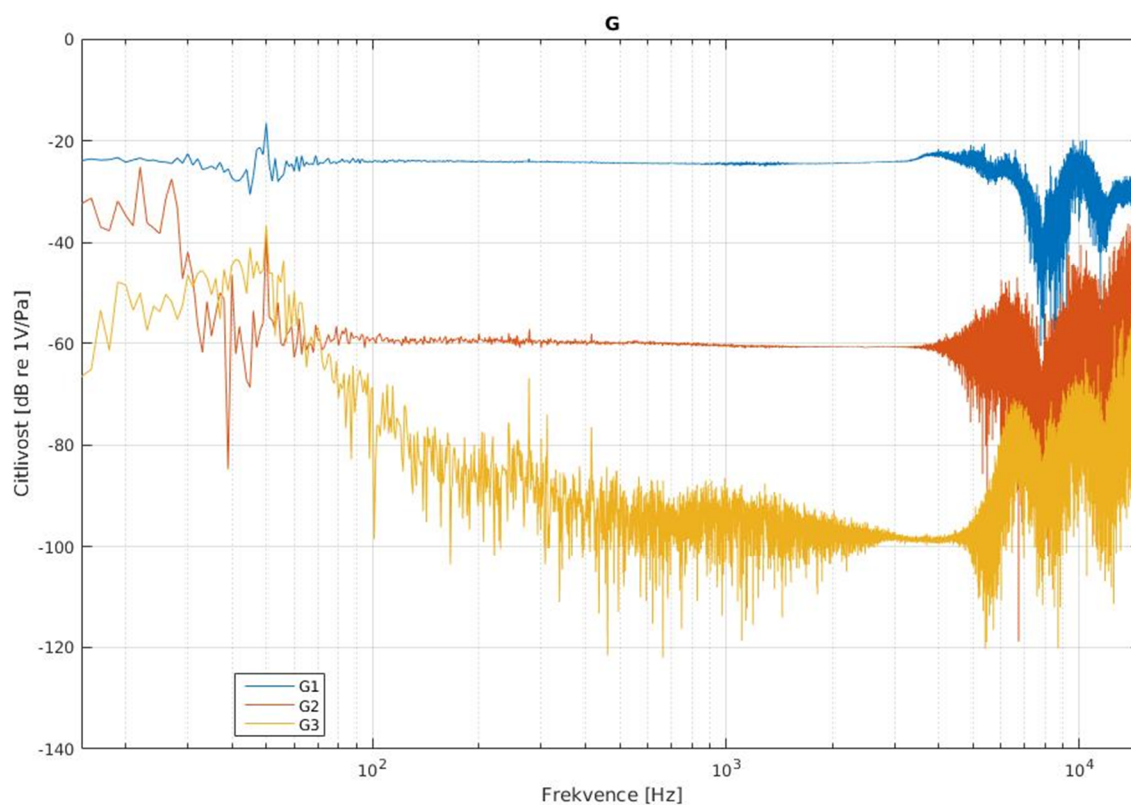


Obrázek 8.5: Frekvencní charakteristika filtru simulující NL₁

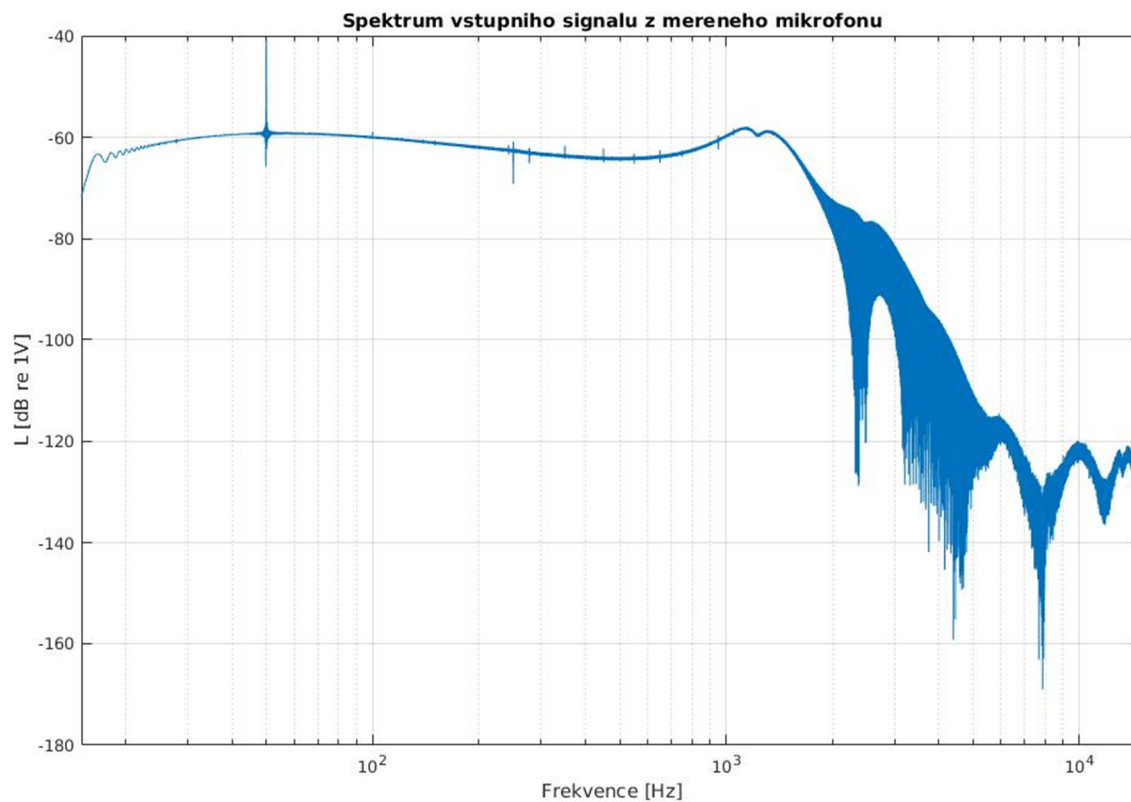


Obrázek 8.6: Frekvenční charakteristika filtru simulující NL₂

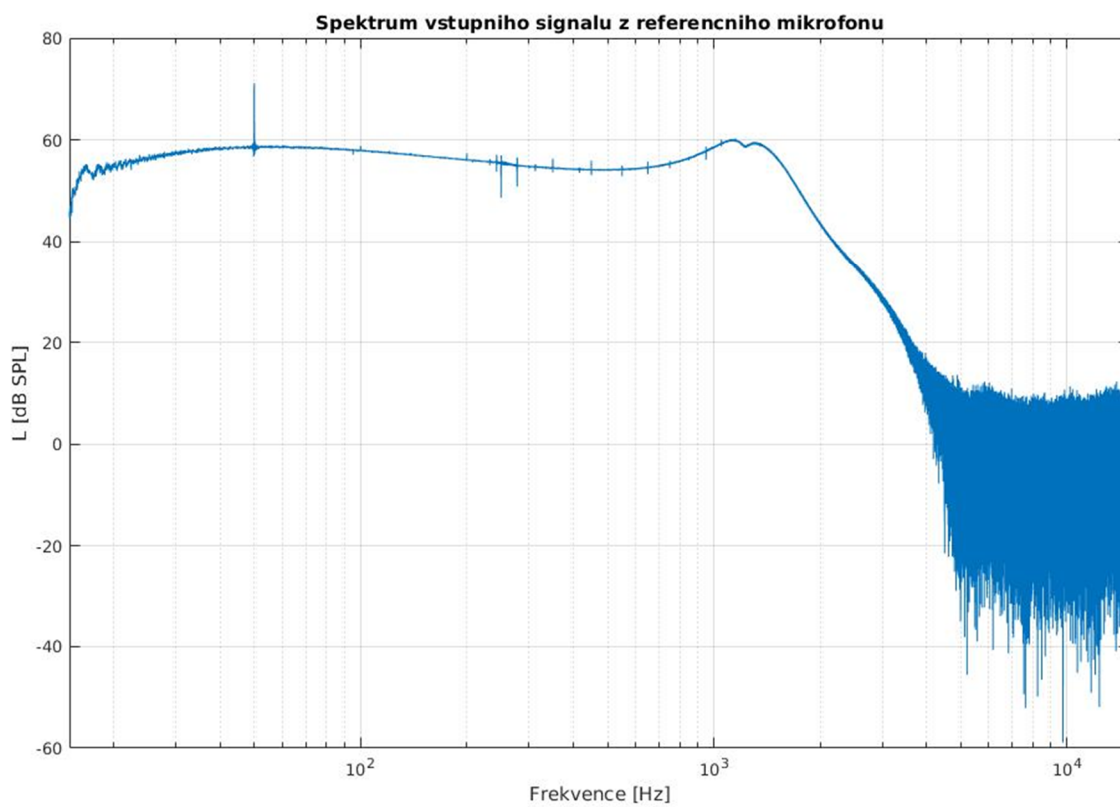
8.3 Výstupní grafy měření



Obrázek 8.7: Průběhy koeficientů G v závislosti na frekvenci



Obrázek 8.8: Spektrum signálu z měřeneho mikrofonu



Obrázek 8.9: Spektrum signálu z referenčního mikrofonu