

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra radioelektroniky

**Identifikace parametrů nelineárního modelu
elektretového mikrofону**

Identification of Parameters of Nonlinear Model of Electret Microphones

Diplomová práce

červen 2018

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

Student: Bc. Jakub Kolář

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Kolář** Jméno: **Jakub** Osobní číslo: **420182**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávající katedra/ústav: **Katedra radioelektroniky**
Studijní program: **Elektronika a komunikace**
Studijní obor: **Audiovizuální technika a zpracování signálů**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Identifikace parametrů nelineárního modelu elektretového mikrofonu

Název diplomové práce anglicky:

Identification of Parameters of Nonlinear Model of Electret Microphones

Pokyny pro vypracování:

Nastudujte základní principy funkce elektretových mikrofonů se zaměřením na vznik nelineárního zkreslení při elektro-akustickém převodu. Implementujte metodu identifikace parametrů Hammersteinova modelu nelineárního systému v případě dvou nelineárních systémů v sérii. Metodu aplikujte na měření nelineárního zkreslení elektretových mikrofonů buzených nelineárním zdrojem ve volném poli. Popište praktické aspekty měření a prozkoumejte vliv dalších parametrů mikrofonů (ekvivalentní polarizační napětí, proud měničem) na výsledné zkreslení.

Seznam doporučené 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] Farina, A.: Simultaneous measurement of impulse response and distortion with a swept-sine technique, 108th AES Convention, Paris 18-22 February 2000
- [3] Beranek, L. L., Mellow, V T.: Acoustics: Sound Fields and Transducers, Elsevier, UK, USA, 2012

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Petr Honzík, Ph.D., UBI FD ČVUT

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **12.02.2018**

Termín odevzdání diplomové práce: _____

Platnost zadání diplomové práce: **30.09.2019**

Ing. Petr Honzík, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.
podpis děkana(ky)

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

_____ Datum převzetí zadání

_____ Podpis studenta

ANOTACE

Tato práce se zabývá implementací metody identifikace nelineárního zkreslení jednoho nelineárního systému při sériovém zapojení dvou nelineárních systémů – reproduktor a mikrofon. Identifikovaným nelineárním systémem je druhý nelineární systém, tedy mikrofon. Tato práce se přitom zaměřuje na použitelnost této metody při reálných akustických podmínkách použití mikrofonu a na zvýšení robustnosti metody. Metoda popisuje identifikovaný nelineární systém (mikrofon) pomocí Hammersteinova modelu, který je dále použit pro výpočet frekvenční závislosti THD (Total harmonic distortion – THD) daného mikrofonu a pro modelování výstupního signálu tohoto mikrofonu. V práci je rovněž popsán dominantní typ zkreslení v elektretovém mikrofonu, který je pomocí popsané metody následně ověřen.

KLÍČOVÁ SLOVA

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

SUMMARY

This work deals with a method of nonlinear system identification in the case of the series combination of two nonlinear systems - speaker and microphone. The second nonlinear system (the microphone) is identified. The work is focused on usability of this method in real acoustic conditions of microphone usage. The method use the Hammerstein model to describe identified nonlinear system (microphone). Using this model, the frequency dependence of the THD (Total harmonic distortion – THD) of the microphone is calculated and the microphone's output signal is modeled. In the work the distortion principle predominant in the electret microphone is analyzed and verified experimentally.

KEYWORDS

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.

Praha

.....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

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

Praha

.....

podpis autora

OBSAH

1 Úvod	11
2 Teoretická část	12
2.1 Elektroakustické měniče	12
2.2 Elektrostatické měniče	13
2.2.1 Vlastnosti jednočinného elektrostatického měniče jako mikrofonu	14
2.3 Popis nelineárního systému	18
2.3.1 Popis nelineárních systémů v sérii	19
2.4 Identifikace nelineárního systému v sérii	21
2.4.1 Popis skladby maticové rovnice	23
2.4.2 Identifikace nelineárního systému za použití sweep-sine	25
3 Praktická část	28
3.1 Měření mikrofon	28
3.2 Popis metody popsané v předešlé práci [1]	32
3.3 Popis metody modifikované pro měření ve volném poli	34
3.3.1 Zkoumané modifikace	37
3.3.2 Další provedená měření	39
3.3.3 Úpravy MATLAB kódu oproti verzi použité v [1]	41
3.3.4 Zpracování dat	44
3.4 Modelování výstupního signálu mikrofonu	46
4 Zhodnocení výsledků	48
4.1 Zvýšení a ověření robustnosti metody	48
4.2 Porovnání mikrofonů s různým ekvivalentním polarizačním napětím	53
4.3 Zhodnocení vlivu proudu mikrofonem na THD	55
4.4 Porovnání reálného a modelovaného výstupního signálu	56
4.5 Měření zkreslení mikrofonu ve vakuu	59
5 Závěr	62
Literatura	63

SEZNAM OBRÁZKŮ

2.1	Elektroakustický měnič, převzato z [5]	12
2.2	Elektrostatický jednočinný měnič: pevná elektroda 1, pohyblivá elektroda 2, vzduchová mezera 3, elastor 4, převzato z [5]	13
2.3	Elektrostatický dvojčinný měnič: pohyblivá elektroda 1, pevné elektrody 2 a 3, převzato z [5]	14
2.4	Náhradní schéma elektroakustického převodu jednočinného elektrostatického měniče	16
2.5	Lineární, časově invariantní systém	18
2.6	Nelineární systém	18
2.7	Obecný Hammersteinův model NL systému	19
2.8	Dva NL systémy v sérii	19
2.9	Dva NL systémy v sérii, kdy druhý je modelovaný obecným Hammersteinovým modelem	20
2.10	Chování NL systému při buzení sinusovým signálem frekvenci f_x , převzato z [4]	23
2.11	Chování NL systému při buzení sinusovým signálem frekvenci $\frac{f_x}{2}$, převzato z [4]	24
2.12	Chování NL systému při buzení sinusovým signálem frekvenci $\frac{f_x}{3}$, převzato z [4]	24
2.13	Exponenciální sweep-sine generovaný za použití tří různých předpisů: a) nesynchronní sweep-sine, b) synchronní sweep-sine s počáteční nenulovou fází, c) synchronní sweep-sine s počáteční nulovou fází. Signál $x(t)$ je vykreslen šedou čarou, druhá harmonická signálu je vykreslena černou přerušovanou čarou, převzato z [8]	26
2.14	Blokové schéma provedení nelineární konvoluce, převzato z [2]	27
2.15	Výsledek provedení nelineární konvoluce, převzato z [2]	27
3.1	Mikrofon v řezu a pohled na základnu mikrofonu s otvory pro elektrody, převzato z [7]	28
3.2	Schéma zapojení mikrofonního měniče a JFET tranzistoru uvnitř mikrofonní kapsle	29
3.3	Změřená frekvenční charakteristika měřeného mikrofonu MCE 2500	30
3.4	Porovnání frekvenční charakteristika měřeného mikrofonu MCE 2500 získané přímým měřením analyzátozem B&K Photon+ a získané z Hammersteinova modelu	30
3.5	Změřené frekvenční charakteristiky měřených mikrofonů MCE 2500	31
3.6	Schéma zapojení měřícího přípravku při měření v tlakové komůrce	32

3.7	Schéma předzesilovače měřeného mikrofону, použitého při měření v tlakové komůrce, schéma bylo vytvořeno na pracovišti vedoucího práce na fakultě dopravní ČVUT	33
3.8	Schéma zapojení měřícího přípravku při měření ve volném poli	34
3.9	Pohled do akusticky upraveného prostoru s reproduktorem a mikrofóny	35
3.10	Detail na instalaci mikrofónů a reproduktoru v akusticky upraveném prostoru	35
3.11	Schéma předzesilovače měřeného mikrofону, použitého při měření ve volném poli, schéma bylo vytvořeno na pracovišti vedoucího práce na fakultě dopravní ČVUT	36
3.12	Parametry referenčního mikrofону 1/4"	36
3.13	Porovnání koeficientů G vypočtených pro shodný mikrofón na základě použití referenčního 1/2" mikrofону a 1/4" mikrofону	38
3.14	Parametry referenčního mikrofону 1/2"	39
3.15	Vyhlazený průběh koeficientů G měřeného předzesilovače	40
3.16	Vyhlazený průběh zkreslení THD měřeného předzesilovače pro vstupní napětí 0,1V	41
3.17	Časový průběh tří realizací měřeného signálu za sebou	42
3.18	Spektrum vstupního harmonického signálu $x(t)$ o frekvenci 1kHz a amplitudě 10Pa	46
3.19	Průběh G koeficientů modelovaného mikrofону	47
3.20	Spektrum výstupního signálu $y(t)$ modelovaného mikrofону	47
4.1	Průběh koeficientů G v závislosti na frekvenci - porovnání průběhu s použitím vyhlazování a bez použití vyhlazování	48
4.2	Průběh THD v závislosti na frekvenci z průměrovaného a neprůměrovaného signálu, použito vyhlazování průběhů G koeficientů, THD modelováno pro vstupní akustický tlak 13Pa	49
4.3	Průběh THD v závislosti na frekvenci - porovnání průběhu s použitím vyhlazování a bez použití vyhlazování, použito průměrování vstupního signálu z 25 realizací, THD modelováno pro vstupní akustický tlak 13Pa	49
4.4	Průběhy THD v závislosti na frekvenci vypočtené z dat z různých zvukových karet, THD modelováno pro vstupní akustický tlak 13Pa	50
4.5	Průběh koeficientů G v závislosti na frekvenci ze zvukové karty Steinberg UR22, ilustrace vlivu antialiasingového filtru	51
4.6	Průběhy THD v závislosti na frekvenci - modely vytvořeny na základě měření při různém odstupu S/N, THD modelováno pro vstupní akustický tlak 13Pa	51

4.7	Průběhy koeficientů G v závislosti na frekvenci - modely vytvořeny na základě měření při různém odstupě S/N	52
4.8	Průběhy THD jednotlivých mikrofonů v závislosti na frekvenci, THD modelováno pro vstupní akustický tlak 13Pa	53
4.9	54
4.10	54
4.11	Průběhy THD v závislosti na frekvenci a proudu integrovaným JFET tranzistorem mikrofonu, THD modelováno pro vstupní akustický tlak 13Pa	55
4.12	56
4.13	56
4.14	Spektrum vstupního signálu $u(t)$ modelovaného mikrofonu, signál změřený referenčním mikrofonem	57
4.15	Spektrum modelovaného výstupního signálu $y(t)$ a reálného výstupního signálu $y_r(t)$	57
4.16	Časový průběh modelovaného výstupního signálu $y(t)$ a reálného výstupního signálu $y_r(t)$. V obrázku jsou průběhy synchronizovány tak aby jejich vzájemný fázový posun byl minimální	58
4.17	Schéma zapojení měřícího přípravku při měření ve vakuu, převzato z [7]	59
4.18	Průběh koeficientů G v závislosti na frekvenci, změřeno mimo vakuum při elektrostatickém buzení	60
4.19	Průběh koeficientů G v závislosti na frekvenci, změřeno ve vakuu při elektrostatickém buzení	60

SEZNAM TABULEK

3.1	Tabulka parametrů mikrofonu, mechanické parametry převzaty z [7], elektrické parametry převzaty z ges.cz	29
4.1	Ekvivalentní polarizační napětí pro jednotlivé mikrofony, převzato z [7]	54
4.2	Tabulka porovnání úrovní harmonických mezi modelovaným výstup- ním signálem a reálným výstupním signálem	58

1 ÚVOD

Tato práce přímo navazuje na předchozí práci [1] zaměřenou na měření nelineárního zkreslení mikrofonů, v rámci níž byla nastudována a implementována funkční metoda pro analýzu nelineárního zkreslení mikrofonu a popsání tohoto zkreslení pomocí Hammersteinova modelu.

Cílem této práce je již implementovanou metodu rozšířit na použití pro měření nelineárního zkreslení mikrofonu ve volném poli, které více reflektuje standardní podmínky použití mikrofonu než měřicí komůrka miniaturních rozměrů. Měření ve volném poli je prováděno při nižším akustickém tlaku ve srovnání s akustickým tlakem uvnitř komůrky. Zároveň měření ve volném poli lze provést v širším frekvenčním pásmu, neboť zde není, na rozdíl od komůrky, frekvenční omezení na vyšších frekvencích.

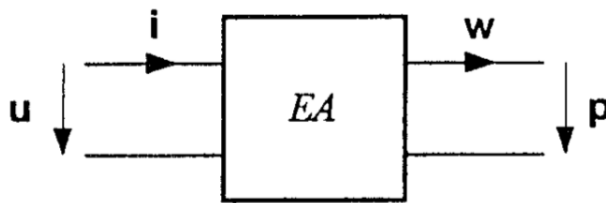
Dalším cílem této práce je provést sérii měření několika elektretových mikrofonů shodného typu i konstrukce, používaných pro aplikaci v senzorických sítích, na několika definovaných akustických hladinách. Následně za pomoci implementované metody identifikovat zkreslení jednotlivých mikrofonů na jednotlivých akustických hladinách a na základě těchto výsledků analyzovat závislost zkreslení mikrofonu na jeho dalších parametrech (citlivost, ekvivalentní polarizační napětí, proud mikrofonem).

2 TEORETICKÁ ČÁST

2.1 Elektroakustické měniče

Pojmem elektroakustický měnič rozumíme zařízení uskutečňující převod z akustické domény (akustická rychlost a akustický tlak) do elektrické domény (elektrické napětí a elektrický proud) nebo naopak z elektrické do akustické domény. Nejpoužívanější jsou dvě skupiny měničů, existují však i další méně používané typy měničů. První skupinu, do níž patří měniče elektrodynamické a elektromagnetické, nazýváme měniči s magnetickým polem. Druhou skupinu, do níž patří měniče elektrostatické a piezoelektrické, nazýváme měniči s elektrickým polem. Všechny tyto měniče jsou měniči recipročními.[1, 5]

Elektroakustické měniče zpravidla popisujeme jako lineární dvojbran, i přestože řada principů, na nichž jsou tyto měniče založeny a jak je také popsáno v této práci, je ve své podstatě nelineární. Tento obecný dvojbran je ukázán na obrázku 2.1, kde p a w představují akustický tlak a akustickou objemovou rychlost a u a i představují elektrické napětí a proud.[1, 5]

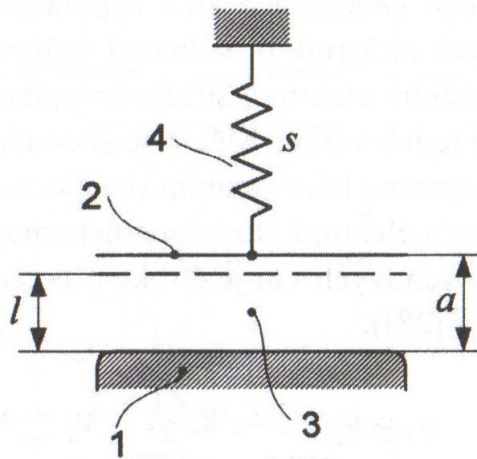


Obr. 2.1: Elektroakustický měnič, převzato z [5]

2.2 Elektrostatické měniče

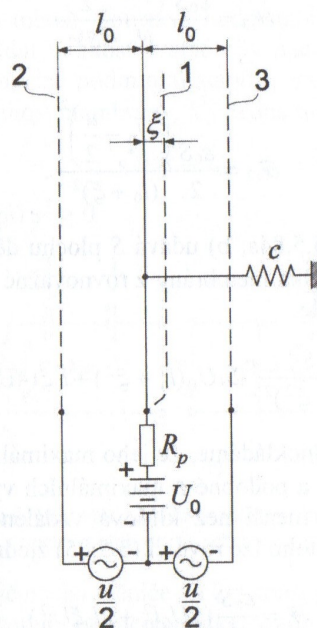
Elektrostatické měniče lze rozdělit na dvě základní skupiny - jednočinné elektrostatické měniče a dvojčinné elektrostatické měniče.[5]

Jednočinný elektrostatický měnič, který je zobrazen na obrázku 2.2, je ve své podstatě, stejně jako dvojčinný elektrostatický měnič, kondenzátor. V případě jednočinného elektrostatického měniče je tento kondenzátor tvořen pevnou elektrodou 1 a pohyblivou elektrodou 2. Pohyblivá elektroda je zpravidla realizována jako tenká membrána, která vykonává pohyb vůči pevné elektrodě. Mezi elektrodami je vzduchová mezera 3. Pokud mezi elektrodami není elektrické pole, je šířka vzduchové mezery a , a po přivedení elektrického napětí na elektrody vznikne mezi elektrodami elektrické pole, v jehož důsledku dojde k přitažení pohyblivé elektrody směrem k pevné elektrodě na vzdálenost l . Tato vzdálenost je dána rovnováhou přitažlivé síly s reakcí elastoru 4.[5]



Obr. 2.2: Elektrostatický jednočinný měnič: pevná elektroda 1, pohyblivá elektroda 2, vzduchová mezera 3, elastor 4, převzato z [5]

Dvojčinný elektrostatický měnič, který je zobrazen na obrázku 2.3, je tvořen dvojicí pevných rovinných elektrod 2 a 3, mezi nimiž je souměrně umístěná pohyblivá elektroda 1. Tato pohyblivá elektroda je zpravidla realizována jako mechanicky předepnutá membrána. Tato membrána vykonává pístový pohyb vůči pevným elektrodám okolo stabilní polohy, která je dána poddajností elastoru c . Elektrické pole mezi elektrodami je vytvářeno pomocí přivedeného elektrického napětí na elektrody. Tento typ měniče se zpravidla používá jako akustický vysílač.[5]



Obr. 2.3: Elektrostatický dvojitý měnič: pohyblivá elektroda 1, pevné elektrody 2 a 3, převzato z [5]

2.2.1 Vlastnosti jednočinného elektrostatického měniče jako mikrofonu

Elektrostatický mikrofon je akustický přijímač využívající elektrostatického měniče v režimu, kde výchylky pohyblivé elektrody vyvolané vnější silou působí změny kapacity měniče. Neboli v důsledku působení akustického tlaku na pohyblivou membránu mikrofonu se mění šířka vzduchové mezery mezi elektrodami, a tím se mění kapacita C kondenzátoru tvořeného těmito elektrodami. Tato změna kapacity se projeví jako změna napětí u na výstupu mikrofonu. [5]

Speciálním typem elektrostatického mikrofonu je elektretový mikrofon, kde elektrické pole mezi elektrodami není vytvářeno pomocí externího polarizačního napětí, ale pomocí elektretu, tedy materiálu s permanentním elektrickým nábojem. V případě elektretového mikrofonu nehovoříme o polarizačním napětí U_0 přiváděném na jeho elektrody, ale můžeme hovořit o ekvivalentním polarizačním napětí vyvolané elektretem. Toto ekvivalentní polarizační napětí udává velikost polarizačního napětí, které by muselo být přivedeno na elektrody mikrofonu, aby vyvolalo stejnou intenzitu elektrického pole, jakou vyvolává elektret.

Následné odvození sleduje odvození uvedené v [5].

Vydeme-li ze základní rovnice pro náboj kondenzátoru

$$Q = CU = \frac{\epsilon_0 S U}{l}, \quad (2.1)$$

kde ϵ_0 je permitivita vzduchové mezery, S je plocha elektrody a l je vzduchová mezera mezi elektrodami ukázaná v obrázku 2.2, dostaneme po provedení totálního diferenciálu

$$dQ = dCU + CdU = -\frac{\epsilon_0 S}{l^2} U dl + CdU, \quad (2.2)$$

a po nahrazení $dQ \approx q$, $U \approx U_0$, $C \approx C_0$, $l \approx l_0$, $dl \approx -\xi$ a $dU \approx u$, kde q je časově proměnný náboj, U_0 je stejnosměrné polarizační napětí, C_0 je klidová kapacita měniče, l_0 je klidová šířka vzduchové mezery, $-\xi$ je časově proměnná výchylka průměrovaná přes plochu membrány a u je časově proměnné napětí na výstupu měniče, získáme

$$q = \frac{\epsilon_0 S}{l_0} u + \frac{\epsilon_0 S U_0}{l_0^2} \xi = C_0 u + k_b \xi, \quad (2.3)$$

kde k_b je činitel měniče definovaný v [5] jako

$$k_b = \frac{\epsilon_0 S U_0}{l_0^2} = \frac{C_0 U_0}{l_0}. \quad (2.4)$$

Elektrostatická přitažlivá síla je rovna výrazu

$$F_U = \frac{\epsilon_0 S U^2}{2 l^2}. \quad (2.5)$$

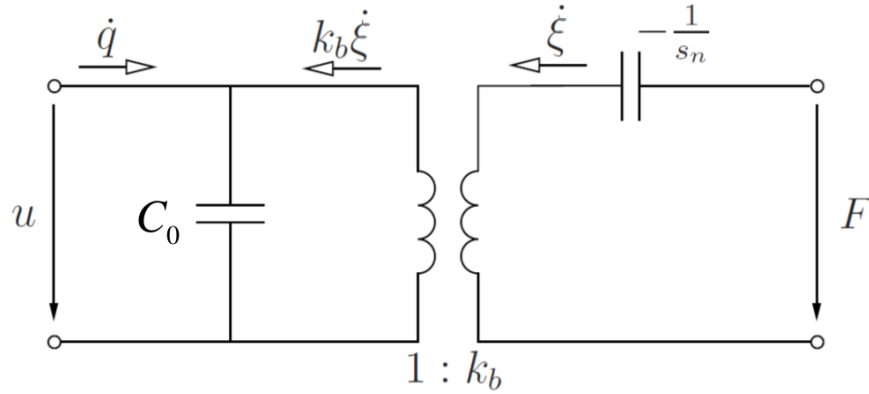
K úpravě rovnice 2.5 můžeme přistoupit obdobně jako u rovnice 2.1. Na základě odvození v [5], lze pak na základě těchto rovnic elektrostatický měnič popsat pomocí maticové rovnice

$$\begin{bmatrix} F \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_b & -s_n \\ C_0 & -k_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ \xi \end{bmatrix}, \quad (2.6)$$

kde s_n je negativní tuhost způsobená polarizačním napětím, definovaná jako

$$s_n = \frac{k_b^2}{C_0}. \quad (2.7)$$

Na základě maticové rovnice 2.6 lze sestavit náhradní lineární schéma elektrostatického měniče, uvedeného na obrázku 2.4.



Obr. 2.4: Náhradní schéma elektroakustického převodu jednočinného elektrostatického měniče

Mikrofon můžeme uvažovat jako měnič s konstantním nábojem, polarizační napětí je tedy přiváděno přes rezistor v řádu $M\Omega$ nebo $G\Omega$, a můžeme proto považovat změnu náboje q v rovnici 2.3 za nulovou. Za podmínky $q \approx 0$ lze odvodit z rovnice 2.3 následující rovnici pro napětí na výstupu mikrofonu

$$u = -U_0 \frac{\xi}{l}. \quad (2.8)$$

Z rovnice 2.8 lze dále odvodit citlivost mikrofonu na vstupní akustický tlak p , která je dána jako

$$\sigma = \frac{u}{p} = -U_0 \frac{\xi}{pl}. \quad (2.9)$$

Zkreslení elektrostatického mikrofonu

Následné odvození sleduje odvození uvedené v [6].

V rovnicích 2.3 až 2.9 je provedeno zjednodušení $C \approx C_0$. Na základě zjednodušení je sestavena rovnice 2.6 a schéma 2.4 jakožto lineární model elektroakustického převodu jednočinného elektrostatického měniče. Časový průběh kapacity $C(t)$ mikrofonu je na základě časového průběhu výchylky $\xi(t)$ dán jako

$$C(t) = \frac{\epsilon_0 S}{l - \xi(t)}, \quad (2.10)$$

z čehož po dosazení

$$C_0 = \frac{\epsilon_0 S}{l}. \quad (2.11)$$

plyne následující vztah

$$C(t) = \frac{\epsilon_0 S}{l - \xi(t)} = C_0 \frac{1}{1 - \frac{\xi(t)}{l}} \quad (2.12)$$

Po zavedení substituce $x = \frac{\xi}{l}$ lze zlomek $\frac{1}{1-x}$ rozvinout v řadu $\frac{1}{1-x} = 1 + x + x^2 + x^3 \dots$, což po aplikaci na rovnici 2.11 vede na výsledný tvar vztahu udávající celkovou kapacitu

$$C(t) = C_0 \left(1 + \left(\frac{\xi(t)}{l} \right) + \left(\frac{\xi(t)}{l} \right)^2 + \left(\frac{\xi(t)}{l} \right)^3 + \dots \right) = C_0 + dC, \quad (2.13)$$

kde

$$dC = \left(C_0 \left(\frac{\xi(t)}{l} \right) + \left(\frac{\xi(t)}{l} \right)^2 + \left(\frac{\xi(t)}{l} \right)^3 + \dots \right). \quad (2.14)$$

Za podmínky $q \approx 0$ lze odvodit z rovnice 2.3, kde C je dáno rovnicí 2.13, následující rovnici pro napětí na výstupu mikrofonu

$$u = U_0 \frac{dC}{C_0} = U_0 \left(\left(\frac{\xi}{l} \right) + \left(\frac{\xi}{l} \right)^2 + \left(\frac{\xi}{l} \right)^3 + \dots \right). \quad (2.15)$$

Z rovnice 2.15, udávající výstupní napětí mikrofonu, je zřejmá nelinearita v principu tohoto typu měniče. Další zkreslení mohou vznikat například nelinearitou elektrického pole vinou nehomogenity elektretu či nelinearitou výchylky membrány a akustického pole ve vzduchové mezeře při vysoké hodnotě vstupního tlaku. Tyto nelinearity budeme považovat za zanedbatelné oproti principiální nelinearitě vlastního principu elektroakustického převodu, jak je popsáno výše.

Zkreslení elektrostatického aktuátoru

Při použití elektrostatického měniče jako aktuátoru (reproduktoru) je na svorky tohoto aktuátoru přiváděno napětí U , které působí na membránu silou F_U , která je v [5] definována jako

$$F_U = \frac{\epsilon_0 S U^2}{2 l^2}. \quad (2.16)$$

Napětí U se sestává ze stejnosměrného polarizačního napětí U_0 a ze signálového napětí u , tedy

$$U = U_0 + u. \quad (2.17)$$

Po dosazení tohoto napětí U do rovnice 2.16 získáme

$$F_U = \frac{\epsilon_0 S (U_0 + u)^2}{2 l^2}, \quad (2.18)$$

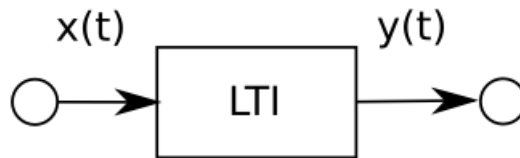
což po úpravě vede na výslednou podobu rovnice pro sílu F_U

$$F_U = \frac{\epsilon_0 S U_0^2 + 2U_0 u + u^2}{2 l^2}. \quad (2.19)$$

Z rovnice 2.19 je patrná principiální nelinearita převodu, člen $2U_0 u$ představuje lineární část závislosti síly F_U na signálovém napětí a člen u^2 představuje nelineární část závislosti síly F_U na signálovém napětí. Vliv této nelinearity je tím menší, čím je polarizační napětí U_0 měniče větší.

2.3 Popis nelineárního systému

Libovolný lineární časově invariantní systém (LTI), který je naznačen na obrázku 2.5, u něhož známe vstupní signál $x(t)$ a výstupní signál $y(t)$, můžeme jednoduše popsat pomocí přenosové funkce ve frekvenční oblasti nebo pomocí impulzní odezvy v časové oblasti. Tento popis lze použít pro LTI systém, případně s jistým omezením přesnosti i pro systém s velmi malými nelinearitami. Pokud jsou však nelinearity větší, dochází k selhání této lineární aproximace systému. V tomto případě mluvíme o nelineárním systému (NL), příklad NL systému je ukázán na obrázku 2.6. Pro popis NL systému je nutno použít některého z nelineárních modelů, jejichž příklady jsou uvedeny v [2].



Obr. 2.5: Lineární, časově invariantní systém



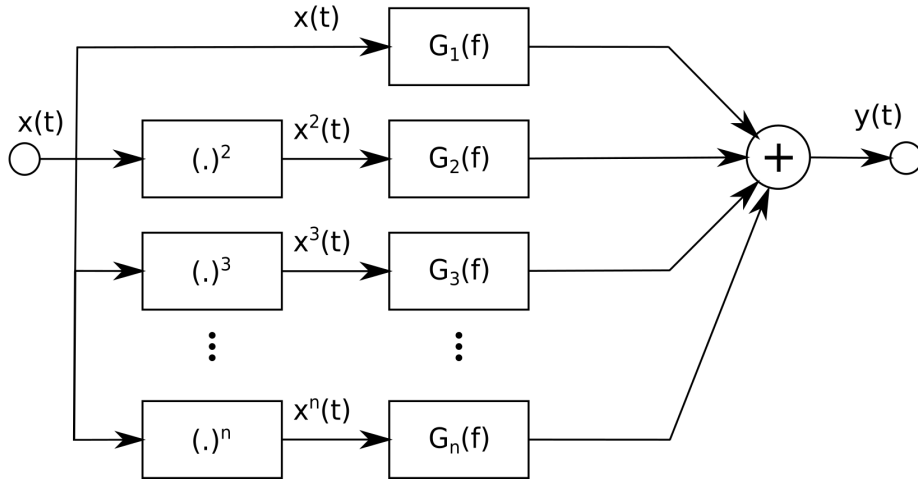
Obr. 2.6: Nelineární systém

Základní teorie NL systémů stanovuje, že pokud do NL systému vstupuje čistý harmonický vstupní signál $x(t) = A_1 \cos(2\pi f_1 t + \phi_1)$, pak ve výstupu tohoto NL systému budou obsaženy i vyšší harmonické složky vstupního signálu $x(t)$. Výstupní signál NL systému $y(t)$ lze proto popsat jako součet n -tice harmonických signálů, jejichž frekvence je odvozena od frekvence vstupního signálu $x(t)$, tedy

$$y(t) = \sum_1^n B_n \cos(2\pi n f_1 t + \phi_n), \quad (2.20)$$

kde jednotlivé amplitudy B_n a fáze ϕ_n jsou frekvenčně závislé. [2]

Jedním z modelů, který lze pro popis NL systému použít, je Obecný Hammersteinův model[2], který je ukázán na obrázku 2.7. Výstupní signál $y(t)$ je realizován součtem n-tice paralelních větví, jak popisuje rovnice 2.20, kde jednotlivé větve představují n-té harmonické vstupního signálu $x(t)$. Koeficienty G_n představují přenosové funkce modelovaného systému pro jednotlivé harmonické vstupního signálu $x(t)$. Přenosové funkce G_n modelovaného NL systému lze vypočíst při znalosti vstupního signálu $x(t)$ a výstupního signálu $y(t)$ tohoto NL systému.[2]



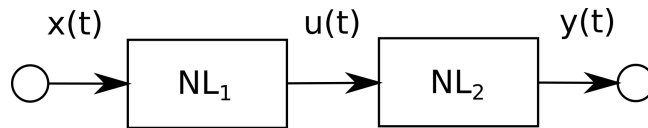
Obr. 2.7: Obecný Hammersteinův model NL systému

2.3.1 Popis nelineárních systémů v sérii

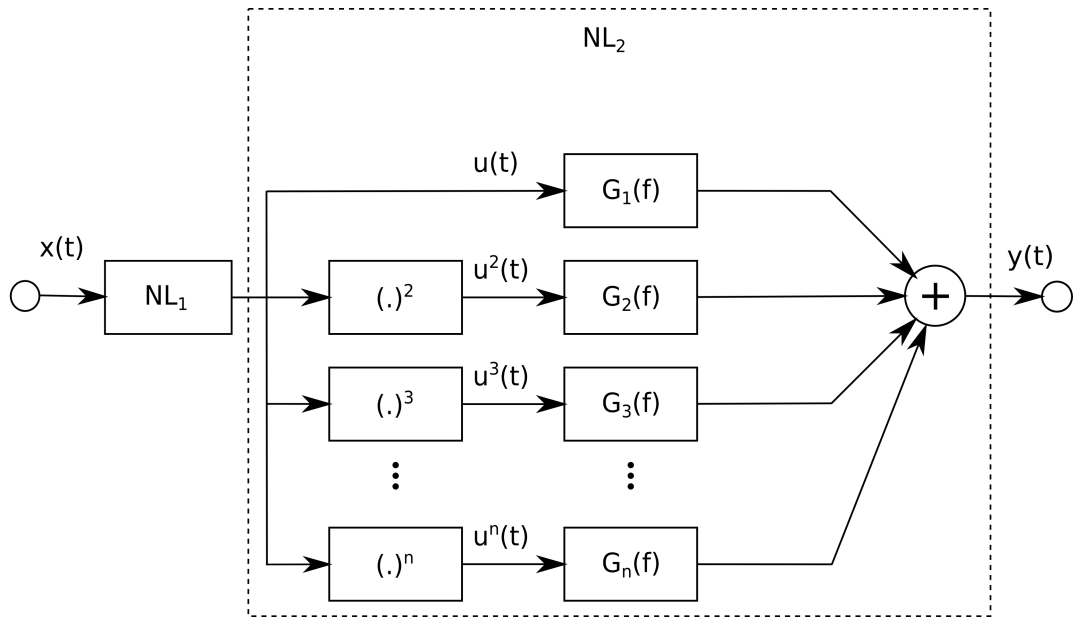
Předpokládejme zapojení dvou NL systémů v sérii, jak je ukázáno na obrázku 2.8. Vstupním signálem prvního NL systému (NL_1) $x(t)$ je čistý harmonický signál $x(t) = A_1 \cos(2\pi f_1 t + \phi_1)$, výstupem NL_1 je signál $u(t)$, který je popsán rovnicí

$$u(t) = \sum_1^n B_n \cos(2\pi n f_1 t + \phi_n). \quad (2.21)$$

Tento již nelineárně zkreslený signál $u(t)$ je vstupním signálem druhého NL systému (NL_2), jehož výstup $y(t)$ je dán kombinací harmonických signálu $u(t)$ a jejich vzájemnými intermodulacemi. [4]



Obr. 2.8: Dva NL systémy v sérii



Obr. 2.9: Dva NL systémy v sérii, kdy druhý je modelovaný obecným Hammersteinovým modelem

Identifikace druhého NL systému sériové kombinace naznačené na obrázku 2.8, a jeho popis pomocí modelu je možný za předpokladu znalosti signálů $x(t)$, $u(t)$ a $y(t)$. Při znalosti těchto signálů je možno sériovou kombinaci z obrázku 2.8 překreslit na kombinaci neznámého prvního NL systému a modelovaného druhého NL systému, jak je ukázáno na obrázku 2.9.[4]

2.4 Identifikace nelineárního systému v sérii

Tato metoda umožňuje identifikovat zkreslení jednoho NL systému při sériovém zapojení dvou NL systémů, jak je to ukázáno na obrázku 2.8. Druhý NL systém je nahrazen, jak je ukázáno na obrázku 2.9, obecným Hammersteinovým modelem. Při znalosti signálů $x(t)$, $u(t)$ a $y(t)$ lze přenos celého tohoto systému popsat rovnicí

$$\begin{bmatrix} H_1^{(y,x)}(f) \\ H_2^{(y,x)}(f) \\ \vdots \\ H_L^{(y,x)}(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1^{(u,x)}(f) & H_1^{(u^2,x)}(f) & \cdots & H_1^{(u^n,x)}(f) \\ H_2^{(u,x)}(f) & H_2^{(u^2,x)}(f) & \cdots & H_2^{(u^n,x)}(f) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_L^{(u,x)}(f) & H_L^{(u^2,x)}(f) & \cdots & H_L^{(u^n,x)}(f) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} G_1(f) \\ G_2(f) \\ \vdots \\ G_N(f) \end{bmatrix} \cdot [4] \quad (2.22)$$

Rovnici 2.22 lze pro proměnné $G_n(f)$ vyřešit pomocí čtvercové inverzní matice, pokud platí $L = n$, nebo pomocí pseudo-inverzní matice, pokud platí $L > n$, kde n je počet paralelních větví Hammersteinova modelu a L je počet harmonických. Výsledkem každého řešení rovnice 2.22 je matice koeficientů $G_1(f) \cdots G_n(f)$, které určují přenos jednotlivých harmonických identifikovaného NL systému na frekvenci f . Tato pseudo-inverzní matice musí být proto vypočtena pro každou frekvenci f zvlášť, proto pro identifikaci přenosu NL systému na počtu M frekvencí je nutno řešit M soustav těchto rovnic.[4]

Pokud se omezíme na analýzu zkreslení druhou a třetí harmonickou, přičemž tedy platí $L = 3$ a $n = 3$, dochází ke zjednodušení rovnice 2.22 do tvaru

$$\begin{bmatrix} H_1^{(y,x)}(f) \\ H_2^{(y,x)}(f) \\ H_3^{(y,x)}(f) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1^{(u,x)}(f) & H_1^{(u^2,x)}(f) & H_1^{(u^3,x)}(f) \\ H_2^{(u,x)}(f) & H_2^{(u^2,x)}(f) & H_2^{(u^3,x)}(f) \\ H_3^{(u,x)}(f) & H_3^{(u^2,x)}(f) & H_3^{(u^3,x)}(f) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} G_1(f) \\ G_2(f) \\ G_3(f) \end{bmatrix}, \quad (2.23)$$

kde řešením rovnice pro každou frekvenci f jsou koeficienty $G_1(f)$, $G_2(f)$ a $G_3(f)$ určující přenos základní, druhé a třetí harmonické pro danou frekvenci f . [4]

Nicméně koeficienty Hammersteinova modelu popisují pouze přenosy jednotlivých harmonických komponent a nelze je proto přímo použít pro porovnání různých systémů z hlediska zkreslení. Pro porovnání různých systémů je nutno provést jejich přepočítání na frekvenční závislost celkového nelineárního zkreslení (Total harmonic

distortion - THD), udávající nelineární zkreslení signálu v procentech pro každou frekvenci f . [1]

Následné odvození sleduje odvození uvedené v [9] a upravené v [1]. Pokud je vstupní signál $x(t)$ definován jako $x(t) = P \sin(\omega_0 t)$, kde P je amplituda akustického tlaku a ω_0 je úhlová frekvence, určená jako $\omega_0 = 2\pi f$, pak Fourierův obraz výstupního signálu $y(t)$ lze za použití Hammersteinova modelu vypočítat jako

$$Y(\omega) = G_1(\omega)P\mathcal{F}(\sin(\omega_0 t)) + G_2(\omega)P^2\mathcal{F}(\sin^2(\omega_0 t)) + G_3(\omega)P^3\mathcal{F}(\sin^3(\omega_0 t)), \quad (2.24)$$

kde $\mathcal{F}(\cdot)$ představuje Fourierovu transformaci a $G_n(\omega)$ jsou koeficienty Hammersteinova modelu. Fourierovy obrazy vstupního harmonického signálu a jeho druhé a třetí harmonické jsou dány jako

$$\mathcal{F}(\sin(\omega_0 t)) = -j\frac{\delta(\omega + \omega_0)}{2} + j\frac{\delta(\omega - \omega_0)}{2}, \quad (2.25)$$

$$\mathcal{F}(\sin^2(\omega_0 t)) = -\frac{\delta(\omega + 2\omega_0)}{4} + \frac{\delta(\omega)}{2} - \frac{\delta(\omega - 2\omega_0)}{4}, \quad (2.26)$$

$$\mathcal{F}(\sin^3(\omega_0 t)) = j\frac{1}{8}\delta(\omega + 3\omega_0) - j\frac{3\delta(\omega + \omega_0)}{8} + j\frac{3\delta(\omega - \omega_0)}{8} - j\frac{1}{8}\delta(\omega - 3\omega_0). \quad (2.27)$$

Amplitudy stejnosměrné složky V_0 , první, druhé a třetí harmonické (V_1 , V_2 a V_3) lze určit jako

$$V_0 = \frac{G_2(0)P^2}{2}, \quad (2.28)$$

$$V_1(\omega_0) = G_1(\omega_0)P + \frac{3G_3(\omega_0)P^3}{4}, \quad (2.29)$$

$$V_2(2\omega_0) = j\frac{G_2(2\omega_0)P^2}{2}, \quad (2.30)$$

$$V_3(3\omega_0) = -\frac{G_3(3\omega_0)P^3}{4}. \quad (2.31)$$

Nyní lze použít amplitudy vypočtené rovnicemi 2.29 až 2.31 pro výpočet THD, definované jako

$$THD = \frac{\sqrt{|V_2|^2 + |V_3|^2 + \dots + |V_n|^2}}{|V_1|^2} \cdot 100, \quad (2.32)$$

respektive frekvenční závislost THD, definovaná jako

$$THD(\omega) = \frac{\sqrt{|V_2(2\omega)|^2 + |V_3(3\omega)|^2 + \dots + |V_n(n\omega)|^2}}{|V_1(\omega)|^2} \cdot 100 \quad (2.33)$$

v procentech. [1]

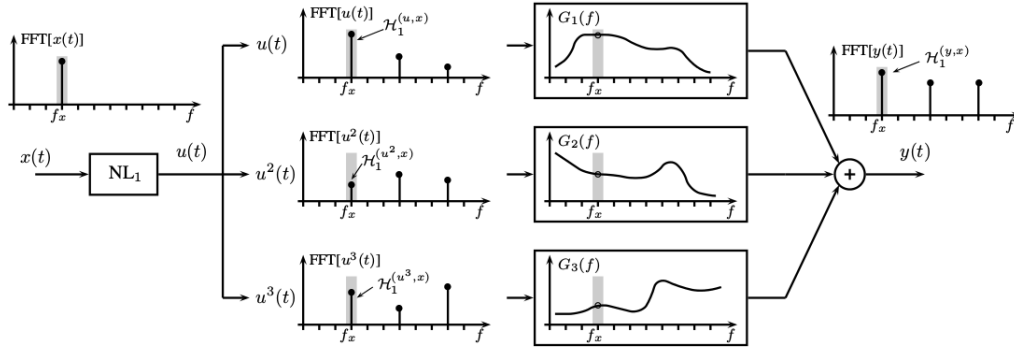
2.4.1 Popis skladby maticové rovnice

V následujícím odstavci je detailně popsána skladba maticové rovnice 2.23 pro výpočet proměnných $G_n(f)$.

Nejprve na vstup kaskády, ukázané na obrázku 2.9, přivedeme vstupní sinusový signál $x(t)$ o frekvenci f_x , jak ukazuje obrázek 2.10. Pro frekvenci f_x platí pak vztah mezi vstupem druhého NL systému $u(t)$ a výstupem $y(t)$, který lze napsat jako

$$H_1^{(y,x)}(f_x) = H_1^{(u,x)}(f_x) \cdot G_1(f_x) + H_1^{(u^2,x)}(f_x) \cdot G_2(f_x) + H_1^{(u^3,x)}(f_x) \cdot G_3(f_x), \quad (2.34)$$

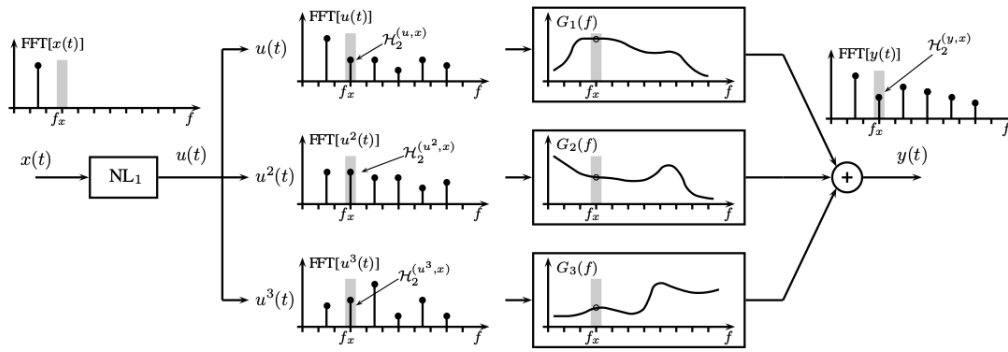
kde tato rovnice popisuje vztah mezi první harmonickou signálů $u(t)$, $u^2(t)$, $u^3(t)$ a $y(t)$. [4]



Obr. 2.10: Chování NL systému při buzení sinusovým signálem frekvenci f_x , převzato z [4]

Dále změníme frekvenci budícího sinusového signálu $x(t)$ na frekvenci $\frac{f_x}{2}$, jak ukazuje obrázek 2.11, a analyzujeme výstup $y(t)$ na stejné frekvenci f_x , jako v předchozím případě. Následující rovnice pak popisuje vztah mezi druhou harmonickou signálů $u(t)$, $u^2(t)$, $u^3(t)$ a $y(t)$ jako

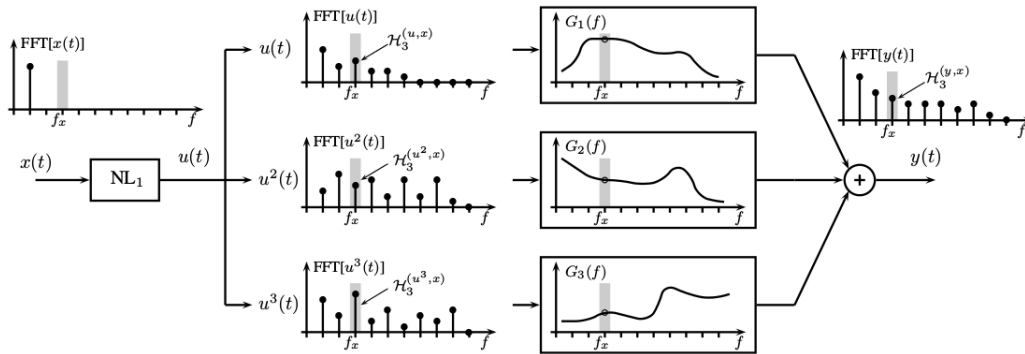
$$H_2^{(y,x)}(f_x) = H_2^{(u,x)}(f_x) \cdot G_1(f_x) + H_2^{(u^2,x)}(f_x) \cdot G_2(f_x) + H_2^{(u^3,x)}(f_x) \cdot G_3(f_x). [4] \quad (2.35)$$



Obr. 2.11: Chování NL systému při buzení sinusovým signálem frekvenci $\frac{f_x}{2}$, převzato z [4]

Nakonec změníme frekvenci budícího sinusového signálu $x(t)$ na frekvenci $\frac{f_x}{3}$, jak ukazuje obrázek 2.12, a analyzujeme výstup $y(t)$ na stejné frekvenci f_x , jako v předchozích případech. Následující rovnice pak popisuje vztah mezi třetí harmonickou signálů $u(t)$, $u^2(t)$, $u^3(t)$ a $y(t)$ jako

$$H_3^{(y,x)}(f_x) = H_3^{(u,x)}(f_x) \cdot G_1(f_x) + H_3^{(u^2,x)}(f_x) \cdot G_2(f_x) + H_3^{(u^3,x)}(f_x) \cdot G_3(f_x). [4] \quad (2.36)$$



Obr. 2.12: Chování NL systému při buzení sinusovým signálem frekvenci $\frac{f_x}{3}$, převzato z [4]

Tato soustava tří rovnic (2.34 - 2.36) odpovídá zápisu maticové rovnice 2.23 a lze ji vyřešit pro tři proměnné $G_1(f_x)$, $G_2(f_x)$ a $G_3(f_x)$.

2.4.2 Identifikace nelineárního systému za použití sweep-sine

Jak je popsáno výše, vypočtení koeficientů $G_n(f_x)$ pro každou frekvenci f_x vyžaduje provedení série měření při rozdílných frekvencích budícího signálu $x(t)$. Pro identifikaci NL systému například v pásmu 20Hz - 20kHz by to znamenalo provést velké množství nezávislých měření, mezi kterými by se navíc mohly změnit podmínky, což by vedlo k chybné identifikaci. Řešením tohoto problému je pro identifikaci NL systému použít metodu měření pomocí budícího signálu $x(t)$ sweep-sine s následnou identifikací impulzních odezev systému. [1]

Jako vstupní signál byl použit synchronní sweep-sine signál s exponenciálním růstem frekvence v čase, který je v [8] definován jako

$$x(t) = \sin\left(2\pi f_1 L e^{\frac{t}{L}}\right), \quad (2.37)$$

kde L je koeficient určující rychlost exponenciálního růstu frekvence sweep-sine, definovaný v [8] jako

$$L = \frac{k}{f_1} = \frac{T}{\ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)}, \quad (2.38)$$

a kde f_1 je počáteční frekvence v čase $t = 0$, f_2 je koncová frekvence v čase T a T je celková délka generovaného signálu. [1, 2, 3, 8]

Na rozdíl od nesynchronního sweep-sine signálu použitého v [1] byla zde použita synchronní varianta sweep-sine signálu prezentovaná v [8]. Nesynchronní varianta sweep-sine nemá synchronizovanou fázi, jak ukazuje obrázek 2.13, což vede k chybné identifikaci fáze impulzních odezev, jak je popsáno v [8].

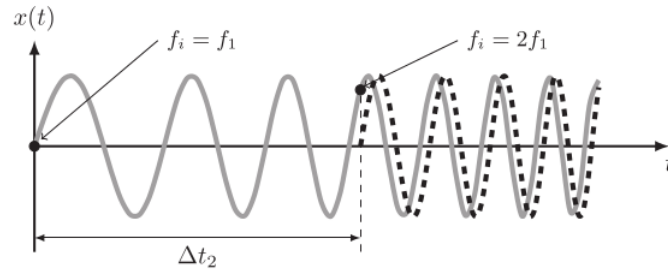
Pro následný proces identifikace NL systému je nutno definovat inverzní filtr [2] vstupního sweep-sine signálu, který je v [8] definován jako

$$X(f) = 2\sqrt{\frac{f}{L}} \cdot e^{-j2\pi f L \left(1 - \ln\left(\frac{f}{f_1}\right)\right) + j\frac{\pi}{4}} \quad (2.39)$$

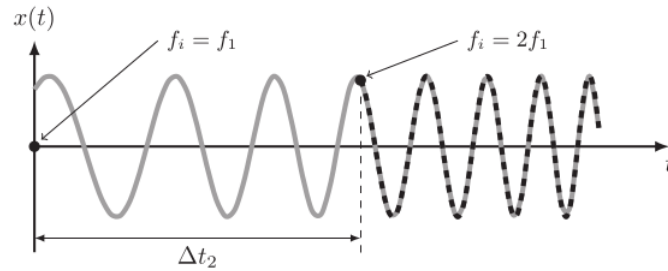
ve frekvenční oblasti. [2]

Blokové schéma provedení nelineární konvoluce je ukázáno na obrázku 2.14. Nejprve je vygenerován budící signál $x(t)$, podle předpisu daný rovnicí 2.37, který je přiveden na vstup identifikovaného NL systému. Následně je provedena konvoluce mezi výstupním signálem NL systému $y(t)$ a inverzním filtrem vstupního signálu, který je definován rovnicí 2.39. [2]

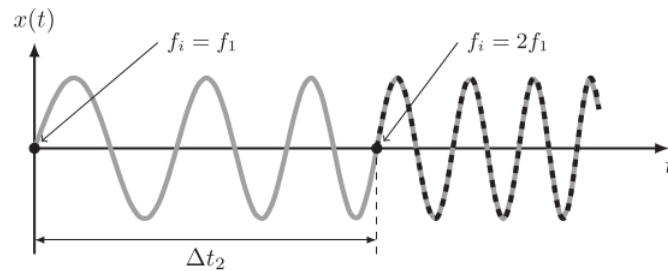
Výsledkem nelineární konvoluce jsou impulzní odezvy $h_m(t)$, jak je ukázáno na obrázku 2.15, které představují impulzní odezvu m -té větve Hammerteinova modelu a Δt_m představují časový posun mezi první (lineární) impulzní odezvou a m -tou



(a) non-synchronized swept-sine signal



(b) synchronized swept-sine signal starting with a non-zero phase



(c) synchronized swept-sine signal starting with a zero phase

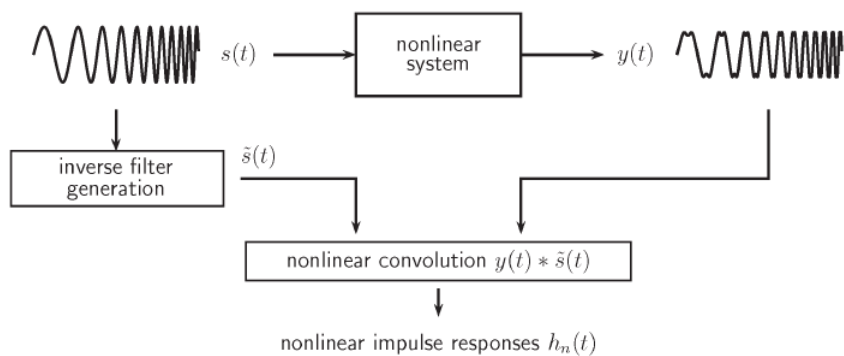
Obr. 2.13: Exponenciální sweep-sine generovaný za použití tří různých předpisů: a) nesynchronní sweep-sine, b) synchronní sweep-sine s počáteční nenulovou fází, c) synchronní sweep-sine s počáteční nulovou fází. Signál $x(t)$ je vykreslen šedou čarou, druhá harmonická signálu je vykreslena černou přerušovanou čarou, převzato z [8]

impulzní odezvou. Jednotlivé impulzní odezvy $h_m(t)$ lze jednoduše separovat pomocí oknování.

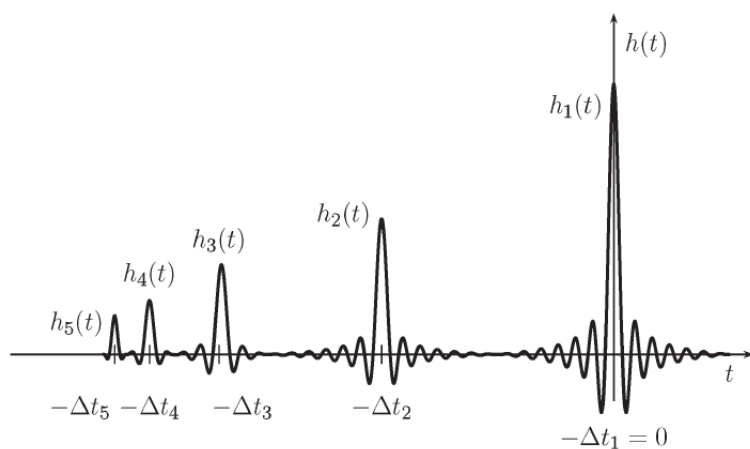
Tento set impulzních odezev $h_m(t)$ lze snadno vyjádřit pomocí frekvenčních charakteristik $H_m(f)$, které jsou pomocí Fourierovy transformace definovány jako

$$H_m(f) = FT [h_m(f)] \cdot [2] \quad (2.40)$$

Tyto frekvenční charakteristiky $H_m(f)$ jsou dále použity pro sestavení maticové rovnice 2.23.



Obr. 2.14: Blokové schéma provedení nelineární konvoluce, převzato z [2]



Obr. 2.15: Výsledek provedení nelineární konvoluce, převzato z [2]

Pro sestavení rovnice 2.23, která lze zapsat ve zjednodušeném maticovém tvaru

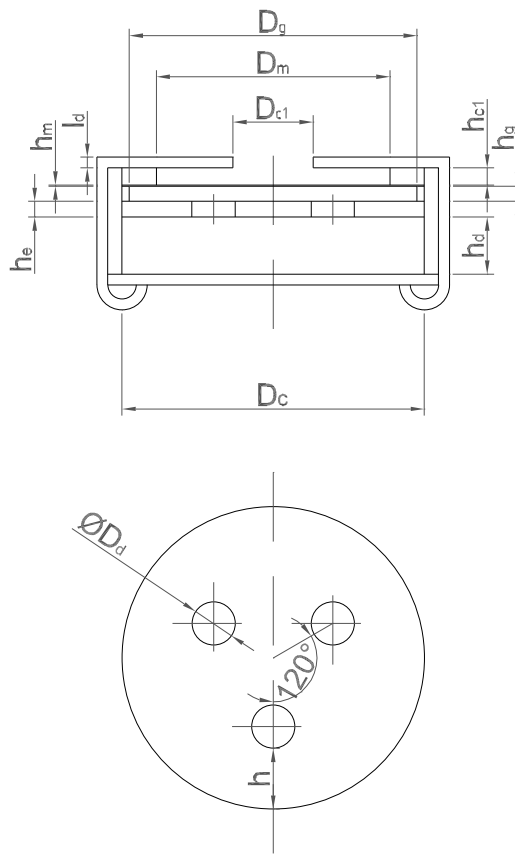
$$Y(f) = U(f) \cdot G(f), \quad (2.41)$$

je nejprve nutno vypočítat frekvenční charakteristiky $H_m(f)$ na základě konvoluce signálu $y(t)$ s inverzním filtrem. Sloupcová matice $Y(f)$ je tvořena frekvenčními charakteristikami $H_1(f)$, $H_2(f)$ a $H_3(f)$. Dále je nutno vypočítat frekvenční charakteristiky $H_m(f)$ na základě konvoluce signálu $u(t)$ v základní, druhé a třetí harmonické s inverzním filtrem. První sloupec matice $U(f)$ je tvořen frekvenčními charakteristikami $H_1(f)$, $H_2(f)$ a $H_3(f)$ na základě výpočtu ze signálu v základní mocnině, druhý sloupec matice $U(f)$ je tvořen frekvenčními charakteristikami $H_1(f)$, $H_2(f)$ a $H_3(f)$ na základě výpočtu ze signálu ve druhé mocnině a třetí sloupec matice $U(f)$ je tvořen frekvenčními charakteristikami $H_1(f)$, $H_2(f)$ a $H_3(f)$ na základě výpočtu ze signálu ve třetí mocnině. Matice $G(f)$ je pak matice proměnných. [1, 2, 4]

3 PRAKTICKÁ ČÁST

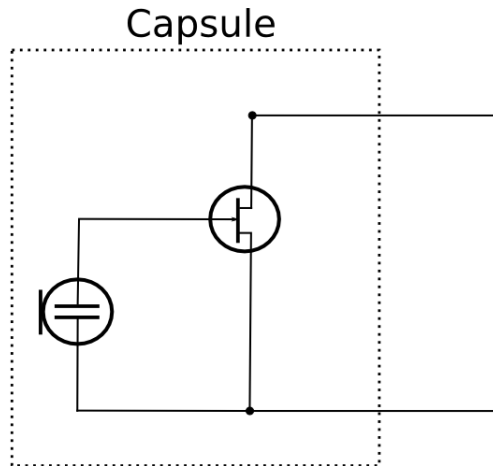
3.1 Měřený mikrofon

Všechna měření byla prováděna na low-cost mikrofonech MCE 2500. Tento mikrofon obsahuje kruhovou membránu o poloměru R_m a kruhovou pevnou elektrodu oddělenou od membrány vzduchovou mezerou o tloušťce h_g . Mikrofon je umístěn v hliníkovém pouzdru obsahujícím otvor o průměru R_{in} , který slouží jako vstup akustického tlaku. K impedančnímu přizpůsobení a zesílení signálu slouží JFET tranzistor umístěný v hliníkovém pouzdru mikrofonu, jak je ukázáno na obrázku 3.2. Návrh mikrofonu je ukázán na obrázku 3.1, jeho hlavní parametry jsou pak uvedeny v tabulce 3.1. [7]



Obr. 3.1: Mikrofon v řezu a pohled na základnu mikrofonu s otvory pro elektrody, převzato z [7]

U měřeného mikrofonu bylo nejprve provedeno základní proměření frekvenční charakteristiky v rozsahu 20Hz - 20kHz pomocí integrované funkce analyzátoru B&K Photon+. Na obrázku 3.3 je ukázána změřená charakteristika soustavy měřený



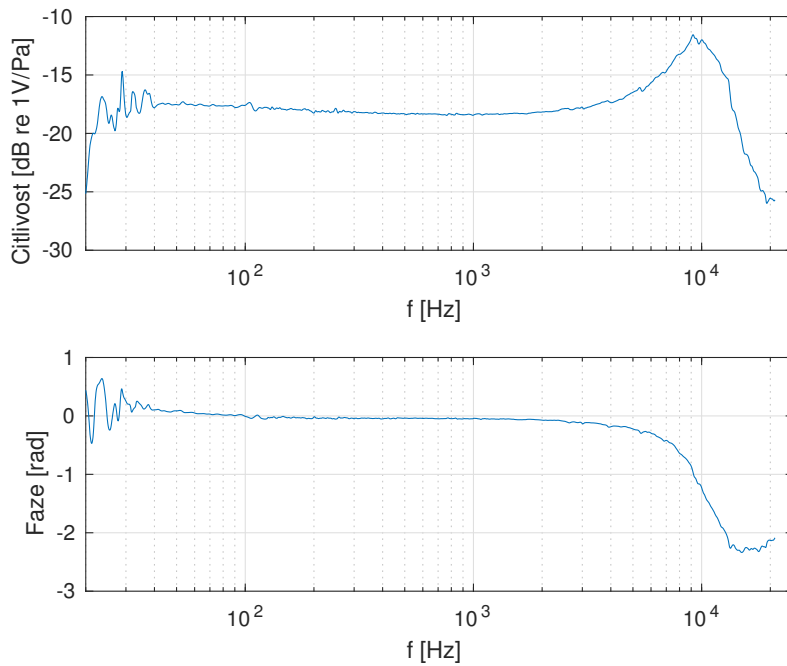
Obr. 3.2: Schéma zapojení mikrofonního měniče a JFET tranzistoru uvnitř mikrofonní kapsle

Parametr	Symbol	Hodnota
Poloměr membrány	$R_m = D_m/2$	$1.975 \cdot 10^{-3}m$
Tloušťka membrány	h_m	$18 \cdot 10^{-6}m$
Tloušťka vzduchové mezery	h_g	$29.75 \cdot 10^{-6}m$
Poloměr vzduchové mezery	$R_g = D_g/2$	$1.975 \cdot 10^{-3}m$
Poloměr otvorů v základně	$R_d = D_d/2$	$0.395 \cdot 10^{-3}m$
Poloměr dutiny	$R_c = D_c/2$	$2.14 \cdot 10^{-3}m$
Poloměr otvoru	$R_{c1} = D_{c1}/2$	$0.735 \cdot 10^{-3}m$
Frekvenční rozsah	f	40 – 20000Hz

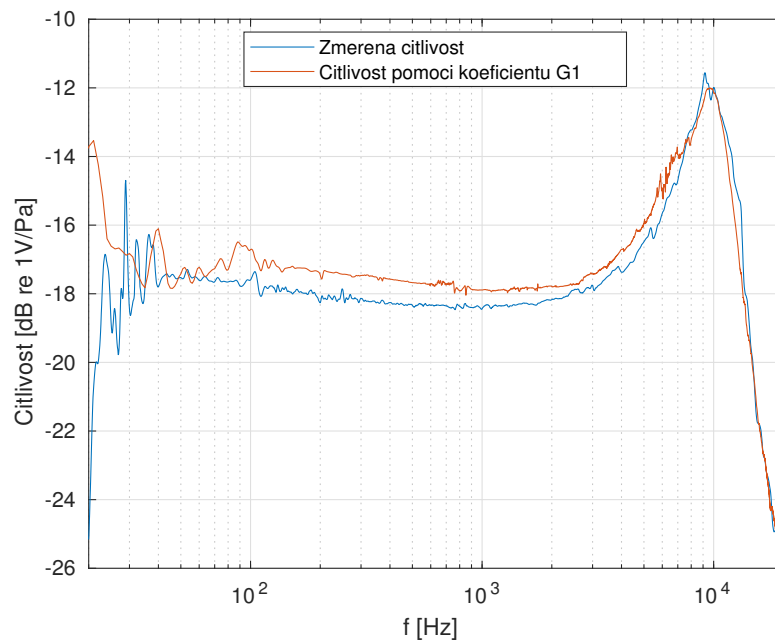
Tab. 3.1: Tabulka parametrů mikrofonu, mechanické parametry převzaty z [7], elektrické parametry převzaty z ges.cz

mikrofon a předzesilovač. Změřená citlivost této soustavy na 1kHz je 0.12 V/Pa, což odpovídá -18,4 dB re 1V/Pa.

Tuto lineární citlivost vyjadřuje koeficient G_1 Hammersteinova modelu. Na obrázku 3.4 je ukázáno porovnání citlivosti dané koeficientem G_1 a citlivosti přímo změřené pomocí integrované funkce analyzátoru B&K Photon+.

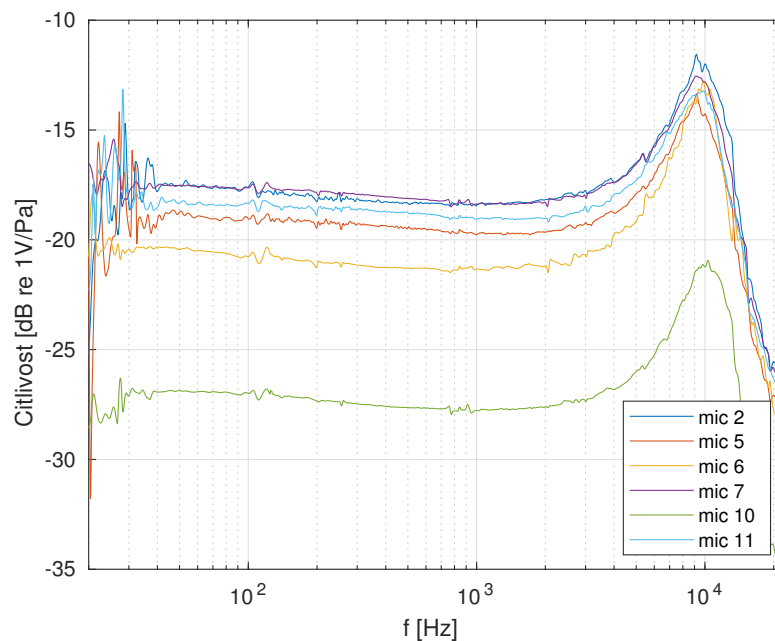


Obr. 3.3: Změřená frekvenční charakteristika měřeného mikrofonu MCE 2500



Obr. 3.4: Porovnání frekvenční charakteristika měřeného mikrofonu MCE 2500 získané přímým měřením analyzátozem B&K Photon+ a získané z Hammersteinova modelu

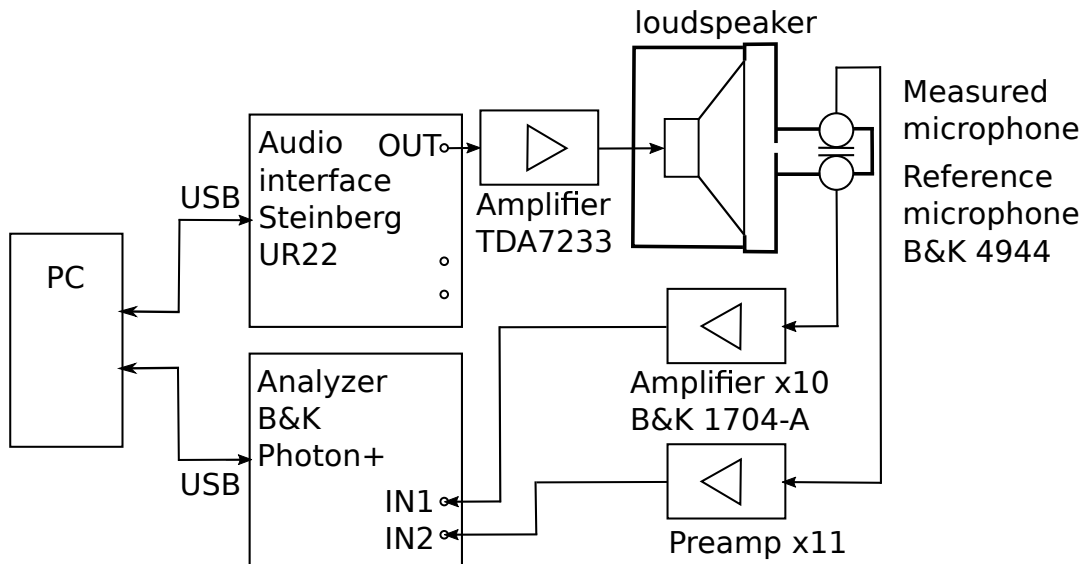
Při měřeních bylo použito několik mikrofonů MCE 2500 shodného typu i konstrukce. Vlastnosti jednotlivých mikrofonů se však liší. Na obrázku 3.5 jsou ukázány citlivosti jednotlivých použitých mikrofonů. Rozdíl citlivosti mezi jednotlivými mikrofony na 1kHz je až 10 dB vlivem rozdílné polarizace elektretem [7]. Ekvivalentní polarizační napětí těchto jednotlivých mikrofonů popisuje tabulka 4.1 v sekci zhodnocení výsledků.



Obr. 3.5: Změřené frekvenční charakteristiky měřených mikrofonů MCE 2500

3.2 Popis metody popsané v předešlé práci [1]

Měření bylo prováděno při uspořádání přístrojů, které je ukázáno na obrázku 3.6. Jak je z obrázku patrné, měřený i referenční mikrofón jsou spolu s reproduktorem umístěny v měřicí komůrce o objemu $7,1 \cdot 10^{-6} m^3$, a to membránami čelně k sobě ve vzdálenosti 1 mm tak, aby rozdíl akustického tlaku na jejich membránách bylo možno považovat za zanedbatelný.

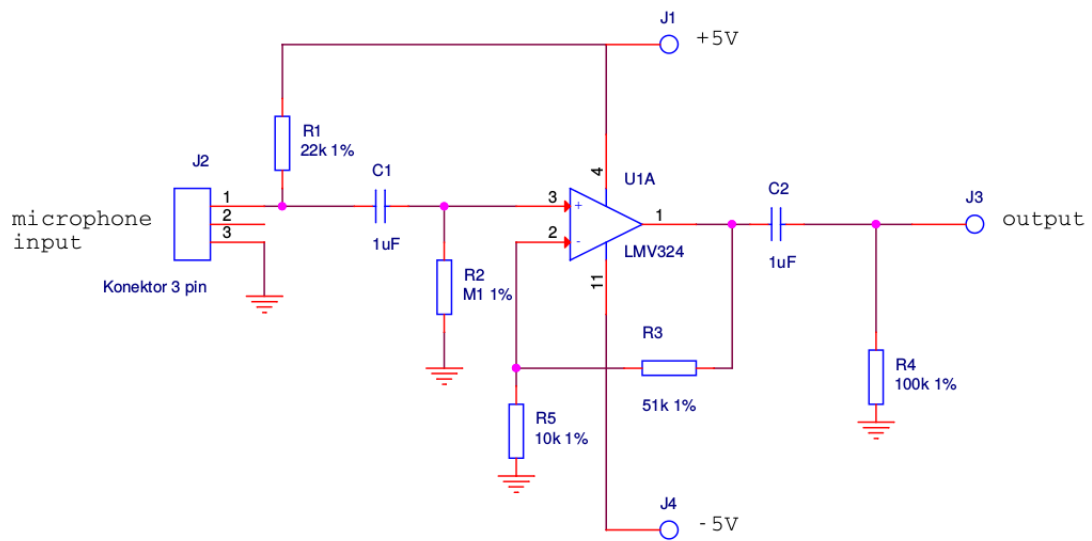


Obr. 3.6: Schéma zapojení měřicího přípravku při měření v tlakové komůrce

Vstupní signál sweep sine o frekvenčním rozsahu 15Hz - 15kHz, definovaný v [2, 4], byl generován v počítači pomocí softwaru MATLAB. Tento signál byl následně veden přes zvukovou kartu Steinberg UR22 a zesilovač TDA7233 do reproduktoru Visaton K28WP 8Ω . Výstupní signály mikrofónů byly zesíleny pomocí předzesilovačů, pro referenční mikrofón se jedná o měřicí předzesilovač B&K 1704-A, pro měřený mikrofón se jedná o předzesilovač, jehož schéma je uvedeno na obrázku 3.7. Následně byly tyto signály snímány pomocí analyzátoru B&K Photon+, který signály vzorkoval vzorkovací frekvencí 96kHz.[1]

Použitý referenční mikrofón B&K DeltaTron Pressure-field 1/4" typ 4944B má na horní mezi svého dynamického rozsahu 169 dB zkreslení THD rovno 3%, tento mikrofón je proto vhodný pro toto měření, neboť jeho zkreslení můžeme považovat za zanedbatelné vzhledem ke zkreslení měřeného low-cost elektretového mikrofónu MCE 2500.

Naměřená data byla importována do prostředí MATLAB, kde byla analyzována pomocí metody popsané v [1].

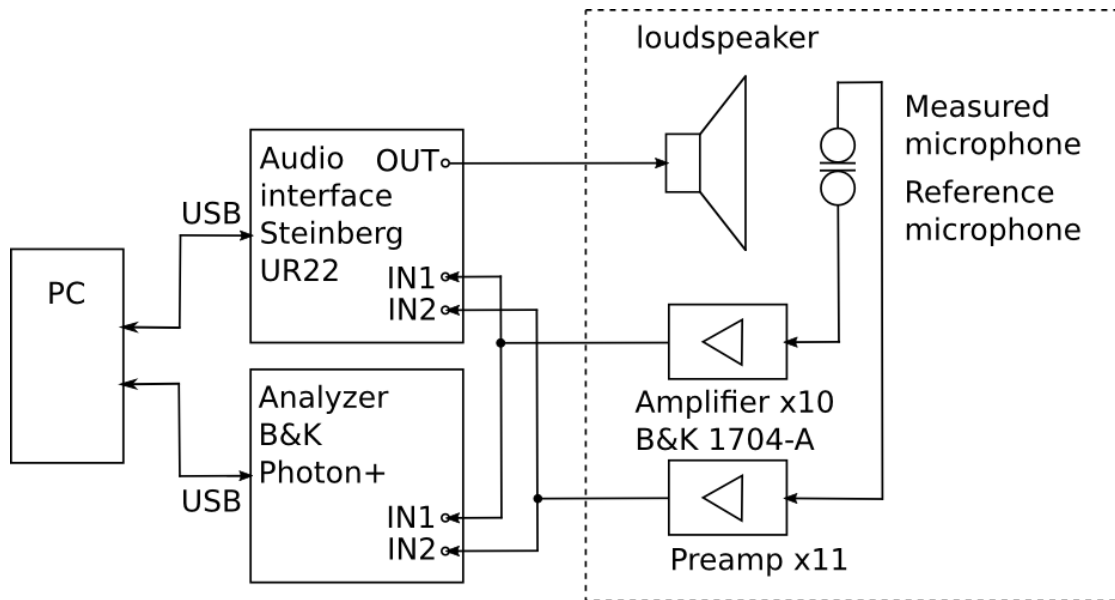


Obr. 3.7: Schéma předzesilovače měřeného mikrofonu, použitého při měření v tlakové komůrce, schéma bylo vytvořeno na pracovišti vedoucího práce na fakultě dopravní ČVUT

3.3 Popis metody modifikované pro měření ve volném poli

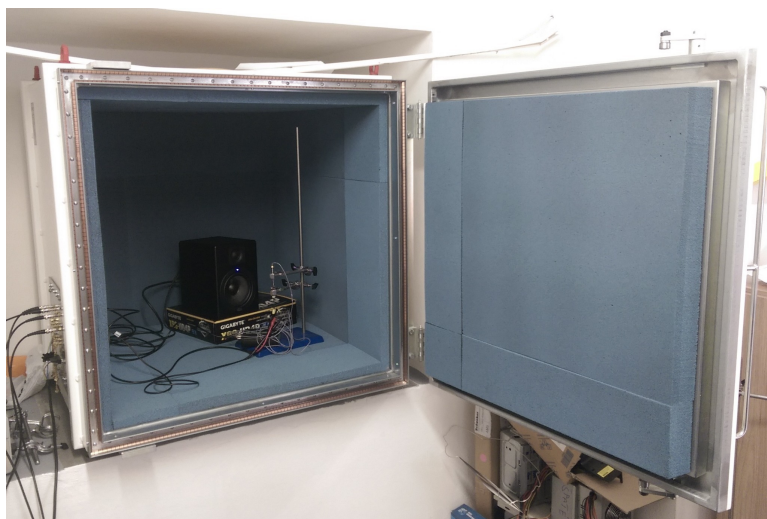
Měření bylo prováděno v akusticky upraveném prostoru ukázané na obrázcích 3.9 a 3.10, při uspořádání přístrojů, které je ukázáno na obrázku 3.8. Toto uspořádání vyplývá z obrázku 2.8, první nelineární systém (NL_1) představuje budící reproduktor, do něhož vstupuje signál $x(t)$, signál $u(t)$ je potom akustický tlak vyvolaný tímto reproduktorem. Tímto akustickým tlakem je buzen mikrofon, který zde představuje druhý nelineární systém (NL_2). Výstupní signál měřeného mikrofону je signál $y(t)$. Pro sestavení rovnice 2.23 je potřeba znalost signálu $u(t)$, proto je akustický tlak snímán i referenčním mikrofonom.

Jak je z obrázku patrné, mikrofony jsou umístěny v ose reproduktoru a svými membránami čelně k sobě ve vzdálenosti 1 mm tak, aby rozdíl akustického tlaku na jejich membránách bylo možno považovat za zanedbatelný.



Obr. 3.8: Schéma zapojení měřícího přípravku při měření ve volném poli

Vstupní signál sweep sine o frekvenčním rozsahu 20Hz - 20kHz, definovaný rovnicí 2.37, byl generován v počítači pomocí softwaru MATLAB. Tento signál byl následně veden přes zvukovou kartu Steinberg UR22 do reproduktoru. Výstupní signály mikrofónů byly zesíleny pomocí předzesilovačů, pro referenční mikrofon se jedná o měřící předzesilovač B&K 1704-A, pro měřený mikrofon se jedná o předzesilovač, jehož schéma je uvedeno na obrázku 3.11. Následně byly tyto signály snímány pomocí analyzátoru B&K Photon+ a zvukové karty Steinberg UR22. V analyzátoru B&K Photon+ i zvukové kartě Steinberg UR22 byly tyto signály vzorkovány vzorkovací



Obr. 3.9: Pohled do akusticky upraveného prostoru s reproduktorem a mikrofony

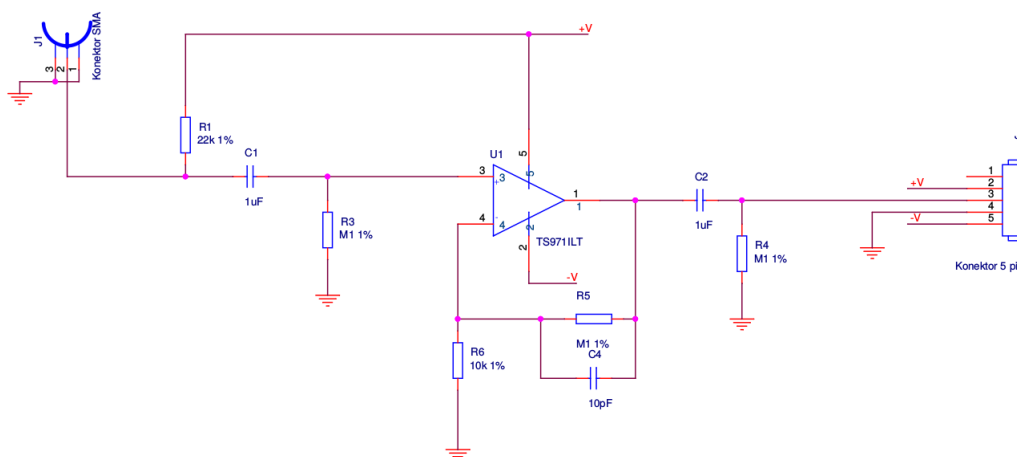


Obr. 3.10: Detail na instalaci mikrofonů a reproduktoru v akusticky upraveném prostoru

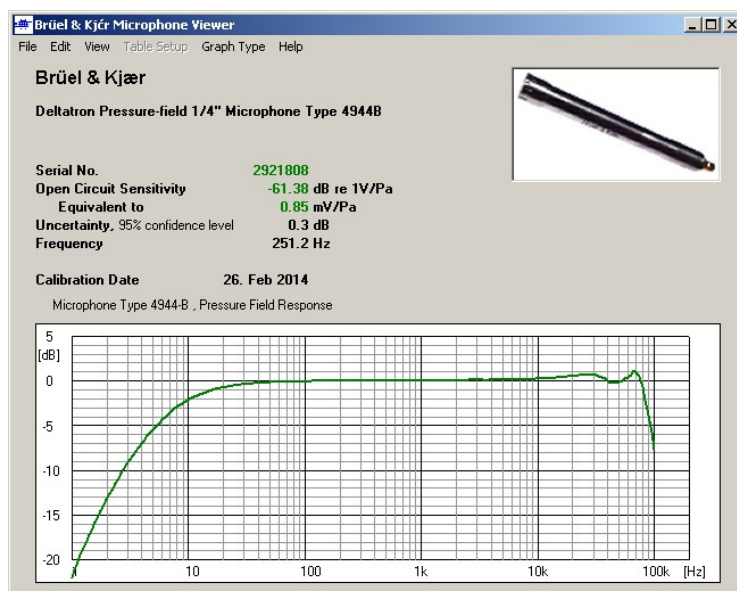
frekvencí 192kHz. Jako primární zdroj signálu pro další zpracování sloužila data z analyzátoru B&K Photon+, který má antialiasingový filtr na výrazně vyšší frekvenci než zvuková karta Steinberg UR22, jejíž antialiasingový filtr je na 20kHz. Data ze zvukové karty Steinberg UR22 byla použita především pro ověření, že snímání zvuku pomocí analyzátoru B&K Photon+ není zkresleno tím, že tento analyzátor používá jiný referenční oscilátor pro A/D převod, než oscilátor, který je používán zvukovou kartou Steinberg UR22 pro D/A převod.

Použitý referenční mikrofón B&K DeltaTron Pressure-field 1/4" typ 4944B má na horní mezi svého dynamického rozsahu 169 dB zkreslení THD rovno 3%, tento

mikrofon je proto vhodný pro toto měření, neboť jeho zkreslení můžeme považovat za zanedbatelné vzhledem ke zkreslení měřeného low-cost elektretového mikrofону MCE 2500. Parametry referenčního mikrofону jsou uvedeny společně s jeho frekvenční charakteristikou na obrázku 3.12.



Obr. 3.11: Schéma předzesilovače měřeného mikrofону, použitého při měření ve volném poli, schéma bylo vytvořeno na pracovišti vedoucího práce na fakultě dopravní ČVUT



Obr. 3.12: Parametry referenčního mikrofónu 1/4"

3.3.1 Zkoumané modifikace

Zvýšení robustnosti průměrováním

Pro zvýšení robustnosti metody bylo zavedeno průměrování, díky kterému lze zvýšit odstup signálu od šumu. Při měřeních bylo použito průměrování spekter signálů z 24 měření za shodných podmínek, z čehož plyne nutnost vyšší automatizace měření pro zajištění kontinuity měření. Měření bylo proto prováděno pomocí skriptu v softwaru MATLAB, který na svém počátku vygeneroval měřící sweep sine signál a připojil zvukovou kartu Steinberg UR22 jako vstupní i výstupní zařízení. Následně pomocí cyklu, kde počet opakování přímo odpovídal počtu průměrování, byl přehráván měřící signál a zároveň byly snímány výstupy obou mikrofonů. Signály přiváděné na vstup analyzátoru B&K Photon+ byly snímány paralelně pomocí softwaru B&K, jehož spouštění a vypínání bylo nutno řešit manuálně, avšak pouze na začátku a konci měření bez ohledu na počet opakování. Data naměřená pomocí zvukové karty Steinberg UR22 byla uložena exportem z MATLAB jako soubor *.mat, data naměřená pomocí analyzátoru B&K Photon+ byla uložena v textovém souboru *.txt. Naměřená data byla importována do prostředí MATLAB, kde byla analyzována pomocí zde popsané metody.

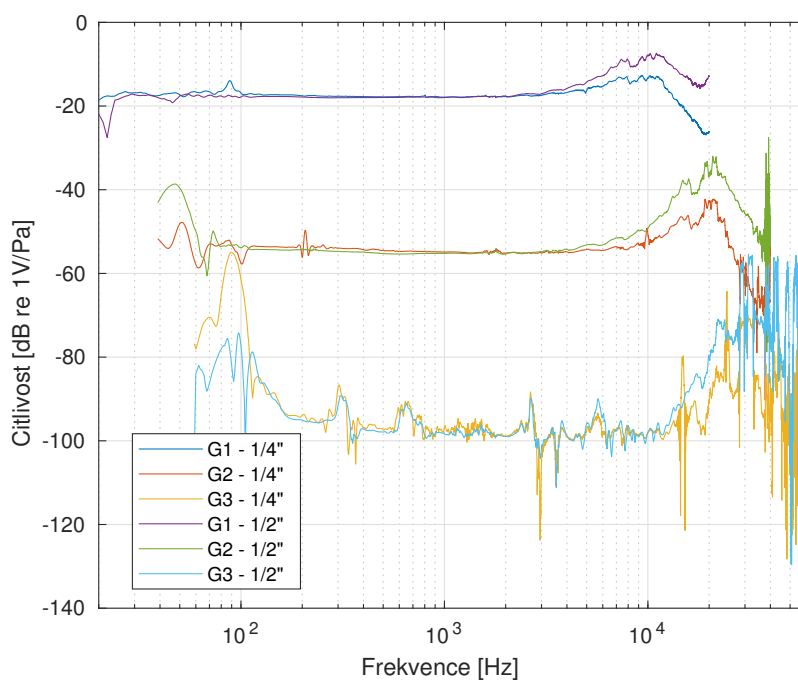
Úprava napájení předzesilovače

V původní konfiguraci byl předzesilovač měřeného mikrofonu (schéma na obrázku 3.11) použit se symetrickým napájením, kde na svorku +V bylo přivedeno +5V a na svorku -V 0V, rezistor R2 byl osazen a kapacitor C5 nebyl osazen. Z toho vyplývá, že signál mohl mít rozkmit maximálně 5V, signál o vyšším rozkmitu byl limitován. Vzhledem k tomu, že rozkmit 5V odpovídá signálu na výstupu předzesilovače při akustickém tlaku 8Pa na mikrofonu bylo nutno upravit předzesilovač tak, aby bylo možné měřit při vyšším akustickém tlaku, kde lze získat lepší odstup signálu od šum. Ze schématu byl proto odstraněn rezistor R2 a přidán kapacitor C5, na svorku +V bylo přivedeno +5V a na svorku -V bylo přivedeno -5V. Pro všechna měření byl použit předzesilovač v této konfiguraci se symetrickým napájením.

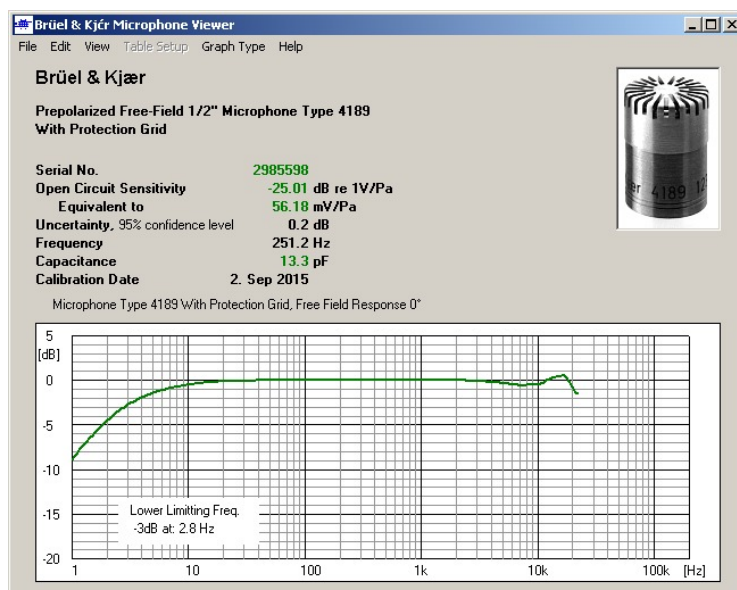
Zlepšení odstupů S/N použitím 1/2" referenčního mikrofonu

Z důvodu zlepšení odstupů signálu od šumu bylo provedeno měření, kde jako referenční mikrofon byl použit B&K DeltaTron Pressure-field 1/2", jehož parametry jsou uvedeny na obrázku 3.14, který má jakožto 1/2" mikrofon nižší vlastní šum a vyšší citlivost ve srovnání s mikrofonem 1/4". Tento 1/2" je však použitelný pouze do 20 kHz, což není pro tuto aplikaci vhodné, vzhledem k analýze vyšších harmonických komponent, měřeními nebylo rovněž zjištěno žádné zlepšení kvality zvýšením

citlivosti referenčního mikrofonu. Cílem použití tohoto mikrofonu bylo především zvýšení kvality průběhu G_3 snížením vlastního šumu mikrofonu, tímto měřením s 1/2" mikrofonem bylo dokázáno, že zašumění průběhu G_3 není způsobeno primárně vlastním šumem mikrofonu. Jak je vidět na obrázku 3.13, průběhy koeficientů G Hammersteinova modelu vypočtených za použití 1/2" mikrofonu jsou před frekvencí 5kHz téměř identické s průběhy koeficientů G vypočtených za použití 1/4" mikrofonu, za touto frekvencí se již však liší. Z těchto důvodů byl pro měření použit mikrofon B&K DeltaTron Pressure-field 1/4" typ 4944B.



Obr. 3.13: Porovnání koeficientů G vypočtených pro shodný mikrofon na základě použití referenčního 1/2" mikrofonu a 1/4" mikrofonu



Obr. 3.14: Parametry referenčního mikrofonu 1/2"

3.3.2 Další provedená měření

Měření závislosti zkreslení na polarizačním napětí a závislosti zkreslení na proudu integrovaným JFET tranzistorem mikrofonu

Za shodných akustických podmínek bylo provedeno měření zkreslení několika elektretových mikrofonů MCE 2500, shodného typu a konstrukce, které se však liší velikostí svého ekvivalentního polarizačního napětí.

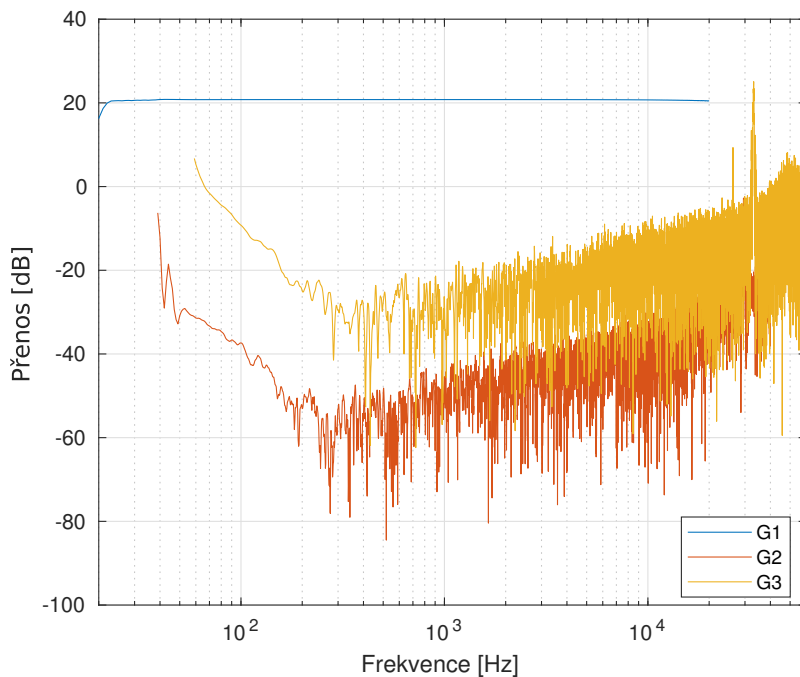
Pro jedno z měření bylo schéma zapojení předzesilovače na obrázku 3.11 pozměněno tak, aby bylo možno měnit a také měřit proud integrovaným JFET tranzistorem mikrofonu. Rezistor R1 byl nahrazen potenciometrem, k němuž byl do série připojen ampérmetr. V této konfiguraci bylo provedeno měření jednoho mikrofonu za stejných akustických podmínek při různém proudu integrovaným JFET tranzistorem mikrofonu.

Ověření robustnosti metody

Při měřeních v práci popsané v [1] byl měřen vždy 30s dlouhý signál při akustickém tlaku přibližně 17Pa. V této práci byla podrobena zkoumání robustnost metody, a to v první fázi snížením akustického tlaku budícího signálu na 12Pa a 8Pa, a ve druhé fázi zkrácením měřícího signálu na 15s, 8s a 6s. Bylo zkoumáno, zda metoda dokáže i při nižším množství dat a se zhoršeným odstupem S/N správně identifikovat model zkreslení NL systému.

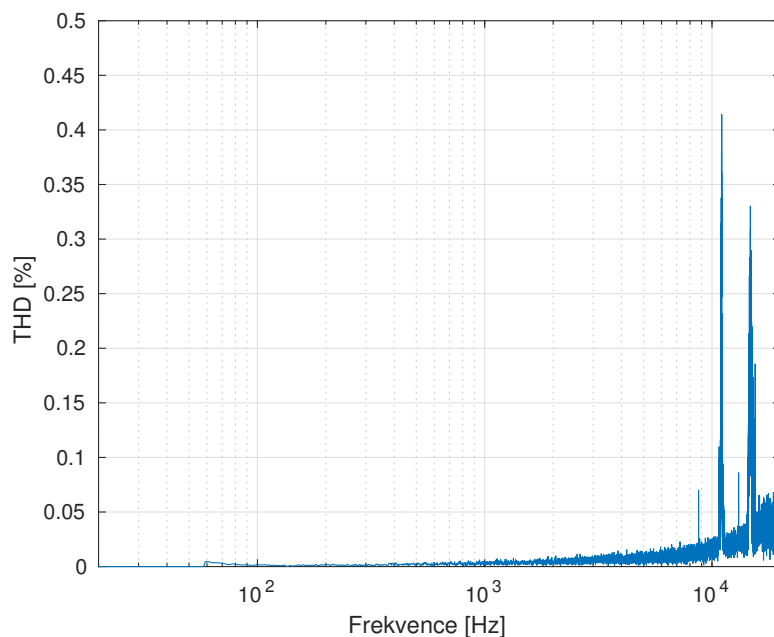
Měření zkreslení předzesilovače 3.11

Z důvodu ověření, že předzesilovač měřeného mikrofonu má vzhledem ke zkreslení mikrofonu zanedbatelné zkreslení, bylo provedeno proměření zkreslení tohoto předzesilovače. Pro měření zkreslení předzesilovače byla použita prezentovaná metoda s tím, že budící signál z výstupu zvukové karty Steinberg UR22 byl přímo veden na vstup tohoto zesilovače a jeho výstupní signál byl veden na vstup zvukové karty Steinberg UR22 a analyzátoru B&K Photon+. První nelineární systém bylo tedy v tomto případě metalické vedení mezi zvukovou kartou a předzesilovačem a druhý (identifikovaný) nelineární systém byl právě tento předzesilovač.



Obr. 3.15: Vyhlazený průběh koeficientů G měřeného předzesilovače

Z obrázku 3.16 je zřejmé, že zkreslení tohoto předzesilovače je zanedbatelné vzhledem ke zkreslení měřeného mikrofonu. Zkreslení THD předzesilovače je modelováno pro vstupní signál 100mV, což je maximální napětí na výstupu měřeného mikrofonu. Při vstupním signálu o napětí 100mV je zkreslení tohoto předzesilovače v pásmu 10Hz - 10kHz menší než 0.05% a v celém pásmu 10Hz - 20kHz menší než 0.5%.



Obr. 3.16: Vyhlazený průběh zkreslení THD měřeného předzesilovače pro vstupní napětí 0,1V

3.3.3 Úpravy MATLAB kódu oproti verzi použité v [1]

Pro možnost provádění výše popsaných modifikací a zkoumání jejich vlivů bylo nutno provést změny v MATLAB kódu sloužícímu k vyhodnocování dat.

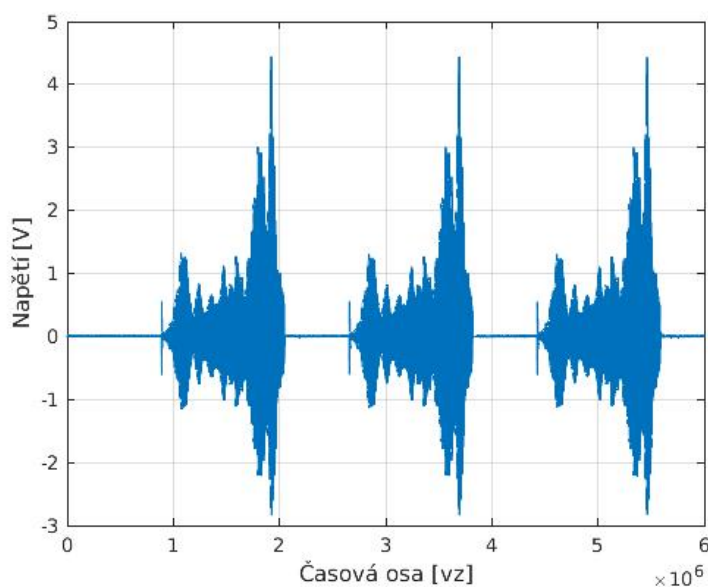
První modifikací bylo zavedení hlavní ovládací sekce výpočtu v první sekci kódu. V této sekci je nutno vždy nastavit parametry použitého měřicího signálu (jako jsou délka, vzorkovací frekvence a podobně), jména souborů s uloženými daty, ale i zda mají být použita data pouze z analyzátoru B&K Photon+, nebo i ze zvukové karty Steinberg UR22. Zároveň lze v této sekci nastavit, pro jakou hodnotu akustického tlaku v Pascalech má být modelováno THD.

Synchronizace průběhů

Záznam měřeného signálu z analyzátoru B&K Photon+ je vyexportován jako jeden časový průběh signálu, kde v případě měření několika opakování vstupního signálu jsou tato opakování signálu umístěna za sebou, jak je to ukázáno na obrázku 3.17. Pro průměrování jednotlivých realizací signálu a vůbec pro možnost výpočtu je nutné tyto realizace sesynchronizovat tak, aby jejich počátky byly synchronní s počátkem budícího signálu sweep-sine.

V předešlé práci byla tato synchronizace prováděna pomocí detekce počátku

signálu pomocí překročení prahového napětí. Tato metoda se však ukázala pro průměrování jednotlivých realizací signálu jako nedostatečná. Synchronizace v této práci je proto realizována provedením korelace mezi časovým průběhem s realizacemi měřeného signálu a budícím signálem sweep-sine. Ze známé délky budícího signálu a korelací získanými zpožděními jednotlivých realizací jsou jednotlivé realizace signálu separovány, a jejich časové průběhy umístěny do vícerozměrné matice pro další zpracování. Výsledkem této operace je tedy vícerozměrná matice, kde v řádcích jsou synchronní časové průběhy o shodné délce.



Obr. 3.17: Časový průběh tří realizací měřeného signálu za sebou

Průměrování signálů

Z důvodu zvýšení robustnosti metody je prováděno průměrování z několika časových průběhů (realizací) měřeného signálu. Jednotlivé sesynchronizované časové průběhy signálu, umístěné v matici, byly zprůměrovány v každém časovém vzorku. Výsledkem této operace je jeden průměrovaný časový průběh.

Toto řešení je zcela intuitivní, neboť se jedná o prosté průměrování několika realizací signálu v časové doméně. Z důvodu významného vlivu šumu, a tudíž vzniku lokálních extrémů signálu, které výsledný průměr mohou výrazně ovlivnit, byl proces průměrování převeden do spektrální domény. Jednotlivé realizace signálu umístěné v matici byly pomocí Fourierovy transformace převedeny do spektra a průměrování mezi jednotlivými realizacemi bylo provedeno ve spektru. Výsledkem tohoto průměrování spekter je jedno průměrované spektrum, které lze jednoduše převést na průměrovaný časový signál použitím inverzní Fourierovy transformace.

Přepočítání signálu ze zvukové karty Steinberg UR22

Data změřena analyzátozem B&K Photon+ mají přímo rozměr časového průběhu elektrického napětí nebo akustického tlaku. Data ze zvukové karty Steinberg UR22 mají však pouze hodnoty v rozsahu 0-1 odpovídajícím minimu a maximu A/D převodníku zvukové karty. Při použití dat ze zvukové karty Steinberg UR22 pro následnou analýzu je potřeba tato data nejprve vynásobit přepočítací konstantou, která vyjadřuje přepočítání mezi bezrozměrnými hodnotami 0-1 a napětím nebo akustickým tlakem.

Přepočítání bylo nejprve realizováno v časové oblasti tak, že v každém časovém okamžiku byla hodnota změřená analyzátozem B&K Photon+ vydělena bezrozměrnou hodnotou ze zvukové karty Steinberg UR22. Výsledkem této operace byl vektor přepočítacích koeficientů, který byl zprůměrován do jednoho přepočítacího koeficientu, kterým byl vynásoben časový průběh signálu ze zvukové karty Steinberg UR22. Výsledky tohoto řešení však nebyly uspokojivé, proto byl proces převeden do spektrální oblasti. Spektrum signálu změřeného analyzátozem B&K Photon+ bylo v rozsahu frekvencí 800Hz - 1200Hz vyděleno spektrem signálu změřeného zvukovou kartou Steinberg UR22 v rozsahu frekvencí 800Hz - 1200Hz. Výsledkem této operace byl vektor přepočítacích koeficientů, který byl zprůměrován do jednoho přepočítacího koeficientu, kterým bylo vynásobeno spektrum signálu ze zvukové karty Steinberg UR22. Toto spektrum bylo následně převedeno inverzní Fourierovou transformací do časové domény na naškálovaný signál.

Tato operace je prováděna zvláště pro napětí a akustický tlak.

Vyhlazování průběhu koeficientů G

Z důvodu vysokého ovlivnění šumem koeficientu G_3 , který způsoboval extrémní kolísání hodnot koeficientu G_3 , a tudíž i významné kolísání výsledného THD, je na koeficienty G_n aplikován vyhlazovací filtr klouzavých průměrů. Na koeficient G_1 je aplikován filtr klouzavých průměrů počítající průměr ze 4 po sobě jdoucích hodnot, na koeficient G_2 je aplikován filtr klouzavých průměrů počítající průměr ze 6 po sobě jdoucích hodnot a na koeficient G_3 je aplikován filtr klouzavých průměrů počítající průměr ze 11 po sobě jdoucích hodnot. Toto nastavení filtrů je dáno na základě ovlivnění průběhů jednotlivých koeficientů šumem, kdy G_1 je šumem ovlivněno minimálně, naopak G_3 je šumem ovlivněno výrazně.

Použití filtru klouzavých průměrů je možné, neboť průběhy koeficientů G_n mají hladký průběh bez lokálních extrémů.

3.3.4 Zpracování dat

Data z každého mikrofону, změřená pomocí zvukové karty Steinberg UR22, byla do prostředí MATLAB importována ze souboru *.mat jako vícerozměrná matice, kde jednotlivé řádky představují jednotlivá opakování měření pro následné průměrování. Tato data byla sesynchronizována pomocí korelace mezi jednotlivými řádky matice a replikou generovaného budícího signálu sweep sine, zároveň byly jednotlivé průběhy délkově korigovány. Výsledkem této operace je tedy vícerozměrná matice, kde v řádcích jsou synchronní časové průběhy o shodné délce. Následně byly tyto průběhy převedeny do spektra pomocí Fourierovy transformace a tato spektra byla zprůměrována. Výsledné spektrum bylo pomocí zpětné Fourierovy transformace převedeno zpět do časové domény. Takto získaný průměrovaný časový průběh byl použit pro další zpracování.

Data z každého mikrofonu, změřená pomocí analyzátoru B&K Photon+, byla do prostředí MATLAB importována ze souboru *.txt jako jednorozměrný vektor, kde jednotlivá opakování měření pro následné průměrování jsou umístěna v tomto vektoru za sebou. Z tohoto průběhu byly separovány jednotlivé průběhy pomocí korelace mezi tímto signálem a replikou budícího signálu sweep sine. Separované signály byly délkově korigovány a umístěny do vícerozměrné matice. Výsledkem této operace je tedy vícerozměrná matice, kde v řádcích jsou synchronní časové průběhy o shodné délce. Následně byly tyto průběhy převedeny do spektra pomocí Fourierovy transformace a tato spektra byla zprůměrována. Výsledné spektrum bylo pomocí zpětné Fourierovy transformace převedeno zpět do časové domény. Takto získaný průměrovaný časový průběh byl použit pro další zpracování.

Časové průběhy signálu změřené analyzátozem B&K Photon+ odpovídají přímo hodnotám napětí na výstupu předzesilovače mikrofónů (pro referenční mikrofón je toto napětí přepočteno na tlak pomocí známé citlivosti mikrofónu). Časové průběhy signálu změřené zvukovou kartou Steinberg UR22 jsou však pouze hodnoty v rozmezí 0-1, což odpovídá minimálnímu a maximálnímu napětí, se kterým pracuje A/D převodník této karty. Tyto hodnoty však nejsou známy.

Při použití dat ze zvukové karty Steinberg UR22 pro následnou analýzu je potřeba tato data nejprve vynásobit přepočtení konstantou, která vyjadřuje přepočet mezi bezrozměrnými hodnotami 0-1 a napětím nebo akustickým tlakem. Tato přepočtení konstanta je vypočtena jako proměnná X , kterou je nutno násobit spektrum signálu změřeného zvukovou kartou Steinberg UR22, aby toto spektrum mělo v každém bodě stejnou hodnotu jako spektrum signálu změřeného analyzátozem B&K Photon+.

Po provedení tohoto škálování lze zvolit, jestli pro analýzu NL systému mají být

použita data změřená analyzátozem B&K Photon+, nebo naškálovaná data změřená zvukovou kartou Steinberg UR22.

Následně byla u signálu z měřeného i referenčního mikrofonu v základní, druhé a třetí mocnině provedena konvoluce s inverzním filtrem swept-sine signálu a následná detekce impulzních odezev. Získané impulzní odezvy byly separovány a pomocí Fourierovy transformace byly získány jejich Fourierovy obrazy pro sestavení maticové rovnice 2.23.

Tuto maticovou rovnici je nutno řešit pro každou frekvenci zvlášť, a proto 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 dané rovnice, s dosazenými hodnotami pro danou frekvenci, 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 zvýšení robustnosti metody jsou tyto průběhy filtrů G_1 , G_2 a G_3 filtrovány pomocí filtru klouzavých průměrů. Díky tomuto filtru jsou potlačeny špičky, které jsou dány nikoliv reálným charakterem NL systému, ale numerickými chybami při nízkém odstupu S/N.

Koeficienty G_n jsou však pouze koeficienty Hammerteinova modelu, a je proto nutno je přepočítat na zkreslení THD dle rovnic 2.29 až 2.33. Tento přístup umožňuje modelovat chování NL systému při různých akustických tlacích.

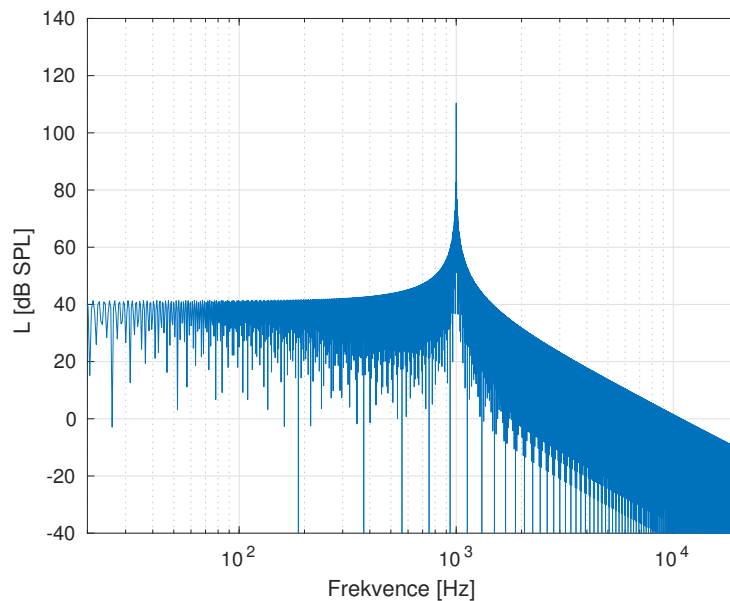
3.4 Modelování výstupního signálu mikrofону

Popis NL systému pomocí Hammersteinova modelu ukázaném na obrázku 2.7 umožňuje kromě přepočtu koeficientů G_n tohoto modelu na zkruslení THD také modelování výstupního signálu $y(t)$ NL systému při znalosti vstupního signálu $x(t)$ a koeficientů G_n daného NL systému. Výstup NL systému lze definovat jako

$$y(t) = x(t) \otimes g_1(t) + x(t)^2 \otimes g_2(t) + x(t)^3 \otimes g_3(t) \cdots + x(t)^n \otimes g_n(t), \quad (3.1)$$

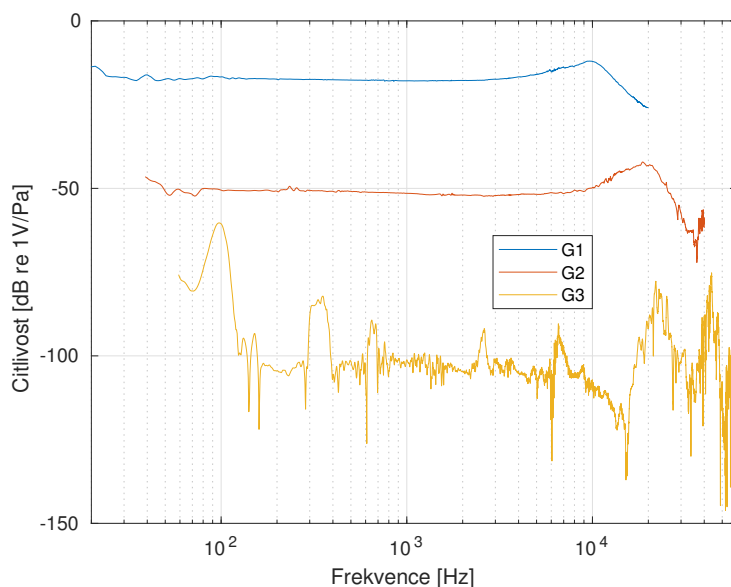
kde $g_n(t)$ jsou impulzní odezvy jednotlivých filtrů definovaných pomocí frekvenčních charakteristik $G_n(f)$ a kde \otimes značí operaci konvoluce.

Na základě rovnice 3.1 byl v prostředí MATLAB vytvořen model mikrofону pro modelování jeho výstupního signálu $y(t)$. Vstupem tohoto modelu jsou koeficienty G_n již identifikovaného systému (mikrofону) a vstupní signál $x(t)$. Na obrázku 3.18 je ukázáno spektrum vstupního harmonického signálu $x(t)$ o frekvenci 1kHz a amplitudě 10Pa, které představuje průběh vstupního akustického tlaku mikrofону.

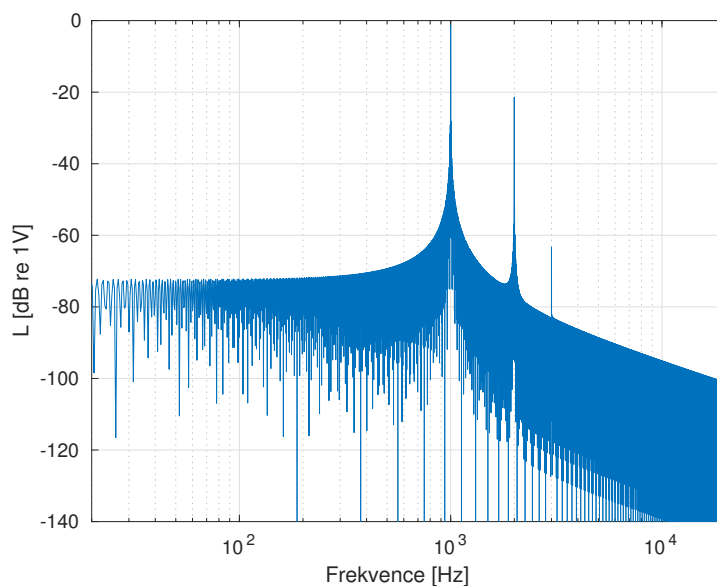


Obr. 3.18: Spektrum vstupního harmonického signálu $x(t)$ o frekvenci 1kHz a amplitudě 10Pa

Na obrázku 3.19 jsou ukázány průběhy jednotlivých G koeficientů pro modelovaný mikrofon. Na obrázku 3.20 je ukázáno spektrum modelovaného výstupního signálu $y(t)$ daného mikrofonu. Jak je z tohoto obrázku patrné, ve spektru signálu $y(t)$ je kromě základní harmonické na frekvenci 1kHz obsažena i druhá harmonická na 2kHz a třetí harmonická na 3kHz. Tedy zkreslení signálu vyššími harmonickými v mikrofonu.



Obr. 3.19: Průběh G koeficientů modelovaného mikrofonu



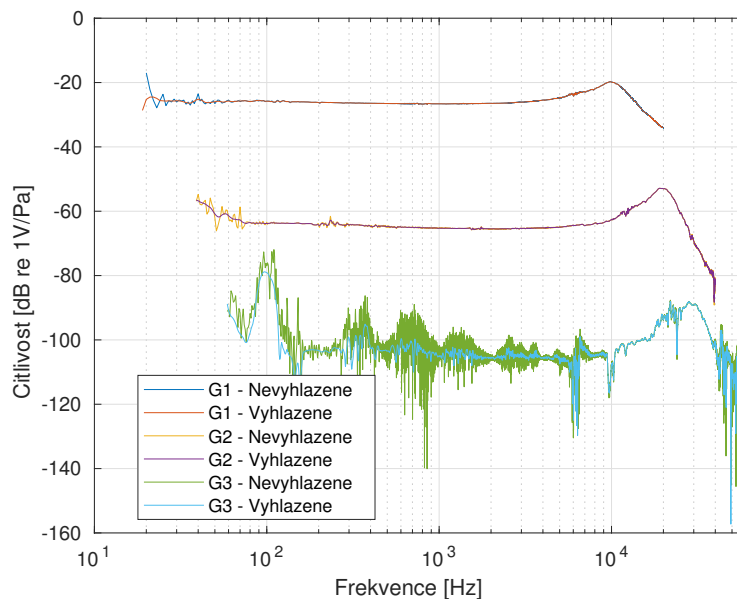
Obr. 3.20: Spektrum výstupního signálu $y(t)$ modelovaného mikrofonu

4 ZHODNOCENÍ VÝSLEDKŮ

4.1 Zvýšení a ověření robustnosti metody

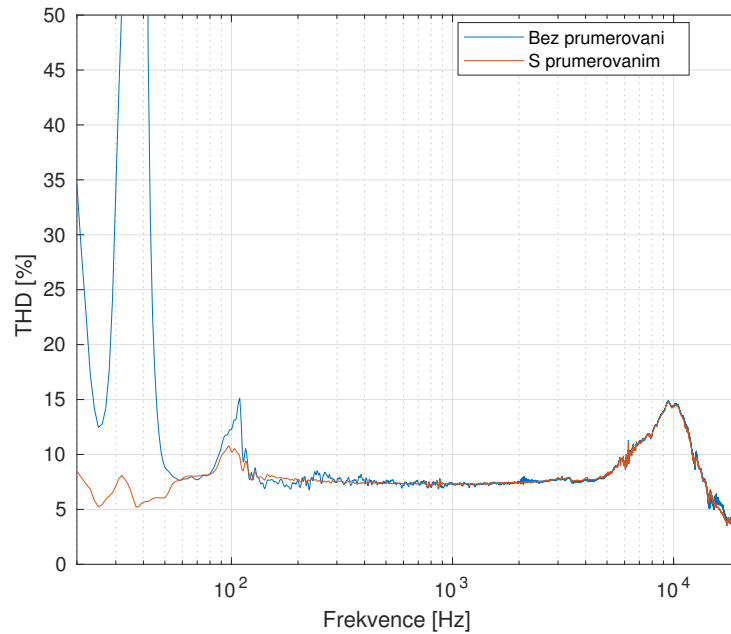
Výsledkem analýzy NL systému popsanou metodou jsou frekvenční závislosti koeficientů G Hammersteinova modelu, které jsou ukázány na obrázku. Na obrázku 4.1 jsou ukázány průběhy jednotlivých koeficientů G měřeného mikrofonu při použití budicího signálu sweep sine 20Hz - 20kHz o délce 6s a s použitím průměrování z 25 realizací, což zlepšuje odstup S/N 5x. Na obrázku 4.1 je rovněž ukázán vliv filtru klouzavých průměrů, kde na G_1 a G_2 nemá toto průměrování díky dobrému odstupu S/N, a tudíž hladkému průběhu, téměř žádný vliv. Naopak filtrace filtrem klouzavých průměrů je kriticky důležitá v případě G_3 , která je výrazně ovlivněna šumem kvůli nízkému odstupu S/N. Vliv průměrování je ukázán na obrázku 4.2.

Díky použití metod pro zvýšení robustnosti je model daný těmito koeficienty použitelný v celém rozsahu 20Hz - 20kHz, což představuje významné zlepšení v porovnání s výsledky metody popsané v [1], které byly použitelné jen v pásmu 100Hz - 5kHz.

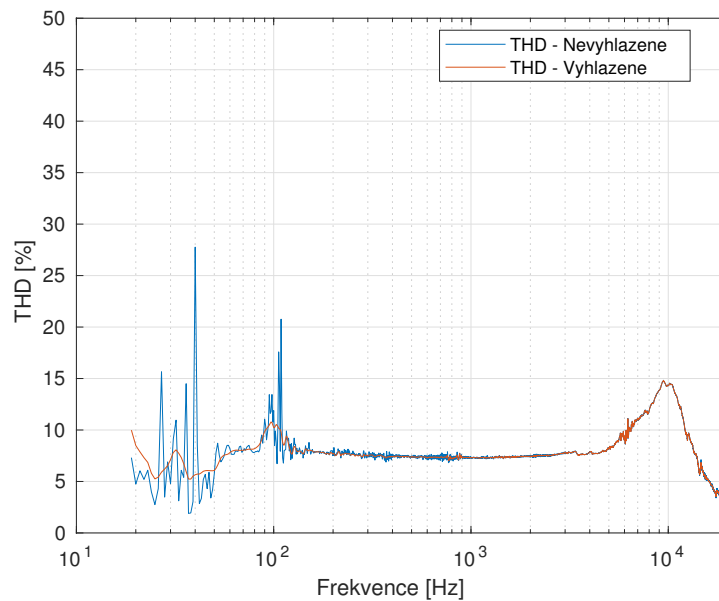


Obr. 4.1: Průběh koeficientů G v závislosti na frekvenci - porovnání průběhu s použitím vyhlazování a bez použití vyhlazování

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 4.3 je zobrazena frekvenční závislost THD měřeného



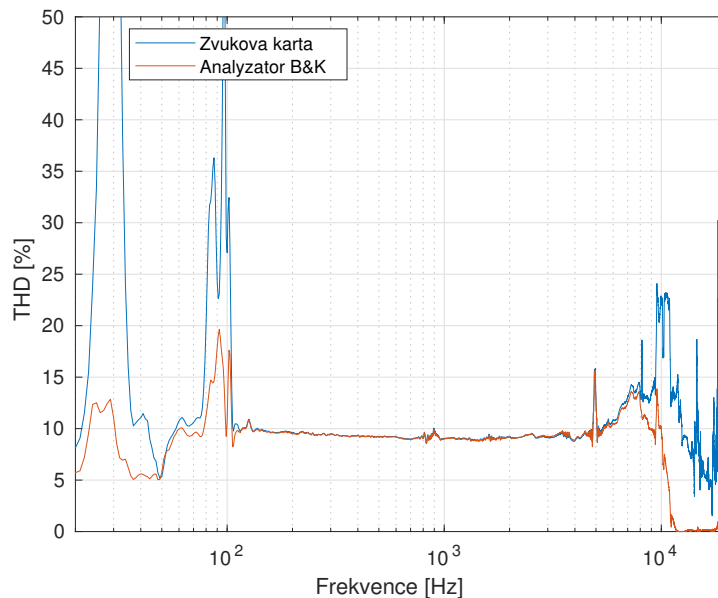
Obr. 4.2: Průběh THD v závislosti na frekvenci z průměrovaného a neprůměrovaného signálu, použito vyhlazování průběhů G koeficientů, THD modelováno pro vstupní akustický tlak 13Pa



Obr. 4.3: Průběh THD v závislosti na frekvenci - porovnání průběhu s použitím vyhlazování a bez použití vyhlazování, použito průměrování vstupního signálu z 25 realizací, THD modelováno pro vstupní akustický tlak 13Pa

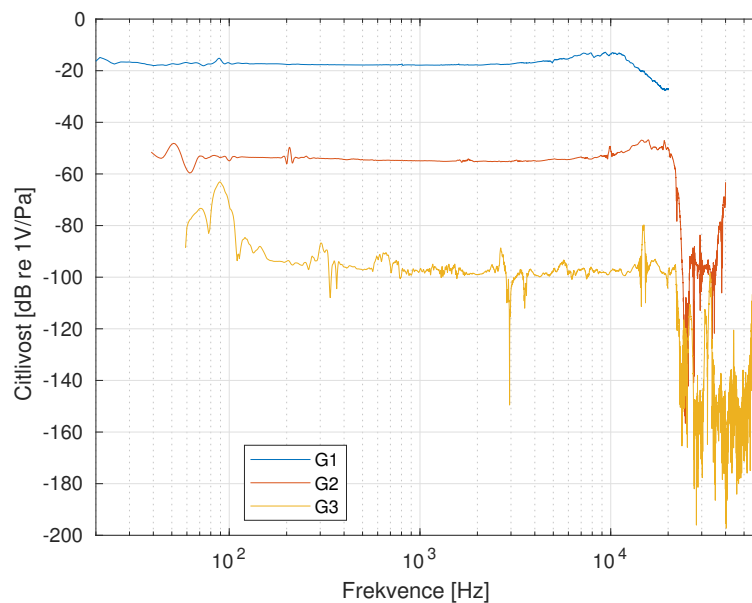
mikrofonu při akustickém tlaku 116,26 dB SPL. V obrázku 4.3 je také ukázán průběh bez použití filtru klouzavých průměrů a průběh s využitím této filtrace. Při pohledu na obě tyto křivky je zřejmé, že filtr klouzavých průměrů odstraňuje pouze extrémní hodnoty při zachování trendu, což výslednou křivku vyhlazuje.

Na obrázku 4.4 jsou ukázány průběhy THD jednoho měřeného mikrofonu vypočtené na základě průběhů změřených zvukovou kartou Steinberg UR22 a analyzátozem B&K Photon+. Z průběhů je patrné, že výrazný rozdíl je na vyšších frekvencích, což je však způsobeno antialiasingovým filtrem zvukové karty Steinberg UR22. Vliv antialiasingového filtru je velmi dobře vidět na průběhu koeficientů G , ukázaném na obrázku 4.5, kde nad 20kHz je u průběhů koeficientů G_2 a G_3 vidět pokles o přibližně 30dB. Pro veškeré analýzy byla proto použita data z analyzátoru B&K Photon+.



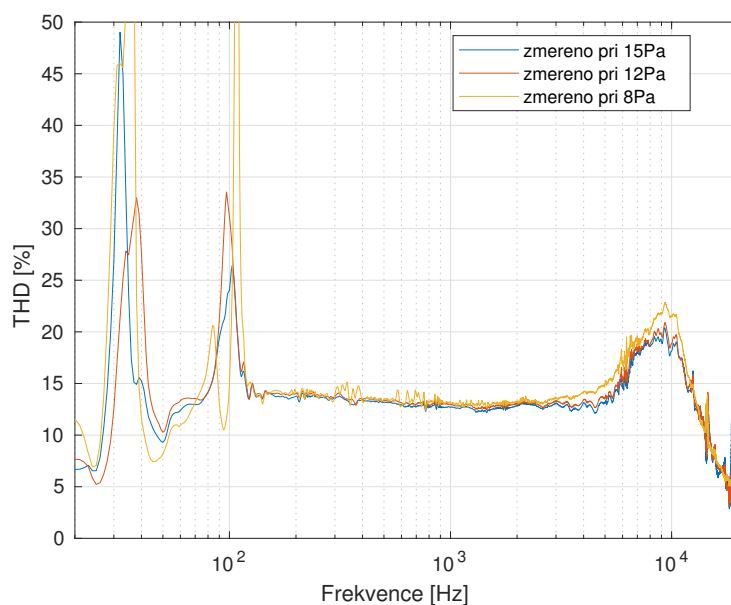
Obr. 4.4: Průběhy THD v závislosti na frekvenci vypočtené z dat z různých zvukových karet, THD modelováno pro vstupní akustický tlak 13Pa

Na obrázku 4.6 jsou ukázány průběhy THD mikrofonu, kdy jednotlivé křivky THD jsou vypočteny modelem na základě koeficientů G , který byly získány měřením za různých akustických podmínek, jak ukazuje obrázek 4.7. První model byl vytvořen při buzení mikrofonu akustickým tlakem 15Pa, druhý model při buzení mikrofonu 12Pa a třetí model při buzení mikrofonu 8Pa. Při podhledu na průběhy na obrázku 4.6 je zřejmé, že i při výrazně nižším odstupě S/N, což je důsledkem snížení akustického tlaku budícího signálu působícího na mikrofon, dokáže metoda správně identifikovat model zkraslení NL systému s tolerancí jednotek procent. Jak je zřejmé z

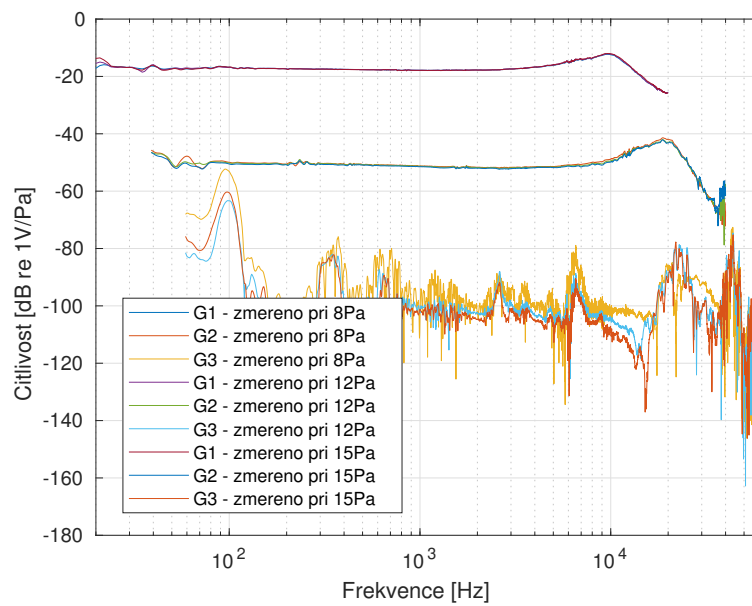


Obr. 4.5: Průběh koeficientů G v závislosti na frekvenci ze zvukové karty Steinberg UR22, ilustrace vlivu antialiasingového filtru

obrázku 4.7, vyšší odstup S/N má vliv převážně na kvalitu identifikace průběhu koeficientu G_3 . Z obrázku je dále zřejmé že se zvyšujícím se odstupem S/N se zašumění průběhu G_3 snižuje a křivka konverguje ke správné hodnotě G_3 .



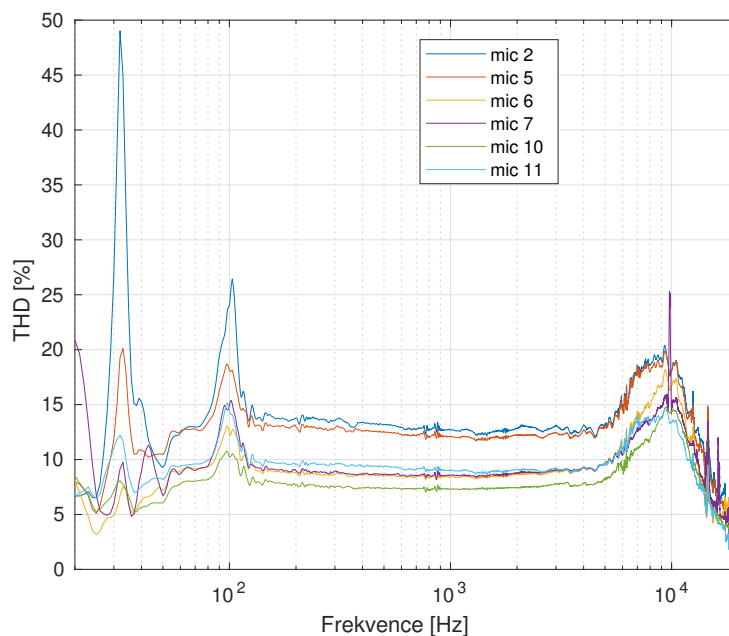
Obr. 4.6: Průběhy THD v závislosti na frekvenci - modely vytvořeny na základě měření při různém odstupě S/N , THD modelováno pro vstupní akustický tlak 13Pa



Obr. 4.7: Průběhy koeficientů G v závislosti na frekvenci - modely vytvořeny na základě měření při různém odstupě S/N

4.2 Porovnání mikrofonů s různým ekvivalentním polarizačním napětím

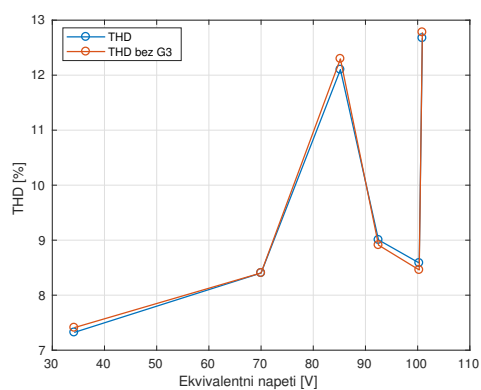
Na obrázku 4.8 jsou ukázány průběhy THD jednotlivých mikrofonů. V tabulce 4.1, převzaté z [7], jsou pak uvedeny ekvivalentní polarizační napětí pro jednotlivé měřené mikrofony. Cílem tohoto měření bylo analyzovat, zda velikost zkreslení THD přímo závisí na velikosti tohoto ekvivalentního polarizačního napětí. Porovnání velikostí ekvivalentního polarizačního napětí z tabulky 4.1 a THD z obrázku 4.6 je vidět jistá korelace mezi ekvivalentním polarizačním napětím a THD, kde mikrofony s vyšším ekvivalentním polarizačním napětím, a tudíž i vyšší citlivostí, mají obecně vyšší hodnoty THD oproti mikrofonům s nižšími hodnotami ekvivalentního polarizačního napětí. Vzhledem k faktu, že nejvyšší hodnotu THD má mikrofon číslo 2 (který má rovněž nejvyšší ekvivalentní polarizační napětí), ale druhou nejvyšší hodnotu THD má mikrofon číslo 5 (který má až čtvrtou nejvyšší hodnotu ekvivalentního polarizačního napětí), lze konstatovat, že velikost ekvivalentního polarizačního napětí není primární složkou ovlivňující velikost THD. Ani z obrázků 4.9 a 4.10, ukazujících závislost THD na ekvivalentním polarizačním napětí a závislost odstupů harmonických na ekvivalentním polarizačním napětí, není zřejmé, že velikost ekvivalentního polarizačního napětí je primární složkou ovlivňující velikost THD.



Obr. 4.8: Průběhy THD jednotlivých mikrofonů v závislosti na frekvenci, THD modelováno pro vstupní akustický tlak 13Pa

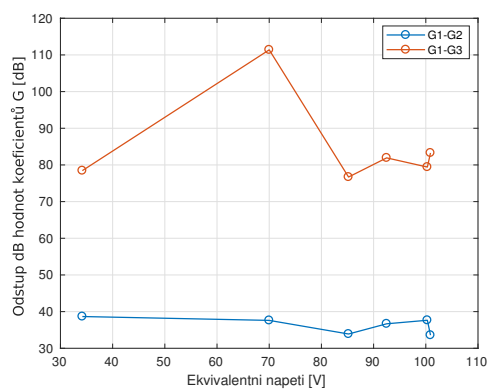
Číslo mikrofonu	Ekvivalentní polarizační napětí [V]
2	100.9
5	85.2
6	70.0
7	100.3
10	34.2
11	92.5

Tab. 4.1: Ekvivalentní polarizační napětí pro jednotlivé mikrofony, převzato z [7]



Obr. 4.9:

Závislost THD modelovaného pro tlak 13Pa na ekvivalentním polarizačním napětí

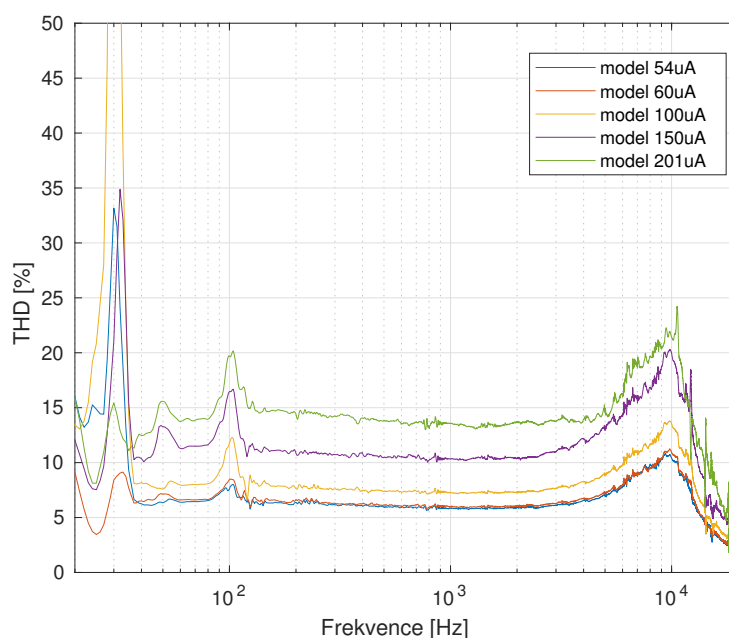


Obr. 4.10:

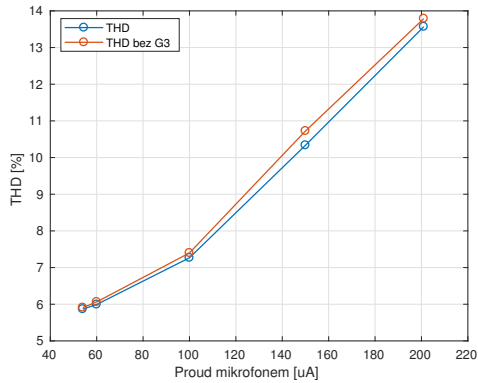
Závislost odstupu dB hodnot koeficientů G_n na ekvivalentním polarizačním napětí

4.3 Zhodnocení vlivu proudu mikrofonem na THD

Na obrázku 4.11 jsou ukázány průběhy THD jednoho měřeného mikrofonu při různých hodnotách proudu integrovaným JFET tranzistorem mikrofonu. Změnou velikosti tohoto proudu lze měnit citlivost mikrofonu, čím je tento proud vyšší, tím je vyšší i citlivost mikrofonu. Z obrázku je patrná jednoznačná závislost velikosti THD na velikosti proudu integrovaným JFET tranzistorem mikrofonu. Se zvyšující se hodnotou proudu, a tudíž i se zvyšující se citlivostí mikrofonu, stoupá i jeho zkreslení THD, což je patrné i z obrázků 4.12 a 4.13, ukazujících závislost THD mikrofonu na proudu integrovaným JFET tranzistorem mikrofonu a závislost odstupů G_n na proudu integrovaným JFET tranzistorem mikrofonu.

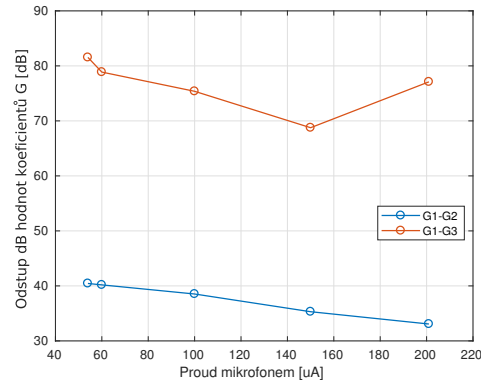


Obr. 4.11: Průběhy THD v závislosti na frekvenci a proudu integrovaným JFET tranzistorem mikrofonu, THD modelováno pro vstupní akustický tlak 13Pa



Obr. 4.12:

Závislost THD modelovaného pro tlak 13Pa mikrofonu na proudu integrovaným JFET tranzistorem mikrofonu



Obr. 4.13:

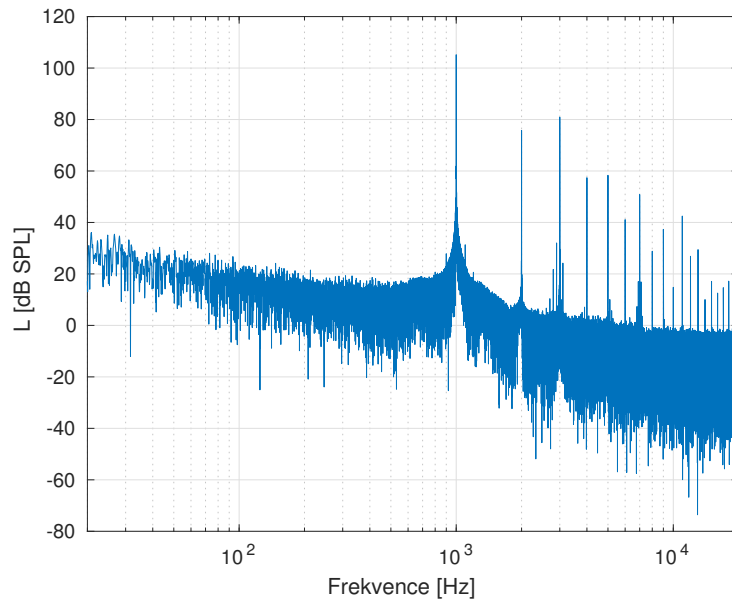
Závislost odstupů dB hodnot koeficientů G_n na proudu integrovaným JFET tranzistorem mikrofonu

4.4 Porovnání reálného a modelovaného výstupního signálu

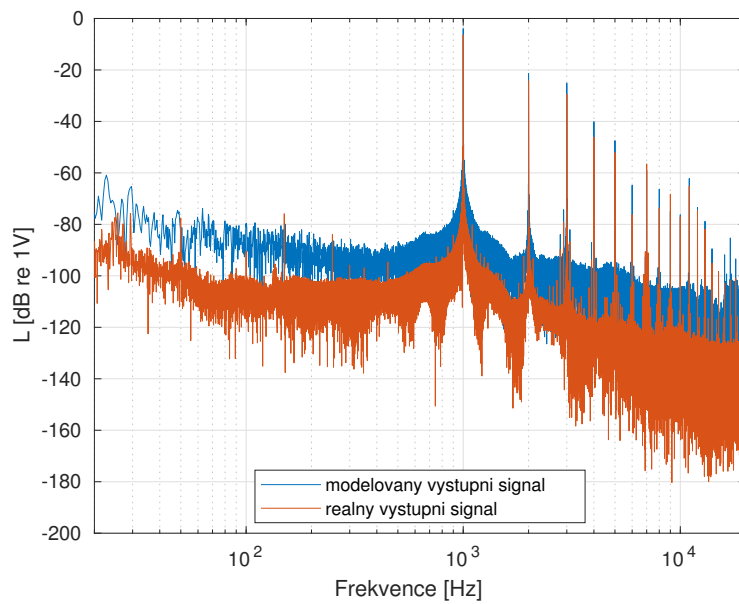
Pomocí Hammersteinova modelu je možno, při znalosti koeficientů G pro daný mikrofon, kromě výpočtu zkreslení tohoto mikrofonu při různých hladinách akustického tlaku také modelovat přímo výstupní signál mikrofonu, jak je ukázáno na obrázku 4.16.

Obdobně jako v příkladu uvedeném v sekci 3.4 můžeme jako vstupní signál $u(t)$ použít reálný signál změřený referenčním mikrofonem jako časový průběh akustického tlaku, jehož spektrum je ukázáno na obrázku 4.14, a modelovaný signál $y(t)$ porovnat s reálným signálem $y_r(t)$ změřeným na výstupu měřeného mikrofonu. Jako budící signál soustavy dvou NL systémů v sérii byl použit harmonický signál o frekvenci 1kHz, signál $u(t)$, ukázaný na obrázku 4.14, je již viditelně zkreslen prvním NL systémem (reproduktorem).

Na obrázku 4.15 je ukázáno porovnání spekter modelovaného výstupního signálu $y(t)$ a reálného výstupního signálu $y_r(t)$, který byl změřen na výstupu měřeného mikrofonu. Z obrázku je patrné, že první, druhá i třetí harmonická, které model modeluje, mají v modelovaném signálu srovnatelné hodnoty napětí jako reálný signál. Nepatrný rozdíl může být dán změnou akustických podmínek mezi identifikací a měřením. Vzhledem k tomu, že z obrázku nejsou hodnoty zcela zřejmé, jsou hodnoty napětí první druhé a třetí harmonické pro modelovaný i reálný signál uvedeny v tabulce 4.2. Na obrázku 4.16 jsou ukázány časové průběhy modelovaného výstupního signálu $y(t)$ a reálného výstupního signálu $y_r(t)$. Tyto časové průběhy jsou pro možnost tvarového porovnání v obrázku 4.16 sesynchronizovány.



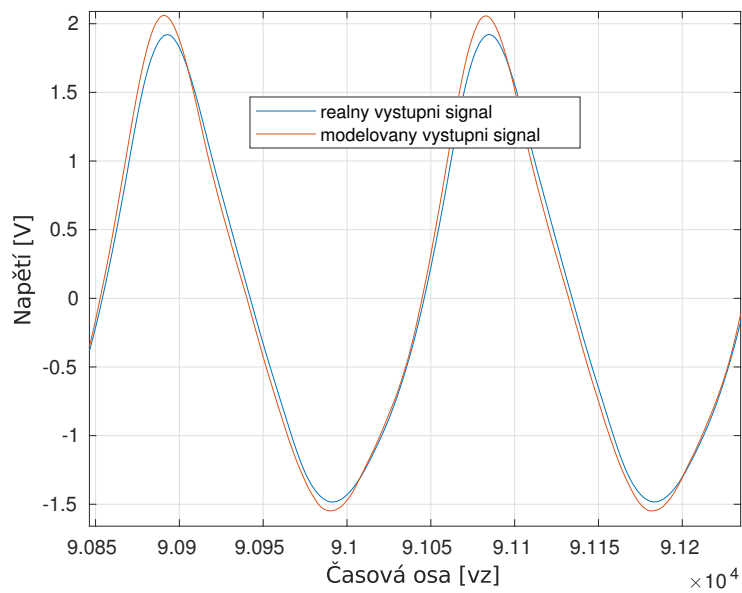
Obr. 4.14: Spektrum vstupního signálu $u(t)$ modelovaného mikrofonu, signál změřený referenčním mikrofonem



Obr. 4.15: Spektrum modelovaného výstupního signálu $y(t)$ a reálného výstupního signálu $y_r(t)$

Pořadí harmonické	Reálný signál [dB re 1V]	Modelovaný signál [dB re 1V]
1 harmonická	-6.5	-4
2 harmonická	-24.75	-21.5
3 harmonická	-29.5	-25

Tab. 4.2: Tabulka porovnání úrovní harmonických mezi modelovaným výstupním signálem a reálným výstupním signálem

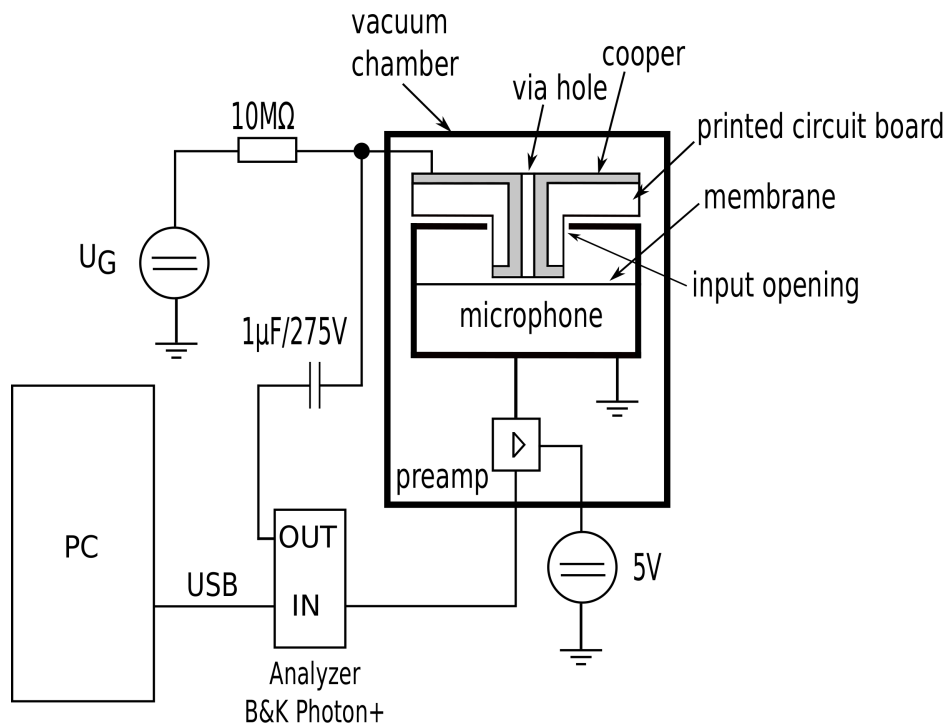


Obr. 4.16: Časový průběh modelovaného výstupního signálu $y(t)$ a reálného výstupního signálu $y_r(t)$. V obrázku jsou průběhy synchronizovány tak aby jejich vzájemný fázový posun byl minimální

4.5 Měření zkreslení mikrofonu ve vakuu

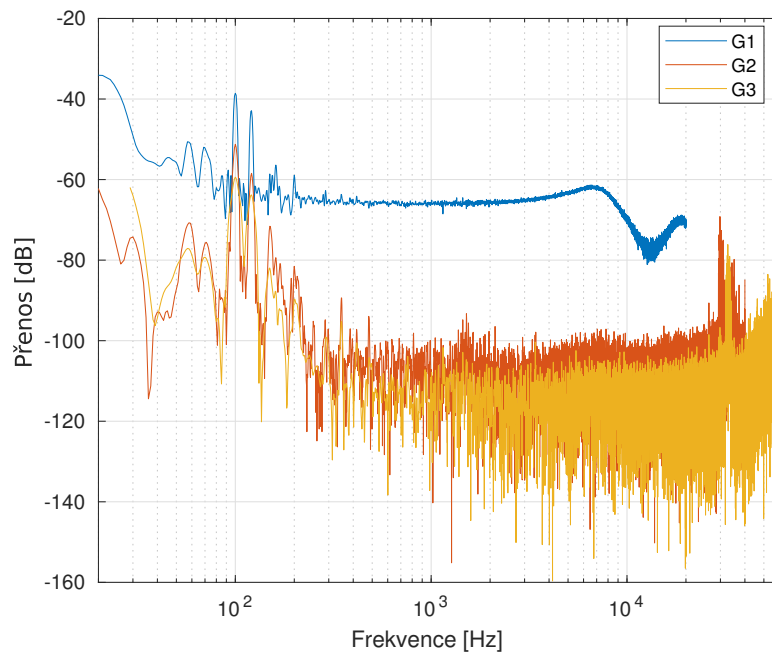
Pro analýzu zkreslení elektrostatické konverze bez vlivu nelinearity akustického pole bylo provedeno měření ve vakuu. Schéma zapojení měřícího přípravku při měření ve vakuu je ukázáno na obrázku 4.17.

Mikrofon byl spolu s předzesilovačem umístěn do vakuové nádoby s vnitřním tlakem 2Pa, což lze považovat za vakuum. Buzení mikrofonu bylo prováděno na elektrostatickém principu, kdy nad membránu mikrofonu byla umístěna elektroda, na kterou bylo přivedeno polarizační napětí $U_G = 182V$ spolu se signálovým napětím. Výstupní signál měřeného mikrofonu $y(t)$ byl snímán analyzátozem B&K Photon+. Neboť mikrofon byl buzen elektrostaticky, tedy přímo elektrickým napětím přiváděným na elektrodu, lze považovat $u(t) = x(t)$. Pro přesnější měření přímo signálu $u(t)$, který v tomto případě představuje mechanickou výchylku membrány vlivem elektrostatického buzení, by bylo nutné laserové měření výchylky membrány.

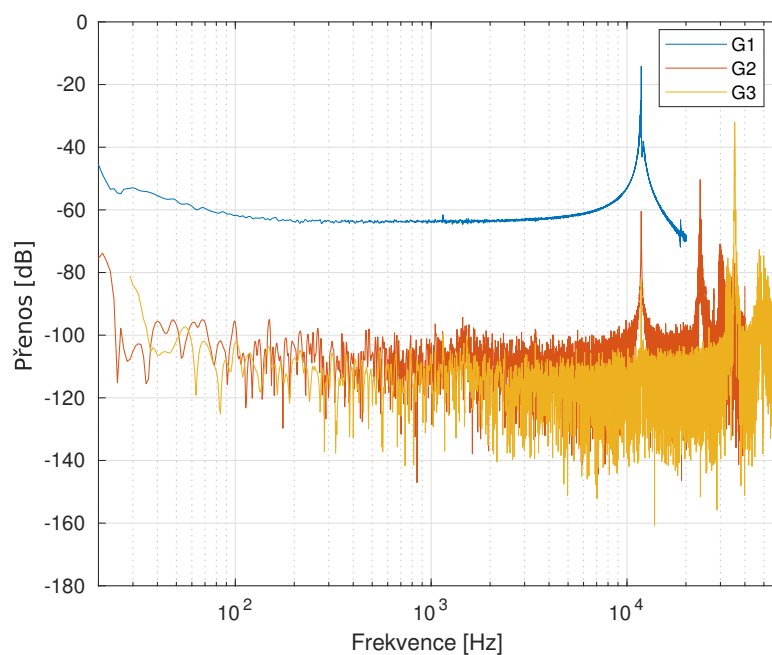


Obr. 4.17: Schéma zapojení měřícího přípravku při měření ve vakuu, převzato z [7]

Průběh koeficientů G v závislosti na frekvenci, změřených mimo vakuum, je ukázán na obrázku 4.18, průběh koeficientů G v závislosti na frekvenci, změřených ve vakuu, je pak ukázán na obrázku 4.19. Jak je při pohledu na obrázky zřejmé, hodnoty koeficientů G_2 a G_3 jsou téměř identické ve vakuu i mimo vakuum, mimo oblast do 300Hz, což je však pravděpodobně způsobeno ruchem okolí v místnosti a vibracemi. Tímto bylo ověřeno, že dominantní část zkreslení elektrostatického



Obr. 4.18: Průběh koeficientů G v závislosti na frekvenci, změřeno mimo vakuum při elektrostatickém buzení



Obr. 4.19: Průběh koeficientů G v závislosti na frekvenci, změřeno ve vakuu při elektrostatickém buzení

mikrofonu je způsobena elektroakustickou konverzí na elektrostatickém principu, nikoliv nelinearitou akustického pole ve vzduchové mezeře mezi membránou a pevnou elektrodou. Koeficienty G_2 a G_3 jsou v části frekvenčního pásma zatíženy šumem z důvodu nedostatečného odstupu signálu od šumu při měření, řešením by bylo zvětšení polarizačního napětí mezi mřížkou a mikrofonem a větší zesílení měřícího signálu jdoucího do mřížky, na což však zatím nejsme technicky vybaveni.

5 ZÁVĚR

V této práci byla využita metoda prezentovaná [1], metoda byla modifikována pro použití při měření ve volném poli, což je realističtější aplikace, než měření v tlakové komůrce miniaturních rozměrů. Metoda byla dále zdokonalena o zvýšení její robustnosti a přesnosti využitím filtrace filtrem klouzavých průměrů a průměrováním signálu v jednotlivých realizacích v čase. Těmito modifikacemi se rovněž výrazně zvýšil frekvenční rozsah použitelnosti metody. Vliv těchto zdokonalení ilustrují obrázky 4.1, 4.2, 4.3 a 4.6.

Modifikovaná metoda byla použita pro potvrzení přímé závislosti mezi proudem integrovaným JFET tranzistorem mikrofonu, ovlivňujícího jeho citlivost, a THD měřeného mikrofonu, což je ukázáno na obrázku 4.11. Metoda byla rovněž použita pro ověření, že dominantní část zkreslení elektrostatického mikrofonu je způsobena elektroakustickou konverzí na elektrostatickém principu, a to pomocí měření ve vakuu.

Tato metoda byla rovněž použita pro identifikaci zkreslení předzesilovače měřeného mikrofonu. Jak ukazuje obrázek 3.16, jeho zkreslení je vzhledem ke zkreslení mikrofonu zanedbatelné, neboť je menší než 0,5 %. Ač tento předzesilovač zanáší do identifikovaného bloku měřený mikrofon a jeho předzesilovač své zkreslení, toto nemá vliv na porovnání jednotlivých mikrofonů či na porovnání mikrofonu při různých akustických podmínkách, neboť vždy byl použit shodný zesilovač beze změny jeho nastavení, a jeho zkreslení je proto, na rozdíl o mikrofonu, neměnné.

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

LITERATURA

- [1] Kolář, J.: Měření nelineárního zkreslení mikrofonů, *České vysoké učení technické v Praze, 2016*
- [2] Novák, A., Simon, L., Kadlec, F.: *Nonlinear System Identification Using Exponential Swept-Sine Signal*, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement 59(8), 2010
- [3] Farina, A.: *Simultaneous measurement of impulse response and distortion with a swept-sine technique*, 108th AES Convention, Paris 18-22 February 2000
- [4] 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
- [5] Škvor, Z.: *Elektroakustika a akustika*, ČVUT, Praha, 2012
- [6] Beranek, L. L., Mellow, V T.: *Acoustics: Sound Fields and Transducers*, Elsevier, UK, USA, 2012
- [7] K. Abramova, P. Honzík: *Experimental Estimation of Unknown Parameters of Equivalent Circuits of Low-cost Electret Microphones*, Akustické listy, 23(1–4), prosinec 2017, str. 9–17
- [8] A. Novák, L. Simon, and P. Lotton.: *Synchronized Swept-Sine: Theory, Application, and Implementation*, JAES Volume 63 Issue 10 pp. 786-798; October 2015
- [9] A. Novák: *Identification of Nonlinear Systems in Acoustics* (Doctoral dissertation), Czech Technical University in Prague/Université du Maine 2009. <http://cyberdoc.univ-lemans.fr/theses/2009/2009LEMA1009.pdf>