

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

MIKROFONOVÁ POLE PRO PROSTOROVOU SEPARACI
AKUSTICKÝCH SIGNÁLŮ

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. PETR GROBELNÝ



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF TELECOMMUNICATIONS

MIKROFONOVÁ POLE PRO PROSTOROVOU SEPARACI
AKUSTICKÝCH SIGNÁLŮ
MICROPHONE ARRAYS FOR SPATIAL SEPARATION OF ACOUSTIC SIGNALS

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. PETR GROBELNÝ

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. IVAN MÍČA,

BRNO 2010

ZDE VLOŽIT LIST ZADÁNÍ

ABSTRAKT

Cílem této práce bylo prozkoumání metody lokalizace zdrojů akustického signálu a jejich následná separace pomocí algoritmů tvarování přijímací charakteristiky mikrofonového pole. Posléze byly vybrány dvě geometrie mikrofonních polí, lineární a kruhová, na kterých byly experimentálně ověřeny lokalizační a separační schopnosti metod tvarování přijímací charakteristiky, jmenovitě metody Delay and Sum a Constant Directivity Beamforming - Circular Arrays, v reálném prostředí.

KLÍČOVÁ SLOVA

Tvarování přijímací charakteristiky, geometrie pole, lineární pole, kruhové pole, DAS, TDOA, CDB-CA, směrová charakteristika, tvarovač, UCA, ULA

ABSTRACT

The goal of this master's thesis is to explore the possibilities of multichannel localization of acoustic signal sources and their following application on a real signal localization and separation, using Beamforming methods. During this thesis two beamforming methods were selected, namely Delay and Sum a Constant Directivity Beamforming - Circular Arrays, and were applied on real environment signals using two microphone arrays' geometries ULA (Uniform linear array) and UCA (Uniform Circular array).

KEYWORDS

Beamforming, array geometry, linear array, circular array, Delay and Sum, Time Difference of Arrival, CDB-CA, beam pattern, beamformer, UCA, ULA

GROBELNÝ, Petr *Mikrofonová pole pro prostorovou separaci akustických signálů*: diplomová práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav telekomunikací, 2010. 64 s. Vedoucí práce byl Ing. Ivan Míča,

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Mikrofonová pole pro prostorovou separaci akustických signálů“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

Brno

.....

(podpis autora)

Tímto bych chtěl poděkovat panu Ing. Ivanu Míčovi za odborné vedení této práce.
Chtěl bych také poděkovat rodině za zázemí a finanční podporu, které mi poskytovali
po celou dobu studia.

OBSAH

Úvod	11
1 Problematika lokalizace a separace akustického zdroje signálu	12
1.1 Zásady a předpoklady	12
1.2 Separace akustických signálů	12
1.3 Mikrofonní pole	12
2 Metody lokalizace akustických zdrojů	14
2.1 Time Difference of Arrival	14
2.2 Tvarování přijímací charakteristiky	18
2.2.1 Úvod	18
2.2.2 Tvarovač typu Delay-and-Sum	19
2.2.3 Vnucování zpoždění	24
2.2.4 Váhování senzorů	24
2.3 Kruhová pole	27
2.3.1 Metoda CDB-CA	28
2.3.2 Počítačové simulace	30
3 Dosažené výsledky	35
3.1 Popis měřící aparatury	35
3.2 Kalibrace měřící soustavy	35
3.3 Měření provedená v bezodrazovém prostředí	35
3.3.1 Směrová charakteristika mikrofonu	35
3.3.2 Výsledky metody TDOA	39
3.3.3 Výsledky lokalizace metodu Tvarování přijímací charakteristiky - Delay and Sum	41
3.4 Lokalizace a prostorová separace metodou Delay and Sum v polo-odrazovém prostředí	44
3.4.1 Lokalizace Uniformním lineárním polem	44
3.4.2 Separace Uniformním lineárním polem	45
3.4.3 Lokalizace a separace Uniformním kruhovým polem	47
3.5 Shrnutí dosažených výsledků	52
4 Závěr	54
Literatura	56

Seznam symbolů, veličin a zkratk	57
Seznam příloh	59
A Databáze měřených signálů	60
A.1 Parametry měření	60
A.2 Použité přístroje	61
A.3 Jednotlivá měření	61
A.3.1 Lineární pole $d = 4\text{ cm}$	61
A.3.2 Lineární pole $d = 5\text{ cm}$	61
A.3.3 Kruhové pole $R = 36\text{ cm}$	62
B Příklad určení směrovosti mikrofonního pole	63
C Obsah přiloženého DVD	64

SEZNAM OBRÁZKŮ

2.1	Uniformní lineární pole se zdrojem ve vzdáleném poli	15
2.2	Předozadní nejednoznačnost lineárního pole	16
2.3	Vzájemná korelační funkce dvou signálů	17
2.4	Zobrazení azimutu a elevace DOA	18
2.5	Tvarovač typu Delay and Sum	19
2.6	Přijímací charakteristika lineárního pole	21
2.7	Přijímací charakteristika lineárního pole v polárních souřadnicích	21
2.8	Přijímací charakteristika lineárního pole pro různou vzdálenost mezi dvojicí senzorů	22
2.9	Přijímací charakteristika lineárního pole pro různou frekvenci emitovaného signálu	22
2.10	Přijímací charakteristika lineárního pole pro různý počet senzorů	23
2.11	Přijímací charakteristika lineárního pole - 3D simulace	23
2.12	Nenatočená a natočená přijímací charakteristika pole ($\Theta = 60^\circ$, $f = 2000 \text{ Hz}$, $N = 5$, $d = 0.05 \text{ m}$)	26
2.13	Natočená přijímací charakteristika pole ($\Theta = 60^\circ$, $f = 2000 \text{ Hz}$, $N = 5$, $d = 0.05 \text{ m}$) - 3D simulace	26
2.14	Kruhové mikrofonní pole	27
2.15	Besselovy funkce 1. druhu	29
2.16	Přijímací charakteristika pole $R = 1.5 \text{ m}$, $N = 24$, $f = 1600 \text{ Hz}$	30
2.17	Přijímací charakteristika pole $R = 1.5 \text{ m}$, $N = 24$, $f = 960 \sim 1920 \text{ Hz}$	31
2.18	Přijímací charakteristika pole $R = 1.5 \text{ m}$, $N = 24$, $f = 960 \sim 1920 \text{ Hz}$, $\Theta = 90^\circ$	32
2.19	Přijímací charakteristika pole $R = 1.5 \text{ m}$, $N = 24$, $f = 3250 \text{ Hz}$	33
2.20	Přijímací charakteristika pole $R = 1.5 \text{ m}$, $N = 24$, $f = 330 \sim 3300 \text{ Hz}$	34
3.1	Zesilovač Berhinger MIC2200	35
3.2	Měřicí přístroje. Nalevo generátor Minirator MR-Pro a napravo analyzátor NTI XL2.	36
3.3	Berhinger ECM800	37
3.4	Rozestavení měřící sestavy	37
3.5	Směrová charakteristiky mikrofonu mic01	38
3.6	Směrové charakteristiky mikrofonu pro frekvenci 1000 Hz	38
3.7	Měřicí sestava pro TDOA	39
3.8	Určení osově souměrného úhlu	40
3.9	Měřicí sestava pro DAS	41
3.10	Odezva pole pro frekvenci $f = 3000 \text{ Hz}$	42
3.11	Lokalizace zdroje signálu S1 - 3D	43

3.12	Schématické zobrazení rozložení měřící aparatury v místnosti PA-136	44
3.13	Schéma použitého lineárního pole	44
3.14	Sestava lineárního pole	45
3.15	Lokalizace zdrojů signálů $S1$ a $S2$	47
3.16	Sestava kruhového pole	48
3.17	Přijímací charakteristika pole $R = 0.36\text{ m}$, $N = 8$, $f = 3250\text{ Hz}$	48
3.18	Přijímací charakteristika pole $R = 0.36\text{ m}$, $N = 8$, $f = 330 \sim 3300\text{ Hz}$	49
3.19	Porovnání přijímacích charakteristik dvou polí	49
3.20	Přijímací charakteristika pole $R = 0.36\text{ m}$, $N = 8$, $f = 3300\text{ Hz}$	50
3.21	Přijímací charakteristika pole $R = 0.36\text{ m}$, $N = 8$, $f = 330 \sim 3300\text{ Hz}$	51
B.1	Určení směrovosti mikrofonního pole	63

SEZNAM TABULEK

3.1	Výsledky lokalizace dvou zdrojů signálů	40
3.2	Výsledky subjektivního hodnocení prostorové separace signálu, tvarováním přijímací charakteristiky	46
3.3	Porovnání metod DAS a CDB-CA podle směrovosti	53

ÚVOD

Ve stále se rozvíjející oblasti komunikačních technologií, jakými jsou například sféry mobilní komunikace a telekonference, či v odvětví zpracování řeči, rostou požadavky na získání originálních signálů, které byly ovlivněny šumy, odrazy či jinými interferenčními signály. Některými požadavky jsou právě lokalizace a separace signálů v reálných podmínkách, přičemž lokalizací rozumíme určení pozice chtěného zdroje v prostoru a separací pak znovuoživení původního signálů ze směšovacího prostředí.

Cílem této diplomové práce bude prozkoumat vícekanálové metody lokalizace akustických zdrojů signálů, a posléze se pokusit o jejich separaci v reálném prostředí. Zkoumanými metodami budou hlavně algoritmy hromadně označovány jako metody tvarování přijímací charakteristiky mikrofonních polí, které jsou založeny na vytvarování přijímací charakteristiky pole požadovaným směrem.

Jako hlavní zkoumané metody byly vybrány algoritmy Delay-and-Sum (DAS) a Constant Directivity Beamforming-Circular Arrays (CDB-CA). Tyto metody byly postupně teoreticky zpracovány, odsimulovány v programovém prostředí MATLAB, a poté ověřeny v reálných podmínkách.

Schopnosti lokalizace a separace obou metod byly porovnány za pomoci subjektivních metod a parametrů směrovosti mikrofonního pole.

V práci jsou také shrnuty vlivy parametrů geometrie mikrofonních polí na výslednou lokalizaci a separaci akustických zdrojů.

1 PROBLEMATIKA LOKALIZACE A SEPARACE AKUSTICKÉHO ZDROJE SIGNÁLU

1.1 Zásady a předpoklady

V této práci bude vždy předpokládáno, že prostředí, kterým se budou vlny pohybovat, je homogenní a izotropní. Zdroj zvuku bude vždy ve vzdáleném poli (z ang. far field source). Za zdroj ve vzdáleném poli můžeme považovat každý emitör, jehož vzdálenost od mikrofonního pole je výrazně větší než rozměry pole. Poté můžeme vlnoplochy šířící se ze zdroje v místě senzoru považovat za rovinné plochy. Posledním předpokladem bude neměnnost pozice zdroje vůči mikrofónovému poli, tudíž se nebude měnit úhel dopadající na toto pole.

1.2 Separace akustických signálů

Problematika separace zdrojů signálů se zabývá vybráním chtěného signálu ze směsi různých signálů. Klasickým příkladem je tzv. „Coctail party problem“, kde hovoří několik lidí najednou a posluchač se snaží poslouchat jen jednoho člověka v konverzaci. Lidský mozek tento problém řeší automaticky, kdežto při digitálním zpracování zvuku nastává několik překážek, například v podobě rušivých signálů, odrazů, ozvěn,... Pro řešení těchto problémů se v praxi využívá například metody BSS (Blind Source Separation). Její označení vyplývá z chabé znalosti směšujícího prostředí, a také zdrojů signálů. Jednou z forem řešení BSS je ICA (Independent Component Analysis). V této práci se však budeme zabývat problematikou separace signálů „pouhým“ tvarováním přijímací charakteristiky mikrofónového pole, kdy po lokalizaci vytvarujeme charakteristiku pomocí komplexních vah na chtěný zdroj signálu, a tím jej zesílíme oproti ostatním zdrojům.

1.3 Mikrofonní pole

Mikrofonní pole je aparát skládající se z několika senzorů, zpravidla situovaných do jednoduchých geometrických tvarů. Tato pole jsou považována za správnou cestu k řešení několika zásadních problémů[1]:

- redukce šumu a ozvěn,
- lokalizace jednoho zdroje zvuku,
- estimace počtu zdrojů zvuku,
- lokalizace více zdrojů zvuku,
- separace zdrojů signálů a

- problém známý pod pojmem "coctail party"

Poznatků, která mikrofonní pole přináší, je mnoho a jsou využívány například při:

- telekonferencích,
- počítačových hrách,
- diktovacích systémech a
- akustické analýze místnosti.

Vlastnosti mikrofonního pole

Mikrofonní pole musíme navrhnout tak, aby splňovalo námi požadované parametry. Musíme definovat tvar pole (lineární, rovinný či prostorový), minimální a maximální frekvenci, kterou toto pole dokáže zpracovat. Nakonec navrhne geometrii pole tak, aby nevznikl tzv. prostorový aliasing, což je obměna aliasingu nastávajícím při vzorkování v čase.

Minimální a maximální frekvence, kterou bude mikrofonní pole schopno zpracovat, určíme následujícími vztahy,

$$f_{min} = \frac{c}{M \cdot d}, \quad (1.1)$$

$$f_{max} = \frac{c}{2 \cdot d}, \quad (1.2)$$

kde c je rychlost světla, M počet mikrofonů a d vzdálenost mezi mikrofony.

Při zpracovávání signálu se mikrofony chovají jako vzorkovače. Proto musí vzdálenost mezi mikrofony odpovídat Shannon–Nyquistovu teorému,

$$f_{vz} \geq 2 \cdot f_{max}, \quad (1.3)$$

kde f_{vz} je vzorkovací frekvence. Pro dodržení podmínky v prostoru nám vyplývá vzorec,

$$d \leq \frac{\lambda_{min}}{2}, \quad (1.4)$$

kde λ_{min} je minimální vlnová délka zpracovávaného signálu.

2 METODY LOKALIZACE AKUSTICKÝCH ZDROJŮ

V této práci se budeme věnovat metodám lokalizace zdrojů, jimiž jsou metoda TDOA (time difference of arrival) a metody Tvarování přijímací charakteristiky (z angl. Beamforming).

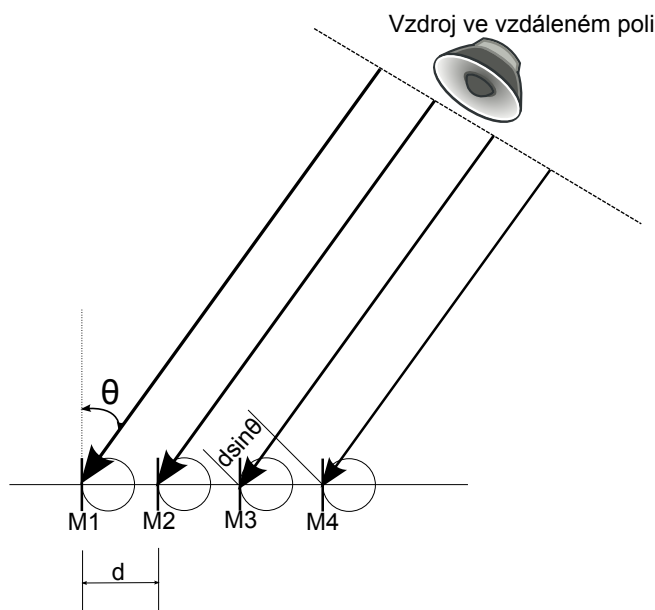
2.1 Time Difference of Arrival

Tato metoda určí zpoždění signálu mezi dvojicí mikrofونů pomocí vzájemné korelace signálů. Ze získaného zpoždění a známé geometrie pole jsme poté schopni určit směr přicházejícího signálu. Díky své výpočetní nenáročnosti je tato metoda často využívána k určení směru přicházejícího signálu jak úzkopásmového, tak širokopásmového signálu. Metoda se naopak nehodí k určení DOA u vícenásobných zdrojů signálu, jelikož signály nejsou nijak separovány.

Lineární pole

Na obrázku 2.1 je vyobrazeno uniformní lineární pole ULA (z ang. uniform linear array), ve kterém je vzdálenost mikrofونů totožná (uniformní), a zdroj zvuku, jehož vzdálenost od pole je mnohem větší než vzdálenost mezi mikrofony, z tohoto důvodu jej můžeme považovat za zdroj ve vzdáleném poli (z ang. far field source). Předpoklad zdroje ve vzdáleném poli nám dovolu je kulové plochy, které se od emitoru šíří, aproximovat plochami rovinnými. Proto můžeme vlny, které přichází k sensorům, považovat za vzájemně rovnoběžné. Ke každému mikrofону dorazí signál ze zdroje v jinou dobu, jelikož každá vlna musí urazit jinou vzdálenost, aby dorazila k jiným mikrofونům. Například signál, který dorazil k mikrofону M3, musí navíc urazit vzdálenost $d \sin \Theta$, než bude zaznamenán i mikrofonom M4. Z toho vyplývá, že signál, zaznamenaný na mikrofону M3, je jen časově zpožděnou verzí signálu z mikrofону M4. Jestliže určíme sensor M1 jako referenční, můžeme signály zachycené mikrofony vyjádřit jako,

$$\begin{aligned}x_{M1} &= s(t), \\x_{M2} &= s(t - \tau_{21}), \\x_{M3} &= s(t - \tau_{31}), \\x_{M4} &= s(t - \tau_{41}),\end{aligned}$$



Obr. 2.1: Uniformní lineární pole se zdrojem ve vzdáleném poli

kde τ_{ji} je časové zpoždění mezi dvojicí mikrofonů a vyjádří se jako

$$\tau_{ji} = -\frac{d \sin \Theta}{v}. \quad (2.1)$$

V případě lineárního pole jsme schopni určit úhel Θ pouze v rozmezí 0° do 180° , jelikož tímto narážíme na problém zvaný *Předozadní nejednoznačnost lineárního pole*, kdy nemůžeme s přesností říci, je-li zdroj „před“ nebo „za“ polem mikrofonů.¹ Z obrázku 2.2 je zřejmé, že zpoždění signálu mezi dvojicí mikrofonů M1 a M2 bude totožné jak pro zdroj S1, tak pro zdroj S2. Tento problém lze vyřešit návrhem jiné geometrie pole, např: trojúhelníkové, čtvercové či kruhové.

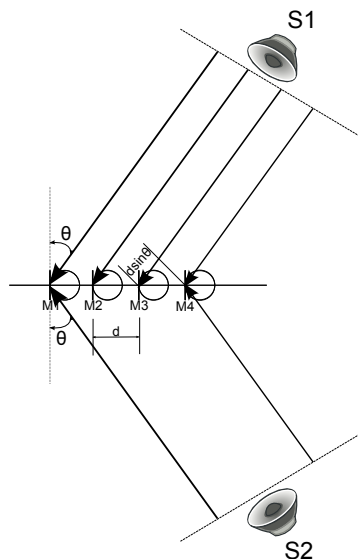
Vzájemná korelační funkce

Korelace je slovo latinského původu, které vyjadřuje vzájemný vztah mezi dvěma veličinami. Mění-li se jedna veličina, druhá se korelativně mění také. Vzájemná korelační funkce mezi dvěma signály $x_1(k)$ a $x_2(k)$ pro $k = 1, 2, \dots, K$, je v diskrétním čase definována vztahem[3]:

$$\tilde{R}_{12}(k') = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K-|k'|} x_1(k)x_2(k+|k'|) \text{ pro } k' = -K, -1, \dots, 0, \dots, K. \quad (2.2)$$

Určením maxima této funkce jsme schopni zjistit, pro které k' jsou signály „nejpodobnější“. Tímto určíme zpoždění signálů ve vzorcích a jednoduchým vztahem jej převedeme na zpoždění časové,

¹Předpokládá se, že použité mikrofony mají všesměrovou přijímací charakteristiku.



Obr. 2.2: Předozadní nejednoznačnost lineárního pole

$$\tau = \frac{k_{max}}{F_{vz}}, \quad (2.3)$$

kde F_{vz} označuje vzorkovací frekvenci a k'_{max} index k' , ve kterém nastala největší hodnota vzájemné korelace.

Určení DOA v rovině a prostoru

Pro jednoznačné určení úhlu DOA (z ang. Direction of Arrival) v prostoru či rovině se při metodě TDOA nevyužívají mikrofónová pole lineární, nýbrž pole rovinná a prostorová. Pro obecné určení směru příchozího signálu v prostoru je zapotřebí určit azimut θ a elevaci Φ , viz obrázek 2.4.

Úhel DOA můžeme reprezentovat vektorem e v tomto tvaru[3]:

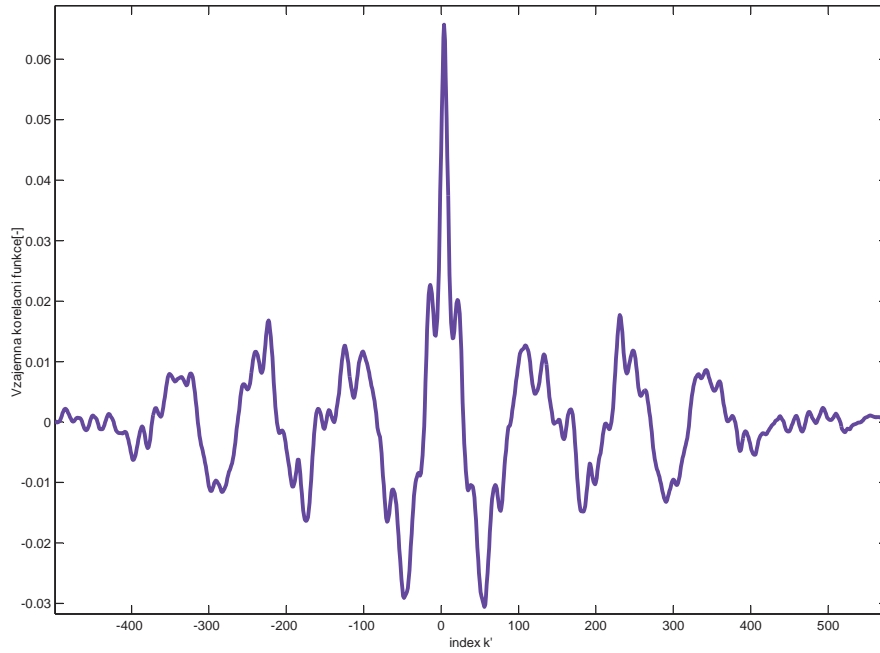
$$e = [\cos\Phi \cdot \sin\theta, \cos\Phi \cdot \cos\theta, \sin\Phi]. \quad (2.4)$$

Pro zjištění úhlu DOA jen v rovině, tedy azimutu, lze daný vzorec zjednodušit dosazením $\Phi = 0$. Pro azimutální rovinu bude vektor vypadat takto:

$$e = [\sin\theta, \cos\theta]. \quad (2.5)$$

Vztah mezi časovým zpožděním τ_{ij} a vzdáleností dvou mikrofónů m_{ij} vyjádříme jako[3]:

$$\tau_{ij} = (m_i - m_j)^T \cdot e^T. \quad (2.6)$$



Obr. 2.3: Vzájemná korelační funkce dvou signálů

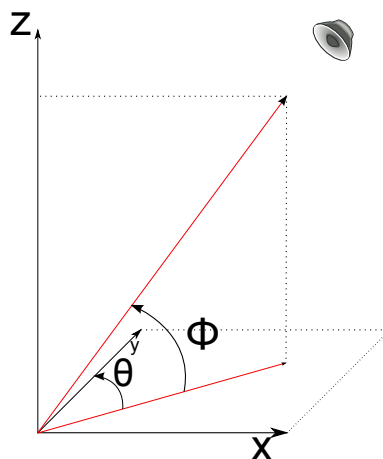
Dosadíme-li do této rovnice za e z rovnice 2.5, dostáváme vztah,

$$\tau_{ij} = m_{ij_x} \cdot \sin\theta + m_{ij_y} \cdot \cos\theta, \quad (2.7)$$

kde m_{ij_x} a m_{ij_y} představují souřadnice vektoru spojující mikrofony M_i , M_j . Zvolíme-li pozici mikrofونů, např: $M_1 = [0, 0]$ a $M_2 = [4, 0]$, můžeme azimut zdroje vypočítat následovně:

$$\begin{aligned} \tau_{21} &= m_{21_x} \cdot \sin\theta + m_{21_y} \cdot \cos\theta, \\ \tau_{21} &= 4 \cdot \sin\theta + 0 \cdot \cos\theta, \\ \tau_{21} &= 4 \cdot \sin\theta, \\ \theta &= \arcsin \frac{\tau_{21}}{4}. \end{aligned}$$

Dopočítání elevace zdroje signálu v prostoru je již jen variací výpočtu azimutu pro 2D.



Obr. 2.4: Zobrazení azimutu a elevace DOA

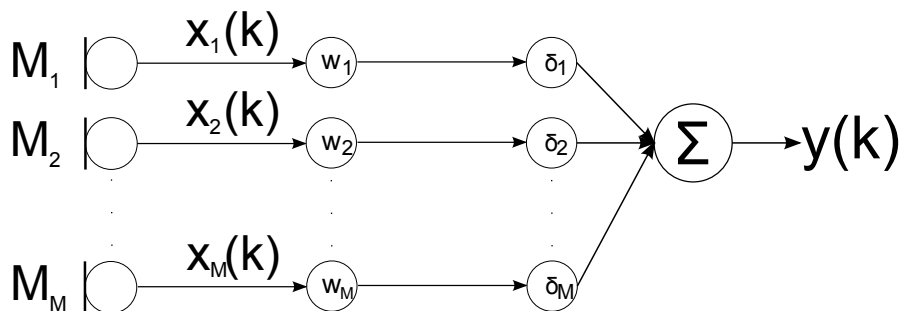
2.2 Tvarování přijímací charakteristiky

2.2.1 Úvod

Tvarování přijímací charakteristiky (z anglického Beamforming) je známo již dlouhou dobu. Tato metoda byla studována v mnoha oblastech, jako například u sonarů, radarů, v seismologii, v komunikacích a dalších. Lze ji využít pro několik účelů, jakými jsou například detekování přítomnosti signálu, určení směru příchodu užitečného signálu (DOA), zvýraznění chtěného signálu ovlivněného šumem či potlačení ozvěn. Pro nás budou v této práci nejdůležitější vlastnosti Beamformingu, a to separace a lokalizace chtěného signálu ze směsi několika signálů, šumů a odrazů. Tvarovač je formulován jako prostorový filtr, který je aplikován na výstupy mikrofonního pole, pro vytvoření požadované přijímací (směrové) charakteristiky. Základní kroky tvarovače lze rozdělit do dvou bodů: synchronizace a „zvaž-a-sečti“. Synchronizace zahrnuje časové zpoždění vzorků každého senzoru tak, že komponenty signálu přicházejícího z požadovaného směru, který se také nazývá AOA/AOI (AngleOfArrival/AngleOfInterest) jsou synchronizovány. Informace, o jakou hodnoty jednotlivé signály zpoždit, může být jednoduše určena metodou Time Difference of Arrival (TDOA), viz 2.1. Krok „zvaž-a-sečti“, jak název napovídá, aplikuje vhodné váhy a sečte signály do jednoho výstupu. Ačkoliv oba kroky hrají velkou roli ve tvarování přijímací charakteristiky mikrofonního pole, konkrétně synchronizace pro natočení pole a zvaž-a-sečti pro tvarování hlavního a postranních laloků, pozornost se u tvarovače klade na druhý krok, a to na určení váhových koeficientů[1].

2.2.2 Tvarovač typu Delay-and-Sum

Jedním z typů tvarovačů přijímací charakteristiky je tvarovač Delay-and-Sum, zkráceně DAS. Jak už název napovídá, signály jednotlivých senzorů jsou zprvu zpožděny tak, aby se pole „natočilo“ do směru chtěného signálu, a poté sečteny do jednoho výstupu. Schéma tvarovače Delay-and-Sum je znázorněno na obrázku 2.5. Tento postup lze zapsat rovnicí [1]:



Obr. 2.5: Tvarovač typu Delay and Sum

$$\begin{aligned} z_{DS}(k) &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N y_{a,n}(k) \\ &= \alpha_s(k-t) + \frac{1}{N} v_s(k), \end{aligned}$$

kde

$$\begin{aligned} \alpha_s &= \sum_{n=1}^N \alpha_n, \\ v_s(k) &= \sum_{n=1}^N v_{a,n}(k), \\ &= \sum_{n=1}^N v_n[k + T_n(\tau)], \end{aligned}$$

kde $y_n(k)$ je výstup pro N tý senzor, α_n jsou faktory tlumení, $s(k)$ je neznámý zdroj signálu, τ je relativní zpoždění mezi dvojicí mikrofonů, které je možné určit metodou TDOA, T_n je relativní zpoždění mezi mikrofony 1 a n , kde $T_1(\tau) = 0$ a $T_2(\tau) = \tau$, v_s je aditivní šum, dolní index a označuje synchronizované signály.

Budeme-li chtít určit relativní zpoždění mezi n -tým a referenčním mikrofonem, využijeme vzorce 2.1 a můžeme psát

$$T_n(\tau) = (n-1)\tau = \frac{(n-1)d\cos(\Theta)}{c}, \quad (2.8)$$

kde c reprezentuje rychlost zvuku ve vzduchu. V tomto případě je směrová odezva DAS filtru, což je prostorová Fourierova transformace, rovna

$$A_{DS}(\psi, \Theta) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \left[e^{j2\pi(n-1)fd\cos(\Theta)/c} \right] e^{-j2\pi(n-1)fd\cos(\psi)/c} \quad (2.9)$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e^{-2j\pi(n-1)fd[\cos(\psi) - \cos(\Theta)]/c}, \quad (2.10)$$

kde $\psi (0 \leq \psi \leq \pi)$ je úhel natočení. Směrová charakteristika pole je poté definována jako [1]

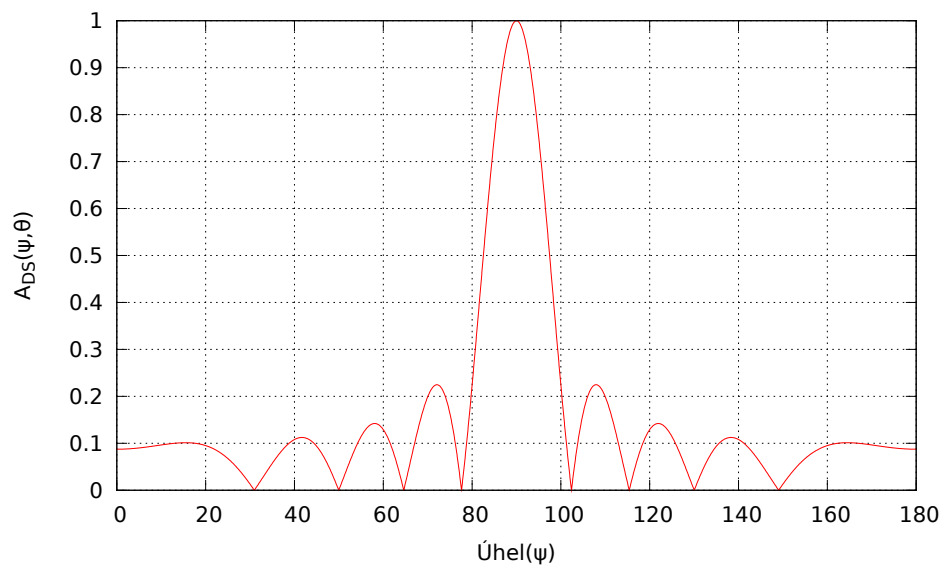
$$D_{DS}(\psi, \Theta) = |A_{DS}(\psi, \Theta)| \quad (2.11)$$

$$= \left| \frac{\sin [N\pi fd (\cos\psi - \cos\Theta) / c]}{N \sin [\pi fd (\cos\psi - \cos\Theta) / c]} \right|. \quad (2.12)$$

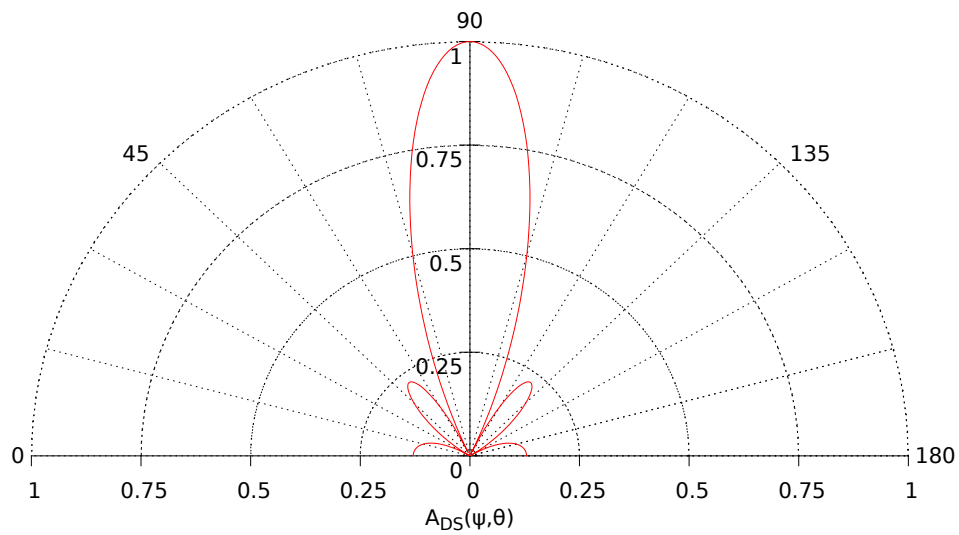
Na obrázcích 2.6 a 2.7 vidíme simulaci lineárního pole, vykreslenou v kartézských, respektive polárních souřadnicích, o těchto parametrech: $\Theta = 90^\circ$, $d = 8\text{cm}$ a $f = 2000\text{Hz}$. Grafy znázorňují uniformní lineární pole s devíti laloky, přičemž počet laloků je v rozmezí 0° a 180° roven $N - 1$. Lalok s největší amplitudou se nazývá hlavní lalok, zbylé amplitudy jsou takzvané postranní laloky. Nejdůležitějším parametrem hlavního laloku je šířka paprsku, kterou u lineárního pole můžeme jednoduše určit jako $2\cos^{-1}[c/Ndf]$. Jak lze ze vzorce určit, šířka hlavního laloku se zmenšuje se zvětšujícím se počtem senzorů, frekvencí a vzdáleností mezi jednotlivými senzory. Výška hlavního laloku určuje schopnost pole rozlišit požadovaný signál od šumu či jiných zdrojů. Při tvarování přijímací charakteristiky se snažíme postranní laloky redukovat co možná nejvíce, aby signály přicházející z jiných směrů, než je požadovaný, byly co nejméně zesíleny.

Následující obrázky nabídnou grafické shrnutí ovlivnění přijímací charakteristiky lineárního pole parametry d , f a N .

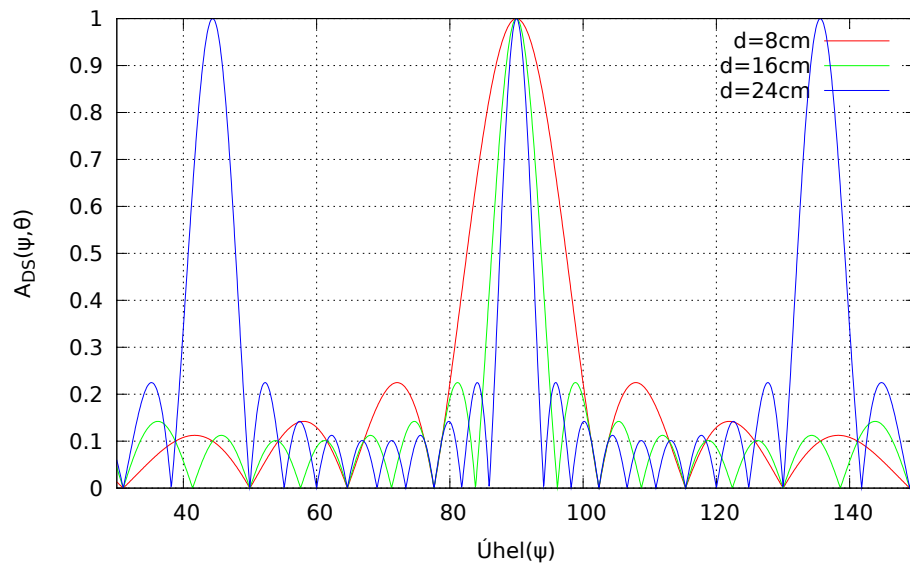
Na obrázku 2.8 můžeme vidět vliv vzdálenosti mezi dvěma senzory na výslednou přijímací charakteristiku mikrofonního pole. Charakteristika je vykreslena pro $f = 2000\text{Hz}$, $N = 10$ a lze vidět, že pro $d = 24\text{cm}$ se přibližně na 45° a 135° objevují postranní laloky. Obrázek 2.9 znázorňuje, že při vyšší frekvenci se zužuje šířka hlavního laloku, bohužel však opět dochází k vytváření aliasingových laloků. Zvýšením počtu senzorů v mikrofonovém poli jsme schopni upravit šířku hlavního laloku, a přitom také potlačit postranní laloky, jak dokazuje obrázek 2.2.2. Bohužel ne vždy máme k dispozici větší počet mikrofonů, nebo nemáme k dispozici tolik prostoru, abychom mohli pole realizovat. Přijímací charakteristika je opět vykreslena pro $f = 2000\text{Hz}$ a $d = 8\text{cm}$. Spojíme li všechny tři parametry do jedné simulace, vznikne nám prostorová přijímací charakteristika mikrofonního pole, která je zobrazena na obrázku 2.11. Simulace je vykreslena pro $d = 4\text{cm}$, $N = 5$ a $f = 0 \sim 4000\text{Hz}$.



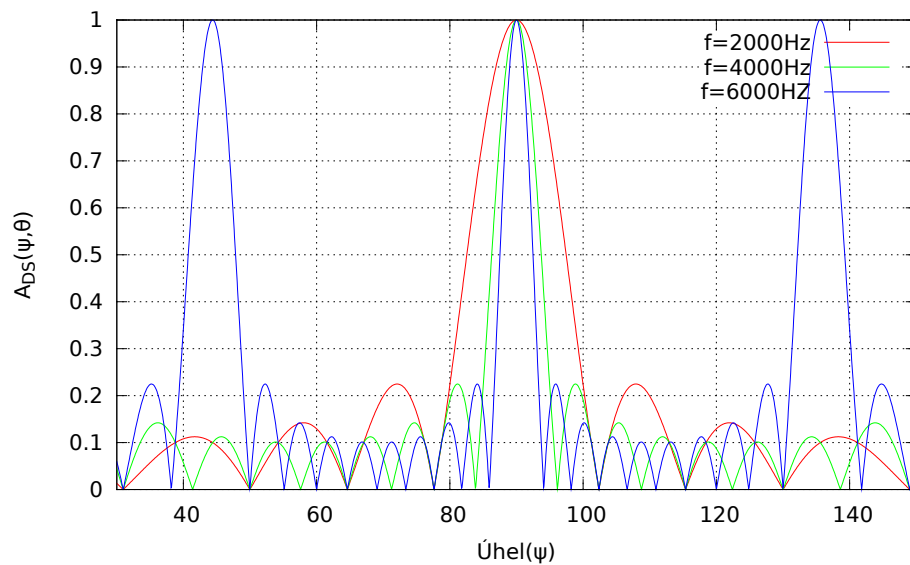
Obr. 2.6: Přijímací charakteristika lineárního pole



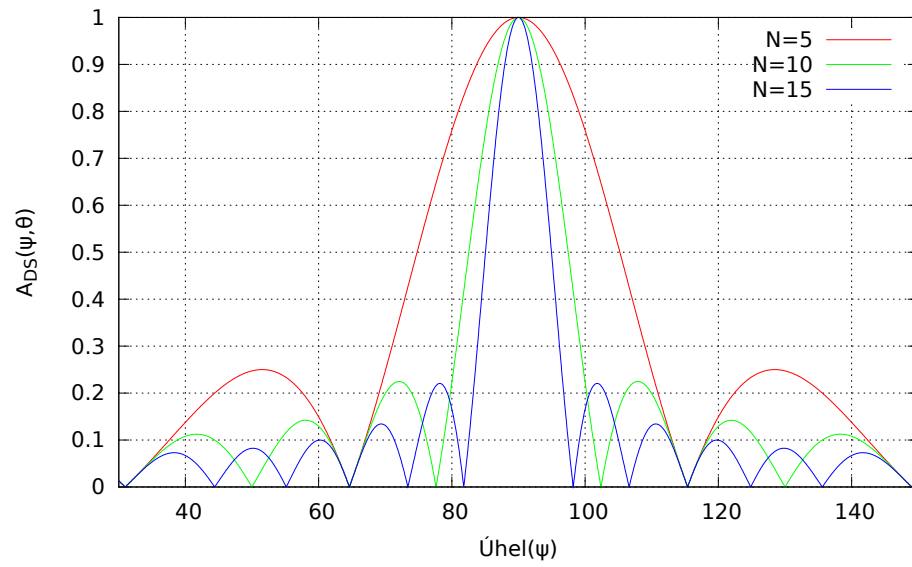
Obr. 2.7: Přijímací charakteristika lineárního pole v polárních souřadnicích



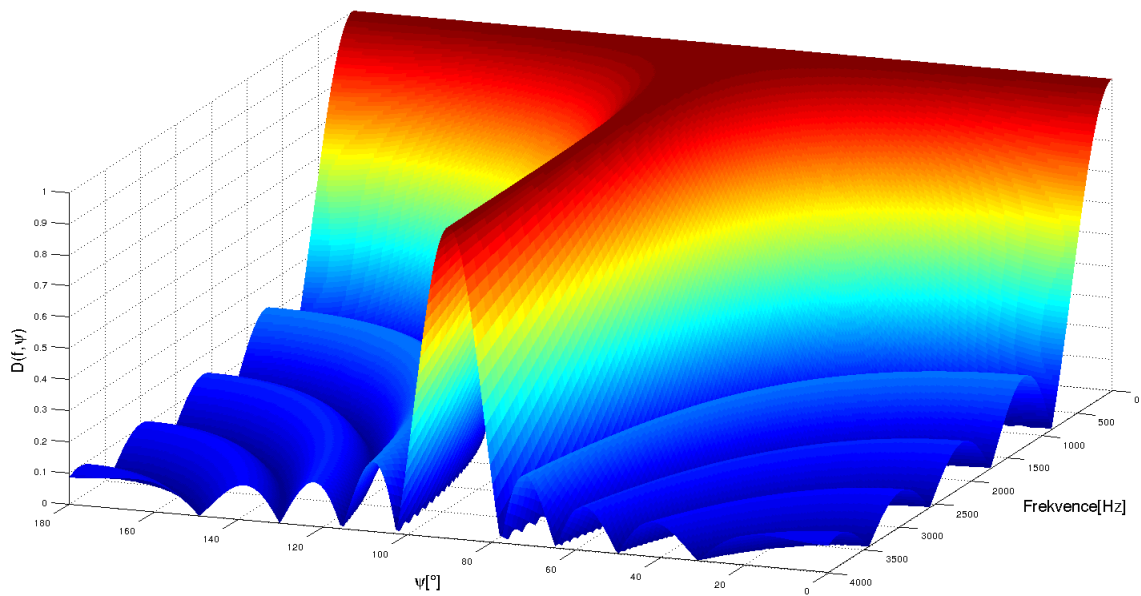
Obr. 2.8: Přijímací charakteristika lineárního pole pro různou vzdálenost mezi dvojicí senzorů



Obr. 2.9: Přijímací charakteristika lineárního pole pro různou frekvenci emitovaného signálu



Obr. 2.10: Přijímací charakteristika lineárního pole pro různý počet senzorů



Obr. 2.11: Přijímací charakteristika lineárního pole - 3D simulace

2.2.3 Vnucování zpoždění

Vnucování zpoždění je nejjednodušší metodou, jak natočit přijímací charakteristiku pole na požadovaný úhel. Zpožďovat jednotlivé signály můžeme pouze po celých vzorcích - tzv. hrubé hledání DOA. Jelikož uvažujeme stejnou vzdálenost mezi sousedními senzory, musíme zachovat lineárnost zpožďování signálů. Jestliže tedy zpozdíme signál senzoru, který je vzdálen o d od referenčního senzoru o 1 vzorek, musíme potom senzor vzdálený o $2d$ zpozdít o 2 vzorky. Pro výpočet virtuálního úhlu natočení pole lze psát vzorec[3],

$$\varphi = \arccos\left(\frac{k \frac{c}{f_{vz}}}{d}\right), \quad (2.13)$$

kde φ je úhel natočení pole, k zpoždění ve vzorcích. Z uvedeného vzorce můžeme pro parametry pole $d = 5\text{cm}$ $f_{vz} = 48000\text{Hz}$ vypočítat přibližný krok, s jakým pole natáčíme. Pro $k = 1$ je přijímací charakteristika pole natočena na

$$\varphi = \arccos\left(\frac{k \frac{c}{f_{vz}}}{d}\right) \quad (2.14)$$

$$\varphi = \arccos\left(\frac{1 \frac{343}{48000}}{0.05}\right) \quad (2.15)$$

$$\varphi \doteq 81.8^\circ. \quad (2.16)$$

Při nulovém zpoždění je přijímací charakteristika pole natočena na 90° . Z rozdílů mezi hodnotami, pro $k = 0$ je $\varphi = 90^\circ$ a pro $k = 1$ je $\varphi = 81.8^\circ$, můžeme určit krok natáčení přijímací charakteristiky lineárního pole o daných parametrech přibližně jako 10° .

2.2.4 Váhování senzorů

Až doposud jsme uvažovali váhy jednotlivých senzorů rovny

$$w_n(f) = \frac{1}{N}, \quad (2.17)$$

nebo

$$w_n(f) = 1. \quad (2.18)$$

Proto nebyly záměrně uváděny. Zakomponujeme-li komplexní váhy do vzorce pro tvarování přijímací charakteristiky pole, dostáváme[9]

$$D(f, \psi) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} w_n(f) e^{j(2\pi f n d \cos(\psi))} \quad (2.19)$$

Nyní se o váhy sensorů budeme zajímat jako o další způsob natáčení přijímací charakteristiky lineárního pole. Komplexní váha je obecně vyjádřena komponentami amplitudy a fáze jako[9]

$$w_n(f) = a_n(f)e^{j\varphi_n(f)}, \quad (2.20)$$

kde $a_n(f)$ a $\varphi_n(f)$ jsou amplituda a fáze váhy závislé na frekvenci. Změnou amplitudy váhy můžeme upravit tvar přijímací charakteristiky pole. Modifikací fáze váhy jsme schopni natočit hlavní lalok charakteristiky na požadovaný směr. Dále budeme považovat amplitudy jednotlivých vah za jednotné a zaměříme se pouze na fázovou část váhy. Budeme-li se zabývat jen horizontální rovinou, vyjádříme fázi váhy jako

$$\varphi_n = \frac{-2\pi(n-1)d\cos\psi f}{c}. \quad (2.21)$$

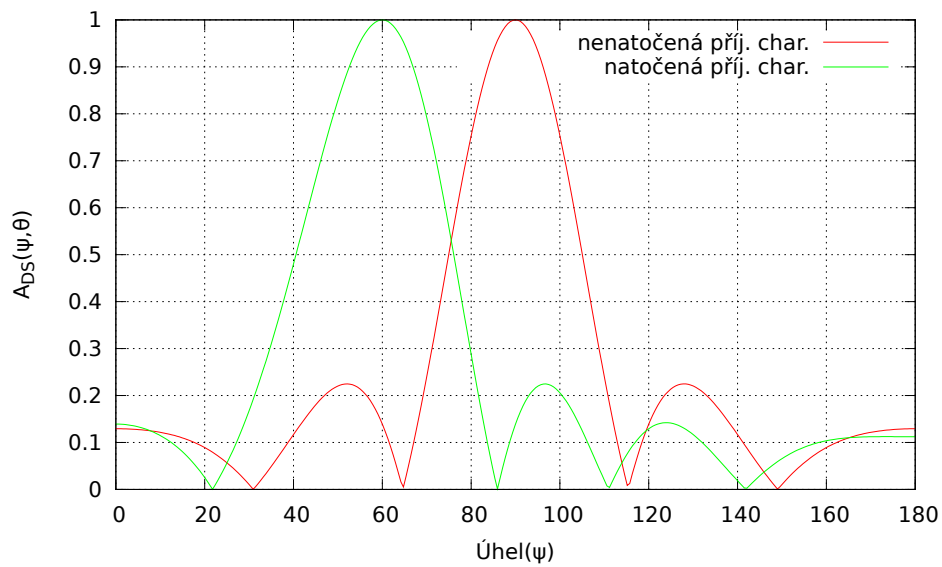
Tato váha je založena na teorii Fourierovy transformace, která říká, že záporný fázový posun ve frekvenční oblasti odpovídá časovému zpoždění v časové oblasti. Časové zpoždění vlny mezi senzory vyjádříme opět metodou TDOA[9]

$$\tau_n = \frac{(n-1)d\cos(\psi)}{c}. \quad (2.22)$$

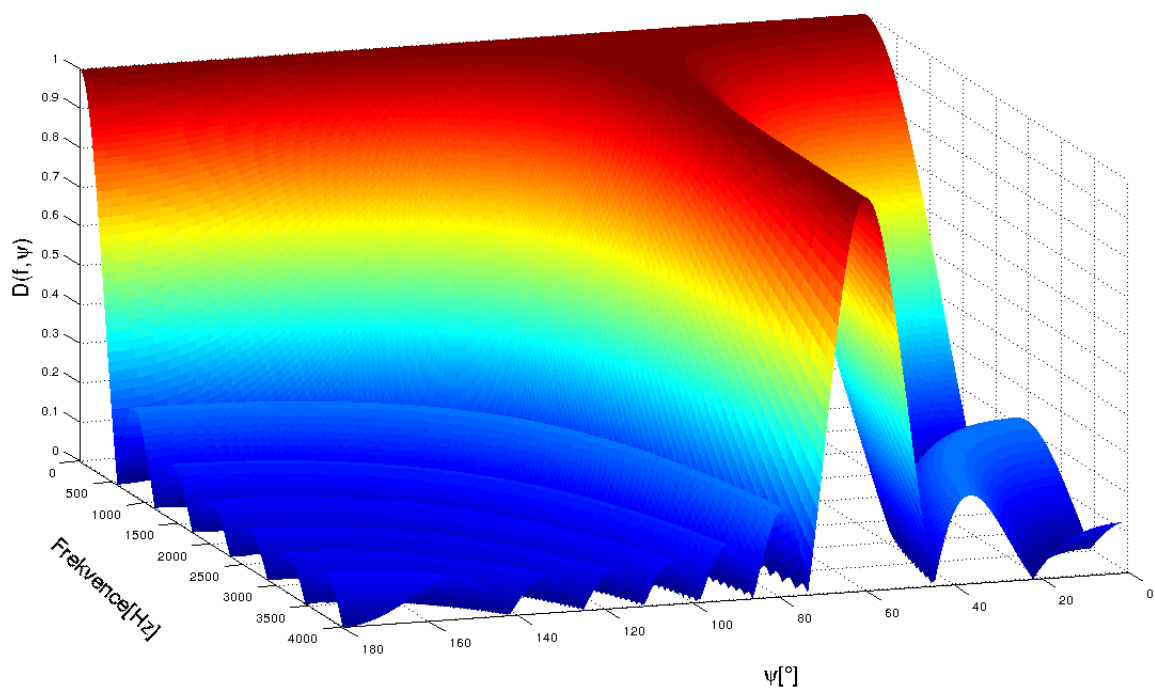
Aplikací váhy dostáváme konečnou podobu vzorce přijímací charakteristiky lineárního mikrofonního pole[9]

$$D(f, \psi) = \sum_{n=1}^N e^{j\frac{2\pi f(n-1)d(\cos\Theta - \cos\psi)}{c}}. \quad (2.23)$$

Na obrázcích 2.12,2.13 je znázorněna simulace natočení přijímací charakteristiky pole na $\psi = 60^\circ$.



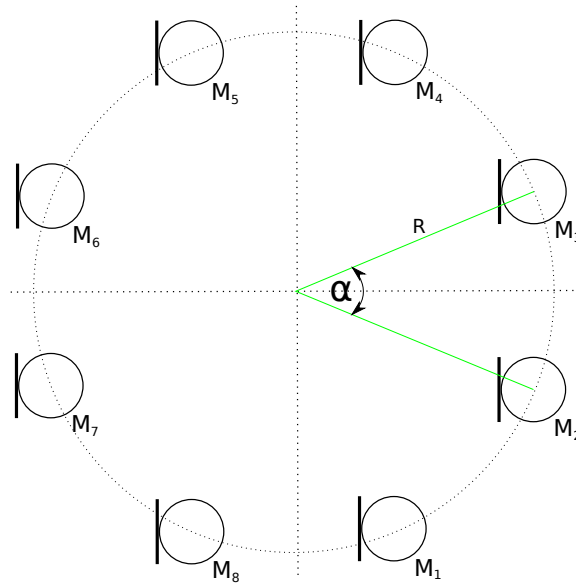
Obr. 2.12: Nenatočená a natočená přijímací charakteristika pole ($\Theta = 60^\circ$, $f = 2000 \text{ Hz}$, $N = 5$, $d = 0.05 \text{ m}$)



Obr. 2.13: Natočená přijímací charakteristika pole ($\Theta = 60^\circ$, $f = 2000 \text{ Hz}$, $N = 5$, $d = 0.05 \text{ m}$) - 3D simulace

2.3 Kruhová pole

Kruhová pole, někdy také nazývaná prstencová pole, mají všechny elementy rozmístěny na obvodu kružnice. Patří mezi rovinná pole a své oblíbenosti dosáhla hlavně kvůli své schopnosti vytvořit uniformní přijímací charakteristiku, která pokrývá 360° v azimutální rovině. Jestliže jsou elementy na obvodu rovnoměrně rozmístěny, hovoříme o takzvaném Uniformním kruhovém poli UCA (z ang. Uniform Circular Array). Přijímací charakteristika je pak tvarována rozmístěním vah mezi jednotlivé elementy pole. V této práci se budeme zabývat pouze uniformními kruhovými poli, kde pozici



Obr. 2.14: Kruhové mikrofonní pole

m -tého mikrofonu vyjádříme jako,

$$r_m = [R \cos \alpha_m, R \sin \alpha_m], \quad m = 1, \dots, M, \quad (2.24)$$

kde $\alpha_m = \frac{2\pi m}{M}$ a R je poloměr kruhového mikrofonního pole. Příklad kruhového pole je vyobrazen na obrázku 2.14. Jestliže rovinná vlna postupuje ve směru $-e$, kde

$$e = [\cos \Phi \cdot \sin \theta, \cos \Phi \cdot \cos \theta, \sin \Phi], \quad (2.25)$$

tak časové zpoždění mezi m -tým elementem a referenčním bodem (středem kružnice) vyjádříme jako

$$\tau_m = \frac{-er_m}{c} = \frac{-R \sin \theta \cos(\alpha_m - \theta)}{c}. \quad (2.26)$$

Signál přijatý m -tým mikrofonem je poté

$$x_m(t) = s(t - \tau_m), \quad (2.27)$$

kde $s(t)$ je širokopásmový signál[7].

2.3.1 Metoda CDB-CA

Tato metoda je založena na principu rozdělení širokopásmového signálu na několik menších sub pásem a ke každému sub pásmu vypočítá váhové koeficienty, které zajistí konstantní směrovost přijímací charakteristiky v celém zpracovávaném pásmu. Převědeme-li signál do frekvenční oblasti, dostáváme výraz[12],

$$X(f) = A(f, \theta, \Phi)S(f), \quad (2.28)$$

kde $X(f) = [X_1(f), \dots, X_M(f)]$ je signál zaznamenaný polem a $A(f, \theta, \Phi)$ je odezva pole, přičemž platí

$$A(f, \theta) = [e^{\frac{-2j\pi k R \cos(\alpha_1 - \theta)}{c}}, \dots, e^{\frac{-2j\pi k R \cos(\alpha_M - \theta)}{c}}]^T. \quad (2.29)$$

Výstup tvarovače vznikne aplikováním váhového vektoru na přijatá data, tedy

$$y_i = w_i^H X(f_i), \quad (2.30)$$

kde w_i je M -rozměrný vektor vah aplikovaný na i -tou frekvenci. Prostorová odezva pole je poté vyjádřena jako

$$B(f_i, \theta) = w_i^H A(f_i, \theta). \quad (2.31)$$

Nyní se budeme zabývat návrhem váhovacích faktorů tak, aby konstantní šířka pásma tvarovače zůstala nezměněná, po vybrané frekvenční pásmo. Jak už bylo mnohokrát zmiňováno, cílem tvarování přijímací charakteristiky je vykompenzovat časová zpoždění na jednotlivých elementech tak, abychom přijaté signály mohli sečíst se stejnou fází. Chceme-li tedy vytvarovat přijímací charakteristiku kruhového pole na určitý úhel Φ_s , pro dané frekvenční pásmo, jehož střední frekvence je f_i , jsou jednotlivé váhové koeficienty vyjádřeny pomocí[12]

$$w_{\Phi_s} = \text{diag}(w)A(f_o, \theta_s), \quad (2.32)$$

kde $w = [w^1 \dots w^M]$ je M -rozměrný vektor vah, $\text{diag}(w)$ prezentuje diagonální matici, kde jsou jednotlivé váhy rozmístěny na hlavní úhlopříčce. Směrová charakteristika pole pro dané frekvenční pásmo f_o je

$$B(f_o, \Phi) = |w_o^T A(f_o, \theta)|^2. \quad (2.33)$$

Pro kruhová pole můžeme využít vztahu pro rozložení rovinných vln

$$e^{jz \cos \Psi} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(z) (j)^n e^{-jn\Psi}, \quad (2.34)$$

tak že odezva každého elementu pole je vyjádřena jako součet nekonečné řady, jejímž základem je funkce prvního druhu Besselových funkcí. Pro odezvu pole můžeme tedy psát

$$a(f, \theta, \alpha_m) = e^{\frac{j2\pi f R \cos(\alpha_m - \theta)}{c}}, \quad (2.35)$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{\infty} (j)^n J_n \left(\frac{2\pi f R}{c} e^{jn\alpha_m} e^{-jn\theta} \right). \quad (2.36)$$

Na základě těchto informací rozdělíme prostorovou odezvu pole následovně

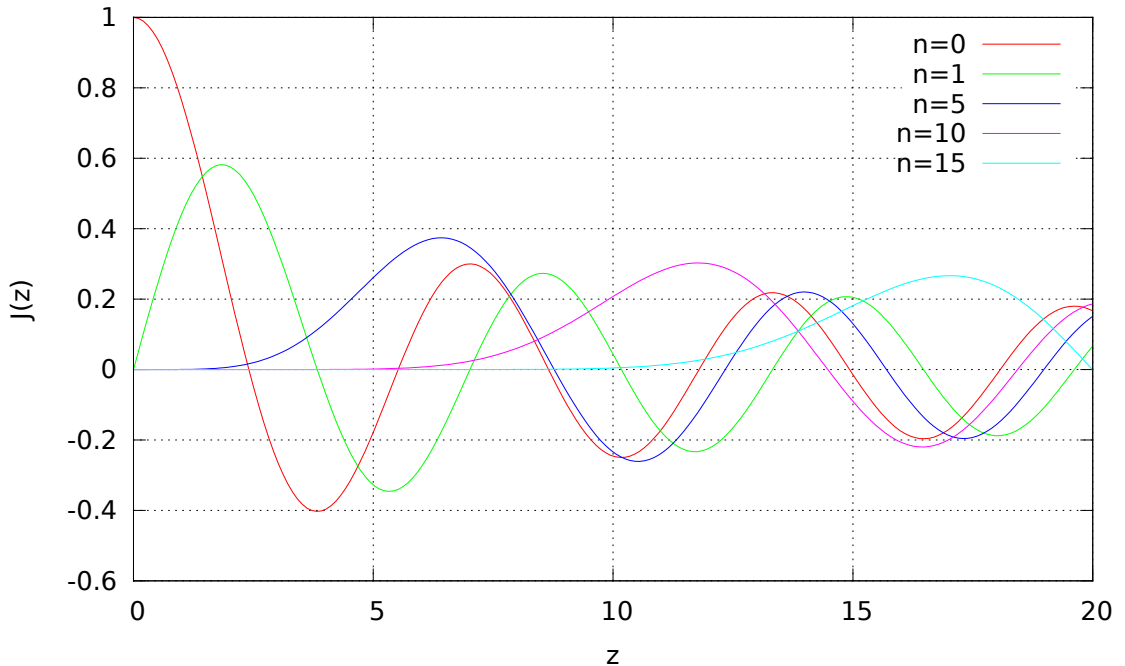
$$A(f, \theta) = \tilde{T}(f) \tilde{w}(\theta), \quad (2.37)$$

kde

$$[\tilde{T}(f)]_{m,n} = (j)^n J_n \left(\frac{2\pi f R}{c} \right) e^{jn\theta}, \quad m = 1, \dots, M, \quad (2.38)$$

$$[\tilde{w}(\theta)]_n = e^{-jn\theta}. \quad (2.39)$$

Z grafů Besselových funkcí 1. druhu 2.15 vidíme, že pro větší řády funkcí dostáváme $\max |J_n(z)| < \varepsilon$, kde ε je interval $z \in [z_{min}, z_{max}] = [\frac{2\pi f_{min} R}{c}, \frac{2\pi f_{max} R}{c}]$. Můžeme tedy zvolit f_{max} , která bude odpovídat podmínce $|J_n(z)| < \varepsilon$, čímž zvolíme frekvenční pásmo a řád Besselovy funkce, pro které budeme počítat vektor vah[12].



Obr. 2.15: Besselovy funkce 1. druhu

Pro zvolený interval $|n_\varepsilon|$ můžeme prostorovou odezvu pole vyjádřit jako

$$A(\Phi, f) \cong T(f)w(\Phi), \quad (2.40)$$

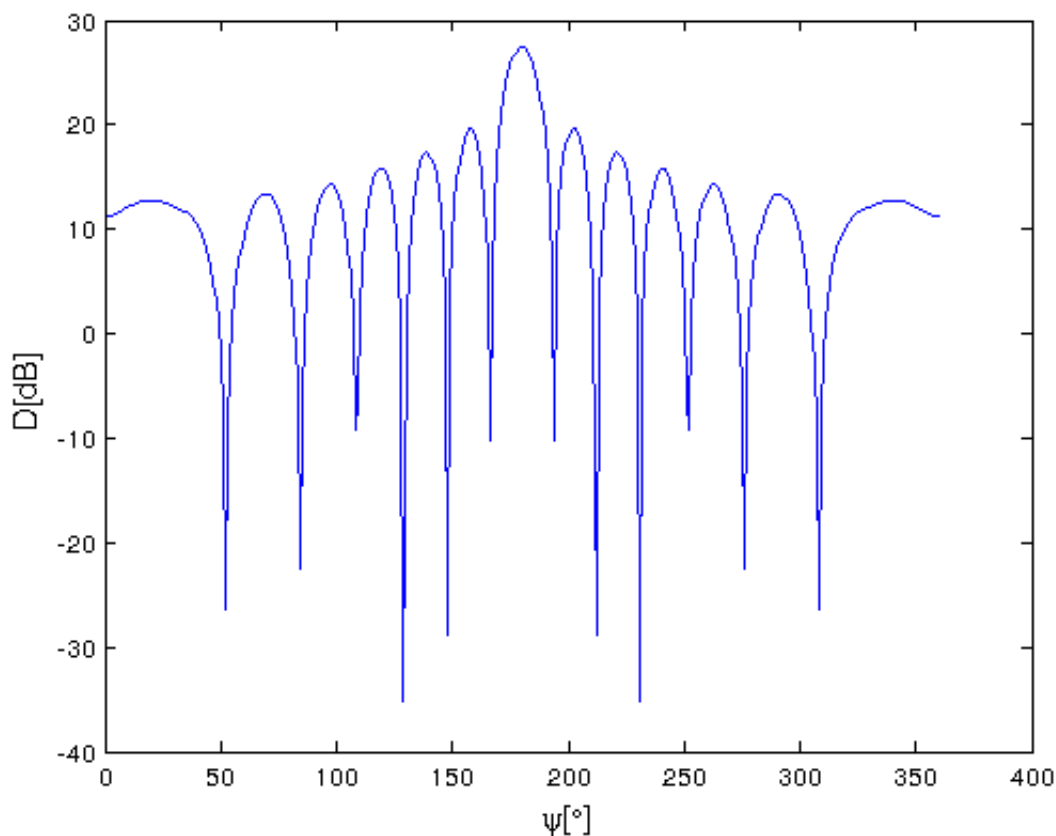
kde $T(f)$ je $M \times (2n_\varepsilon + 1)$ matice a w_0 je $(2n_\varepsilon + 1)$ rozměrný, frekvenčně nezávislý vektor. Vektor vah pro frekvenční pásmo f_i je poté vypočítán jako

$$w_i = T^H w_0, \quad (2.41)$$

kde $T = T(f_0)[T^H(f_i)T(f_i)]^{-1}T^H(f_i)$.

2.3.2 Počítačové simulace

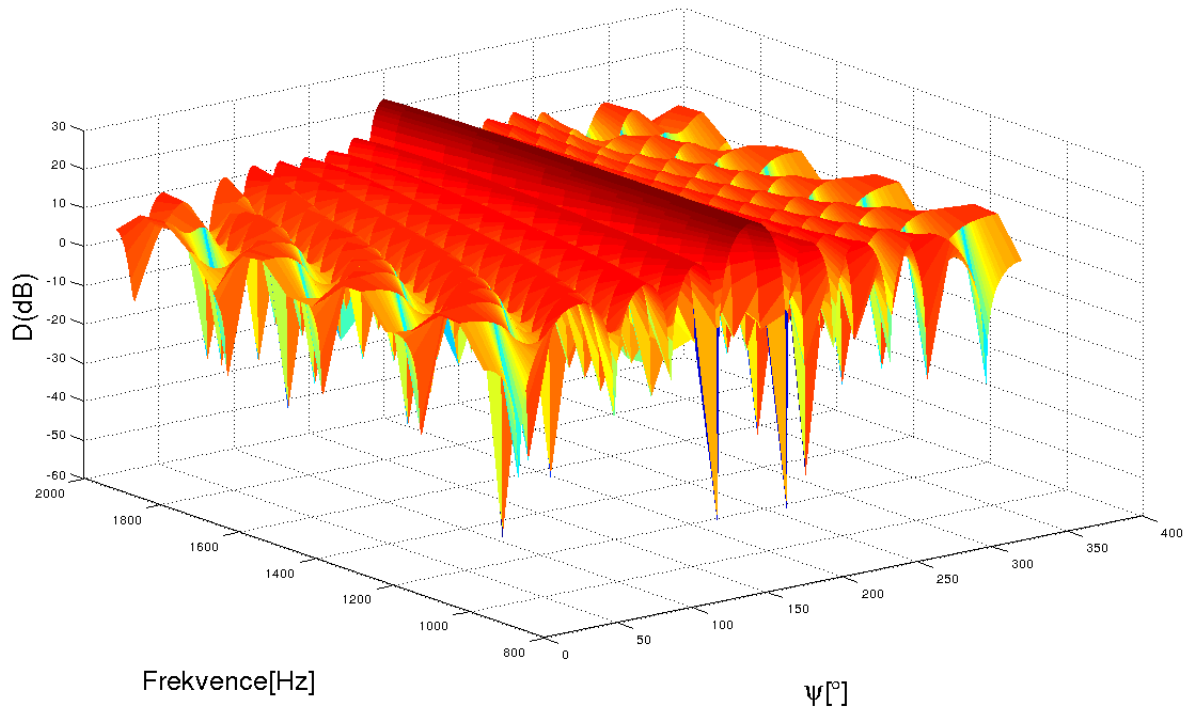
Pro simulaci metody CDB-CA bylo použito 24 mikrofonové kruhové pole o poloměru $R = 1,5m$. Návrh simulace byl proveden pro frekvenční pásmo $960 \sim 1920 Hz$. Pro tento případ byl vypočítán koeficient z_{max} jako $= \frac{2\pi f_{max}R}{c} = 12.06$. Na základě z_{max} byl řád Bessovy funkce vybrán $n_\varepsilon = 15$. Jako referenční frekvence byla zvolena $f_0 = 1600Hz$. Přijímací charakteristika vytvarovaná na tuto frekvenci, je vyobrazena na obrázku 2.16. Frekvenční pásmo bylo rozděleno na 16 pod pásem, kde



Obr. 2.16: Přijímací charakteristika pole $R = 1.5 m$, $N = 24$, $f = 1600 Hz$

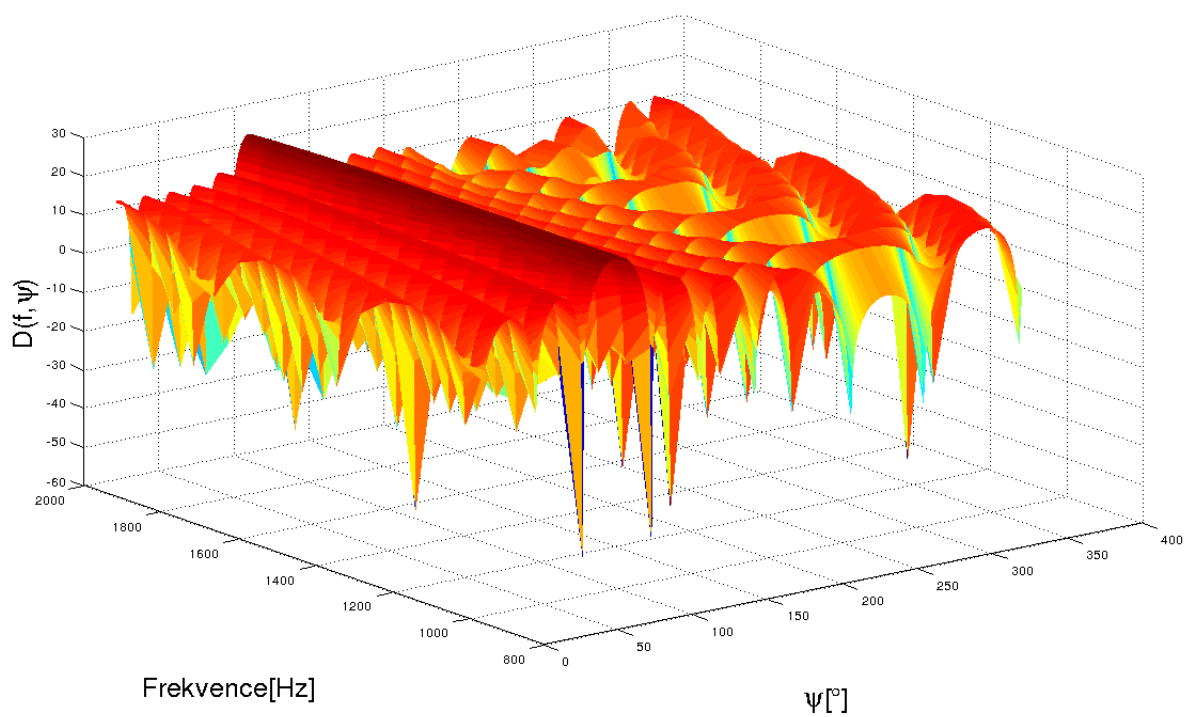
střední frekvence každého pásma byla $f_n = 960 + 64n Hz$ pro $(n = 0, 1 \dots, 15)$. Váhový vektor pro každé frekvenční subpásmo byl určen dle rovnice 2.41, pomocí

těchto vektorů byly následně vypočteny přijímací charakteristiky pro každé frekvenční pásmo. Přijímací charakteristika pole pro frekvenční pásmo $960 \sim 1920 \text{ Hz}$ je vyobrazena na obrázku 2.17. Posléze byly tyto váhové koeficienty změněny a přijímací charakteristika pole byla natočena na $A0A = 90^\circ$. Tuto simulaci představuje obrázek 2.18. Poté byly provedeny simulace téhož pole, ale pro frekvenční rozsah

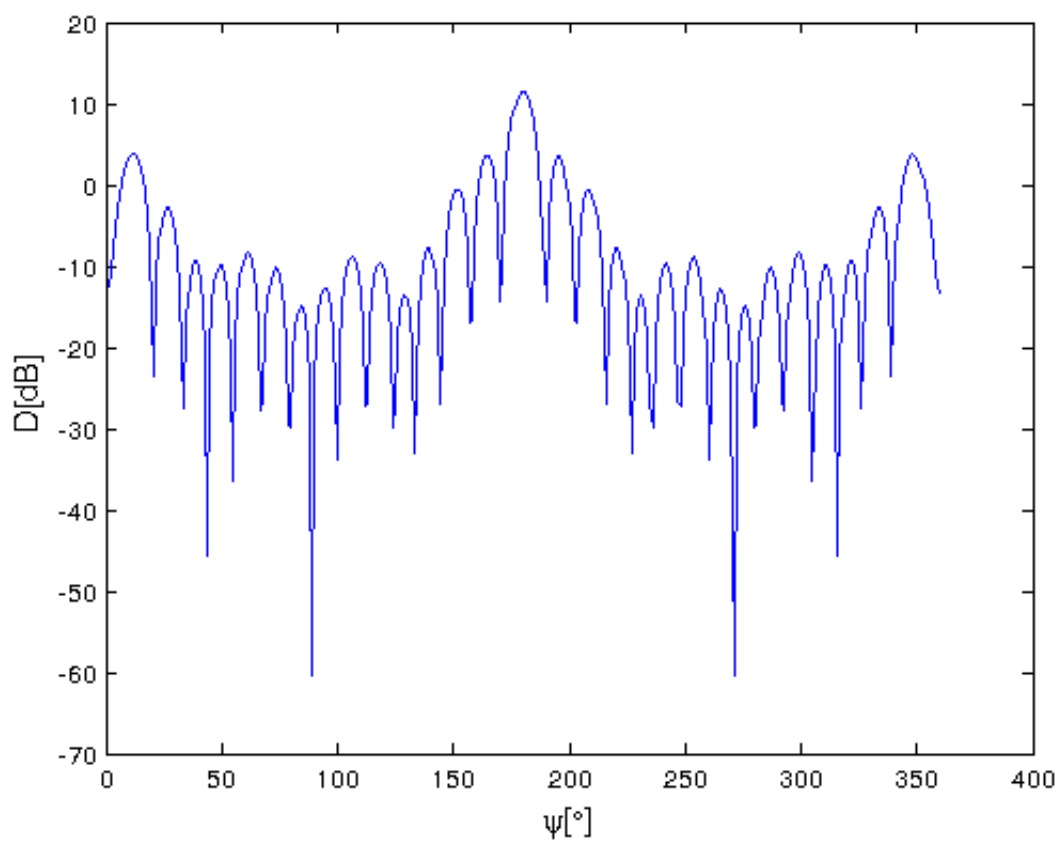


Obr. 2.17: Přijímací charakteristika pole $R = 1.5 \text{ m}$, $N = 24$, $f = 960 \sim 1920 \text{ Hz}$

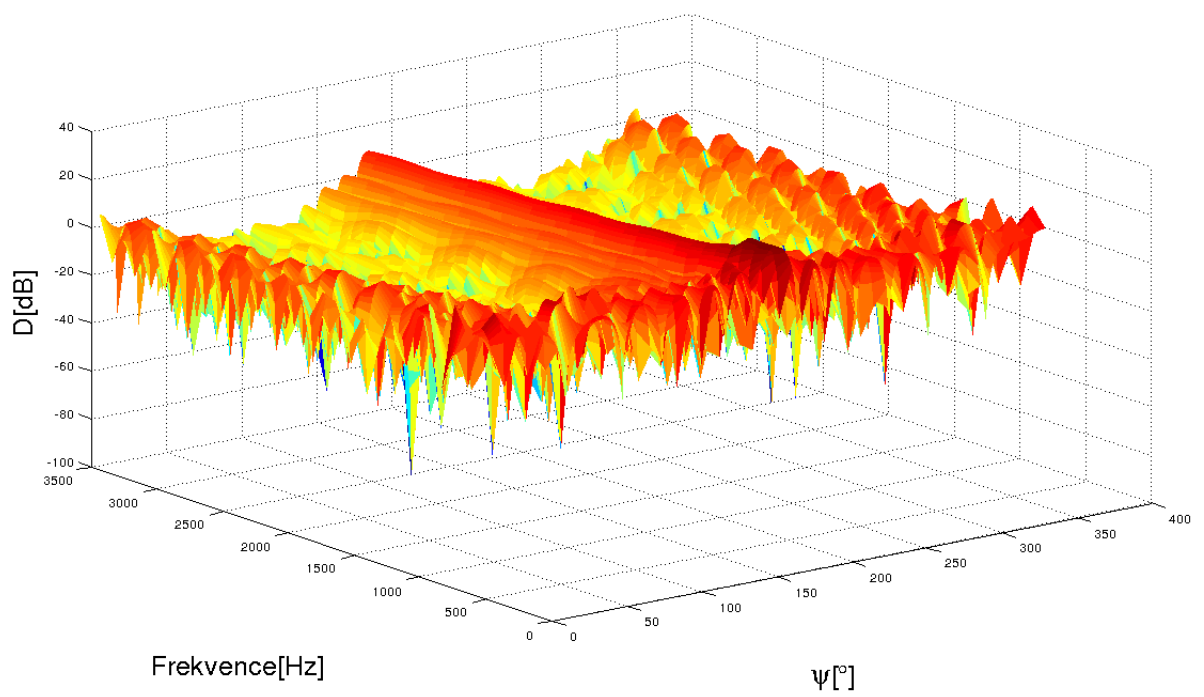
$f = 330 \sim 3300 \text{ Hz}$,. Toto pásmo bylo rozděleno do 32 subpásem, kde střední frekvence každého subpásmu byla určena jako $f = 350 + 100n \text{ Hz}$ pro $n = (0 \dots 31)$. Výsledné simulace jsou shrnuty na obrázcích 2.19 a 2.20.



Obr. 2.18: Přijímací charakteristika pole $R = 1.5\text{ m}, N = 24, f = 960 \sim 1920\text{ Hz}, \Theta = 90^\circ$



Obr. 2.19: Přijímací charakteristika pole $R = 1.5 m$, $N = 24$, $f = 3250 Hz$



Obr. 2.20: Přijímací charakteristika pole $R = 1.5 \text{ m}$, $N = 24$, $f = 330 \sim 3300 \text{ Hz}$

3 DOSAŽENÉ VÝSLEDKY

V této kapitole jsou shrnuty výsledky lokalizace a separace pomocí mikrofonních polí ULA (Uniform linear array) a UCA (Uniform circular array). Hlavní důraz je kladen na metody Time Difference of Arrival (TDOA) a Tvarování přijímací charakteristiky (Delay and Sum).

3.1 Popis měřicí aparatury

Část měření byla provedena v bezodrazové komoře, místnosti PA-327, ale hlavní část měření byla provedena v semi-odrazové místnosti PA-136. Mikrofonová pole byla tvořena všesměrovými mikrofony typu *Berhinger ECM800*. Signál z mikrofónů byl poté přiveden na zesilovač *Berhinger MIC2200*, obr. 3.1, a následně převeden pomocí A/D převodníku Echo Leyla.



Obr. 3.1: Zesilovač Berhinger MIC2200

3.2 Kalibrace měřicí soustavy

Geometrie mikrofónového pole byla proměřena metrem vzhledem k podlaze a k dvojici mikrofónů. Posléze následovala kalibrace výstupu mikrofónů. Zprvu byly mikrofony hrubě sladěny na předzesilovači pomocí potenciometrů, poté byly doladěny v nahrávacím prostředí *Cubase*.

3.3 Měření provedená v bezodrazovém prostředí

3.3.1 Směrová charakteristika mikrofónu

Důležitou vlastností mikrofónů je směrová přijímací charakteristika. Jde o křivku vyjadřující závislost citlivosti mikrofónu a úhlu, který svírá akustická osa mikrofónu s osou akustického zdroje. Existuje několik základních charakteristik mikrofónů, jako například:

- kulová,

- kardioidní,
- osmičková.

Jak už bylo zmíněno, pro sestavení mikrofonního pole se používají mikrofony především všesměrové, tzn. mikrofony s kulovou směrovou charakteristikou, jejichž citlivost je ve všech směrech stejná. Proto jsem před sestavením pole přistoupil ke změně charakteristik všech mikrofonů, které byly k dispozici, a poté vybral ty, jejichž směrová charakteristika byla co nejpodobnější. Při měření směrové charakteristiky musí být splněny následující podmínky:

- vzdálenost mezi reproduktorem a mikrofonem je 1 m a
- k mikrofonu může dorazit pouze přímá vlna.

Splnit první podmínku není zvlášť náročné, nicméně druhá podmínka již může být poněkud problematictější. Za bezodrazové prostředí můžeme považovat venkovní prostory (např.: louku, rovnou střechu), bohužel v tomto prostředí se často potkáme s jinými rušivými elementy (např.: ruch z ulice, ...). Z těchto důvodů jsem využil služeb bezodrazové komory, která je situována v místnosti PA-327. Pro měření charakteristik byly použity sinusové signály o frekvencích 100 Hz, 1000 Hz a 10 kHz. Tyto signály byly vybrány proto, aby bylo možné sledovat vlastnosti mikrofonu jak při nízkých, tak při vysokých frekvencích. Hodnota 1000 Hz je referenční frekvence, pro kterou směrovou charakteristiku udává výrobce.

Měřicí aparatura se skládala z generátoru signálu *Minirator MR-Pro* od firmy NTI, jehož výstup byl přiveden na vstup reproduktoru. Výstup z reproduktoru byl zachycován mikrofonem, který byl připojen k analyzátoru *NTI XL2*. Na obrázku 3.4



Obr. 3.2: Měřicí přístroje. Nalevo generátor *Minirator MR-Pro* a napravo analyzátor *NTI XL2*.

můžeme vidět měřicí sestavu, s mikrofonem *Berhinger ECM800 3.3* a reproduk-

torem, jejichž vzájemná vzdálenost je 1 m. Mikrofon je upevněn na točně, čímž zajistíme jeho otáčení kolem osy, která prochází stojanem točny, vždy o 5° . Točna byla ovládána programem „točna“ z PC.



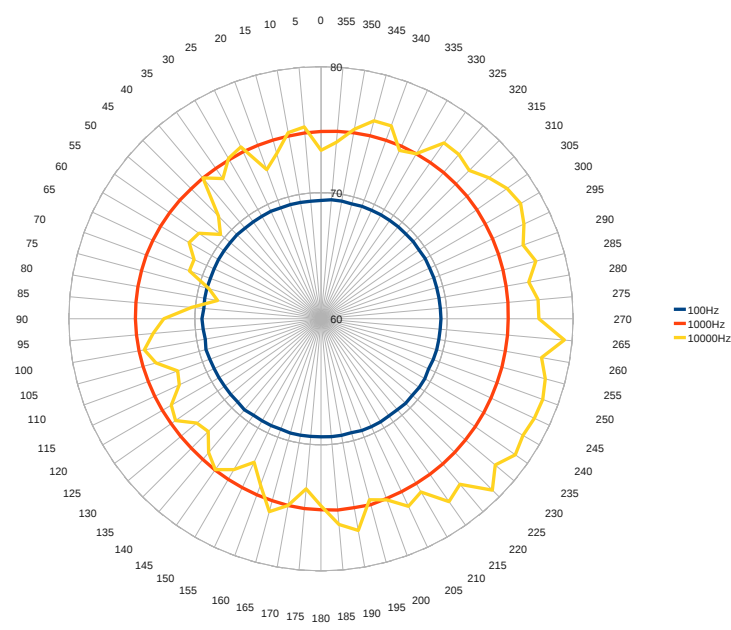
Obr. 3.3: Berhinger ECM800



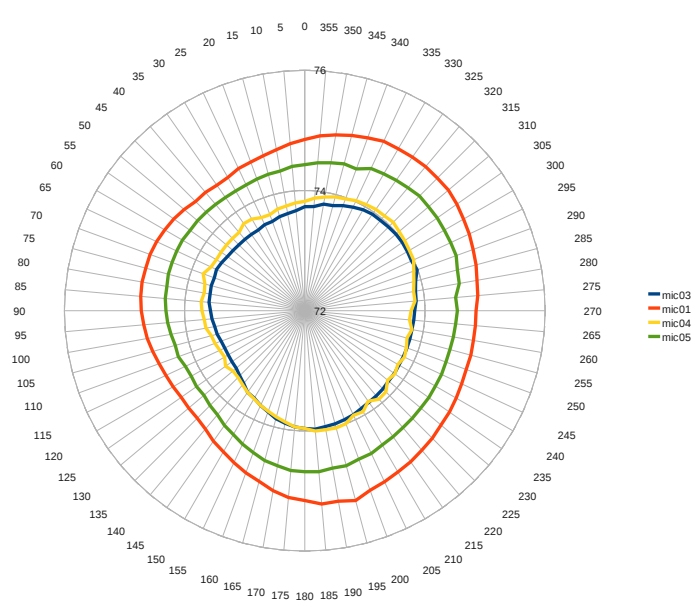
Obr. 3.4: Rozestavení měřící sestavy

Pro každý mikrofon bylo naměřeno celkově $72 \cdot 3$ hodnot. Výsledné charakteristiky jsou zobrazeny na obrázku 3.5. Z obrázku vyplývá, že daný mikrofon má přibližně kulovou charakteristiku na frekvencích 100 Hz a 1000 Hz, i když citlivost mikrofonu na frekvenci 100 Hz je značně nižší. Naopak směrová charakteristika na frekvenci 10 kHz už kulová není. Je to dáno frekvenční charakteristikou mikrofonu. Frekvenční charakteristika udává rozsah přenášeného pásma akustických signálů. Jedná se o závislost výstupního napětí mikrofonu na frekvenci (při konstantním akustickém tlaku). Pro kvalitní záznam se požaduje rovnoměrná charakteristika pro interval frekvencí $40 - 15000 \text{ Hz}$. Nerovnoměrnost frekvenční charakteristiky (tj. její zvlnění) by nemělo být v daném pásmu větší než $\pm 5 \text{ dB}$ (vztaženo k rovnému průběhu).

Výsledkem tohoto měření mělo být proměření směrových charakteristik všech mikrofonů pro frekvenci 1000 Hz a na základě podobnosti křivek vybrat mikrofony s nejpodobnější charakteristikou. Obrázek 3.6 nabízí grafické shrnutí charakteristik. Detailnější vyobrazení vyvrací představu, že jsou charakteristiky kulové. Zakřivení charakteristik je dáno tím, že při 90° bylo tělo mikrofonu natočeno směrem k reproduktoru, a tudíž byla membrána „zastíněna“.



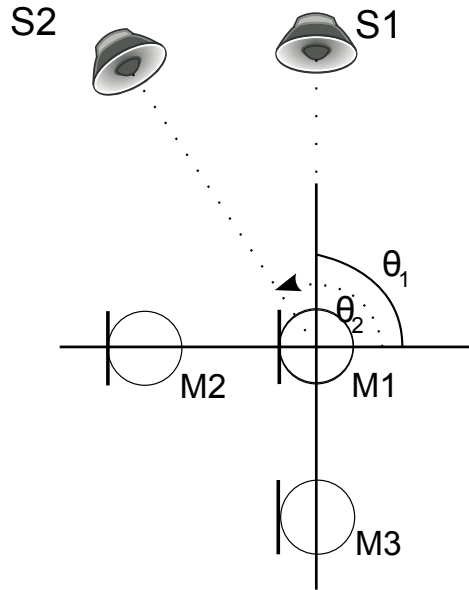
Obr. 3.5: Směrová charakteristiky mikrofonu mic01



Obr. 3.6: Směrové charakteristiky mikrofonu pro frekvenci 1000 Hz

3.3.2 Výsledky metody TDOA

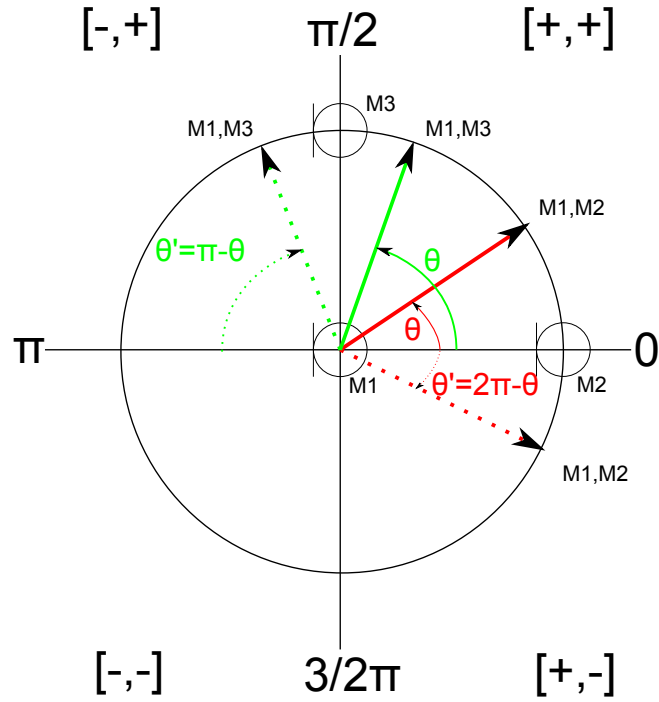
Pro určení směru přicházejícího signálu bylo sestaveno pravoúhlé rovnoramenné trojúhelníkové pole. Délka odvěsny byla 6 cm . Tímto polem jsem postupně změřil zdroje signálu na pozicích $\theta_1 = 90^\circ$ a $\theta_2 = 150^\circ$, obr. 3.7. Jako referenční byl určen mikrofon M_1 . Signál byl navzorkován frekvencí $f_{vz} = 48000$, kvantován $16b$. Rychlost zvuku $v = 340\text{ m s}^{-1}$.



Obr. 3.7: Měřící sestava pro TDOA

Jednoznačné určení DOA

Jak už bylo řečeno, pro výpočet úhlu DOA se používá funkce *arccos*. Tato funkce pracuje v rozsahu $(0; \Pi)$. Pro jednoznačné určení úhlu příchozího signálu musíme však tento rozsah rozšířit na celou kružnici $(0; 2\Pi)$. Toto rozšíření provedeme dopočítáním úhlů, které jsou souměrné podle osy, jež prochází dvojicí mikrofonů, pro které daný úhel počítáme. Na obrázku 3.8 vidíme příklady dopočítání úhlu pro dvojice mikrofonů $(M_1; M_2)$ a $(M_1; M_3)$. Např.: Pro dvojicí $(M_1; M_2)$ jsme určili úhel v kvadrantu $(+; +)$, musíme tedy dopočítat úhel pro kvadrant $(+; -)$. Úhel dopočítáme podle vztahu $\theta' = 2\Pi - \theta$ [10].



Obr. 3.8: Určení osově souměrného úhlu

Následující tabulka shrnuje výsledky měření jednotlivých párů mikrofónů 3.1.

θ_{ref}	$\theta_{M_1M_2}$	$\theta_{M_1M_3}$	Průměr θ
90°	$83,22^\circ$	$109,18^\circ$	$96,2^\circ$
150°	$151,82^\circ$	$151,82^\circ$	$151,82^\circ$

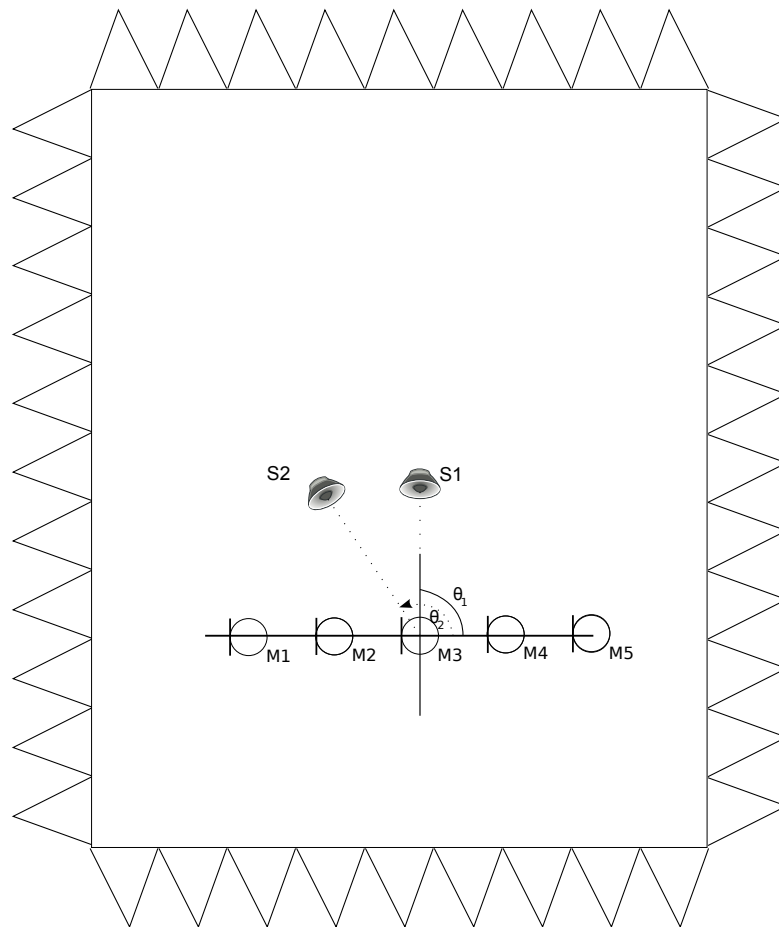
Tab. 3.1: Výsledky lokalizace dvou zdrojů signálů

Vidíme, že hodnoty pro úhel 90° se pro dvojice mikrofónů značně liší. Přesnost metody je dána vzorkovací frekvencí a vzdáleností mezi mikrofony. Pro $f_{vz} = 48000$, $d = 6\text{ cm}$, $k = 7$ a 8 vzorků, můžeme vypočítat rozdíl úhlů, velikost kroku, mezi těmito dvěma zpožděními

$$\begin{aligned} \theta_{7vz.} &= \arccos\left(\frac{k \frac{c}{f_{vz}}}{d}\right) = 34,27^\circ, \\ \theta_{8vz.} &= \arccos\left(\frac{k \frac{c}{f_{vz}}}{d}\right) = 19,188^\circ, \\ \theta_{7vz.} - \theta_{8vz.} &= 15,08^\circ. \end{aligned}$$

3.3.3 Výsledky lokalizace metodu Tvarování přijímací charakteristiky - Delay and Sum

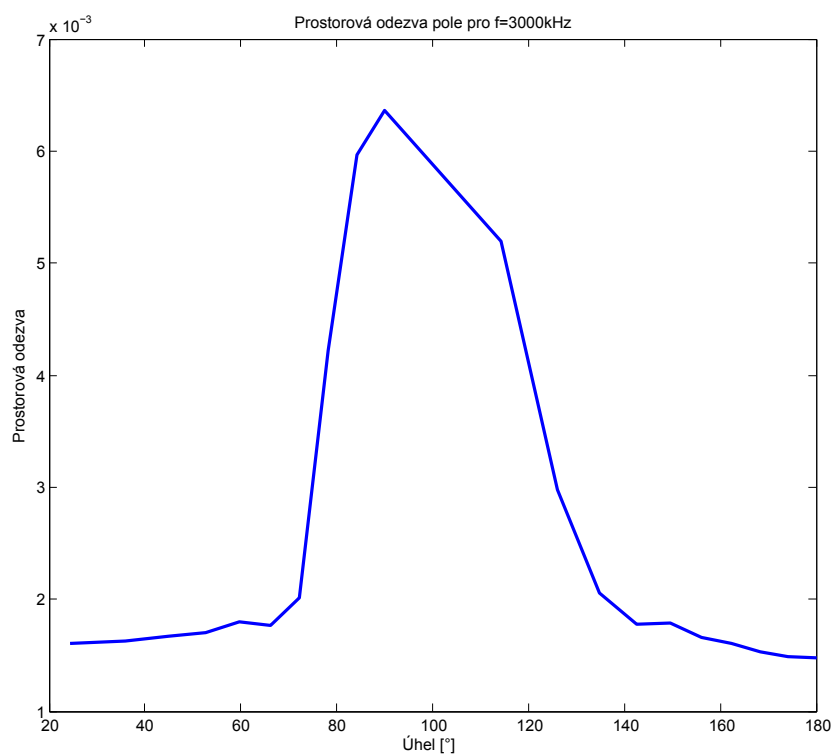
Bylo sestaveno ULA s pěti mikrofony, kde vzdálenost mezi dvojicí sousedních mikrofonů byla 7cm . Jako testovací signál byla zvolena řeč, konkrétně nahrávka *Tak nám zabili Ferdinanda*. Jako referenční byl brán mikrofon M_3 . Postupně byly naměřeny signály dvou zdrojů, které se nacházely na pozicích $\theta_1 = 90^\circ$ a $\theta_2 = 150^\circ$, obr. 3.9. Výstupní signály mikrofonů byly navzorkovány frekvencí $f_{vz} = 48000$, kvantovány $16b$. Rychlost zvuku $v = 340\text{ms}^{-1}$. Získané signály byly počítačově zpožděvány



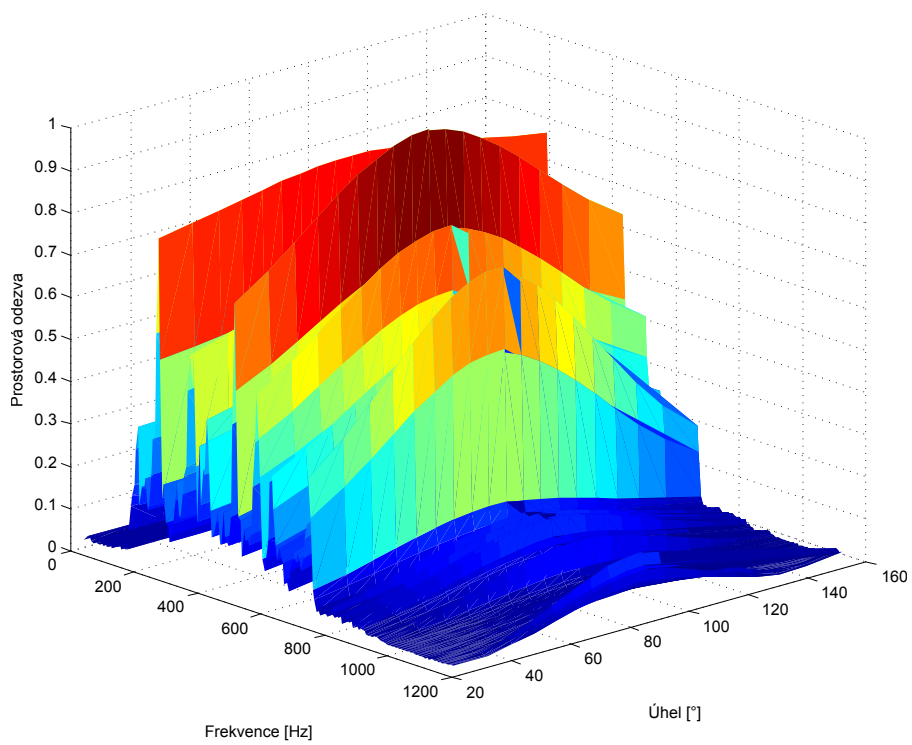
Obr. 3.9: Měřicí sestava pro DAS

o celé vzorky, takto bylo docíleno natočení pole o požadovaný úhel, pomocí FFT byly signály převedeny do frekvenční oblasti. Převedené signály jsme sečetli a pro výsledný signál určili hodnotu úhlu, pro který byla odezva nejvyšší. Takto jsme určili hodnoty odezvy pro natočení pole od 0 do 2π . Na obrázku 3.10 vidíme odezvu pole pro frekvenci $f = 3000\text{Hz}$ a pro zdroj na pozici $\theta_1 = 90^\circ$. Z grafu je patrné, že největší odezva pole pro frekvenci $f = 3000\text{Hz}$ nastala pro úhel 90° . Výsledná odezva pole pro tento zdroj je zobrazena na obrázku 3.11. Hlavní lalok pole ukazuje

taktěž na úhel 90° . Bohužel pro chybu v exportu z programu *Cubase* se nepodařilo určit odezvu pole pro druhý zdroj signálu.



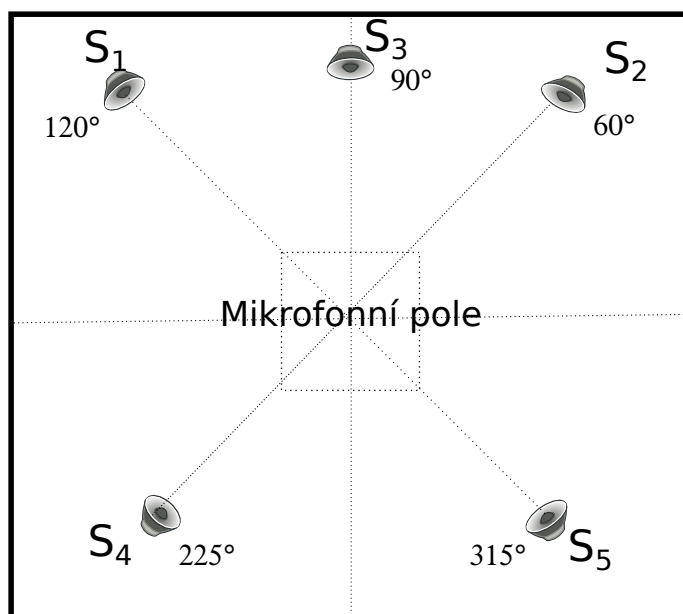
Obr. 3.10: Odezva pole pro frekvenci $f = 3000 \text{ Hz}$



Obr. 3.11: Lokalizace zdroje signálu S1 - 3D

3.4 Lokalizace a prostorová separace metodou Delay and Sum v polo-odrazovém prostředí

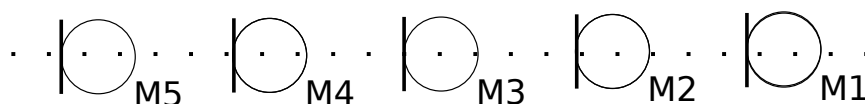
Následující měření byla provedena v místnosti PA-136, kterou lze představit jako polo-odrazové prostředí. Na obrázku 3.12 vidíme uspořádání měřící aparatury. Jako pole mikrofonů bylo použito uniformní lineární a kruhové uspořádání.



Obr. 3.12: Schématické zobrazení rozložení měřící aparatury v místnosti PA-136

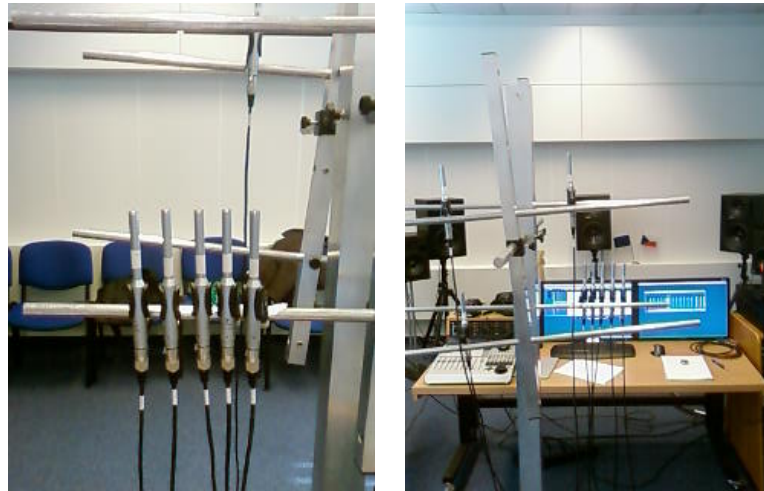
3.4.1 Lokalizace Uniformním lineárním polem

Mikrofonní pole bylo sestaveno z pěti všesměrových mikrofonů *Berhinger MIC2200* s uniformní vzdáleností mezi mikrofony $d = 4\text{cm}$. Rozložení mikrofonní aparatury lze vidět na obrázcích 3.13 a 3.14.



Obr. 3.13: Schéma použitého lineárního pole

Simulaci přijímací charakteristiky tohoto pole můžeme vidět na obrázku 2.12. Bylo provedeno několik měření různých dvojic a trojic zdrojů. Pro detailnější informace o zdrojích signálů a jejich jednotlivé kombinace příloha A. Zaměříme se tedy na lokalizaci dvojice zdrojů $S1$ a $S2$. Jak lze vyčíst z obrázku 3.12 zdroj $S1$ byl



(a) (b)

Obr. 3.14: Sestava lineárního pole

umístěn na 120° a zdroj $S2$ na 60° . Pro lokalizaci jednotlivých zdrojů byla použita stejná technika jako v sekci 3.3.3, tedy postupné natáčení mikrofonomového pole, vkládáním či odebráním celých vzorků signálů přijatých jednotlivými mikrofony. Výsledky této metody jsou viditelné na obrázku 3.15. Na obrázku jsou viditelné dva vrcholy, které jsou přibližně na hodnotách 60° a 120° . Nepřesnosti v grafu jsou dány omezeným počtem úhlů, na které lze přijímací charakteristiku pole natočit. Při $d = 4\text{cm}$ a $N = 5$ je počet úhlů jen 11.

3.4.2 Separace Uniformním lineárním polem

Následně bylo po lokalizaci zdrojů signálů použito komplexní váhy pro natočení přijímací charakteristiky pole na úhel zdroje $S2$ 60° . Pro vyjádření komplexní váhy byl použit vztah

$$w_n = e^{\frac{-2j\pi f(n-1)d\cos(\Theta)}{c}}, \quad (3.1)$$

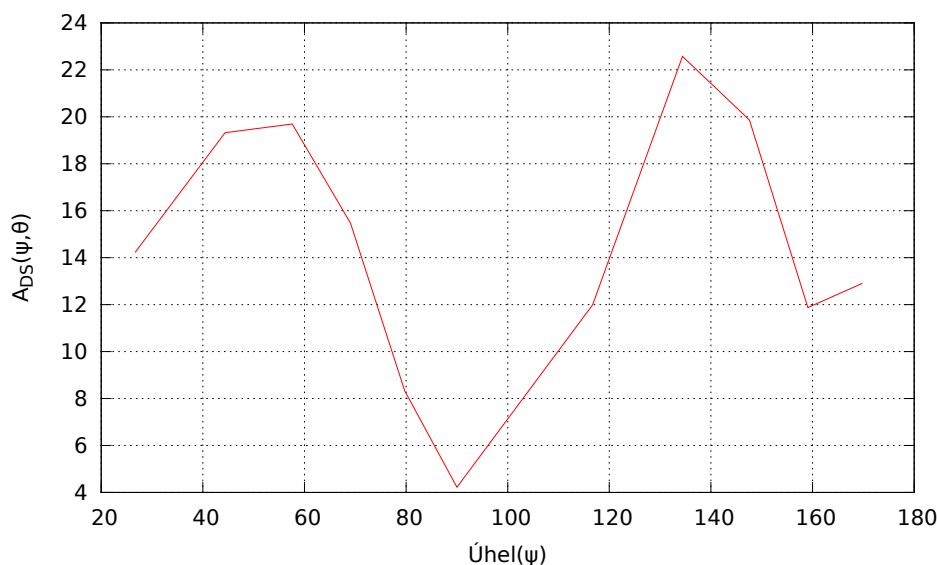
kde Θ je opět směr zdroje příchozího signálu, tedy $\Theta = 60^\circ$. Výsledná odezva lineárního pole, natočeného komplexní vahou na úhel 60° , je tedy dána vzorcem

$$D_f = D \times w_n, \quad (3.2)$$

kde D je nezměněná odezva lineárního pole a w_n komplexní váha. Tímto způsobem byly ze směsi postupně vyseparovány všechny naměřené zdroje signálu, tedy zdroje $S1$ až $S5$. Pro zhodnocení výsledků separace bylo použito subjektivních metod, kdy pět nezávislých posluchačů hodnotilo, který signál převládá v separované nahrávce. Výsledky subjektivního hodnocení separace jsou shrnuty v tabulce 3.2.

Posluchač	Zdroje v nahrávce	Separovaný zdroj	Převládá separovaný signál?
1	S1+S2	S2	ANO
2			ANO
3			ANO
4			ANO
5			ANO
1	S1+S2	S1	ANO
2			ANO
3			ANO
4			ANO
5			ANO
1	S1+S3	S1	NE
2			ANO
3			ANO
4			NE
5			ANO
1	S2+S4	S4	NE
2			NE
3			NE
4			NE
5			NE
1	S3+S5	S5	ANO
2			NE
3			ANO
4			NE
5			ANO

Tab. 3.2: Výsledky subjektivního hodnocení prostorové separace signálu, tvarováním přijímací charakteristiky



Obr. 3.15: Lokalizace zdrojů signálů $S1$ a $S2$

3.4.3 Lokalizace a separace Uniformním kruhovým polem

Schéma uspořádání měřící aparatury je vyobrazeno na obrázku 3.12. Kruhové pole bylo sestaveno z osmi všesměrových mikrofonů typu *Berhinger MIC2200* a poloměr pole byl $R = 0.36 m$. Kruhové pole je také vyobrazeno na fotografii 3.16.

Pro toto pole byly v MATLABU také provedeny simulace přijímací charakteristiky, ve frekvenčním rozmezí $f = 330 \sim 3300 Hz$. Toto pásmo bylo opět rozděleno do 32 subpásem, kde střední frekvence subpásma byla vypočítána jako $f = 350 + 100n Hz$ pro $n = (0 \dots 31)$. Výsledné simulace jsou vyobrazeny na obrázcích 3.17 a 3.18.

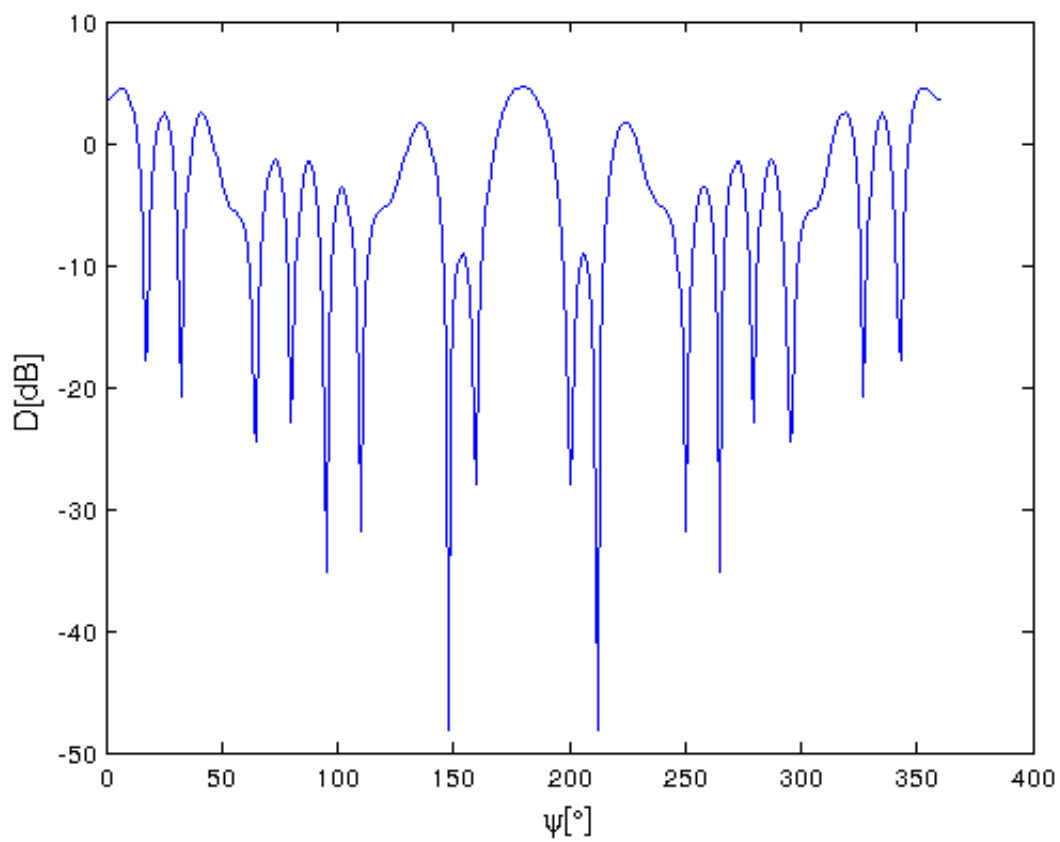
Váhy určené v této simulaci byly také aplikovány na reálný signál, který byl pro každou střední frekvenci filtrován pásmovou propustí. Reálné signály se skládaly ze tří zdrojů signálů, které byly umístěny na pozicích $S1 = 120^\circ$, $S2 = 60^\circ$ a $S3 = 90^\circ$. Výsledná lokalizace těchto zdrojů je vyobrazena na obrázku 3.20 a 3.21. Bohužel parametry reálného pole byly ovlivněny dostupnými prostředky a velikostí místnosti. K dispozici bylo jen 8 všesměrových mikrofonů a poloměr pole, který byl omezen konstrukcí, na kterou bylo pole upevněno, byl pouhých $36cm$. Porovnáme-li simulace pole s parametry $N = 24$, $R = 1.5 m$ a sestaveného pole $N = 8$, $R = 0.36 m$, zjistíme, že první pole má výrazně větší SNR hlavního laloku, nežli pole reálné. Porovnání je vyobrazeno na obrázku 3.4.3.



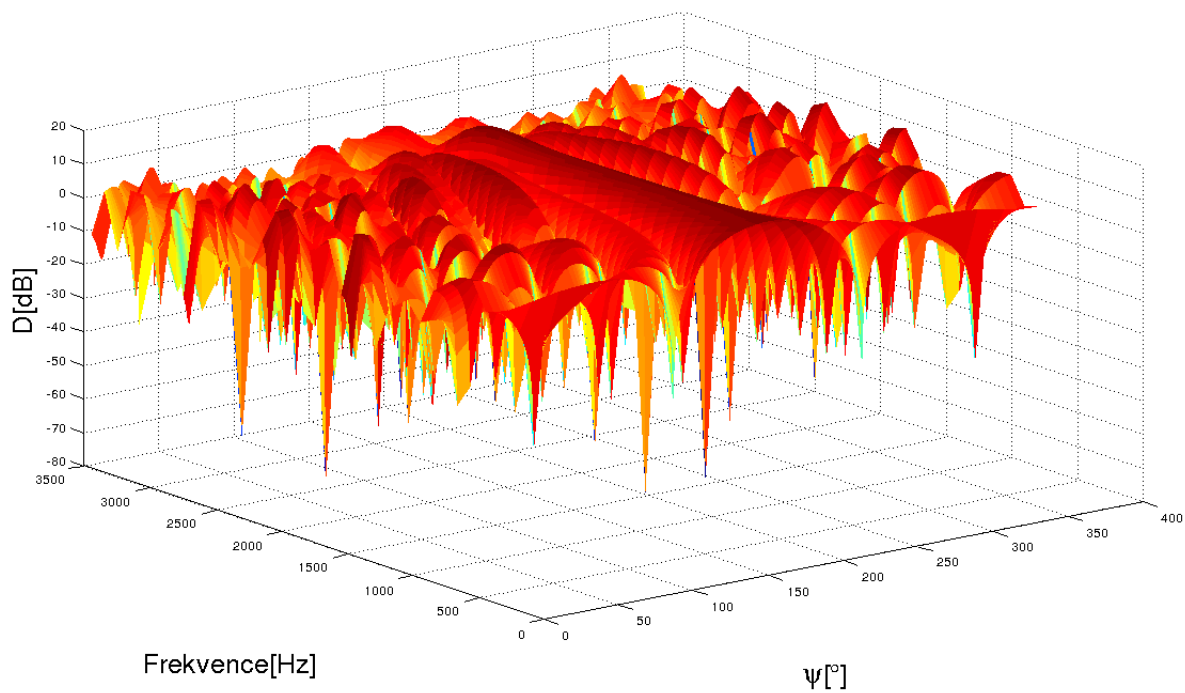
(a)

(b)

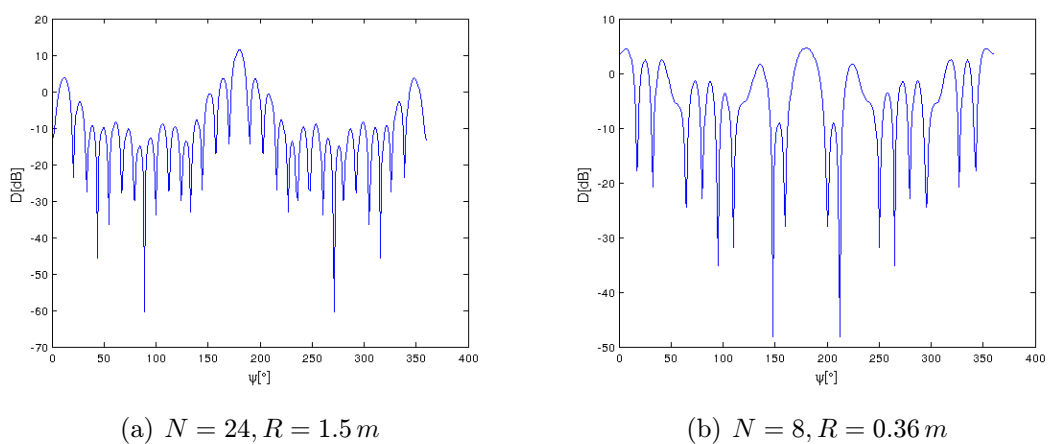
Obr. 3.16: Sestava kruhového pole



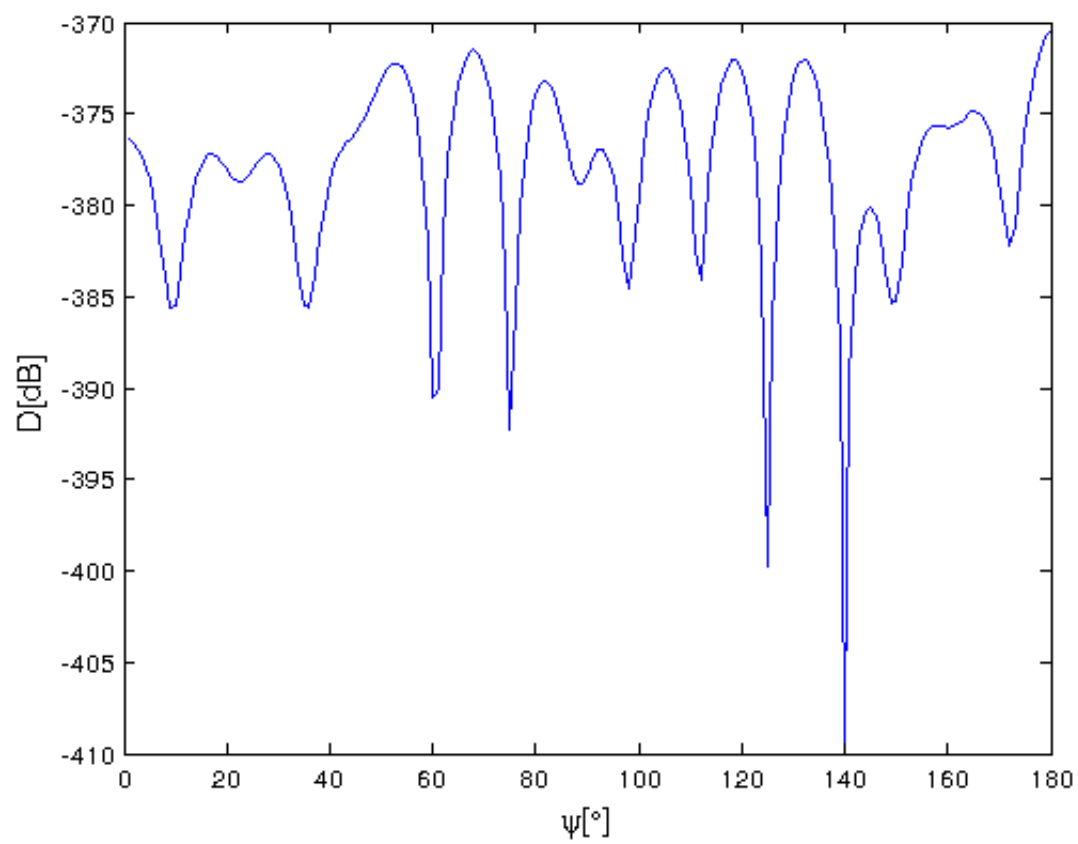
Obr. 3.17: Přijímací charakteristika pole $R = 0.36\text{ m}$, $N = 8$, $f = 3250\text{ Hz}$



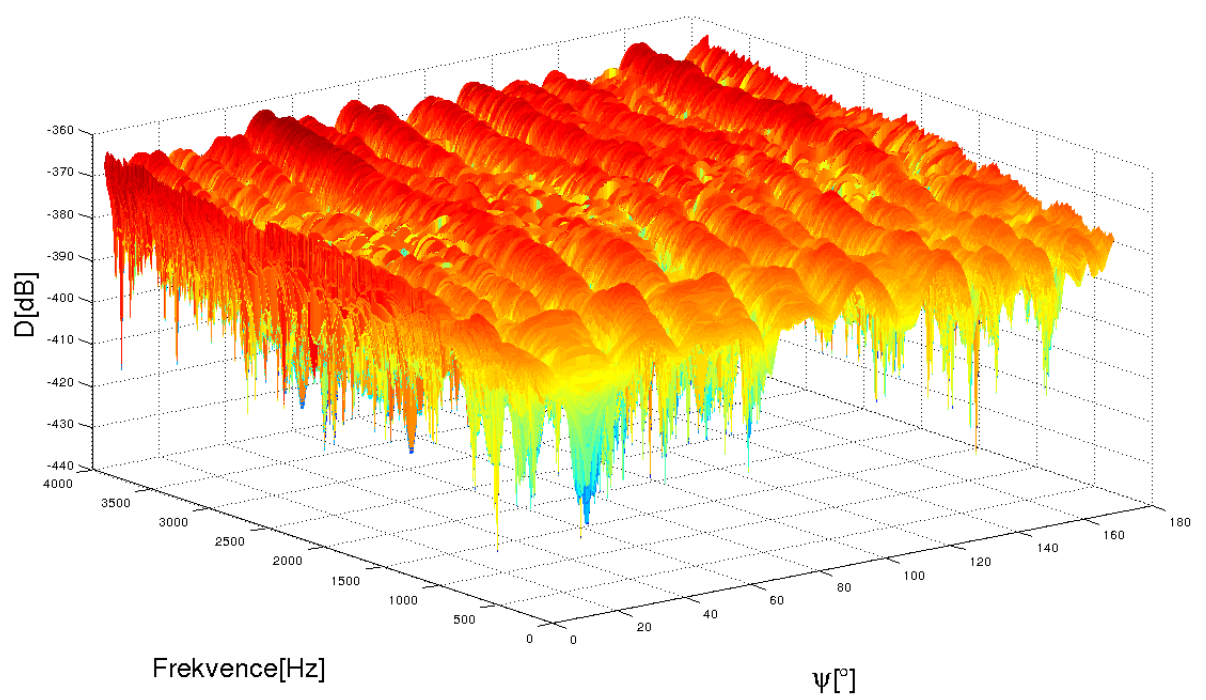
Obr. 3.18: Přijímací charakteristika pole $R = 0.36 \text{ m}$, $N = 8$, $f = 330 \sim 3300 \text{ Hz}$



Obr. 3.19: Porovnání přijímacích charakteristik dvou polí



Obr. 3.20: Přijímací charakteristika pole $R = 0.36\text{ m}$, $N = 8$, $f = 3300\text{ Hz}$



Obr. 3.21: Přijímací charakteristika pole $R = 0.36 \text{ m}$, $N = 8$, $f = 330 \sim 3300 \text{ Hz}$

3.5 Shrnutí dosažených výsledků

V této závěrečné sekci jsou shrnuty všechny výsledky, kterých bylo dosaženo během této práce.

Měření v bezodrazové komoře PA-327

Jelikož se pro sestavení mikrofonních polí využívá především všesměrových mikrofonů s kulovou směrovou charakteristikou, bylo v bezodrazové komoře provedeno měření pěti všesměrových mikrofonů *Berhinger ECM800*. Jednotlivé mikrofony byly umístěny na točnu, která mikrofon natočila vždy o 5° , a pro každé natočení bylo zaznamenáno výstupní napětí mikrofonu. Toto měření bylo provedeno pro tři referenční frekvence $f = 100, 1000, 10000 \text{ Hz}$. Měření byly ověřeny teoretické předpoklady všesměrnosti použitých mikrofonů, které jsou vyobrazeny na obrázcích 3.5 a 3.6.

Jako první metoda pro lokalizaci zdroje signálu byla ověřena metoda TDOA (Time Difference of Arrival). Je to početně nenáročná metoda, založená na určení doby zpoždění vlny mezi dvojicí mikrofonů. Z principu této metody můžeme říci, že danou metodu lze použít jak pro úzkopásmový, tak pro širokopásmový signál, bohužel ji lze využít jen pro lokalizaci jednoho zdroje. Parametry ovlivňující přesnost metody jsou F_{vz} -vzorkovací kmitočet a vzdálenost mezi dvojicí mikrofonů d . Dosažené výsledky lokalizace zdrojů akustických signálů shrnuje tabulka 3.1.

Další měření byly prozkoumány schopnosti uniformního lineárního pole při prostorové lokalizaci jednoho zdroje akustického signálu. Kdy bylo sestaveno lineární pole s pěti mikrofony a uniformní vzdáleností mezi dvojicí mikrofonů $d = 7 \text{ cm}$. Postupně byly zaznamenány dva zdroje signálů na pozicích $S1 = 90^\circ$ a $S2 = 90^\circ$, sestava měřící aparatury je vyobrazena na obrázku 3.9. Bohužel se pro chybu v programu CUBASE nepodařilo vyexportovat měření pro zdroj S2. Byla tedy určena jen pozice zdroje S1, kterou prezentují grafy 3.10 a 3.11.

Měření v reálném prostředí místnosti PA-136

Pro ověření schopností lokalizace a separace uniformním lineárním polem v reálném prostředí bylo zvoleno pěti mikrofonové ULA, kde vzdálenost mezi sousedními mikrofony byla $d = 4 \text{ cm}$ respektive $d = 5 \text{ cm}$. Oběma mikrofonními poli byly současně zaznamenány různé kombinace zdrojů signálu, a poté byly lokalizovány pomocí metody Delay and Sum. Příklad lokalizace dvou zdrojů, $S1 = 120^\circ$ a $S2 = 60^\circ$, je znázorněn na obr.3.15. Při separaci jednoho zdroje ze směsovacího prostředí bylo využito komplexních vah, kde pomocí vzorce pro fázi váhy 2.21 byla přijímací charakteristika pole vytvarována na pozici chtěného zdroje a tímto byly ostatní zdroje

signálu potlačeny. Pro ohodnocení kvality separace polem ULA bylo použito subjektivních metod, kde pět posluchačů hodnotilo, který signál v nahrávce převládá. Hodnocení posluchačů je shrnuto v tabulce 3.2.

Poslední prověřovanou metodou byla metoda tvarování přijímací charakteristiky s konstantní směrovostí za použití kruhových polí, neboli CDB-CA. Touto metodou bylo opět současně zaznamenáno několik zdrojů signálů. Aparatura použitá pro sestavení kruhového pole nebyla dostačující a to se také projevilo na výsledné přijímací charakteristice pole, kde postranní laloky pole dosahovaly většího zesílení než hlavní lalok. Přesto však se tato metoda osvědčila lepší směrovostí a větším rozsahem v azimutální rovině, než-li metoda Delay and Sum.

Tyto dvě metody byly porovnány z hlediska směrovosti ve frekvenčním rozsahu $f = 330 \sim 3300 \text{ Hz}$, což je zpravidla rozsah řečových signálů, na kterých byly dané metody testovány. Porovnání těchto dvou metod je shrnuto v tabulce 3.3.

Metoda	DAS	CDB-CA
frekvence[Hz]	Směrovost[°]	
300	28	22
3300	12	10

Tab. 3.3: Porovnání metod DAS a CDB-CA podle směrovosti

4 ZÁVĚR

Tato diplomová práce popisovala základní rysy mikrofonních polí a jejich schopnost lokalizace a separace akustických signálů, za pomoci metody Časových zpoždění (TDOA) a metod Tvarování přijímací charakteristiky.

Během měření bylo sestaveno několik mikrofonních polí s různou geometrií. Bylo to pole trojúhelníkovité sestavené pro metodu TDOA, několik uniformních lineárních polí, které se lišily vzdáleností mezi dvojicí sousedních mikrofonů, a pole kruhové. Tato pole, a s nimi související metody tvarování přijímací charakteristiky, byla nasimulována v programovém prostředí MATLAB, a poté aplikována v reálných měřeních. Výsledky těchto měření a simulací byly prezentovány formou grafů směrových charakteristik. Z výsledků vyplývá, že počet elementů a jejich vzájemná vzdálenost ovlivňuje výslednou směrovou charakteristiku pole, a to hlavně šířku hlavního laloku pole, a poté výskyt postranních laloků, které vznikají vlivem aliasingu. Z provedených měření tedy vyplývá, že čím větší bude počet mikrofonů v poli, tím lepší bude jeho směrovost, neboli užší hlavní lalok charakteristiky. Na druhou stranu, čím větší bude vzdálenost mezi dvojicí mikrofonů, tím více budou vznikat postranní aliasingové laloky. Pro kruhová pole jsou hlavními parametry poloměr pole a počet mikrofonů v poli.

Z měření metodou TDOA vyplývá, že metoda je vhodná pro rychlou lokalizaci jednoho zdroje signálu, jelikož tento algoritmus určuje pouze dobu za kterou vlna urazí vzdálenost mezi dvojicí mikrofonů, který může být jak úzkopásmový, tak širokopásmový. Přesnost metody je hlavně ovlivněna vzdáleností mezi sousední dvojicí mikrofonů a také vzorkovací frekvencí. Bohužel pro lokalizaci či separaci více zdrojů signálů je metoda nepoužitelná.

Jako první metoda tvarování přijímací charakteristiky byl použit algoritmus Delay and Sum, který je málo efektivní při zpracování širokopásmových signálů. Hlavní lalok přijímací charakteristiky je totiž pro nízké frekvence velmi široký, a proto je jeho použití vhodné při lokalizaci úzkopásmových signálů. Touto metodou však byly vyseparovány jednotlivé zdroje signálů a výsledky separace byly zveřejněny v tabulce 3.2.

Druhou metodou tvarování přijímací charakteristiky byl algoritmus CDB-CA (Constant Directivity Beamforming - Circular Arrays), pro který bylo navrženo kruhové pole s 8 mikrofony a poloměrem 36 cm. Tento algoritmus zajišťuje neměnnou přijímací charakteristiku pole v daném frekvenčním pásmu, a proto je vhodný pro lokalizaci a separaci širokopásmových zdrojů. Bohužel jsem tímto polem zprvu naměřil reálné signály, a poté když se tímto polem nepodařilo lokalizovat žádný zdroj signálu, nasimuloval toto pole v programu MATLAB. Z provedených simulací však vyplývá, že pro zajištění většího odstupů SNR a také směrovosti musí být pa-

rametry pole mnohem větší. Poloměr pole by měl být větší než $R > 1 m$ a počet mikrofonů $N = 24$. V dnešní době se však uplatňují kruhová pole s několika vnitřními kruhovými poli, tzv. Concentric Circular Arrays, jež dosahují lepších výsledků ve frekvenčně neměnných tvarovačích[5].

Obě metody tvarování přijímací charakteristiky byly posouzeny z hlediska jejich směrovosti. Výsledky porovnání shrnuje tabulka 3.3.

LITERATURA

- [1] Benesty, J.; Chen, J.; Huang, Y. *Microphone Array Signal Processing*. Berlin : Springer, 2008. 250 s. ISBN 978-3-540-78611-5.
- [2] DIBIASE, Joseph Hector. *A High-Accuracy, Low-Latency Technique for Talker Localization in Reverberant Environments Using Microphone Arrays* . Rhode Island, 2000. 122 s. Dizertační práce. Brown University.
- [3] EKSLER, V. *Prostorová lokalizace a separace naslepo zdrojů akustických signálů polem mikrofonů*. Brno, 2006. Dizertační práce. Vysoké učení technické v Brně.
- [4] GRÉNAR, M. *Tvarování přijímací charakteristiky mikrofónového pole*. Baka-lářská práce. Vysoké učení technické v Brně, 2009.
- [5] CHAN, S. C. ; CHEN, H. H. *Uniform Concentric Circular Arrays With Frequency-Invariant Characteristics—Theory, Design, Adaptive Beamforming and DOA Estimation*. IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING. JANUARY 2007, VOL. 55, s. 165-177.
- [6] Jan, J.; *Číslíková filtrace, analýza a restaurace signálů*. 2. rozš. vyd. Brno : VUTIUM, 2002. 427 s. ISBN 80-214-1558-4.
- [7] Josefsson, L.; Persson, P. *Conformal array antenna theory and design*. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2006. 488 s. ISBN-13 987-0-471-46584-3
- [8] KRIM, HAMID; VIBERG, MATS. *Two Decades of Array Signal Processing Research*. IEEE SIGNAL PROCESSING MAGAZINE. JULY 1996, VOL. 30, s. 67-94.
- [9] McCowan, A. *Robust Speech Recognition using Microphone Arrays*. PhD Thesis, Queensland Uni- versity of Technology, Australia, 2001.
- [10] RAJMIC, P. *Prostá metoda časových posunu a modifikovaná metoda časových posunu pro detekci směru přicházejícího zvuku*. [online]. ElektroRevue, 2002. Dostupný z WWW: <http://www.elektrorevue.cz/clanky/02066/index.html>.
- [11] ŘEZNÍČEK, M. *Lokalizace pohyblivých akustických zdrojů*. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, 2010.
- [12] Yang, Y.; Chao Sun; Wan, C. *Theoretical and experimental studies on broadband constant beamwidth beamforming for circular arrays*, OCEANS 2003. Proceedings , vol.3, no., pp. 1647- 1653 Vol.3, 22-26 Sept. 2003.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

CDB	Constant Directivity Beamforming
DOA	Direction of Arrival
AOA	Angle of Arrival
CA	Circular Arrays
UCA	Uniform Circular Arrays
ULA	Uniform Linear Arrays
TDOA	Time Difference of Arrival
DAS	Delay and Sum
f	frekvence
f_{vz}	vzorkovací kmitočet
N, M	počet mikrofonů
d	vzdálenost mezi dvojicí mikrofonů
λ	vlnová délka
θ	Směr příchodu signálu v azimutální rovině
Φ	Směr příchodu signálu v elevační rovině
τ	časové zpoždění mezi dvojicí mikrofonů
e	vektor směru příchodu signálu
A	směrová odezva mikrofonního pole
D	směrová charakteristika mikrofonního pole
Ψ	$\Psi \in \langle 0^\circ, 180^\circ \rangle$ nebo $\langle 0^\circ, 360^\circ \rangle$
α	$\alpha = \frac{2\pi m}{M}$
R	Poloměr kruhového pole
ϕ_n	Fázové zpoždění n-tého senzoru
c	Rychlost zvuku

$w_{n(f)}$ Komplexní váha n -tého prvku

$w(f)$ Vektor komplexních vah

$x(t)$ Časově spojitá funkce

$x(f)$ Vektor dat

SEZNAM PŘÍLOH

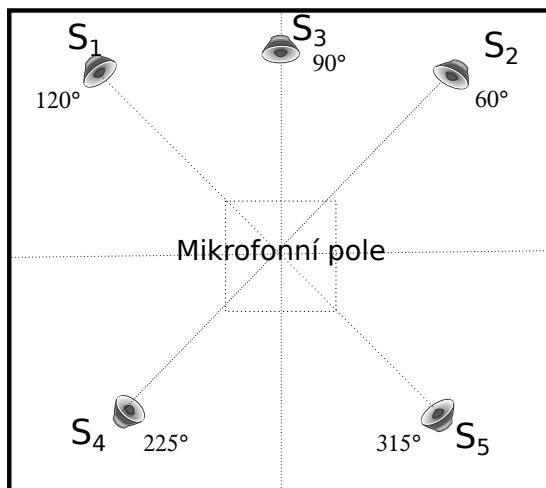
A	Databáze měřených signálů	60
A.1	Parametry měření	60
A.2	Použité přístroje	61
A.3	Jednotlivá měření	61
A.3.1	Lineární pole $d = 4\text{ cm}$	61
A.3.2	Lineární pole $d = 5\text{ cm}$	61
A.3.3	Kruhové pole $R = 36\text{ cm}$	62
B	Příklad určení směrovosti mikrofonního pole	63
C	Obsah přiloženého DVD	64

A DATABÁZE MĚŘENÝCH SIGNÁLŮ

Tato databáze prezentuje všechna měření, která byla provedena v reálném prostředí místnosti PA-136, pro jak lineární tak kruhové pole.

A.1 Parametry měření

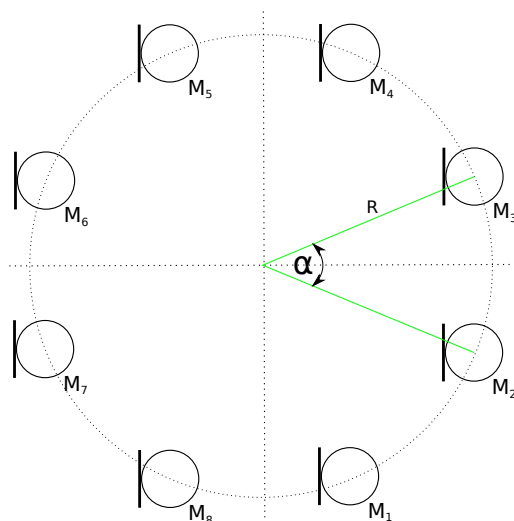
Schéma místnosti



Rozložení lineárního pole:



Rozložení kruhového pole:



A.2 Použité přístroje

- Mikrofony: Berhinger MIC2200
- A/D převodník: Echo Leyla
- Předzesilovač : Berhinger MIC2200

A.3 Jednotlivá měření

A.3.1 Lineární pole $d = 4\text{ cm}$

Měření	Zdroje - Nahrávky
1.	S1 - seconds.wav S2 - america.wav
2.	S1 - seconds.wav S2 - kytara.wav
3.	S1 - seconds.wav S2 - america.wav S3 - kytara.wav
4.	S3 - seconds.wav S4 - america.wav S5 - kytara.wav
5.	S3 - seconds.wav S5 - america.wav
6.	S2 - seconds.wav S4 - america.wav

A.3.2 Lineární pole $d = 5\text{ cm}$

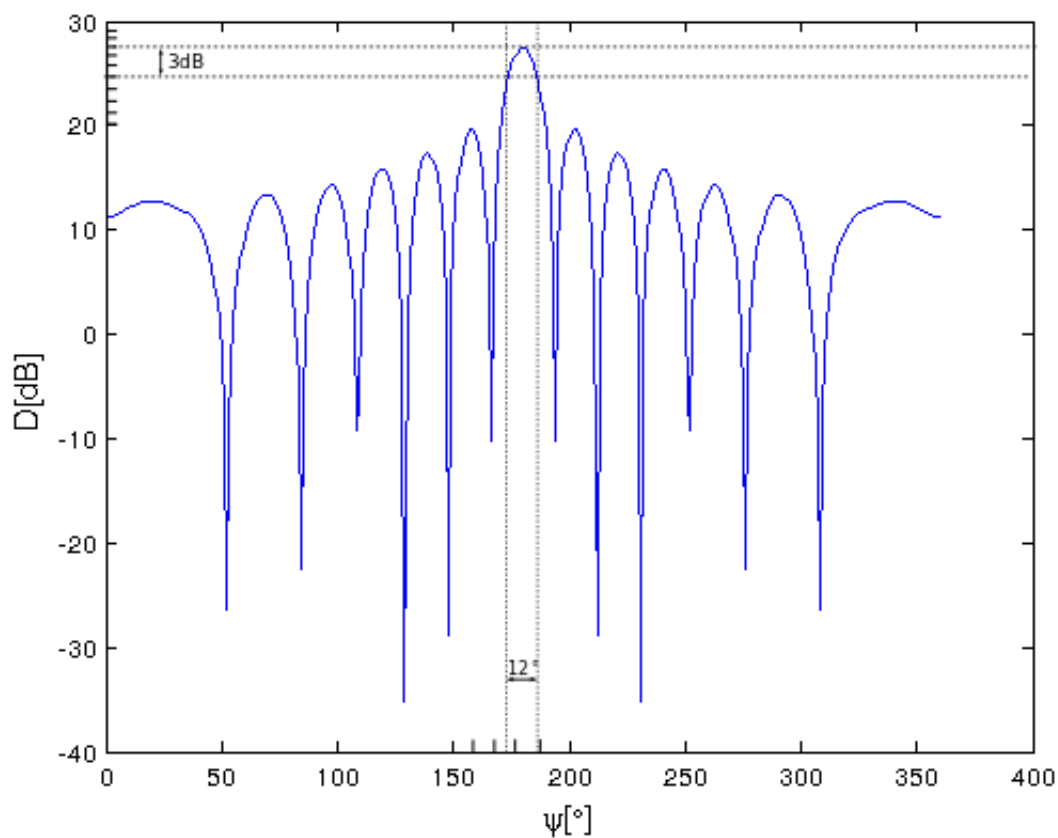
Měření	Zdroje - Nahrávky
1.	S1 - seconds.wav S2 - america.wav
2.	S1 - seconds.wav S2 - kytara.wav

A.3.3 Kruhové pole $R = 36\text{ cm}$

Měření	Zdroje - Nahrávky
1.	S1 - america.wav S2 - kytara.wav S3 - seconds.wav S4 - asia.wav S5 - base.wav
2.	S1 - america.wav S2 - kytara.wav
3.	S1 - america.wav S2 - kytara.wav S3 - seconds.wav
4.	S4 - asia.wav S5 - base.wav
5.	S3 - seconds.wav S4 - asia.wav S5 - base.wav
6.	S2 - kytara.wav S3 - seconds.wav
7.	S1 - america.wav S3 - seconds.wav
8.	S3 - seconds.wav S5 - base.wav
9.	S3 - seconds.wav S4 - asia.wav
10.	S1 - america.wav S4 - asia.wav

B PŘÍKLAD URČENÍ SMĚROVOSTI MIKROFONNÍHO POLE

Tato příloha představuje postup, jakým byla určena směrovost jednotlivých mikrofonních polí.



Obr. B.1: Určení směrovosti mikrofonního pole

C OBSAH PŘILOŽENÉHO DVD

- DAS
- TDOA
- CDB-CA
- DATABAZE
- Petr Grobelny.pdf