

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV TELEKOMUNIKACÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
TELECOMMUNICATION

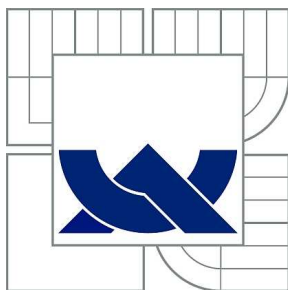
TVAROVÁNÍ PŘIJÍMACÍ CHARAKTERISTIKY
MIKROFONNÍCH POLÍ

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

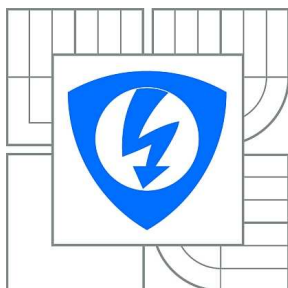
BC. ZDENĚK BARTOŇ

BRNO 2010



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

TVAROVÁNÍ PŘIJÍMACÍ CHARAKTERISTIKY MIKROFONNÍCH POLÍ

BEAMFORMING USING MICROPHONE ARRAYS

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

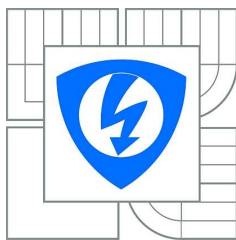
Bc. ZDENĚK BARTOŇ

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. IVAN MÍČA

BRNO 2010



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav telekomunikací

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Telekomunikační a informační technika

Student: Bc. Zdeněk Bartoň
Ročník: 2

ID: 78502
Akademický rok: 2009/2010

NÁZEV TÉMATU:

Tvarování přijímací charakteristiky mikrofonních polí

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Proveďte teoretickou analýzu a srovnání metod tvarování přijímací charakteristiky mikrofonního pole. Při tom prozkoumejte také metody využívající kruhová či kulová pole. Vybrané algoritmy implementujte a jejich funkčnost ověřte měřením či simulací.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] EKSLER, V. Prostorová lokalizace a separace naslepo zdrojů akustických signálů polem mikrofonů. Doktorská disertační práce. Vysoké učení technické v Brně, 2006.
- [2] BRANDSTEIN, M., WARD, D. Microphone Arrays: Signal Processing Techniques and Applications. Springer-Verlag Berlin, 2001. 389 s. ISBN 3-540-41953-5.
- [3] MEYER, J., ELKO, G. W. Spherical harmonic modal beamforming for an augmented circular microphone array. In Proceedings of ICASSP 2008, s. 5280-5283. ISBN 1-4244-1484-9.

Termín zadání: 29.1.2010

Termín odevzdání: 26.5.2010

Vedoucí práce: Ing. Ivan Míča

prof. Ing. Kamil Vrba, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

ABSTRAKT

Cílem této diplomové práce je shromáždění teoretických informací o metodách tvarování přijímacích charakteristik mikrofonních polí a ověření jejich funkčnosti. Nejdříve jsou v práci odsimulovány různé varianty lineárních uniformních i neuniformních mikrofonních polí a kruhových mikrofonních polí. Výsledky jsou následně ověřeny praktickým měřením v ideálním prostředí. Následně je také provedena praktická implementace tvarovačů směrových frekvenčních charakteristik DAS(Delay And Sum), SAB(Sub Array Beamforming), CDB(Constant Directivity Beamforming), CDB-CA(CDB-Circular Arrays) a praktické i teoretické ověření jejich funkčnosti rovněž v ideálních podmínkách. Jednotlivé tvarovací algoritmy jsou v závěrečné části práce mezi sebou porovnány na základě parametrů SNR(signal to Noise Ratio) a směrovosti.

KLÍČOVÁ SLOVA

Apertura, CDB, CDB-CA, CDB-ACA, DAS, DOA, FAS, interpolace, kruhové pole, lineární pole, mikrofonní pole, NULA, tvarovač, SNR, směrovost, směrová frekvenční charakteristika, tvarování přijímací charakteristiky, ULA

ABSTRACT

The aim of the master thesis is to sum up theoretical information about beamforming methods of microphone arrays and to verify their functionality. At the beginning of this work there are simulated different varieties of linear uniform and nonuniform microphone arrays and circular arrays. The results are verified by a practical measurement in ideal conditions. Then I will focus on implementation of the DAS(Delay And Sum), SAB(Sub Array Beamforming), CDB(Constant Directivity Beamforming), CDB-CA(CDB-Circular Arrays) beamformer including theoretical and practical verification of the functionality in ideal conditions. At the end of this thesis are all beamforming methods compared with each other at SNR(signal to Noise Ratio) and directivity parameters.

KEYWORDS

Aperture, beamformer, beamforming, beampattern, CDB, CDB-CA, CDB-ACA, circular array, DAS, DOA, directivity, FAS, interpolation, linear array, microphone array, NULA, SNR, ULA

BARTOŇ Z. *Tvarování přijímací charakteristiky mikrofonních polí*. Brno: Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav telekomunikací, 2010. Počet stran 78. Diplomová práce. Vedoucí diplomové práce Ing. Ivan Míča.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Tvarování přijímací charakteristiky mikrofonních polí“ 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.

V Brně dne

.....
(podpis autora)

Poděkování

Tímto děkuji panu Ing. Ivanu Míčovi za poskytnutí užitečných rad, informací souvisejících s tématem a objektivní postřehy během tvorby této diplomové práce.

OBSAH

Úvod	12
1 Teoretické základy pro zpracování polí	13
1.1 Úvod	13
1.2 Spojitá apertura	13
1.3 Směrová frekvenční charakteristika	14
1.4 Lineární apertura	16
1.5 Diskrétní lineární pole senzorů	17
1.6 Prostorový aliasing	22
1.7 Tvarování přijímací charakteristiky	24
1.8 Interpolace diskrétního signálu	26
2 Obecný popis měřicí aparatury	30
3 Tvarovací metoda DAS	31
3.1 Základní teorie pro metodu DAS	31
3.2 Teorie pro skupinu metod FAS	33
3.3 Příprava na měření metody DAS	34
3.4 Měření metody DAS na mikrofonním poli ULA	35
3.5 Měření metody DAS na mikrofonním poli NULA	38
3.6 Tvarování přijímací charakteristiky metodou DAS	40
4 Tvarovač typu SAB	44
4.1 Základní teorie pro metodu SAB	44
4.2 Návrh složeného mikrofonního pole	46
4.3 Tvarování přijímací charakteristiky metodou SAB	47
5 Tvarovač typu CDB	51
5.1 Základní teorie pro metodu CDB	51
5.2 Tvarování přijímací charakteristiky metodou CDB	54
6 Tvarovač typu CDB-CA	57
6.1 Kruhová pole	57
6.2 Základní teorie pro metodu CDB-CA	58
6.3 Tvarování přijímací charakteristiky metodou CDB-CA	60
6.4 Rozšířená kruhová mikrofonní pole CDB-ACA	65
7 Shrnutí dosažených výsledků měření jednotlivých metod	68

8 Závěr	71
Literatura	73
Seznam symbolů, veličin a zkratk	75

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Přijímání rovinných vln lineární aperturou	15
1.2	Lineární spojitá apertura konečné délky L v prostoru	16
1.3	Diskrétní lineární pole senzorů	18
1.4	Směrová charakteristika - proměnný počet prvků v poli N (L a f je konstatní)	20
1.5	Směrová charakteristika - proměnná délka pole $L=Nd$ (N a f je konstatní)	20
1.6	Směrová charakteristika - proměnná frekvence f (N a L je konstatní)	21
1.7	Vliv dodržení vzorkovací podmínky ($d=0,02$ m)	23
1.8	Vliv nedodržení vzorkovací podmínky ($d=0,1$ m)	23
1.9	Tvarování směrové frekvenční charakteristiky na $\theta_s = 50^\circ$	25
1.10	Ukázka lineární interference dvou vln	26
1.11	Farrowova struktura Lagrangeova interpolátoru	27
1.12	Amplitudová charakteristika lineárního filtru Farrowovy struktury	28
1.13	Fázová charakteristika lineárního filtru Farrowovy struktury	29
2.1	Schématické rozložení a zapojení měřícího zařízení	30
3.1	Struktura základního DAS tvarovače	32
3.2	Struktura základního filter-sum tvarovače	33
3.3	Měřicí aparatura s mikrofony	34
3.4	Frekvenční směrová charakteristika ($N=5$, $d=0,04$ m)	36
3.5	Frekvenční směrová charakteristika ($N=3$, $d=0,04$ m)	37
3.6	Frekvenční směrová charakteristika ($N=3$, $d=0,08$ m)	37
3.7	Frekvenční směrová charakteristika ($N=2$, $d=0,16$ m)	38
3.8	Uspořádání mikrofونů neuniformního lineárního pole mikrofونů	39
3.9	Frekvenční směrová charakteristika pro 1. uspořádání mikrofونů	39
3.10	Frekvenční směrová charakteristika pro 2. uspořádání mikrofонů	40
3.11	Uspořádání měřící aparatury	41
4.1	Struktura tvarovače SAB se složeným polem mikrofонů	45
4.2	Testované složené mikrofонní pole	47
4.3	Rozmístění jednotlivých prvků v bezodrazové komoře	49
4.4	Frekvenční směrová charakteristika složeného pole pro SAB	50
4.5	Frekvenční směrová charakteristika složeného pole pro SAB - Simulace	50
5.1	Frekvenční směrová charakteristika CDB	55
5.2	Frekvenční směrová charakteristika CDB - Simulace	55
5.3	Frekvenční směrová charakteristika CDB $\theta_s = 40^\circ$	56
6.1	Rozložení kruhového mikrofонního pole	57
6.2	První druh Besselovy funkce	60

6.3	Směrová charakteristika pro $f_0 = 1600$ Hz	61
6.4	Frekvenční směrová charakteristika $M = 24$, $r_c = 1,5$ m	62
6.5	Frekvenční směrová charakteristika $M = 24$, $r_c = 1,5$ m, $\theta_s = 130^\circ$. .	62
6.6	Frekvenční směrová charakteristika $M = 24$, $r_c = 1,5$ m, $f_{\min} = 300$ Hz, $f_{\max} = 3300$ Hz	63
6.7	Frekvenční směrová charakteristika $M = 8$, $r_c = 0,57$ m, $f_{\min} = 300$ Hz, $f_{\max} = 3300$ Hz	64
6.8	Rozmístění aparatury při měření kruhového pole	65
6.9	Měřené kruhové mikrofonní pole	66
7.1	Ukázka odvození parametru SNR	68
7.2	Ukázka odvození směrovosti	69

SEZNAM TABULEK

2.1	Přehled použitého zařízení	30
3.1	Maximální frekvence bez projevu prostorového aliasingu	38
3.2	Výsledky subjektivního hodnocení měření	43
4.1	Frekvenční pásma pro daná sub-pole	48
7.1	Přehled dosažených výsledků	69

ÚVOD

Tato práce se zabývá teorií zpracování mikrofonních polí zejména pro řečové signály a následnou praktickou realizací vybraných metod pro tvarování přijímací charakteristiky. Vybrané metody jsou vždy implementovány v prostředí Matlab a odsimulovány. Teoretické výsledky simulací jsou potom ověřeny praktickými měřeními a zhodnoceny. V práci jsou pro hodnocení kvality tvarovacích algoritmů použity zejména parametry jako SNR(Signal to Noise Ratio) a směrovost.

V práci je nejprve rozebrána obecná teorie spojité apertury, diskrétních senzorových(mikrofonních) polí a následně jsou poznatky aplikovány na konkrétní případy mikrofonních polí. V této práci je odsimulováno několik variant mikrofonních polí a také metod pro tvarování přijímací charakteristiky: metoda časových zpoždění a konvenční tvarovač typu DAS (Delay And Sum), tvarovač SAB(Sub Array Beamforming), tvarovač s konstantní směrovostí CDB(Constant Directivity Beamforming) a také tvarovač s konstantní směrovostí pro kruhová mikrofonní pole CDB-CA(CDB-Circular Arrays). Dále je zde teoreticky naznačeno možné rozšíření algoritmu CDB-CA pro kruhová pole vyšších řádů nebo pro kulová mikrofonní pole CDB-ACA(CDB-Augmented Circular Arrays).

V práci jsou také následně z naměřených výsledků určeny charakteristické parametry mikrofonních polí, které mají zásadní vliv na tvar přijímací směrové frekvenční charakteristiky mikrofonního pole.

1 TEORETICKÉ ZÁKLADY PRO ZPRACOVÁNÍ POLÍ

1.1 Úvod

Zpracováním jednotlivých výstupů pole senzorů (apertury) je možné tvarovat přijímací charakteristiku tohoto pole tak, aby dosáhla maximálního zisku příjmu ve specifikovaném směru, odkud očekává příchod užitečného signálu, zatím co signály na stejné frekvenci z jiných směrů potlačí. Toto umožňuje zaměření co nejvyššího počtu senzorů směrem k požadovanému zdroji zvuku, při minimalizování dopadu hluků a interferencí od nežádoucích zdrojů. Změnou zpoždění signálů, tedy rozestupu mezi prvky v poli lze měnit právě tuto přijímací charakteristiku a tak maximalizovat energii přijímaného signálu v jednom požadovaném směru DOA (Direction Of Arrival).

Obecně v této práci budou tvarovací algoritmy nazývány jako tvarovače. Označení tvarovač přijímací charakteristiky je českým ekvivalentem k anglickému slovu „*beamformer*“.

Tvarovací techniky mohou být také rozděleny do dvou skupin, a to datově nezávislé, či datově závislé techniky. Datově nezávislé neboli pevně nastavené tvarovače jsou tak pojmenovány, protože jejich parametry jsou pevně dané během celého procesu tvarování a nelze je během tvarování měnit. Obráceně, datově závislé neboli přizpůsobivé tvarovací techniky průběžně aktualizují své parametry, které jsou vy počítávány z aktuálních přijatých signálů [2]. Tato práce se zabývá pouze datově nezávislými technikami pro tvarování přijímací charakteristiky, a to zejména takovými, které lze použít pro zpracování řečových signálů.

Tvarování přijímací charakteristiky se typicky využívá v radarech, sonarech, telekomunikacích, geofyzikálním výzkumu, biomedicině a také v akustice pro prostоровou lokalizaci a separaci zdrojů signálu.

1.2 Spojitá apertura

Název apertura se používá pro označení prostorového místa, které přijímá nebo naopak vysílá určité šířící se signály (vlny). Vysílací apertura se též označuje jako aktivní apertura, zatím co přijímací apertura se označuje jako pasivní. Například v optice může být apertura díra v masce obrazovky a v elektromagnetismu to může být elektromagnetická anténa. V akustice je apertura elektroakustický převodník, který přeměňuje akustické signály na elektrické signály (mikrofon) a nebo naopak (reproduktor) [2].

Aperturní funkce Uvažujeme-li přijímací aperturu, která má na svém výstupu signál $x(t, \mathbf{r})$ přijatý v čase t a v prostorovém umístění $\mathbf{r}$. Pak zpracování nekonečně malého signálu přijatého aperturou dV v prostorovém umístění $\mathbf{r}$ odpovídá lineárnímu filtru s impulsní charakteristikou $a(t, \mathbf{r})$ a přijatý signál $x_R(t, \mathbf{r})$ je pak dán jejich konvolucí

$$x_R(t, \mathbf{r}) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t, \mathbf{r}) a(t - \tau, \mathbf{r}) d\tau, \quad (1.1)$$

kde τ je zpoždění signálu mezi aperturou a prostorovým umístěním zdroje $\mathbf{r}$ [1]. Aplikací Furierovy transformace lze získat

$$X_R(f, \mathbf{r}) = X(f, \mathbf{r}) A(f, \mathbf{r}) \quad (1.2)$$

Výraz $A(f, \mathbf{r})$ se nazývá aperturní funkcí, nebo také citlivostní funkcí a definuje odezvu $X_R(f, \mathbf{r})$ jako funkci prostorové pozice podél apertury [1].

1.3 Směrová frekvenční charakteristika

Odezva přijímací apertury je směrová, protože úroveň signálu přijímaného aperturou se mění podle směru příjmu. Tento princip pro jednoduchý případ rovinných vln přijímaných lineární aperturou je zobrazen na obr. 1.1.

Odezva lineární apertury je funkcí frekvence a směru příchodu signálu, také známá jako směrová frekvenční charakteristika apertury nebo také anglicky „*beam-pattern*“. Směrová frekvenční charakteristika může být odvozená pomocí Fourierovy transformace ze vztahu pro aperturní funkci, viz rovnice (1.3) [1]. Tato charakteristika vzdáleného zdroje (far field model) přijímací apertury, která má danou aperturní funkci $A(f, \mathbf{r})$ je

$$D(f, \alpha) = \mathcal{F}(\mathcal{A}(\{\cdot, \mathbf{r}\})) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathcal{A}(\{\cdot, \mathbf{r}\}) e^{j\pi\alpha \cdot \mathbf{r}} d\mathbf{r}, \quad (1.3)$$

kde $\mathcal{F}(\cdot)$ značí trojrozměrnou Fourierovu transformaci.

$$\mathbf{r} = [x, y, z]' \quad (1.4)$$

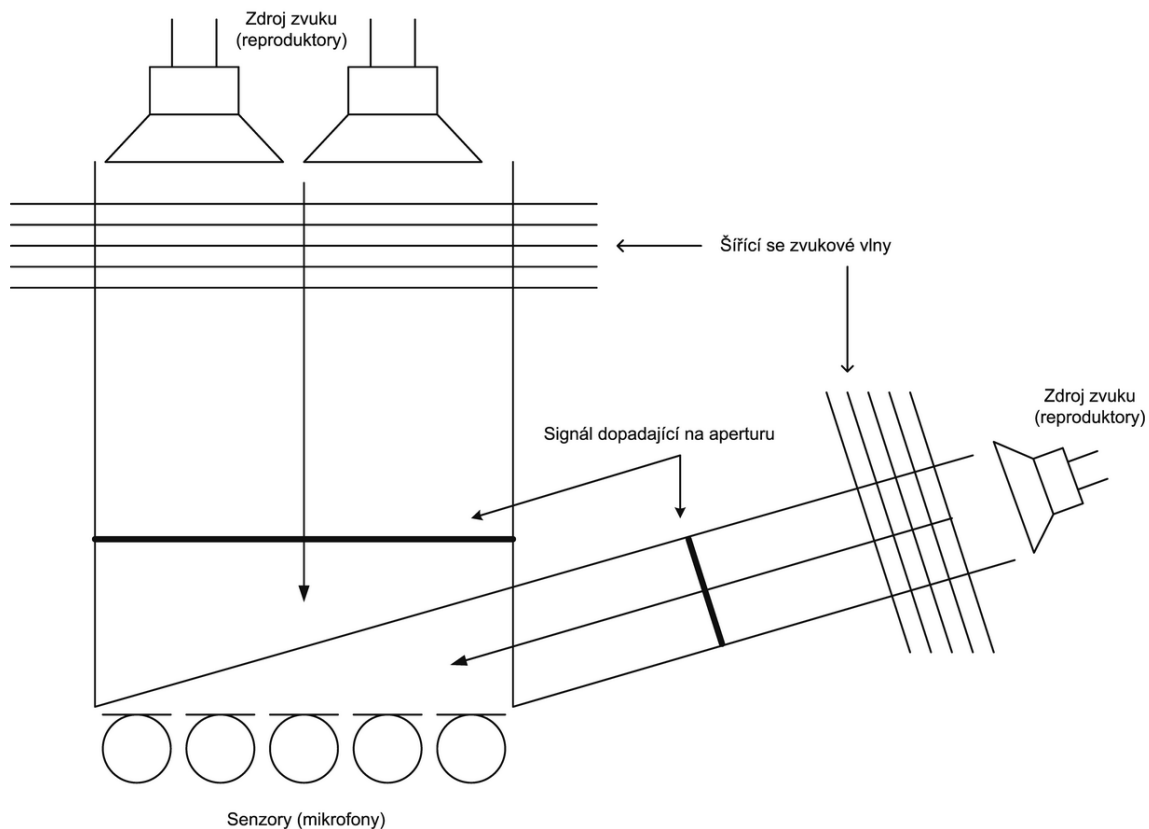
Vektor $\mathbf{r}$ tedy odpovídá prostorové poloze bodu podél apertury, lze ho vyjádřit také pomocí následujícího vztahu

$$\alpha = \frac{1}{\lambda} [\sin \phi \cos \theta, \sin \phi \sin \theta, \cos \phi], \quad (1.5)$$

kde α je směrový vektor vlny. Úhly θ a ϕ jsou vyobrazeny na obr. 1.2. Je vidět, že kmitočtová závislost ve výše uvedeném vztahu vyplývá z rovnice pro vlnovou délku[1].

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (1.6)$$

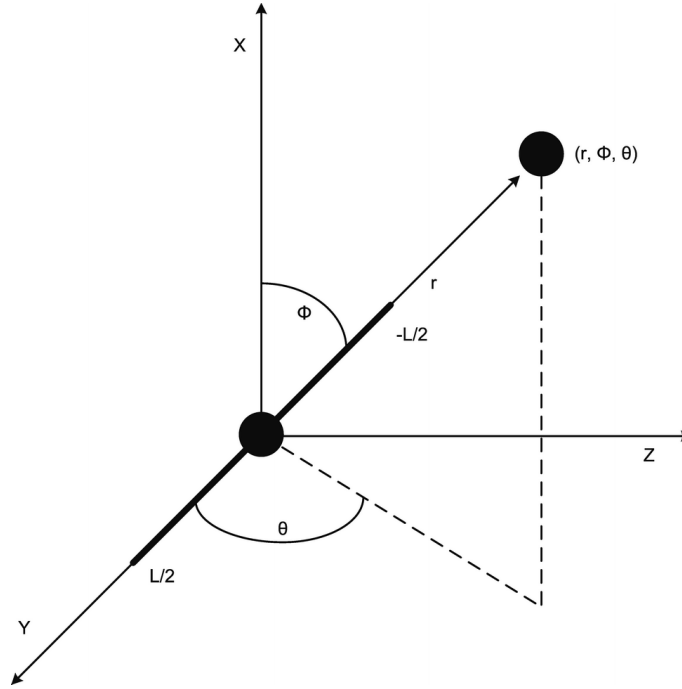
Rychlost zvuku vyjadřuje konstanta c a je rovna $c=343\text{ms}^{-1}$ při teplotě vzduchu $t = 20^\circ\text{C}$ a normálním tlaku $p_n=1013,25\text{ hPa}$.



Obr. 1.1: Přijímání rovinných vln lineární aperturou

1.4 Lineární apertura

Ke zjištění vlastností směrové frekvenční charakteristiky apertury je dobré si zjednodušit výše uvedený vztah, a to uvažováním pouze lineární spojité apertury o dané délce L podél osy x , viz obr. 1.2 [2].



Obr. 1.2: Lineární spojitá apertura konečné délky L v prostoru

V případě, že

$$\mathbf{r} = [x \ 0 \ 0]', \quad (1.7)$$

lze vztah pro směrovou charakteristiku zjednodušit na

$$D(f, \alpha_x) = \int_{-L/2}^{L/2} A(f, x) e^{j2\pi\alpha_x x} dx, \quad (1.8)$$

kde

$$\alpha_x = \frac{\sin \phi \cos \theta}{\lambda}, \quad (1.9)$$

a pokud se tato rovnice přepíše jako funkce úhlů θ a ϕ , pak je vztah pro směrovou charakteristiku dán

$$D(f, \phi, \theta) = \int_{-L/2}^{L/2} A(f, x) e^{\frac{j2\pi}{\lambda} \sin \phi \cos \theta x} dx. \quad (1.10)$$

Výše uvedené výrazy byly odvozeny pro rovinné vlny, a proto jsou platné pouze pro případ zdrojů ve vzdálených polích (far-field modely). Pro lineární spojitou aperturu může být zdroj vln považován za vzdálený, jestliže je splněna následující podmínka [2].

$$|\mathbf{r}| > \frac{2L^2}{\lambda} \quad (1.11)$$

Pro případ spojitě lineární apertury délky $L=0,1$ m a frekvenci přijímaného signálu $f=3$ kHz musí být zdroj tohoto signálu umístěn minimálně ve vzdálenosti 0,175 m od spojitě apertury, aby mohl být považován za vzdálený zdroj signálu.

1.5 Diskrétní lineární pole senzorů

Pole senzorů může být považováno za navzorkovanou verzi spojitě apertury, kde je právě tato apertura vyjádřena konečným počtem diskrétních bodů. Tak jako každý jednotlivý prvek může být sám považován za spojitou aperturu, tak celková odezva pole může být odvozena ze superpozice odezev jednotlivých senzorů. Superpozicí jednotlivých senzorových odezev lze potom získat přibližný ekvivalent ke spojitě apertuře [2].

Úvahou specifického případu lineárního pole, které má konstantní počet senzorů rozložených stejně jako na obr. 1.3, má každý prvek jinou komplexní frekvenční odezvu $e_n(f, x)$ a použitím principu superpozice lze vyjádřit komplexní frekvenční odezvu pole jako

$$A(f, x) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} w_n(f) e_n(f, x - x_n), \quad (1.12)$$

kde $w_n(f)$ je komplexní váha pro prvek n , $e_n(f, x)$ je pak jeho komplexní frekvenční odezva neboli funkce prvku, a x_n je prostorová pozice prvku na ose x [2].

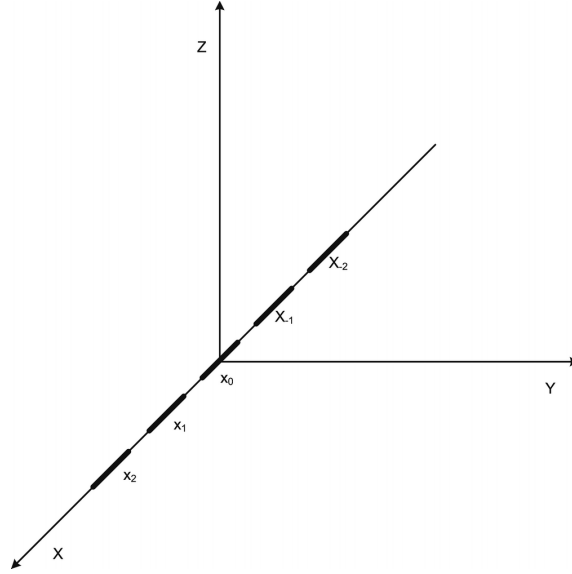
Dosazením této diskrétní aperturní funkce do rovnice (1.7) lze získat směrovou charakteristiku vzdáleného pole

$$D(f, \alpha) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} w_n(f) E_n(f, \alpha) e^{j2\pi\alpha x_n}, \quad (1.13)$$

kde $E_n(f, \alpha)$ je směrový diagram prvku n .

V případě, kdy všechny prvky pole mají identickou frekvenční odezvu ($E_n(f, \alpha) = E(f, \theta)$) pro všechna n , tak funkce apertury může být zjednodušena na

$$A(f, x) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} w_n(f) \delta(f, x - x_n) \quad (1.14)$$



Obr. 1.3: Diskrétní lineární pole senzorů

a odpovídající rovnice pro směrovou charakteristiku je následující

$$D(f, \alpha) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} w_n(f) e^{j2\pi\alpha x_n} \quad (1.15)$$

Rovnice (1.15) odpovídá funkci směrového diagramu ze vzdáleného pole pro lineární pole identických senzorů s libovolnými rozestupy mezi sebou. V případě, kdy všechny prvky apertury jsou stejně od sebe vzdáleny o hodnotu d v metrech, funkce směrového diagramu pak vypadá [2]

$$D(f, \alpha) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} w_n(f) e^{j2\pi\alpha nd}. \quad (1.16)$$

Úvahou pouze horizontální směrové charakteristiky lze vztah zjednodušit na

$$D(f, \theta) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} w_n(f) e^{j\frac{2\pi}{\lambda} nd \cos \theta} \quad (1.17)$$

a dosazením explicitní frekvenční závislosti

$$D(f, \theta) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} w_n(f) e^{j\frac{2\pi f}{c} nd \cos \theta} \quad (1.18)$$

Rovnice (1.18) vyjadřuje směrovou charakteristiku pro lineární, stejně rozložené pole identických senzorů. Z rovnosti je vidět, že směrová charakteristika závisí na:

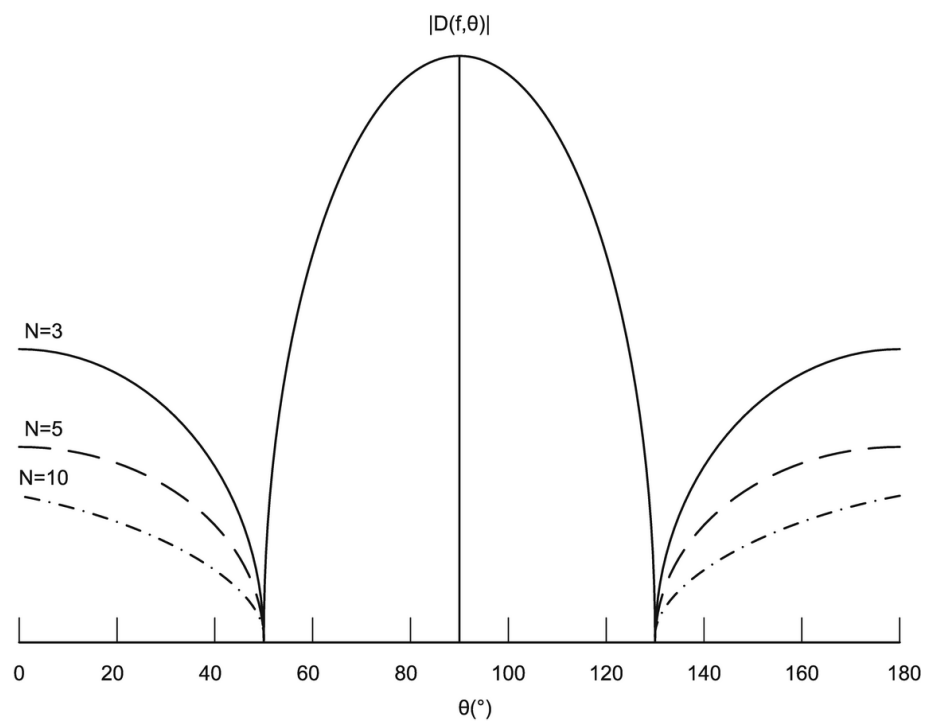
- počtu prvků v poli N
- vzdálenosti mezi prvky d
- na frekvenci f

Diskrétní pole senzorů se tedy blíží spojitě apertuře a efektivní délka pole senzorů je délka spojitě apertury, která je vzorem a je dána jako $L = Nd$. Aktuální fyzická délka pole je daná jako vzdálenost mezi prvním a posledním senzorem v poli a odpovídá $d(N - 1)$ [2].

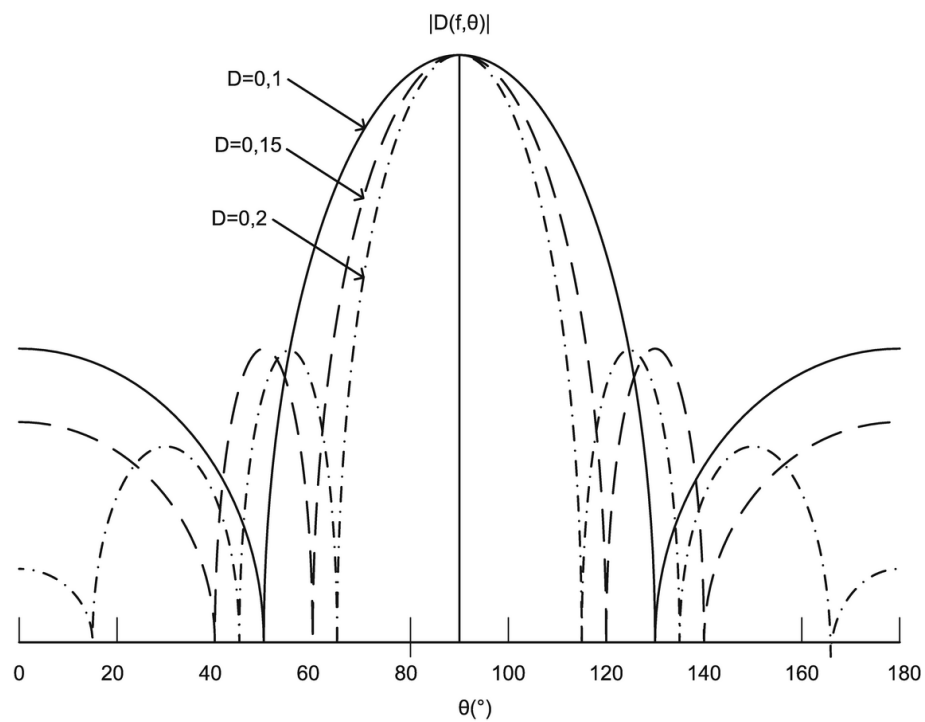
Některé zajímavé charakteristické rysy lineárního rovnoměrně rozloženého pole senzorů lze pozorovat vykreslením směrových charakteristik pro následující situace:

1. proměnný počet prvků v poli N (L a f je konstatní)
2. proměnná efektivní délka pole $L=Nd$ (N a f je konstatní)
3. proměnná frekvence f (N a L je konstatní)

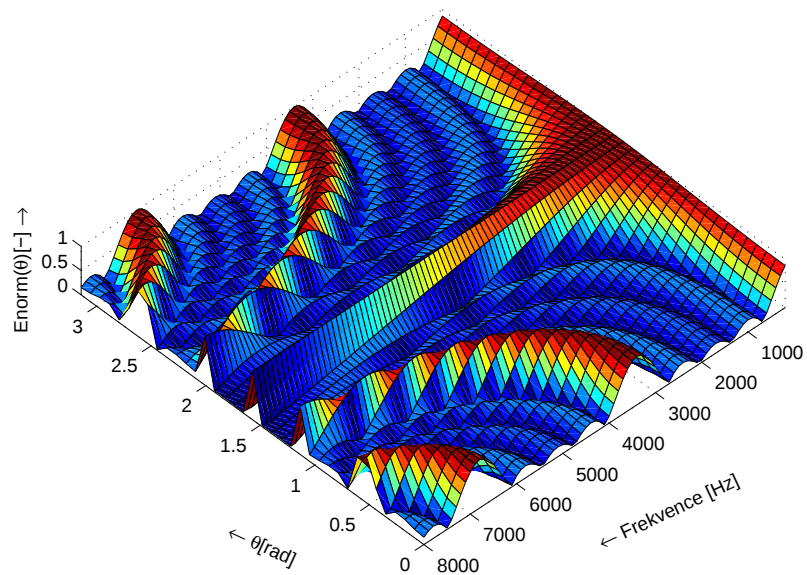
Obr. 1.4 znázorňuje směrovou charakteristiku pro první z těchto situací. Je vidět, že velikost postranních laloků se snižuje se stoupajícím prostorovým vzorkovacím kmitočtem, při zachování fyzické délky pole L . To znamená, že pokud se použije více senzorů, tak budou mít postranní laloky nižší úroveň. Směrová charakteristika pro druhou situaci je na obr. 1.5. Charakteristika ukazuje, že šířka svazku se snižuje se zvyšující se efektivní délkou pole, přičemž rozestup senzorů se zvyšuje. Ve skutečnosti je šířka svazku nepřímo úměrná násobku fL , jak je vidět na obr. ???. Když $L=Nd$ a N je v tomto případě konstantní, tak pro dosažení změny šířky svazku lze změnit pouze násobek fd . Jestliže je požadována stálá šířka svazku, tak v takovém případě musí násobek fd zůstat relativně stálý. Je vidět, že pro danou frekvenci existují dva důležité charakteristické rysy směrové charakteristiky pole senzorů, kterými jsou šířka svazku a velikost postranních laloků. Tyto charakteristické rysy jsou přímo určeny rozestupem a počtem senzorů. Pro dané rozložení sensorového pole je vidět, že šířka svazku se mění s frekvencí tak, že když se frekvence zvyšuje, tak šířka svazku klesá. Tento poznatek je znázorněn na obr. 1.6, kde je vykreslena horizontální směrová charakteristika pro třetí situaci. V této simulované situaci se mění frekvence v rozsahu $200 \text{ Hz} \leq f \leq 8000 \text{ Hz}$ [2].



Obr. 1.4: Směrová charakteristika - proměnný počet prvků v poli N (L a f je konstatní)



Obr. 1.5: Směrová charakteristika - proměnná délka pole $L=Nd$ (N a f je konstatní)



Obr. 1.6: Směrová charakteristika - proměnná frekvence f (N a L je konstatní)

1.6 Prostorový aliasing

Nyquistův vzorkovací teorém udává, jaká minimální vzorkovací frekvence musí být použita, aby při zpracování signálů nenastal aliasing. Matice senzorů v podstatě realizují prostorové vzorkování, a proto je požadováno potlačení postranních laloků ve směrovém diagramu, vzniklých vlivem prostorového aliasingu [5].

Vzorkovací teorém říká, že signál musí být vzorkovaný frekvencí f_s , s periodou T_s tak, že platí vztah

$$f_s = \frac{1}{T_s} \geq 2f_{\max}, \quad (1.19)$$

kde $f_{\max}$ je maximální frekvenční složka v kmitočtovém spektru signálu. Podobně i pro prostorové vzorkování platí vztah,

$$f_{x_s} = \frac{1}{d} \geq 2f_{x_{\max}} \quad (1.20)$$

kde f_{x_s} je prostorový vzorkovací kmitočet udávaný ve vzorcích na metr a $f_{x_{\max}}$ je nejvyšší prostorová frekvenční složka v spektru signálu pro daný úhel. Prostorový vzorkovací kmitočet podél osy x je dán jako

$$f_{x_s} = \frac{\sin \phi \cos \theta}{\lambda} \quad (1.21)$$

Maximální hodnota tohoto poměru se dá vyjádřit dosazením maximální hodnoty v čitateli a minimální hodnoty ve jmenovateli,

$$f_{x_{\max}} = \frac{1}{\lambda_{\min}} \quad (1.22)$$

ze kterého vyplývá, že

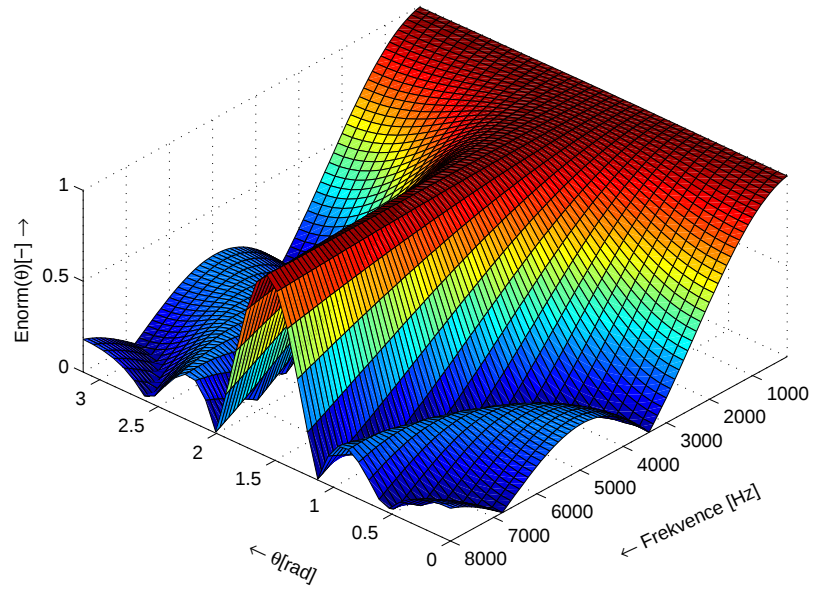
$$d \leq \frac{\lambda_{\min}}{2} \quad (1.23)$$

a

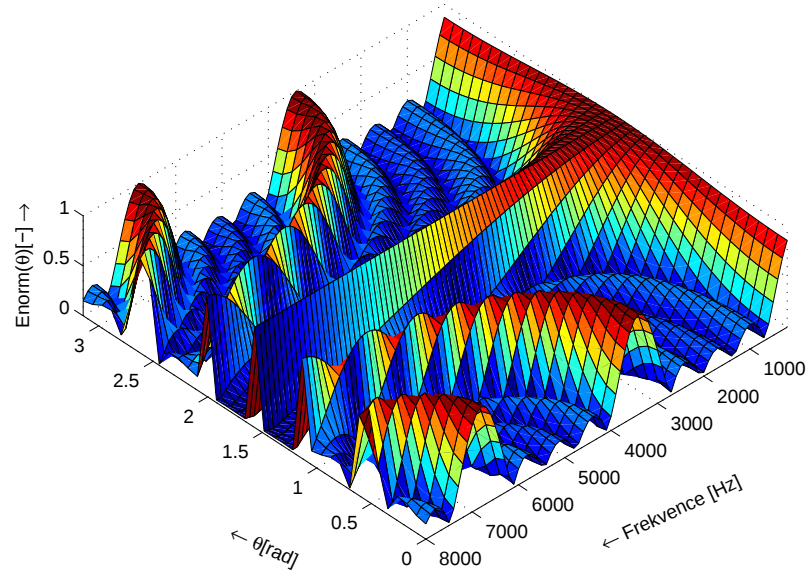
$$f_{x_{\max}} = \frac{c}{2d} \quad (1.24)$$

$\lambda_{\min}$ je minimální použitelná vlnová délka v daném signálu. Vztah (1.23) je znám jako prostorový vzorkovací teorém a musí být dodržen, aby nedošlo k výskytu prostorového aliasingu ve směrovém diagramu matice senzorů [2].

Na obr. 1.7 a 1.8 lze vidět výrazný vliv prostorového aliasingu v horizontální směrové frekvenční charakteristice lineárního mikrofonního pole s 5 mikrofony pro $d=0,02$ m a $d=0,1$ m.



Obr. 1.7: Vliv dodržení vzorkovací podmínky ($d=0,02$ m)



Obr. 1.8: Vliv nedodržení vzorkovací podmínky ($d=0,1$ m)

1.7 Tvarování přijímací charakteristiky

Nyní se v rovnici směrové frekvenční charakteristiky lineární matice senzorů bude pracovat s výrazem $w_n(f)$

$$D(f, \alpha) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} w_n(f) e^{j2\pi\alpha nd}. \quad (1.25)$$

Až do teď byly v práci při výpočtu směrové charakteristiky uvažovány pouze stejně váhované senzory, tedy vyjádření váhy bylo následující

$$w_n(f) = \frac{1}{N} \quad (1.26)$$

Obecně může být komplexní váhování vyjádřeno následovně, a to jako složka jeho velikosti a jeho fázová složka

$$w_n(f) = a_n(f) e^{j\varphi_n(f)}, \quad (1.27)$$

kde $a_n(f)$ a $\varphi_n(f)$ jsou reálná čísla, frekvenčně závislá na amplitudě, respektive fázovém posunu. Změnou amplitudy váhování $a_n(f)$ je možné změnit tvar směrové charakteristiky. Podobně změnou fáze váhování $\varphi_n(f)$ lze změnit úhel natočení hlavního laloku ve směrové charakteristice [2].

Techniky pro tvarování přijímací charakteristiky jsou v podstatě algoritmy pro určování komplexních vah senzorů $w_n(f)$, které potom realizují požadované tvarování a řízení pole směrové charakteristiky [2].

Znázornění změny úhlu natočení ve směrovém diagramu v případě, kdy amplitudové váhování $a_n(f)$ je u všech senzorů stejné, odpovídá tomuto vyjádření směrové charakteristiky

$$D(f, \theta) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} e^{j(2\pi\alpha nd + \varphi_n(f))}. \quad (1.28)$$

Pokud se za fázové váhování dosadí

$$\varphi_n(f) = -2\pi\alpha_s nd, \quad (1.29)$$

kde

$$\alpha_s = \frac{\sin \phi_s \cos \theta_s}{\lambda} \quad (1.30)$$

a ϕ_s, θ_s jsou potom posunuté verze úhlů ϕ a θ .

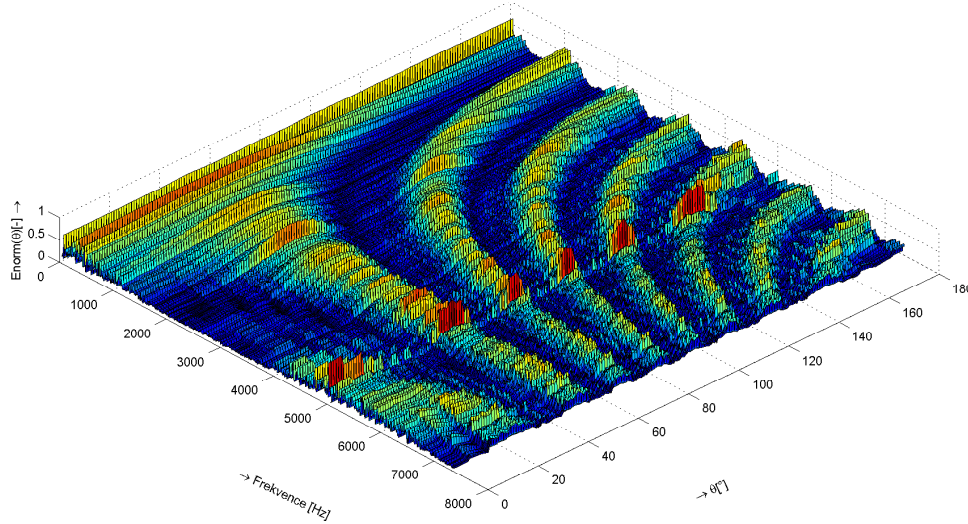
Odezva posunuté směrové charakteristiky pole $D_s(f, \alpha)$ je potom následující

$$D_s(f, \alpha) = \sum_{n=-\frac{N-1}{2}}^{\frac{N-1}{2}} e^{j\frac{2\pi}{\lambda} nd(\alpha - \alpha_s)}. \quad (1.31)$$

Obecně vyjádřena jako

$$D_s(f, \alpha) = D(f, \alpha - \alpha_s) \quad (1.32)$$

Na obrázku 1.9 je možné vidět horizontální směrovou charakteristiku, kde byl hlavní lalok posunut na $\theta_s = 50^\circ$.



Obr. 1.9: Tvarování směrové frekvenční charakteristiky na $\theta_s = 50^\circ$

Teorie Fourierovy transformace říká, že záporný fázový posuv v kmitočtové oblasti odpovídá zpoždění v časové oblasti. Z tohoto může být efektivně využito pro řízení směru, právě využitím různých časových prodlev u jednotlivých senzorů. Pro horizontální rovinu je vidět, že zpoždění pro n -tý senzor je

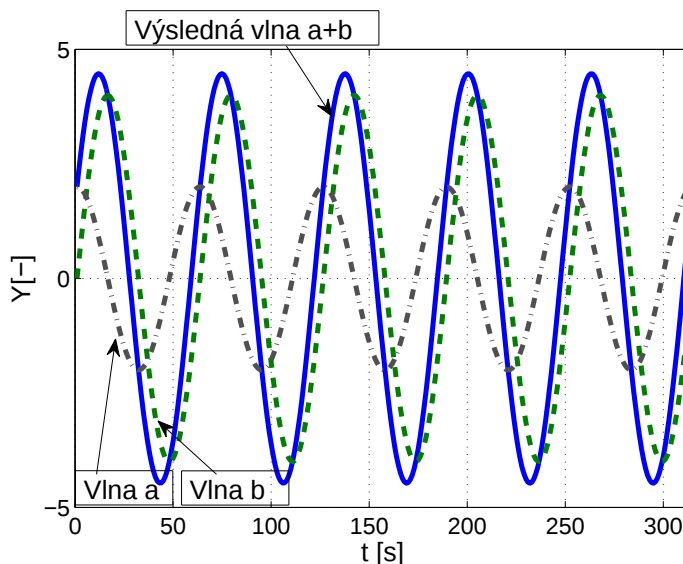
$$\tau_n = \frac{\varphi_n}{2\pi f} = \frac{2\pi f n d \cos \theta_s}{2\pi f c} = \frac{n d \cos \theta_s}{c} \quad (1.33)$$

a je rovno časovým zpožděním šířící se zvukové vlny mezi referenčním a n -tým senzorem [5].

Tento jednoduchý princip využívají všechny základní algoritmy pro tvarování přijímací charakteristiky, známé také jako DAS (Delay And Sum), kde se nejprve jednotlivé vstupy senzorů zpozdí o časový úsek τ a potom jsou sečteny. Jak je zde vidět, matematika diskrétního pole senzorů směřuje hlavní lalok se zvýšenou úrovní na užitečný signál. Zesílení užitečného signálu a potlačení hluků algoritmem DAS je způsobeno konstruktivní interferencí požadované šířící se vlny a destruktivní interferencí vln ze všech ostatních směrů [2].

Lineární interference vznikají, když se dva signály ve fázi kombinují tak, aby vytvořily signál, jehož amplituda je součtem těchto dvou nebo více zdrojů, viz obr. 1.10.

Pokud jsou vlny shodné, pak se navzájem posílí, tomu se říká pozitivní nebo-li konstruktivní interference a výsledkem je zesílení vlny. Pokud vlny nejsou shodné, pak mohou jedna druhou vyrušit, to se nazývá negativní nebo-li destruktivní interference a ta má za následek potlačení vlny [6].



Obr. 1.10: Ukázka lineární interference dvou vln

Komplikovanější techniky tvarování přijímací charakteristiky jsou popsány v následujících oddílech této práce.

1.8 Interpolace diskrétního signálu

Pro tvarování přijímací charakteristiky se nejčastěji používají časová zpoždění viz metoda DAS. Ovšem pokud je potřeba signál zpoždit o nějakou přesnou hodnotu vypočtenou např. na základě algoritmu DAS, nastává zde problém.

Spojité signál byl vzorkován určitou vzorkovací frekvencí f_s a z této frekvence lze odvodit dobu trvání jednoho vzorku signálu nebo-li vzorkovací periodu T_s . A právě pouze o tuto dobu a nebo její celočíselné násobky lze signál zpožďovat [8].

$$T_s = \frac{1}{f_{vz}} \quad (1.34)$$

Pokud by bylo použito zpožďování o vzorkovací periodu T_s , tak by bylo možné měnit tvar přijímací charakteristiky pouze skokově o daný úhel, který lze vypočítat pro dané mikrofonní pole ze vztahu (1.33). Tedy pokud se bude uvažovat případ, kdy $f_{vz}=48 \text{ kHz}$ a $d=0,04 \text{ m}$, tak lze měnit úhel pouze skokově o hodnotu $\theta_s \cong 11^\circ$.

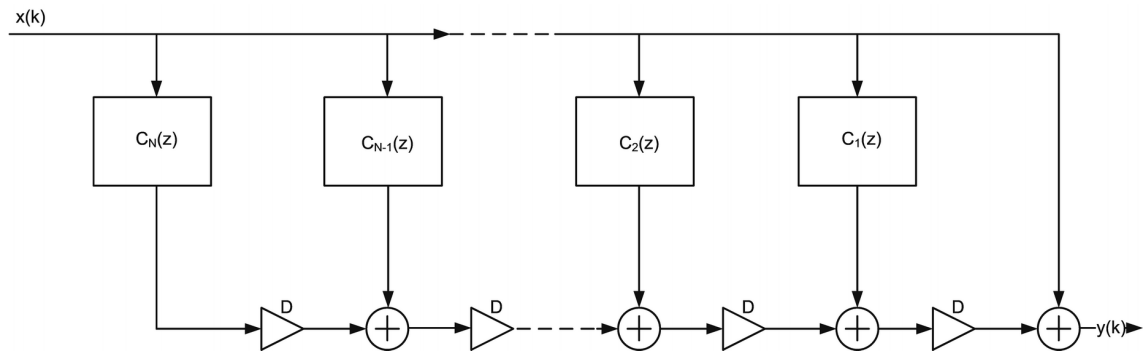
Z tohoto důvodu je nutné buď vstupní signál vzorkovat dostatečně velikou vzorkovací frekvencí, což je velmi neefektivní a mnoha případech i těžce prakticky realizovatelné. Jiným řešením je signál převzorkovat vyšší vzorkovací frekvencí. Aby bylo možné chybějící vzorky pozpátku dopočítat, je nutné vstupní signál, vždy mezi dvěma sousedními vzorky $x(k)$ aproximovat vhodnou interpolační funkcí.

Vhodným řešením je reálná zpoždění D_{real} , která odpovídají požadované změně úhlu a nabývají reálných hodnot rozdělit následovně na dvě části,

$$D_{\text{real}} = D_{\text{int}} + D_{\text{FD}} \quad (1.35)$$

kde D_{int} je celočíselné zpoždění odvozené vhodným způsobem z reálného a D_{FD} je takzvané frakční zpoždění nebo-li neceločíselné zpoždění, tedy zbytek z reálného po odečtení D_{int} . Frakční zpoždění FD (Fraction Delay) může prakticky nabývat pouze hodnot $0 < D_{\text{FD}} < 1$. A následně provést aproximaci pomocí vhodné interpolace a dopočítat potřebné hodnoty v diskrétním signálu pro frakční zpoždění [8].

Ideální interpolátory nejsou prakticky realizovatelné, protože ideální impulsová odezva prvku, který provádí zpoždění, je navzorkovanou a posunutou verzí nekonečně dlouhé funkce sinc. Možný způsob je využít aproximační techniky, které využívají různé číslicové filtry. V našem případě byla použita Farrowova struktura Lagrangeova interpolátoru, viz obr. 1.11, která na nízkých frekvencích aproximuje ideální interpolaci, tedy co nejplášším způsobem viz obr. 1.12 a 1.13 [8].

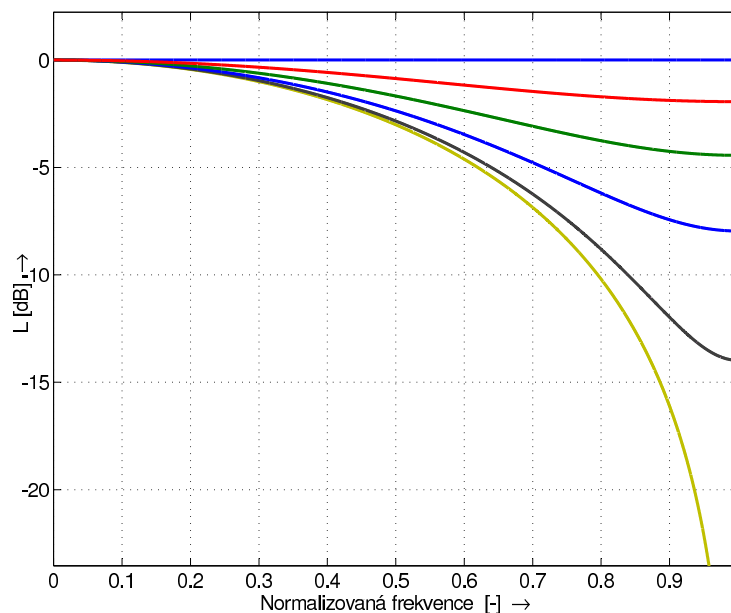


Obr. 1.11: Farrowova struktura Lagrangeova interpolátoru

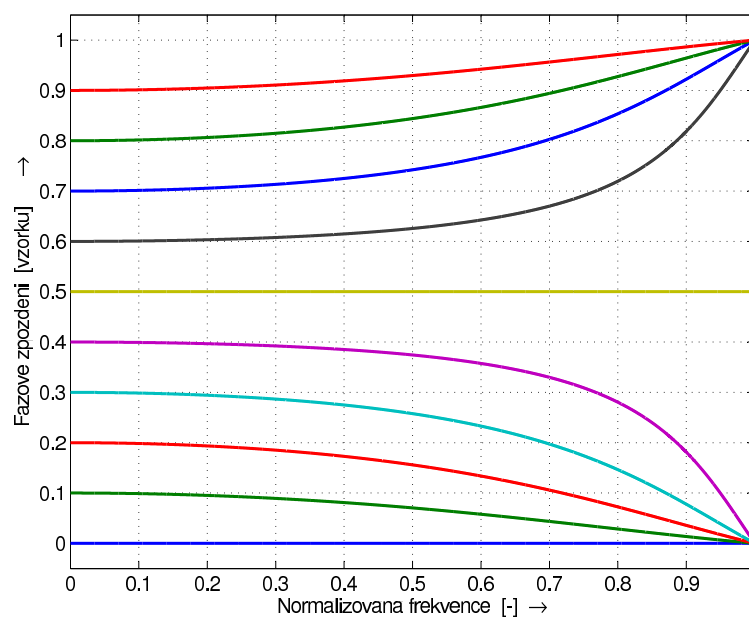
Strukturu tohoto interpolátoru lze získat aproximací časově spojitě funkce $x(t)$ polynomm odvozeným od zpožďovacího parametru D_{FD} . Tento interpolátor je tedy přímo řízen tímto zpožďovacím parametrem D_{FD} . Zpožděný signál je následně získán konvolucí koeficientů vypočtených pro dané D_{FD} a původního signálu zpožděného již o celočíselná zpoždění (celé vzorky signálu) D_{int} [11].

Tato struktura vyniká především nízkou výpočetní náročností při změnách parametru D_{FD} a také počet koeficientů zůstává pro daný řád filtru konstantní a

pro $D_{\text{FD}}=0$ je koeficient $c_0=1$. Ovšem při hodnotě parametru $D_{\text{FD}}=0,5$ vzniká u této struktury jistá kvadratická chyba závislá na řádu tohoto filtru, což je nevýhodou. Charakteristiky použitého filtru a tedy i kvadratickou chybu lze vidět na obr. 1.12 a 1.13 [8]. Fázová charakteristika obsahuje 10 křivek pro různá frakční zpoždění ($D_{\text{FD}}=0, 0.1, 0.2, \dots, 0.9$), zatímco amplitudová charakteristika pouze 6 křivek, které odpovídají rovněž frakčním zpožděním. Různé počty křivek jsou dány tím, že amplitudové odezvy pro dané frakční zpoždění D_{FD} a $1 - D_{\text{FD}}$ jsou stejné.



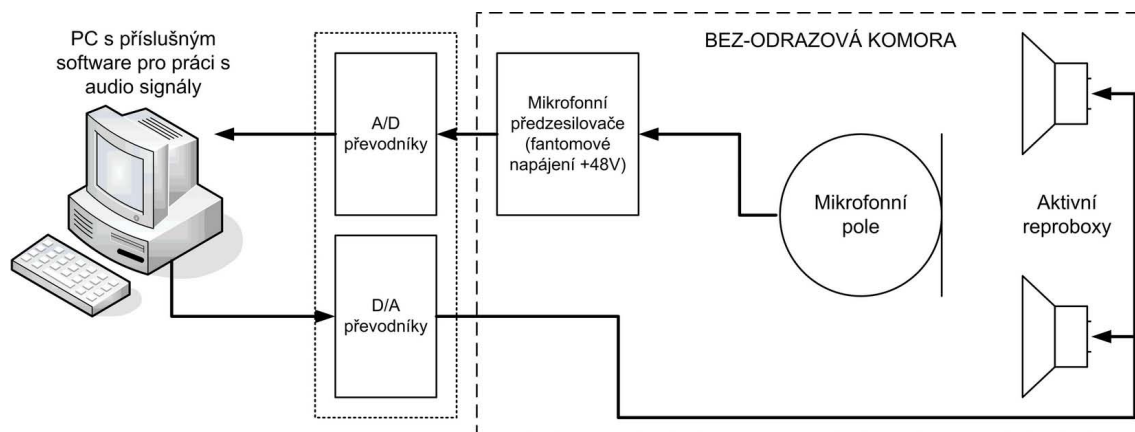
Obr. 1.12: Amplitudová charakteristika lineárního filtru Farrowovy struktury



Obr. 1.13: Fázová charakteristika lineárního filtru Farrowovy struktury

2 OBECNÝ POPIS MĚŘICÍ APARATURY

V této kapitole je naznačeno obecné schématické zapojení měřicí aparatury, která byla použita při všech prováděných měřeních. Na obr. 2.1 je vidět rozložení a propojení jednotlivých použitých zařízení a potom v tab. 2.1 je uvedena bližší specifikace použitých přístrojů a zařízení.



Obr. 2.1: Schématické rozložení a zapojení měřicího zařízení

Tab. 2.1: Přehled použitého zařízení

Zařízení	Výrobce	Typ	Počet
Program na editaci zvuku	Steinberg	Cubase v.4	1
A/D, D/A převodníky	Echo	Layla	1
Mikrofony	Behringer	ECM-8000	8
Předzesilovače	Behringer	Ultragain Pro MIC2200	4
Reproboxy		dvou pásmové, aktivní	2

Znázorněná měřicí aparatura včetně zapojení je principiálně použita stejně pro všechna měření. Pro měření jednotlivých metod se prováděly vždy jen změny polohy a počtu mikrofónů podle aktuálně měřeného mikrofonního pole, případně rozmístění repro-boxů. Doplňující informace k přesnějšímu popisu měřicí aparatury budou vždy uvedeny u konkrétní tvarovací metody.

3 TVAROVACÍ METODA DAS

3.1 Základní teorie pro metodu DAS

Základní a také nejjednodušší ze všech zde uvedených tvarovacích technik pro mikrofonní pole je metoda DAS (Delay And Sum) nebo-li česky „zpozdi a sečti“, podrobněji teoreticky rozebraná již v předchozí části práce 1.7, kde na ní byl demonstrován základní princip tvarování. Někdy je také tato metoda nazývána jako konvenční tvarovač.

Je už známo, že použitím komplexních vah na výstupních kanálech je možné směřovat hlavní lalok směrové frekvenční charakteristiky k požadovanému úhlu (směru) θ_s [2]. Pro horizontální směrovou charakteristiku je komplexní (fázové) váhování dáno vztahem

$$\varphi_n = \frac{-2\pi (n-1) d \cos \theta_s f}{c}, \quad (3.1)$$

kde φ_n je fázové zpoždění n -tého senzoru.

Horizontální směrová charakteristika je pak dána jako

$$D(f, \theta) = \sum_{n=-1}^N e^{j \frac{-2\pi f (n-1) d (\cos \theta - \cos \theta_s)}{c}} \quad (3.2)$$

Hlavní lalok směrové charakteristiky bude posunut na úhel $\theta = \theta_s$, jak je vidět na obr. 1.9 pro $\theta_s = 50^\circ$. Dále bude v této kapitole uvažováno zjednodušení vztahu $-\frac{N-1}{2} \leq n \leq \frac{N-1}{2}$ tak, aby senzor měnil svůj index následovně $1 \leq n \leq N$. Záporný fázový posuv v kmitočtové oblasti pak může být efektivně implementovaný použitím časových prodlev u jednotlivých výstupů senzorů, kde zpoždění pro n -tý senzor je

$$\tau_n = \frac{(n-1) d \cos \theta_s}{c}, \quad (3.3)$$

kde τ_n odpovídá času, za který rovinná vlna urazí vzdálenost d mezi referenčním a n -tým senzorem.

Tvarovač DAS je takto pojmenován, protože jednotlivé vstupy senzorů jsou prvně zpožděny v časové oblasti o τ_n sekund a potom sečteny na jeden výstupní vektor. Obvykle má každý kanál stejné amplitudové váhování, proto směrový diagram vykazuje jednotný zisk v požadovaném směru. Amplitudové váhy jsou typicky nastaveny na stejnou, v čase konstantní hodnotu, obvykle $w_n = 1$ nebo $w_n = \frac{1}{N}$ [2].

Toto vede k zavedení komplexních kanálových frekvenčně závislých vah $w_n(f)$

$$w_n(f) = \frac{1}{N} e^{j \frac{-2\pi f}{c} (n-1) d \cos \theta_s}. \quad (3.4)$$

Vyjádření výstupu pole jako součet komplexně vyvážených kanálů ve frekvenční oblasti je

$$y(f) = \frac{1}{N} \sum_N^{n=1} x_n(f) e^{j \frac{-2\pi f}{c} (n-1)d \cos \theta_s}. \quad (3.5)$$

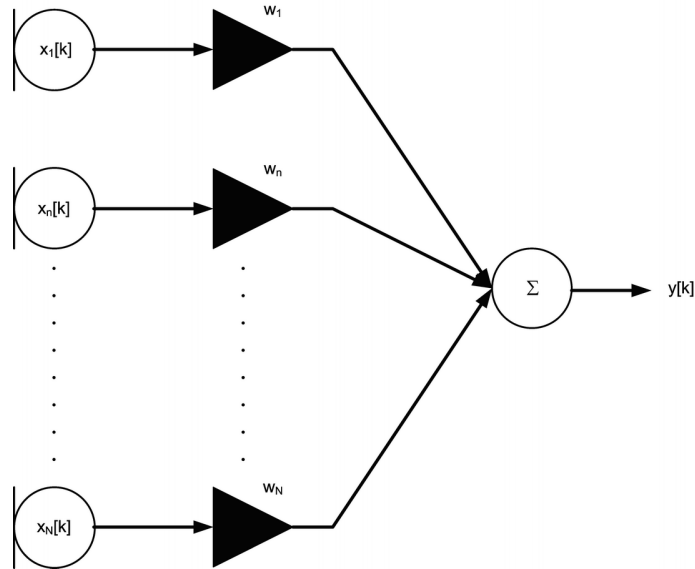
V časové oblasti platí vztah

$$y(t) = \frac{1}{N} \sum_N^{n=1} x_n(t - \tau_n), \quad (3.6)$$

kde τ_n je dáno rovnicí (3.3).

Základní struktura tvarovače typu DAS je vidět na obr. 3.1 a objevuje se i v řadě dalších algoritmů. Při bližším rozboru je vidět, že se DAS tvarovač chová jako filtr s konečnou délkou impulsové odezvy. To znamená, že signál dopadající na mikrofonní pole je modifikován filtrem s frekvenční charakteristikou odpovídající příslušnému úhlu dopadu. Signál dopadající kolmo na mikrofonní pole zůstává nezměněn a tím zvýrazněn oproti ostatním signálům [13].

Vlastnosti DAS plynou z jeho jednoduché struktury. Výhoda tohoto typu tvarovače spočívá v nezávislosti jeho parametrů na pracovních podmínkách a především na typu vstupního signálu. Nevýhodou je malé zvýraznění užitečného signálu, které je úměrné počtu mikrofonů [13].



Obr. 3.1: Struktura základního DAS tvarovače

3.2 Teorie pro skupinu metod FAS

V obecné skupině tvarovačů známé jako FAS (Filter And Sum) nebo-li česky „*filtruj a sečti*“, jsou amplitudové i fázové váhy frekvenčně závislé. Do této skupiny tvarovačů patří i algoritmus DAS [2]. V praxi je také této skupiny tvarovačů nejvíce využíváno. Výstup těchto tvarovačů je dán jako

$$y(f) = \sum_{n=1}^N w_n(f) x_n(f) \quad (3.7)$$

Nyní je nezbytné pro zjednodušení popisu mikrofonního pole zavést maticovou algebru. Výše uvedená rovnice může být také zapsána pomocí matic jako

$$y(f) = \mathbf{w}(f)^T \mathbf{x}(f), \quad (3.8)$$

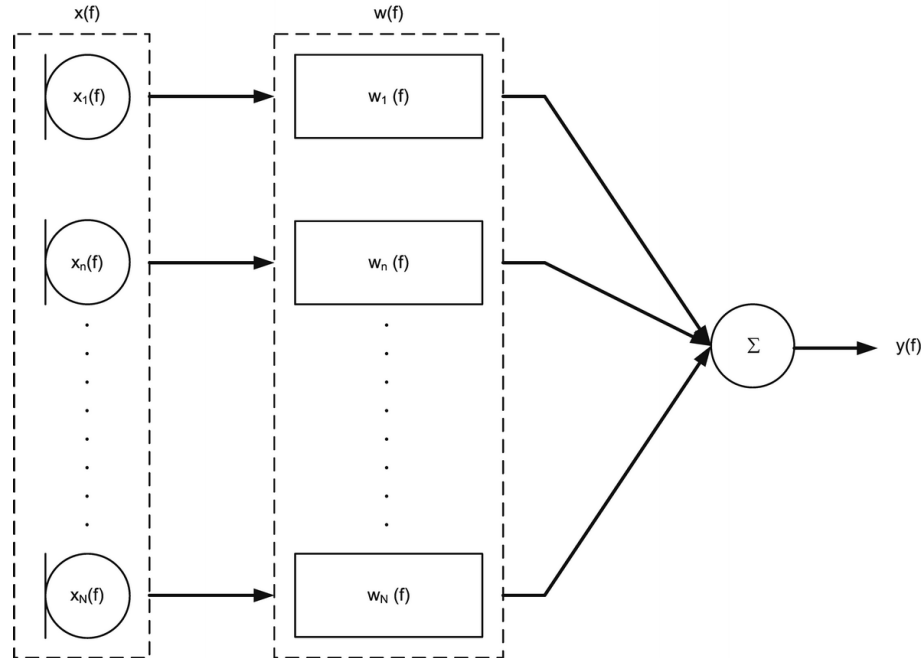
kde vektor vah $\mathbf{w}(f)$ a vektor dat $\mathbf{x}(f)$ jsou definovaný jako

$$\mathbf{w}(f) = [w_1(f) \cdots w_n(f) \cdots w_N(f)]^T \quad (3.9)$$

$$\mathbf{x}(f) = [x_1(f) \cdots x_n(f) \cdots x_N(f)]^T \quad (3.10)$$

a $(\cdot)^T$ značí transpozici matic [2].

Blokové schéma struktury základního FAS tvarovače je na obr. 3.2.



Obr. 3.2: Struktura základního filter-sum tvarovače

3.3 Příprava na měření metody DAS

Měřicí aparatura se skládala ze tří až pěti všesměrových měřících kondenzátorových mikrofونů s lineární frekvenční charakteristikou v pásmu 15 Hz až 20 kHz. Tyto měřící mikrofony byly připevněny na speciální nastavitelnou hrazdu otočné plošiny viz obr. 3.3.

Otočná plošina se skládala ze stojanu, na kterém byla umístěna vlastní otočná plocha, krokového motoru a řídicí elektroniky s příslušným ovládacím programem nainstalovaným na místním počítači. Tato plošina umožňovala otáčení na obě strany v horizontálním směru po minimálním kroku 5° .



Obr. 3.3: Měřicí aparatura s mikrofony

Dalším prvkem v měřící aparatuře byly kvalitní elektronkové dvoukanálové předzesilovače s možností fantomového napájení +48 V. Předposledním prvkem byly A/D a D/A převodníky v multifunkčním zvukovém zařízení Layla. Poslední prvek byl počítač s potřebnými ovladači, jak pro zvuková zařízení, tak i pro otočnou plošinu. Na tomto počítači byl prováděn paralelní záznam a editace naměřených signálů z mikrofونů pomocí programu Steinberg Cubase. Zkušební signály byly přehrávány opět v programu Cubase a následně přivedeny do aktivních dvou pásmových repro-boxů, které byly umístěny před otočnou měřicí plošinou s mikrofony.

Napájení aktivních repro-boxů a ostatních zvukových zařízení včetně počítače muselo být vedeno z jednoho místa (jedné stejné fáze), aby nevznikal rušivý „brum“, který by zkresloval celé měření.

Z důvodu, aby měření nebylo ovlivňováno okolními rušivými hluky a také nežádoucími odrazy od stěn a jiných předmětů, bylo měření prováděno v bezodrazové komoře. Komoře měla rozměry cca 2,5 m na šířku a 3,5 m na délku. V této komoře byla umístěna pouze měřicí otočná plošina s mikrofony, předzesilovače a aktivní repro-boxy, ostatní zařízení na vyhodnocení a záznam naměřených signálů již byly mimo komoru. Uspořádání měřicí aparatury viz obr. 3.11.

Před začátkem vlastního měření, bylo nejdůležitější nejprve aparaturu zkalibrovat, tedy nastavit jednotlivé předzesilovače tak, aby na jednotlivých kanálech vykazovali stejný zisk (stejnou výstupní úroveň). Důležité také bylo použít aktivní repro-boxy s co nejvíce plochou frekvenční charakteristikou, popřípadě ji upravit vhodným ekvalizérem. Použité repro-boxy nebylo potřeba kalibrovat(ekvalizovat).

Dalším krokem bylo vybrat vhodný širokopásmový zkušební signál, který se použije pro kalibraci měřicí aparatury a potom následné i pro vlastní měření. Byl vybrán bílý šum navzorkovaný frekvencí 48 kHz a hloubkou 16 bitů. Bílý šum je náhodný signál s rovnoměrnou výkonovou spektrální hustotou, má tedy stejný výkon v jakémkoliv pásmu shodné šířky [7].

K nastavení stejného zisku na všech mikrofonech byl použit algoritmus v programu Matlab, který vyhodnotí naměřené signály a vypočítá střední hodnotu okamžitého výkonu na daném mikrophonu(kanálu). Toto nastavení by se dalo provést také zjednodušeně pouze pomocí pozorování zaznamenaných signálů v časové oblasti, což je značně nepřesné, proto byl použit Matlab. Pro výpočet střední hodnoty okamžitého výkonu je použit následující vztah

$$L [dB] = 10 \log \frac{1}{X} \sum_{k=0}^{X-1} x^2 [k] = 10 \log \frac{1}{X} \sum_{k=0}^{X-1} p [k], \quad (3.11)$$

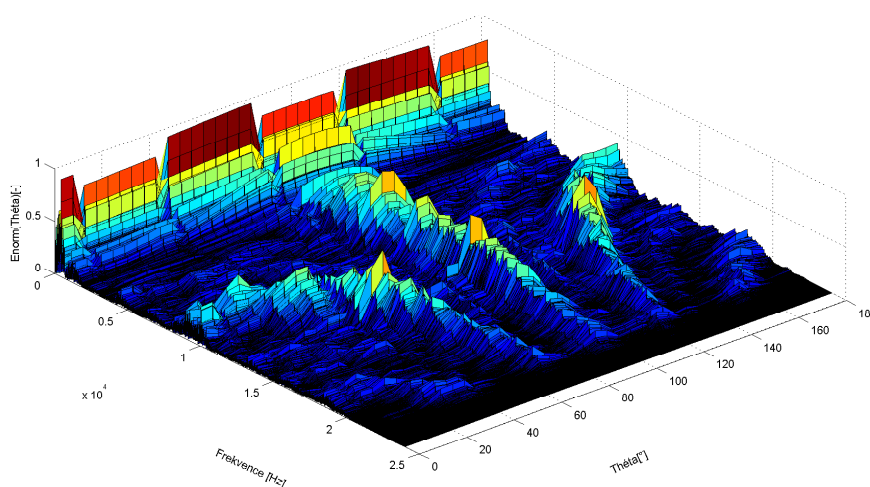
kde X je celkový počet vzorků v signálu, $x(k)$ značí posloupnost vzorků v signálu a $p(k)$ posloupnost vzorků okamžitého výkonu [11]. Po nastavení úrovní se již další kalibrace zesílení vstupního signálu neprováděly.

3.4 Měření metody DAS na mikrofonním poli ULA

Nejprve bylo provedeno měření uniformního lineárního mikrofonního pole ULA(Uniform Linear Array) s pěti mikrofony $N=5$ a s konstantní vzdáleností $d=0,04$ m mezi sousedními mikrofony. Bylo změřeno pro úhly θ od 0° do 180° po kroku 5° , tento rozsah směrů plně postačuje pro vykreslení směrové frekvenční charakteristiky. Pro rozsah 0° až 360° by se jenom projevila tzv. předozadní nejednoznačnost, což je v podstatě jen zrcadlově převrácená ta stejná směrová frekvenční charakteristika kolem osy procházející úhlem 180° nebo 0° . Zkušebním signálem byl opět bílý šum s $f_s=48$ kHz.

Výstupy jednotlivých mikrofónů byly paralelně zaznamenávány vždy pro jeden nastavený úhel θ . Tedy pro pět mikrofónů a rozsah úhlu od 0° do 180° s krokem 5° bylo zaznamenáno 185 audio signálů o délce přibližně dvou vteřin, což představovalo 96 000 naměřených vzorků signálu.

Naměřené audio signály byly následně zpracovány algoritmem DAS v programu Matlab. Pro zajištění stejné délky všech signálů, byl vybrán vždy jen určitý stejný úsek signálu (počet vzorků např. 50 000). Následně bylo provedeno stejné váhování, sečtení všech pěti kanálů a proveden převod do frekvenční oblasti pomocí Fourierovy transformace. Vykreslení frekvenční směrové charakteristiky bylo provedeno od 0° do 180° viz obr. 3.4 pro $d=0,04$ m.



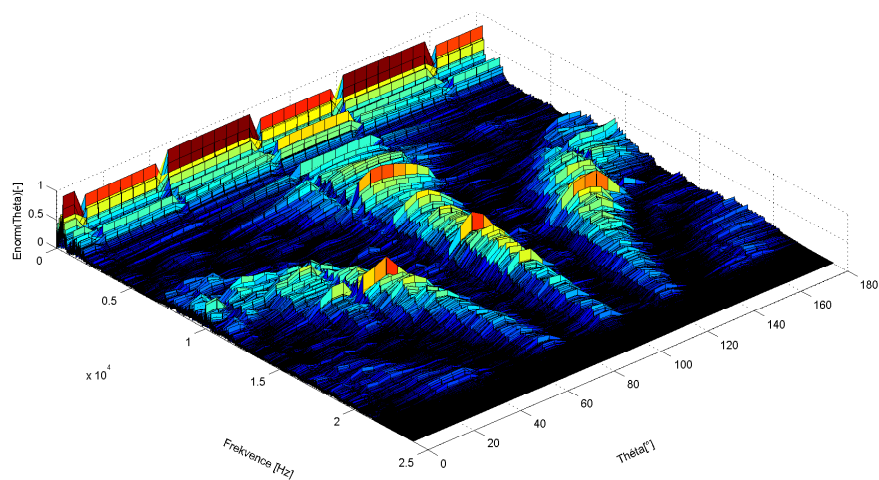
Obr. 3.4: Frekvenční směrová charakteristika ($N=5$, $d=0,04$ m)

Dále bylo provedeno stejné měření pouze pro 3 mikrofony, vzdálenost mezi mikrofony zůstala 0,04 m. Vyhodnocení a zpracování bylo stejné jako v předešlém měření. Výsledný graf lze vidět na obr. 3.5.

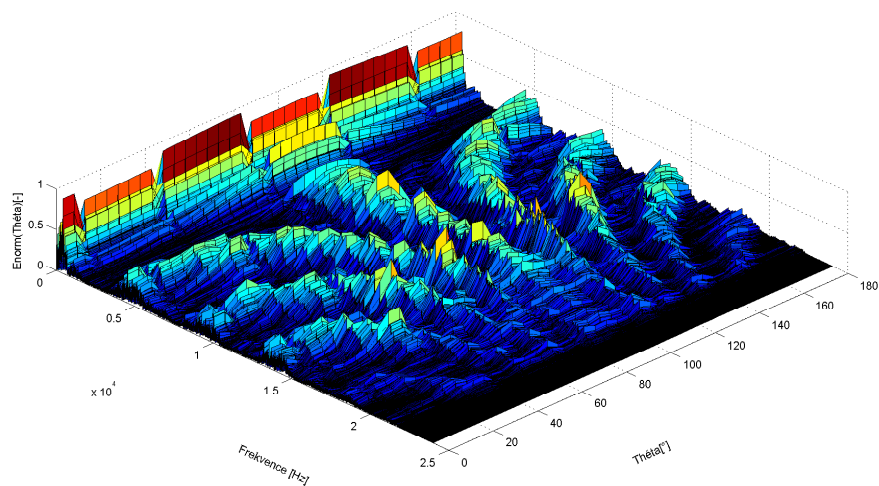
Další měření bylo provedeno rovněž pro 3 mikrofony, ovšem vzdálenost mezi dvěma sousedními mikrofony byla dvojnásobná, tedy $d=0,08$ m. Vyhodnocení a zpracování bylo opět stejné jako v předešlých měřeních. Výsledný graf lze vidět na obr. 3.6.

Poslední měření tohoto mikrofonního pole bylo provedeno pouze se 2 mikrofony, přičemž vzdálenost mezi těmito dvěma sousedními mikrofony byla $d=0,16$ m. Vyhodnocení a zpracování bylo opět stejné jako v předešlých měřeních. Výsledný graf lze vidět na obr. 3.7.

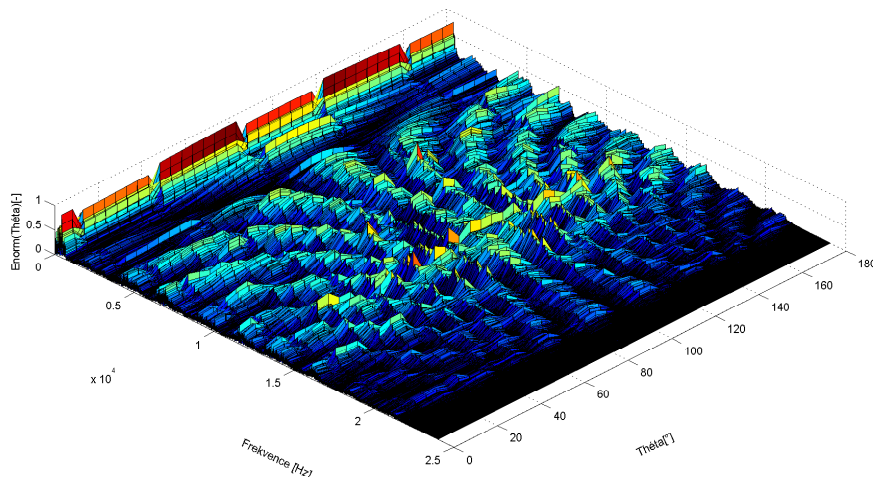
Z grafů na obrázcích je patrné, že počet mikrofónů ovlivňuje výskyt postranních laloků a šířku hlavního laloku (směrovost). Tedy čím více mikrofónů je použito, tím



Obr. 3.5: Frekvenční směrová charakteristika ($N=3$, $d=0.04$ m)



Obr. 3.6: Frekvenční směrová charakteristika ($N=3$, $d=0.08$ m)



Obr. 3.7: Frekvenční směrová charakteristika ($N=2$, $d=0.16$ m)

je hlavní lalok užší (vyšší směrovost), ale zároveň vzroste i velikost postranních laloků vzniklých prostorovým aliasingem, což je pro účely prostorové separace nežádoucí.

Vzdálenost mezi dvěma sousedními mikrofony d pak ovlivňuje zejména počet postranních laloků, vzniklých prostorovým aliasingem. Z naměřených grafů je patrné, že čím větší bude vzdálenost mezi dvěma sousedními mikrofony, tím více vznikne postranních laloků.

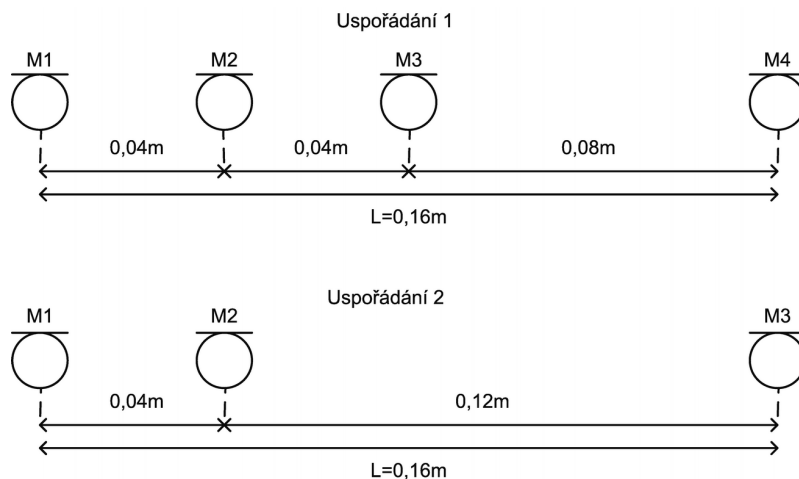
Celkově se postranní laloky začínají objevovat až při překročení mezní frekvence $f_{x_{\max}}$, kdy se začíná projevovat prostorový aliasing směrem k vyšším frekvencím. Pro provedená měření jsou mezní frekvence vypočteny ze vztahu (1.24) a pro přehlednost uvedeny do tab. 3.1.

Tab. 3.1: Maximální frekvence bez projevu prostorového aliasingu

d [cm]	4	6	8	10	12	14	16
$f_{\max}$ [Hz]	4313	2875	2156	1725	1438	1232	1078
d [cm]	18	20	22	24	26	28	30
$f_{\max}$ [Hz]	958	863	784	719	663	616	575

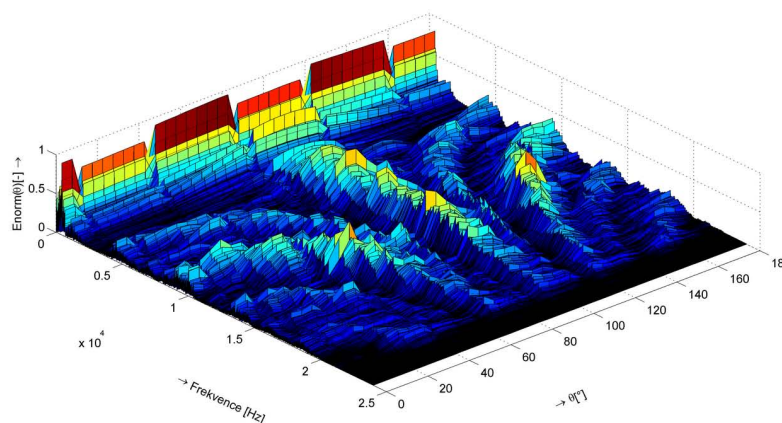
3.5 Měření metody DAS na mikrofonním poli NULA

V tomto případě byly naměřeny směrové frekvenční charakteristiky neuniformního lineárního pole mikrofónů NULA(Non Uniform Linear Array) pro dvě různá uspořádání mikrofónů. Obě uspořádání mikrofónů jsou znázorněny na obr. 3.8.



Obr. 3.8: Uspořádání mikrofónů neuniformního lineárního pole mikrofónů

Pro první případ uspořádání je směrová frekvenční charakteristika na obr. 3.9. Z charakteristiky je patrné, že se vlastnosti mikrofonního pole nijak výrazně nezměnili, došlo pouze ke zmenšení hlavního laloku oproti předchozím měřením uniformního pole, kde bylo použito 5 mikrofónů. Z toho vyplývá, že mikrofonní pole je spíše závislé na počtu mikrofónů N , než na jejich rozmístění, při zachování konstantní fyzické délky pole L .

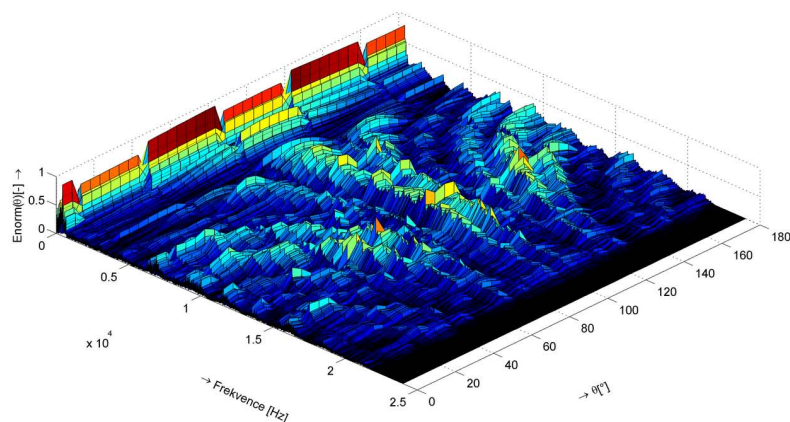


Obr. 3.9: Frekvenční směrová charakteristika pro 1. uspořádání mikrofónů

Pro druhý případ uspořádání je směrová frekvenční charakteristika na obr. 3.10. Z charakteristiky je opět vidět, že se vlastnosti mikrofonního pole s druhým uspořádáním nijak výrazně nezměnily, došlo opět pouze ke zmenšení hlavního laloku a navíc se mírně změnilo uspořádání postranních laloků oproti předchozím měřením.

V obou uspořádáních mikrofonního pole se vlastnosti směrové frekvenční charakteristiky jen zhoršily a proto není příliš vhodné použití neuniformních lineárních

mikrofonních polí (NULA) pro účely tvarování přijímací charakteristiky a prostorovou separaci více zdrojů zvuku.



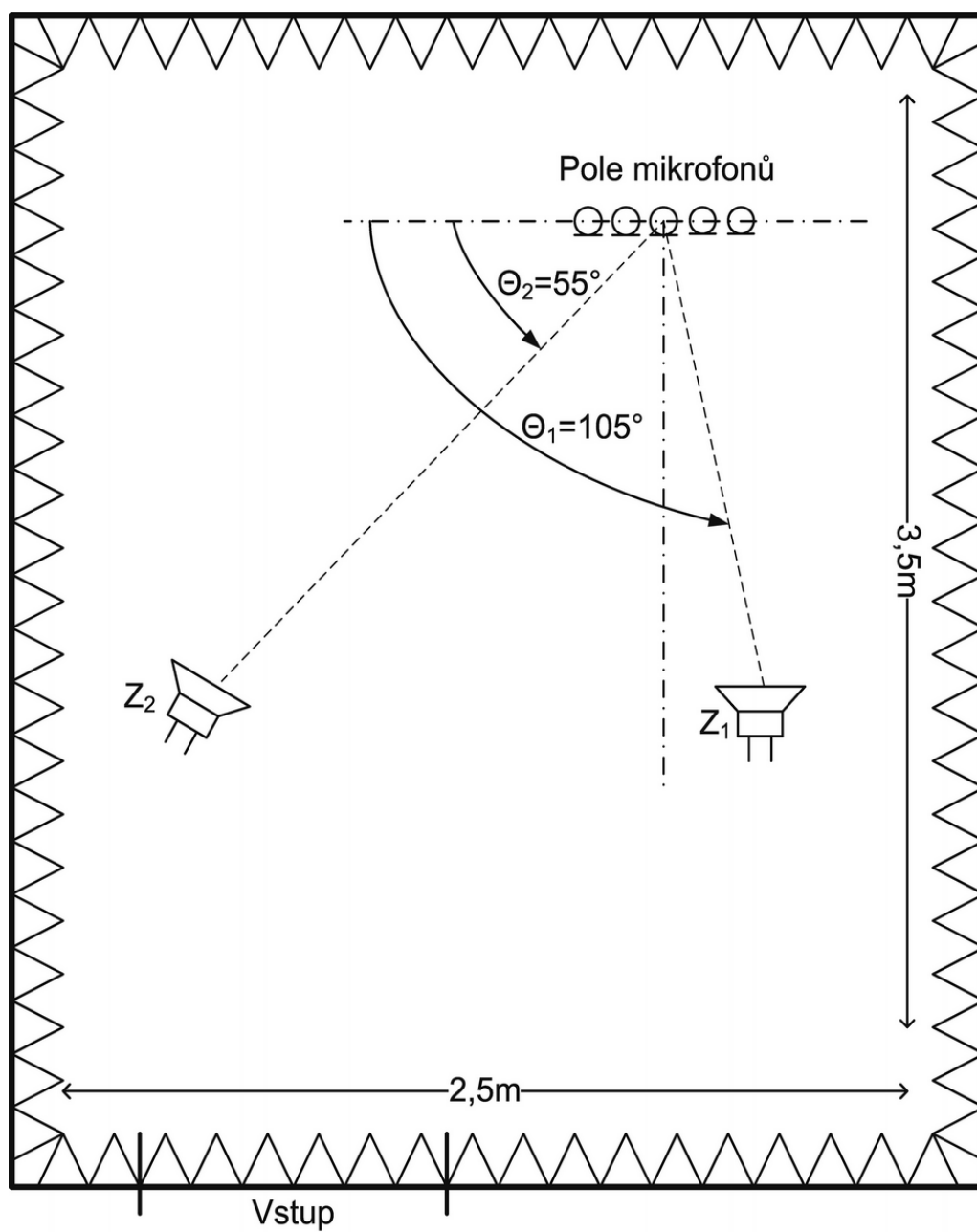
Obr. 3.10: Frekvenční směrová charakteristika pro 2. uspořádání mikrofonů

3.6 Tvarování přijímací charakteristiky metodou DAS

Jak již bylo zmíněno, tvarování přijímací charakteristiky metodou DAS je založeno na „*vnucování*“ zpoždění signálům, které jsou zaznamenávány polem mikrofonů. Změnou zpoždění jednotlivých signálů lze vytvarovat frekvenční směrovou charakteristiku tohoto pole mikrofonů na požadovaný úhel, na kterém se předpokládá užitečný zdroj zvuku. Pro zpožďování signálů bylo použito Farrowovy struktury Lagrangeova interpolátoru viz předchozí pododdíl práce 1.8(interpolace).

Měření opět probíhalo v ideálním prostředí v bezodrazové komoře, kde byly umístěny dva zdroje zvuku a pole pěti mikrofonů. Uspořádání měřicí aparatury je vidět na obr. 3.11. Pro zjednodušení bylo uvažováno pouze tvarování v horizontálním směru, tedy jen pro azimutální úhly θ od 0° do 180° .

Bylo provedeno několik měření s různými druhy signálů, které byly reprodukovány. Zaznamenané signály sejmuté z mikrofonů byly následně zpracovány algoritmem DAS a zhodnoceny subjektivní metodou. Dále byla výsledná směrová frekvenční charakteristika hodnocena z hlediska odstupu signálu od šumu(SNR) a směrovostí(podle šířky hlavního laloku). Výsledky SNR a směrovosti jsou pro přehlednost uvedeny v posledním 7. oddílu práce, kde jsou porovnány s výsledky ostatních tvarovacích algoritmů a také je zde podrobněji popsán postup při hodnocení těchto parametrů.



Obr. 3.11: Uspořádání měřicí aparatury

Při subjektivním hodnocení byla pro každé měření vytvořena sada tří audio souborů. První audio soubor obsahoval záznam z mikrofónů nijak nezměněný. Druhý audio soubor obsahoval záznam, kde byla přijímací charakteristika tvarována na úhel $\theta = 55^\circ$, tedy na druhý zdroj zvuku. Třetí audio soubor obsahoval záznam, kde byla přijímací charakteristika tvarována na úhel $\theta = 105^\circ$, tedy na první zdroj zvuku. Posluchači, kteří měření hodnotili, si potom tyto audio soubory přehráli a zapsali jaký signál v nahrávce převládá nebo je srozumitelnější oproti nezměněné nahrávce. Posluchači přitom nevěděli jaký signál je přehráván z konkrétního zdroje.

V prvním měření byl ze zdroje Z1 přehráván úzkopásmový signál (sin 200 Hz) a z druhého zdroje Z2 byl přehráván širokopásmový signál (řeč: „five“). Ve druhém měření byl ze zdroje Z1 přehráván širokopásmový signál (řeč: „DJ“) a z druhého zdroje byl přehráván také širokopásmový signál (řeč: „five“). Ve třetím měření byl ze zdroje Z1 přehráván širokopásmový signál (hudba) a z druhého zdroje byl přehráván také širokopásmový signál (bílý šum).

Vyhodnocení je uvedeno přehledně do tab. 3.2. Z hodnocení vyplývá, že samotná metoda DAS není příliš efektivní pro tvarování přijímací charakteristiky. Zejména z důvodu malé směrovosti, která má na nízkých frekvencích všesměrový charakter příjmu. Nejlepší výsledky byly dosaženy pro frekvenční pásmo 400 Hz až 2500 Hz, kde se tolik neprojevoval prostorový aliasing, při prostorové separaci dvou širokopásmových signálů. Naopak špatné výsledky měla metoda DAS pro prostorovou separaci, kdy jeden ze signálů byl úzkopásmový (sin 200 Hz).

Tab. 3.2: Výsledky subjektivního hodnocení měření

Otázka: Který signál je zvýrazněn v dané nahrávce (55° a 105°) oproti originální (nezměněné)?										
Osoba	Audio soubor	Sada 1			Sada 2			Sada 3		
		DJ	Five	Beze změny	Sin 200Hz	Five	Beze změny	Hudba	Bílý šum	Beze změny
1.	55°	x			x			x		
	105°		x				x		x	
2.	55°	x					x	x		
	105°		x			x			x	
3.	55°			x			x	x		
	105°		x			x			x	
4.	55°	x					x	x		
	105°		x				x		x	
5.	55°	x			x					x
	105°			x	x				x	
6.	55°	x			x					x
	105°		x		x				x	
7.	55°	x			x			x		
	105°			x			x		x	
8.	55°	x			x			x		
	105°		x		x				x	
9.	55°	x					x	x		
	105°		x				x		x	
10.	55°	x			x					x
	105°		x		x				x	
Vyhodnocení (%)	55°	90	0	10	60	0	40	70	0	30
	105°	0	80	20	40	20	40	0	100	0

4 TVAROVAČ TYPU SAB

4.1 Základní teorie pro metodu SAB

Tvarovací metoda SAB (Sub Array Beamforming) patří rovněž do skupiny klasických tvarovačů, založených na zpožďování a sčítání signálů zaznamenaných mikrofonním polem.

Ze vzorce pro výpočet směrové frekvenční charakteristiky uniformního rovnoměrně rozloženého pole mikrofونů je vidět, že charakteristické rysy odezvy pole závisí především na frekvenci signálu a vzdáleností mezi jednotlivými mikrofony (neboli na efektivní délce pole dané jako $L = Nd$), a také na počtu mikrofونů v poli N . Závislost na pracovním kmitočtu signálu znamená, že frekvenční charakteristika (šířka hlavního laloku, úroveň postranních laloků) zůstane stálá pro úzkopásmové signály, kde šířka pásma není významná vlastnost středního kmitočtu.

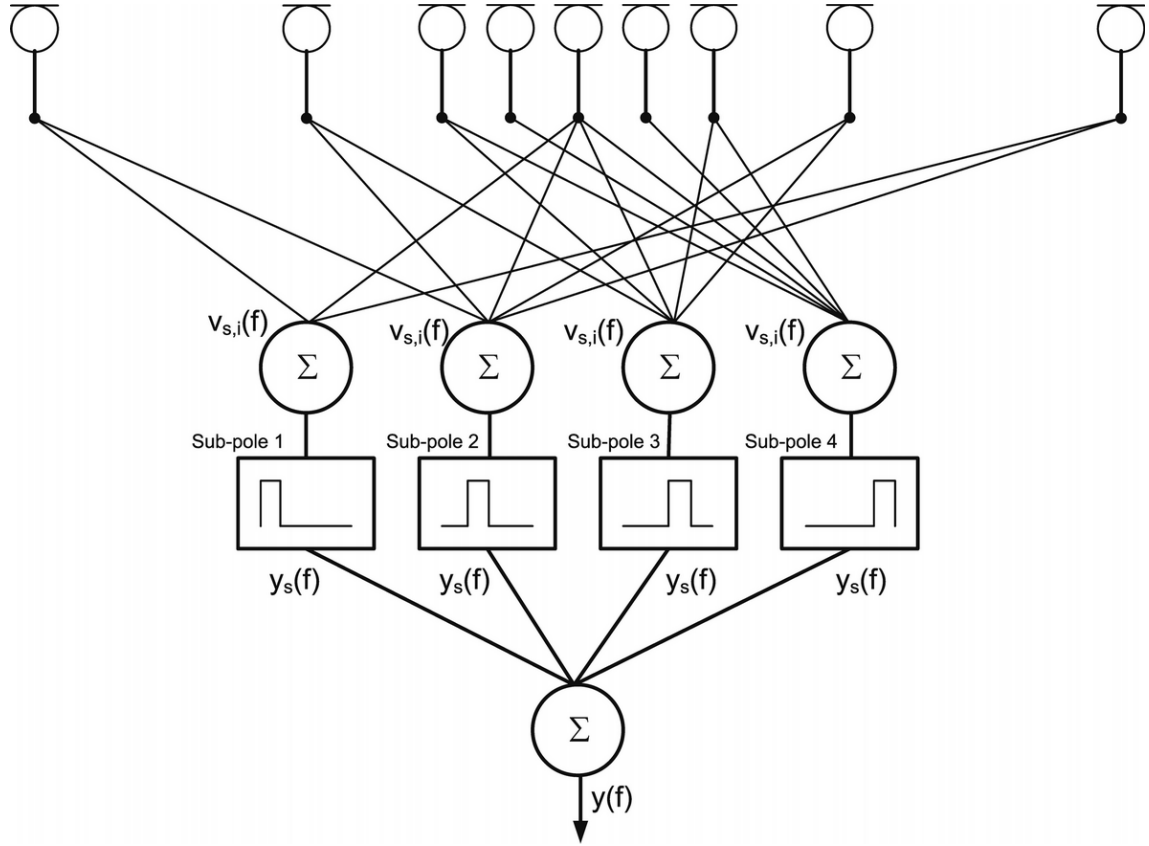
Je známo, že řeč lze považovat za širokopásmový signál což znamená, že jednoduché lineární uspořádání mikrofonního pole je nevhodné pro tyto širokopásmové signály, pokud požadujeme konstantní šířku hlavního laloku na všech zpracovávaných frekvencích (v celém frekvenčním pásmu).

Mikrofonní pole, které dokáže zpracovávat širokopásmové signály lze získat jednoduchou metodou a to tak, že jedno uniformní lineární mikrofonní pole realizujeme pomocí několika menších uniformních mikrofonních polí tzv. sub-polí (Sub Arrays), kde každé z těchto polí bude mít jiné vzdálenosti mezi sousedními mikrofony d . Tyto uniformní sub-pole jsou potom jednotlivě navrženy tak, aby vyhovovaly požadované frekvenční charakteristice pro daný frekvenční rozsah. Pokud se frekvence zvyšuje, musí se naopak zmenšovat efektivní délka pole L proto, aby byla dodržena konstantní šířka hlavního laloku ve směrové frekvenční charakteristice tohoto mikrofonního pole. Navíc je potřeba zajistit stejnou úroveň postranních laloků ve všech použitých frekvenčních pásmech signálu, tedy počet mikrofونů v každém sub-poli by měl v ideálním případě zůstat stejný.

Sub-pole jsou většinou obecně implementovány ve složeném módu mikrofonního pole a to tak, že každý jednotlivý mikrofon může být použitý ve víc než jednom sub-poli současně. Každé sub-pole je omezené na jiný kmitočtový rozsah použitím frekvenčních filtrů, tedy pásmových propustí nebo pomocí banky filtrů. Konečný širokopásmový výstup pole je pak vytvořený opětovným složením jednotlivých výstupů pásmově omezených signálů ze sub-polí do jednoho výsledného signálu, který odpovídá původnímu frekvenčnímu rozsahu zpracovávaného signálu.

Struktura takového mikrofonního pole ve složeném módu určená např. pro tvarovací algoritmus DAS, navržená k pokrytí čtyř různých kmitočtových pásem může

vypadat například tak, jak je znázorněno na obr. 4.1. Z obrázku je patrné, že jednotlivá sub-pole využívají postupně 3, 5, 5 a 5 mikrofonů, ovšem při použití složeného pole mohou být tyto čtyři sub-pole vytvořeny pouze za použití 9 mikrofonů na místo původních 18 mikrofonů [2].



Obr. 4.1: Struktura tvarovače SAB se složeným polem mikrofonů

Jednotlivé kanálové filtry tvarovače jsou realizovány jako pásmové propusti mezi specifikovanými horními $f_{\max}$ a dolními $f_{\min}$ kmitočty pro dané frekvenční pásmo. Výstup z každého kanálu filtru je pak dán jako

$$v_{s,i}(f) = w_{s,i}(f) x_i(f), \quad (4.1)$$

kde $x_i(f)$ je vstup daného i -tého kanálu v poli a index s představuje dané sub-pole.

Výstup jednoho sub-pole s , je pak dán součtem všech použitých kanálů jako

$$y_s(f) = \sum_{i=1}^N v_{s,i}(f), \quad (4.2)$$

kde N značí počet mikrofonů v poli. Pro jednoduchost je součet kanálů v každém sub-poli vyjádřený až do N , ačkoliv se v praxi využívají pouze kanály patřící danému sub-poli.

Celkový výstup pole je pak vypočtený následovně

$$y(f) = \sum_{s=1}^S y_s(f), \quad (4.3)$$

kde S značí celkový počet pásem.

Pro návrh frekvenčních filtrů mohou být použity různé techniky a následně použity různé tvarovací algoritmy. Nejběžnější technika je však použití jednoho samostatného konvenčního tvarovače DAS uvnitř každého sub-pole [2].

4.2 Návrh složeného mikrofonního pole

Nejvíce používané rozmístění mikrofonů při zpracování signálů zaznamenaných mikrofonními poli je uniformně rozložené pole, běžně se vzdáleností mezi mikrofony, která odpovídá jedné polovině vlnové délky nejvyšší frekvence zpracovávaného signálu. Toto lineární prostorové rozmístění lze s výhodou využít pro více algoritmů tvarování, jako např. SAB, CDB, ovšem pokud by bylo použito logaritmické rozložení mikrofonního pole, bylo by potřeba menšího počtu mikrofonů než při použití lineárního uniformního rozložení pole. Při návrhu rozmístění mikrofonů je velice důležité provést návrh tak, aby na žádné zpracovávané frekvenci nenastal prostorový aliasing [9].

Jedním způsobem jak navrhnout uniformní rozmístění pole je nejprve mikrofony rozmístit pro nejvyšší frekvenci $f_{\max}$ a potom postupně přidávat další mikrofony s většími rozestupy při klesající frekvenci a zvětšující se vlnové délce. Na každé frekvenci f bude celková aktivní délka pole dána vztahem $\frac{Qc}{f}$. Největší vzdálenost mezi dvěma sousedními mikrofony v aktivním poli potom bude $\frac{c}{2f}$. Tyto požadavky budou splněny pokud bude návrh proveden podle následujících vztahů. Bude také zajištěno to, že bude použito pouze minimálního a nezbytného počtu mikrofonů pro správnou funkčnost mikrofonního pole [9].

$$p_n = n \frac{c}{2f_{\max}}, \quad 0 \leq n \leq \frac{Q}{2} \quad (4.4)$$

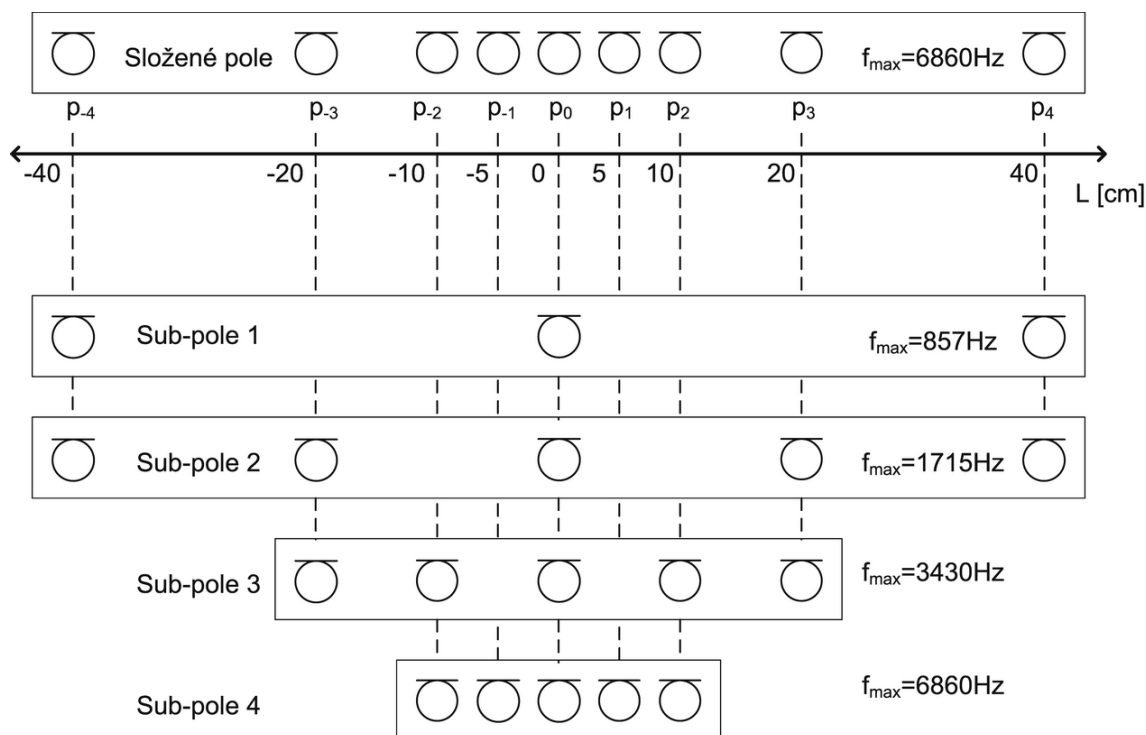
$$p_{n+1} = \frac{Q}{Q-1} p_n, \quad n > \frac{Q}{2}, \quad p_n < \frac{(Q-1)c}{2f_{\min}} \quad (4.5)$$

$$p_{-n} = -p_n \quad (4.6)$$

Při návrhu mikrofonního pole ve složeném módu je nutné počítat s $Q = 2$. Tedy aktivní délka pole bude Q násobkem vlnové délky použitého signálu.

Námi navržené složené pole mikrofonů bylo určeno pro ověření vlastností tvarovacích metod SAB a CDB. Složené pole obsahovalo devět stejných kondenzátorových mikrofonů a skládalo se ze čtyř sub-polí. Každé sub-pole mělo podle vztahů

uvedených výše vypočteno rozmístění jednotlivých mikrofonů tak, aby byl dodržen prostorový vzorkovací teorém a nedošlo v žádném sub-poli k prostorovému aliasingu. Navržené mikrofonní pole s vypočteným rozmístěním jednotlivých senzorů a maximálními frekvencemi pro jednotlivá sub-pole je znázorněno na obr. 4.2.



Obr. 4.2: Testované složené mikrofonní pole

4.3 Tvarování přijímací charakteristiky metodou SAB

Metoda SAB (Sub Array Beamforming) je v podstatě založená na několika tvarovacích DAS s využitím složeného mikrofonního pole. Pro praktické ověření a simulaci metody bylo použito složené pole viz obr. 4.2.

Měření probíhalo v bezodrazové komoře, aby naměřené výsledky nebyly zkresleny odrazy zvuku od stěn a hluky okolního prostředí. V bezodrazové komoře bohužel ve stejný čas probíhalo i jiné měření, což mělo za následek ne úplně ideální bezodrazové prostředí, které se projevilo ve výsledcích jako odrazy od měřících prostředků z druhého měření, které se nepovedlo zcela zakrýt zvuk pohlcujícím materiálem.

V komoře bylo složené mikrofonní pole umístěno na speciálním stojanu „*stro-mečku*“, který umožňoval velkou variabilitu a nastavení jednotlivých mikrofonů.

Jak už bylo zmíněno mikrofonní pole se skládalo z devíti stejných kondenzátorových mikrofónů, protože měřicí aparatura je navržena pouze pro měření maximálně osmi mikrofónů nastal problém s připojením devátého mikrofónu. Bylo nutné použít navíc jiného předzesilovače s fantomovým napájením než pro ostatní mikrofony, následně signál navzorkovat rovněž jiným A/D převodníkem a přes rozhraní SPDIF připojit do zvukového zařízení počítače. Ostatní mikrofony byly připojeny stejně jak je popsáno v přípravě měření, proto bylo nutné poslední devátou mikrofonní cestu pečlivě nastavit tak, aby vykazovala stejnou citlivost jako u ostatních mikrofónů a nebylo měření dále zkresleno.

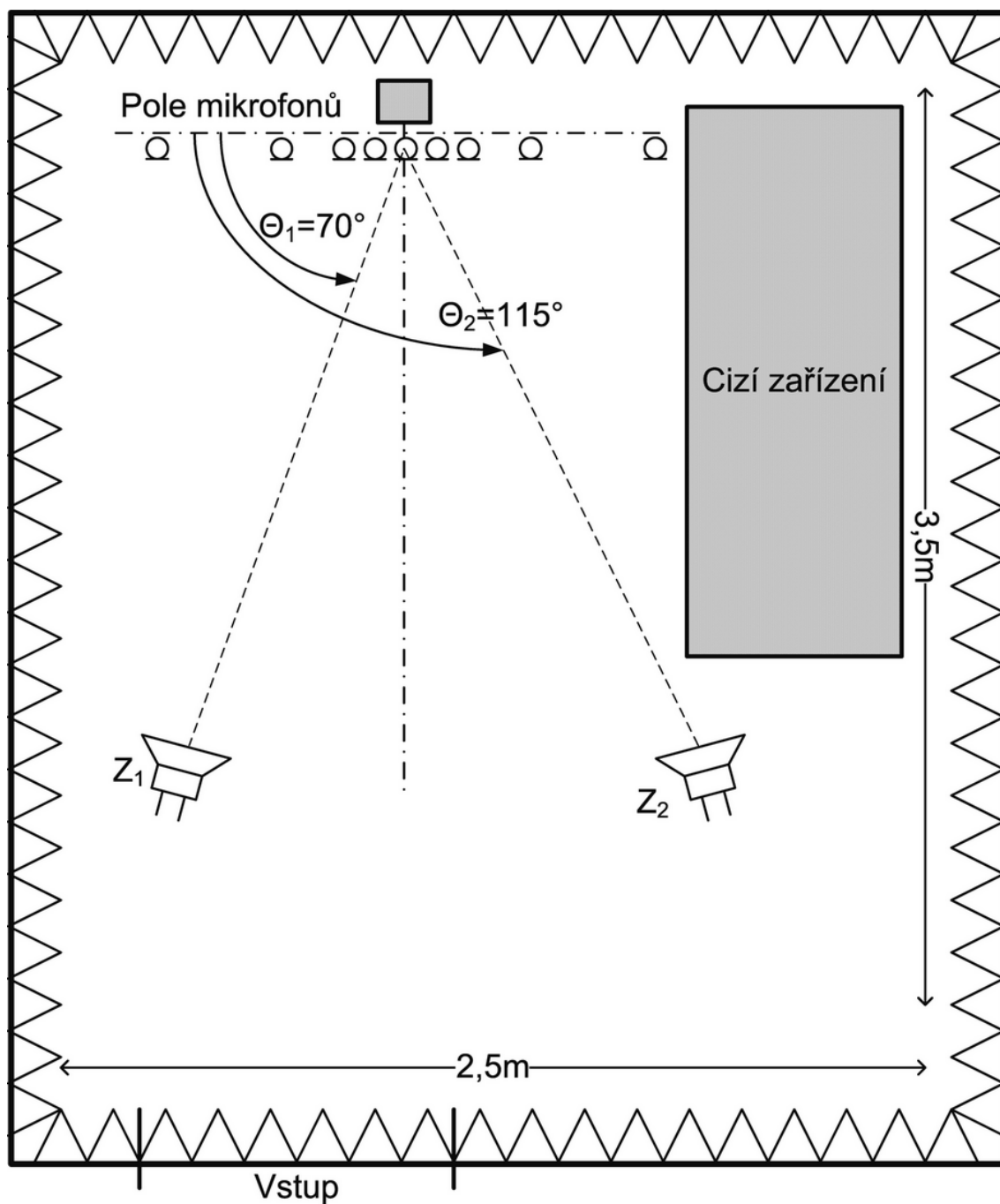
Dále zde byly umístěny dva zdroje zvuku. Přesné schéma rozmístění prvků v komoře je znázorněno na obr. 4.3. Jako zkušební signály byly použity bílý šum a řečový signál. Ze zdroje Z_1 byl reprodukován bílý šum a ze zdroje Z_2 řečový signál. Byly provedeny celkem tři měření, kde byly postupně změřeny tyto signály nejprve každý samostatně jako jeden zdroj zvuku a následně dohromady jako dva zdroje zvuku. Samostatně naměřené signály byly použity pro určení odstupu signálu od šumu a směrovosti. Naměřený signál z obou zdrojů zvuku byl použit pro praktické ověření funkce tvarováním a následně zhodnocen poslechem zpracovaných signálů.

Jednotlivě zaznamenané signály z mikrofónů byly nejprve ořezány na délku 100 tisíc vzorků, což odpovídá přibližně dvěma sekundám záznamu a následně normalizovány na stejnou hodnotu. Tyto připravené signály byly postupně rozděleny do jednotlivých frekvenčních pásem podle příslušných sub-polí. Rozdělení bylo provedeno filtrem typu pásmová propust, který byl navržen v prostředí FDA Tool (Filter Design and Analyze Tool) v programu Matlab. Jednotlivá frekvenční pásma pro daná sub-pole jsou uvedena v následující tabulce. 4.1.

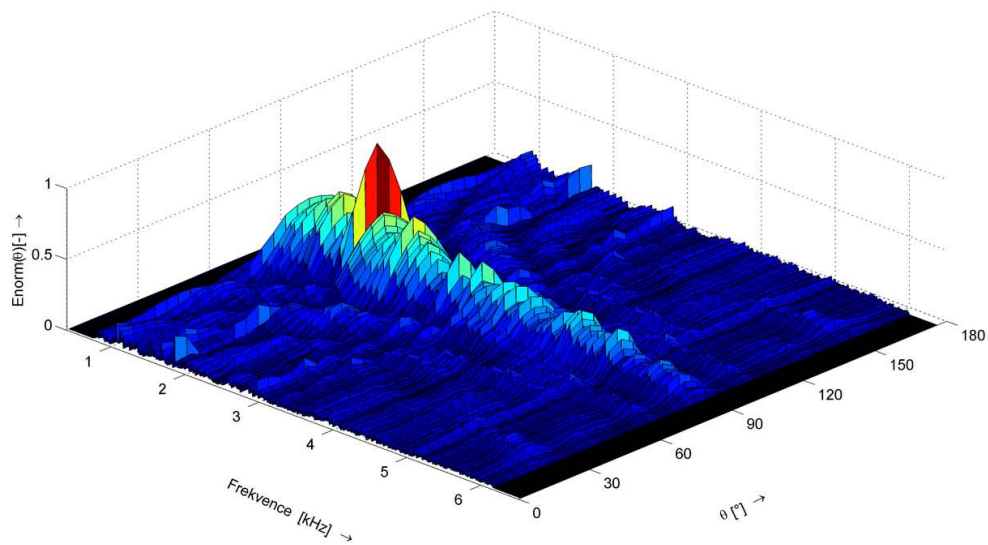
Tab. 4.1: Frekvenční pásma pro daná sub-pole

Sub-pole	$f_{\min}$ [Hz]	$f_{\max}$ [Hz]	f_i [Hz]	d [m]	N [-]
1.	400	800	600	0,40	3
2.	800	1600	1200	0,20	5
3.	1600	3200	2400	0,10	5
4.	3200	6400	4800	0,05	5

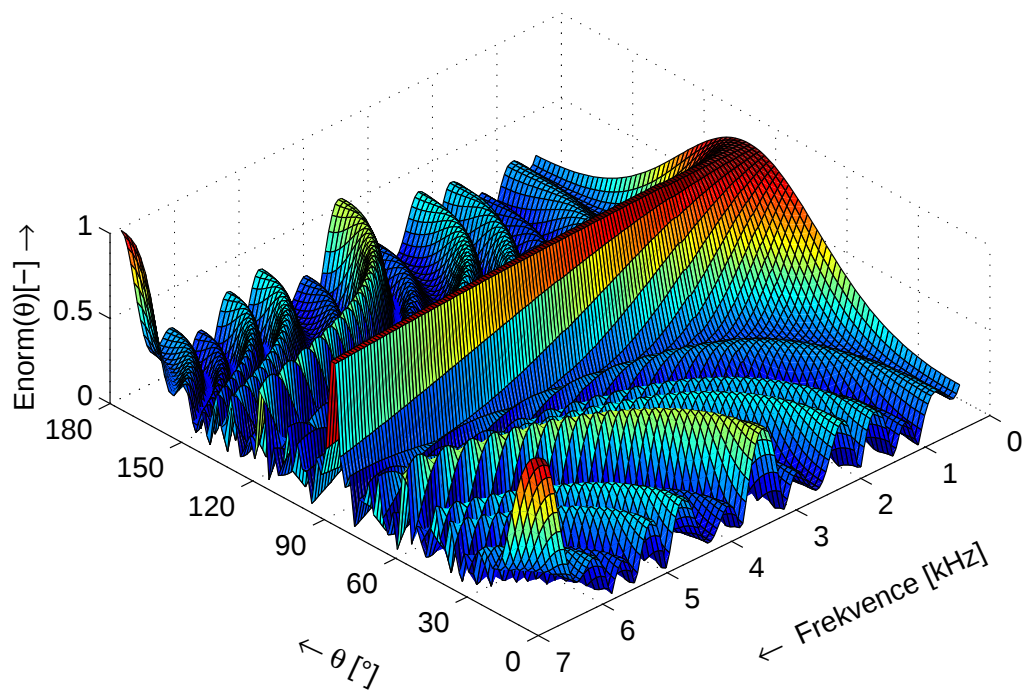
Na následujícím obr. 4.4 je vidět naměřená frekvenční směrová charakteristika složeného pole zpracovaného metodou SAB. Na obr. 4.5 je vykreslena frekvenční směrová charakteristika složeného pole, která byla teoreticky vypočtena pomocí simulace pro metodu SAB. Při porovnání je vidět, že směrovost a odstup signálu od šumu se velice podobají a s měnící se frekvencí se tyto jejich parametry také mění.



Obr. 4.3: Rozmístění jednotlivých prvků v bezodrazové komoře



Obr. 4.4: Frekvenční směrová charakteristika složeného pole pro SAB



Obr. 4.5: Frekvenční směrová charakteristika složeného pole pro SAB - Simulace

5 TVAROVAČ TYPU CDB

5.1 Základní teorie pro metodu CDB

Tvarovač CDB(Constant Directivity Beamforming), je založen na stejném principu jako je u tvarovače SAB. Metoda spočívá v rozdělení zpracovávaného signálu o daném frekvenčním rozsahu na několik menších frekvenčních pásem a ke každému frekvenčnímu pásmu jsou samostatně vypočteny komplexní váhové vektory, které zajistí konstantní směrovost výsledného signálu. Z čehož vyplývá, že velikost a tvar aktivního mikrofonního pole se bude měnit přímo se změnou frekvence. Metoda efektivně využívá složeného mikrofonního pole popsáno výše, viz obr. 4.2.

Použitím spojitého mikrofonního pole je teoreticky možné vytvořit směrovou frekvenční charakteristiku, která je se změnou frekvence stálá nebo-li frekvenčně invariantní. Ovšem při praktické implementaci metod nelze takového spojitě mikrofonní pole vytvořit, a proto je nutné se k odezvě tohoto spojitě pole alespoň přiblížit pomocí konečného diskrétního mikrofonního pole. Jednou z jednoduchých, ale přesto efektivních technik je aproximace funkce spojitě pole (integrálu 5.1) použitím Riemannovy sumy.

$$b_u(u, f) = \int f B(pf) e^{-j2\pi f p u} dp, \quad (5.1)$$

kde $u = c^{-1} \cos \theta$, $B(\cdot)$ je BS(Beam Shaping) funkce a p prostorové umístění [9].

V následujícím vzorci je použita lichoběžníková integrace k aproximaci integrálu (5.1) součtem tvarů

$$\hat{b}_{FI}(u) = \sum_{n=-N}^N f B(p_n f) e^{-j2\pi f p_n u} \Delta_n, \quad (5.2)$$

kde p_n je pozice n -tého diskrétního senzoru(mikrofonu), $\hat{b}_{FI}$ značí aproximovanou funkci spojitě pole senzorů frekvenčně invariantní a Δ_n je délka n -té mezery v poli [9].

Za předpokladu, že pole senzorů je Hermitovsky symetrické (Hermitovsky symetrickou maticí nazýváme matici, která je současně transponovaná a komplexně sdružená) podle počátku, tak platí následující vztah $B(-pf) = B(pf)^*$ a tedy $p_{-n} = -p_n$. Přestože je tato technika použitelná pro kterékoliv rozložení mikrofonního pole, tak symetrické rozložení pole velice zjednoduší implementaci metody a zajistí, že fáze v poli bude vycentrována a nebude se měnit s frekvencí. Délka n -té mezery v poli je potom dána jako

$$\Delta_n = \frac{p_{n+1} - p_{n-1}}{2}, \quad (5.3)$$

což se také označuje jako prostorový váhovací výraz [9].

Váhu n -tého senzoru v i -tém frekvenčním pásmu lze potom vyjádřit následovně

$$w_{i,n} = f_i \Delta_n B(p_n f_i), \quad (5.4)$$

kde f_i je střední frekvence i -tého frekvenčního pásma [9].

Referenční odezva BS filtru je definována následovně

$$H(f) = B(p_{\text{ref}} f) \quad (5.5)$$

a odezva BS filtru pro n -tý senzor je potom

$$H_n(f) = B(p_n f), \quad n = -N, \dots, N. \quad (5.6)$$

BS filtr má také následující dilatační vlastnost

$$H_n(f) = H(\gamma_n f), \quad (5.7)$$

kde

$$\gamma_n = \frac{p_n}{p_{\text{ref}}} \quad (5.8)$$

je dilatační faktor n -tého senzoru. To je velice důležitá vlastnost, protože odezva filtrů na všech mikrofonech může být odvozena právě z jedné odezvy BS filtru $H(f)$ a umožňuje tak následující účinnou implementaci algoritmu CDB [9].

Jestliže je odezva BS filtru dána standardním vyjádřením FIR filtru, tak podle vztahu (5.7) je odezva n -tého BS filtru dána jako

$$H_n(f) = \sum_l h[l] e^{-j2\pi \frac{f}{f_s} l} = h^H d_n(f), \quad (5.9)$$

kde f_s je vzorkovací frekvence, $\mathbf{h}[l]$ je L -vektor BS koeficientů, horní index H značí Hermitovskou matici a $\mathbf{d}_n(f)$ je L -rozměrný dilatační vektor pro n -tý senzor a je definovaný jako

$$d_n(f) = \left[e^{j2\pi \frac{f}{f_s} \gamma_n \frac{L-1}{2}}, \dots, e^{-j2\pi \frac{f}{f_s} \gamma_n \frac{L-1}{2}} \right]. \quad (5.10)$$

Z rovnice (5.4) je vidět, že váha použitá pro n -tý senzor v i -tém frekvenčním pásmu je

$$w_{i,n} = h^H t_{i,n}, \quad (5.11)$$

kde

$$\mathbf{t}_{i,n} = f_i \Delta_n d_n(f_i) \quad (5.12)$$

je L -rozměrný transformační vektor [9].

Rovnice (5.11) demonstruje účinnou parametrizaci metody CDB. Zatímco např. prostá metoda nejmenších čtverců vyžaduje optimalizaci M parametrů w_i v každém frekvenčním pásmu, tak je dokázáno, že u CDB je nezbytné vybrat pouze L frekvenčně nezávislých BS parametrů $\mathbf{h}$. Potom pro změnu tvaru frekvenční směrové charakteristiky stačí pouze modifikovat tyto BS koeficienty a implicitní struktura předepsaná transformačními vektory zajišťuje, že výsledná odezva bude mít konstantní směrovost v celém zpracovávaném pásmu signálu [9].

Základní myšlenka algoritmu CDB je, že velikost a tvar aktivního mikrofonního pole se bude měnit přímo se změnou frekvence. Tyto změny s frekvencí jsou ovlivněny přímo BS filtry. Při zvolení koeficientů pro referenční BS filtr a pozici referenčního bodu p_{ref} je nutné provést tuto změnu velice přesně.

Zvolená apertura(pole) má velikost Q násobku vlnových délek. A pokud bude pole symetrické podle počátku pro kteroukoli vlnovou délku λ , tak mikrofony vzdálenější od počátku o více než $\frac{Q\lambda}{2}$ budou neaktivní. Jinak řečeno n -tý mikrofón bude mít charakteristiku dolní propusti (LPF) s hraniční frekvencí

$$f_n = \frac{Qc}{2|p_n|}. \quad (5.13)$$

Ze vztahu (5.9) je vidět, že $\lambda_n > 1$ a výsledek potom bude ve frekvenční oblasti potlačen, ovšem jakmile $\lambda_n < 1$, tak výsledek bude naopak zvýrazněn. Při použití diskrétního času bude frekvenční odezva $H(f)$ periodická to znamená, že potlačení ve frekvenční oblasti může způsobit aliasing, což je nepřípustné. Aliasingu se lze vyhnout dvěma možnými způsoby. Prvním způsobem je zvolit $p_{\text{ref}} = \max |p_n|$ z čeho plyne, že bude $\lambda_n \leq 1$ pro všechna n . Takto se lze vyhnout aliasingu, ale musí se také počítat s dodatečnými požadavky na omezení referenčních BS koeficientů dle vzorce 5.13. Podobně pro mikrofony s $\lambda_n > 1$ budou komplexní váhy $w_{i,n}$ nastaveny na nulové pro frekvenční pásma $f_i > f_n$ v tomto případě nebudou referenční BS koeficienty nijak potenciálně omezené. Z těchto dvou možných řešení se více využívá druhé, protože odstraňuje veškeré omezení na BS koeficienty. Kromě toho požadavek na mikrofonní váhy mimo rozsah určitých frekvenčních pásem je, že mají být vždy nulové a to není nijak komplikované na implementaci pomocí druhého řešení [9].

Za předpokladu, že frekvenční odezva referenčního BS filtru je nenulová pro všechny frekvence nižší než $\frac{f_s}{2}$, viz Nyquistův vzorkovací teorém, tak z rovnice (5.13) vyplývá, že mikrofony s nenulovou frekvenční odezvou do frekvence $\frac{f_s}{2}$ mohou být umístěny na pozici $p_n = \frac{Qc}{f_s}$. Takto je pro hlavní případ frekvenční odezvy $H(f)$ určena referenční pozice p_{ref} vztahem

$$p_{\text{ref}} = \frac{Qc}{f_s}. \quad (5.14)$$

Referenční BS koeficienty lze nalézt použitím Fourierova transformačního vztahu definovaného rovnicí

$$b_u(u, f) = \int B(\zeta) e^{-j2\pi\zeta u} d\zeta = b_{FI}(u), \quad (5.15)$$

BS funkci $B(\zeta)$ lze přímo nalézt provedením Fourierovy transformace na požadované frekvenčně nezávislé odezvě $b_{FI}(u)$. Pokud $f = \frac{\zeta}{p_{\text{ref}}}$, tak funkce $B(\zeta)$ nyní definuje frekvenční odezvu referenčního BS filtru. Vektor BS koeficientů $\mathbf{h}$ je možné nalézt použitím standardní techniky pro návrh FIR filtrů. Lze využít různé typy filtrů, ale v praxi jsou více preferovány implementace založené na dolních propustích [9].

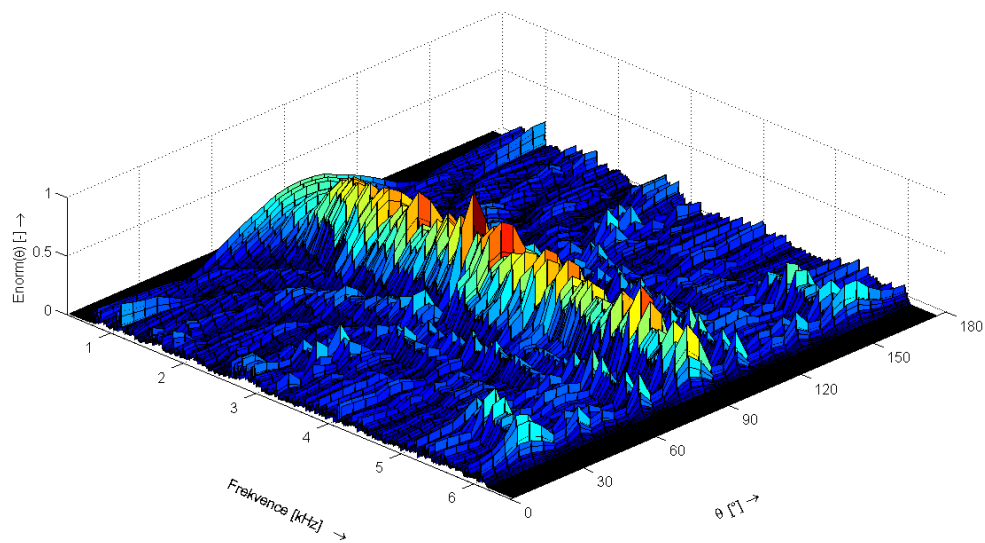
5.2 Tvarování přijímací charakteristiky metodou CDB

Metoda CDB (Constant Directivity Beamforming) je v podstatě vylepšená verze předchozí metody SAB, která rovněž využívá složeného mikrofonního pole. Rozdíl spočívá ve výpočtu komplexních vah pro jednotlivé mikrofony a pásma, čímž se do jisté míry omezí frekvenční nezávislost směrové charakteristiky, dle počtu použitých frekvenčních pásem. Pro praktické ověření a simulaci metody bylo opět použito složené pole, viz obr. 4.2. Jelikož tato metoda spočívala pouze na dokonalejším algoritmu než metoda SAB, nebylo potřeba provádět nové měření a byly použity již naměřené signály z předchozího měření metody SAB.

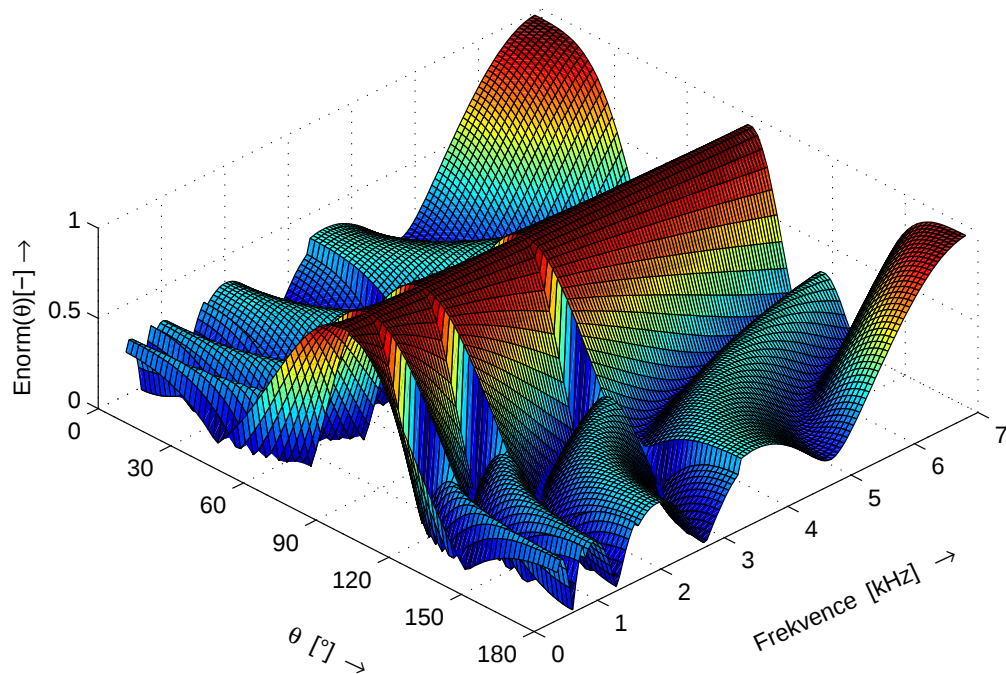
Podle výše uvedených vztahů byly vypočteny komplexní váhy, kterými byly vynásobeny změřené signály a následně vykresleny do frekvenčních směrových charakteristik. Na obr. 5.1 je vidět frekvenční směrová charakteristiky pro bílý šum získaná měřením.

Na dalším obr. 5.2 je vidět frekvenční směrová charakteristika získaná simulací. Při porovnání této simulované a naměřené frekvenční směrové charakteristiky je vidět, že jsou podobné až na drobné odchylky, které mohly vzniknout nežádoucími odrazy. Tyto odrazy mohly vzniknout, jak už bylo popsáno výše, přítomností dalších měřících přístrojů v bezodrazové komoře. Rozmístění prvků v komoře včetně ostatních měřících přístrojů je rovněž znázorněno na obr. 4.3.

Na posledním obr. 5.3 je vidět frekvenční směrová charakteristika tvarovaná na úhel $\theta_s = 40^\circ$. Je vidět, že v tomto případě se v charakteristice objevily další nežádoucí postranní laloky od směru $\theta = 120^\circ$. Nejpravděpodobnější příčina vzniku těchto nežádoucích laloků je, že signály byly naměřeny na úhlu $\theta = 90^\circ$ a pro zbylé směry (úhly) byly dopočteny jednotlivé zpožděné signály odpovídající daným

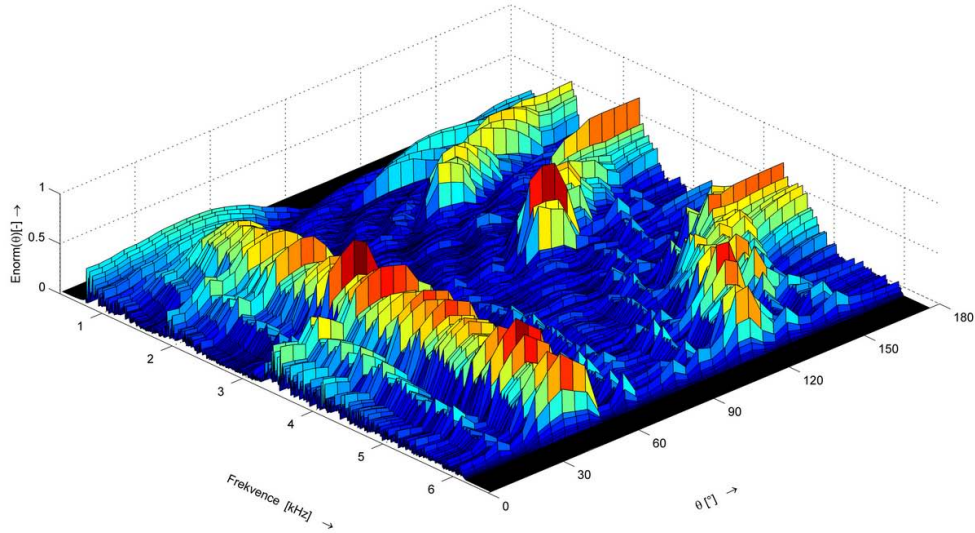


Obr. 5.1: Frekvenční směrová charakteristika CDB



Obr. 5.2: Frekvenční směrová charakteristika CDB - Simulace

směrům. Potom při tvarování bylo k těmto již jednou zpožděným signálům připočteno, resp. odečteno další zpoždění vypočtené tvarovacím algoritmem. V obou případech zpožďování, jak pro dopočet signálu tak pro tvarování přijímací charakteristiky jsou časy zpoždění vypočteny tak, aby nikdy nemohl nastat prostorový aliasing. Ovšem pokud obě tyto zpoždění aplikujeme na jeden stejný signál nemusí být už podmínka pro prostorový aliasing dodržena a následně se aliasing může projevit v této frekvenční směrové charakteristice. Jinými slovy máme vypočtenou frekvenční směrovou charakteristiku daného pole s konstantními vzdálenostmi mezi jednotlivými mikrofony, které splňují vzorkovací teorém pro dané frekvenční pásmo a následně je přidáno tvarováním další zpoždění těmto mikrofonom, což je v podstatě totéž jako kdyby se zvětšily vzdálenosti mezi těmito jednotlivými mikrofony. Nebo druhou a méně pravděpodobnější příčinou jsou opět nežádoucí odrazy a interference.

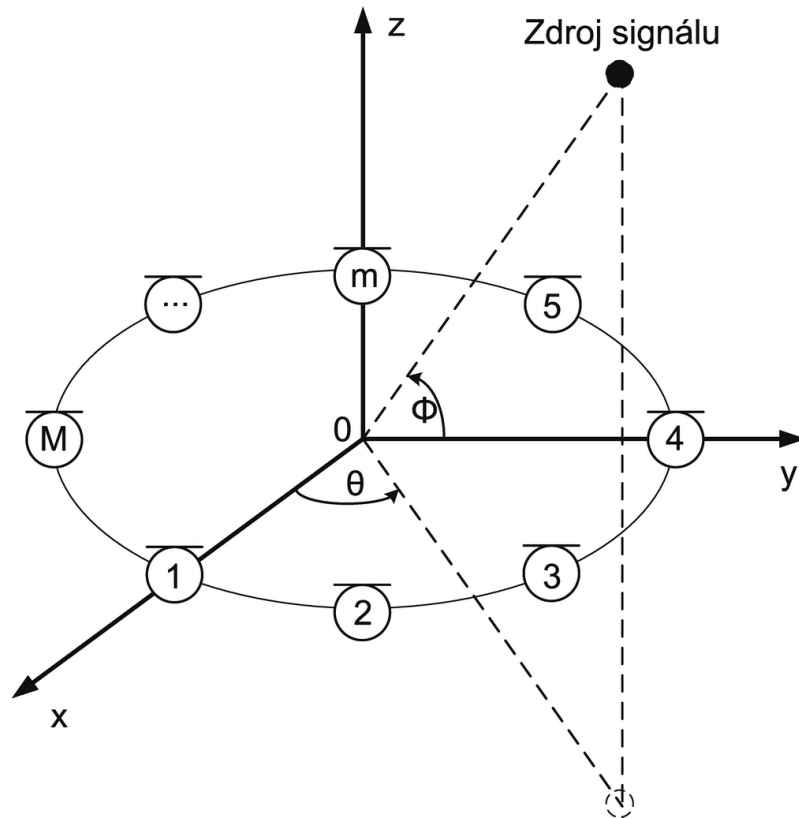


Obr. 5.3: Frekvenční směrová charakteristika CDB $\theta_s = 40^\circ$

6 TVAROVAČ TYPU CDB-CA

6.1 Kruhová pole

Uniformní kruhové mikrofonní pole, které bude v této práci zkoumáno je znázorněno na obr. 6.1. Jak je z tohoto obrázku patrné, pole se skládá z M všesměrových mikrofónů, uspořádaných v jedné rovině do tvaru kruhu. Toto kruhové mikrofonní pole potom může přijímat signály přicházející ze vzdáleného zdroje signálu (Far-Field model). I v tomto mikrofonním poli musí být splněna podmínka, která obecně platí i pro všechna ostatní mikrofonní pole a to, že všechny mikrofony obsažené v jednom poli musejí mít stejnou amplitudovou a fázovou odezvu.



Obr. 6.1: Rozložení kruhového mikrofonního pole

Pozici daného mikrofonu v poli udává následující vztah pro vektor pozice m -tého mikrofonu

$$\mathbf{r}_m = [r_c \cos \theta_m, r_c \sin \theta_m, 0], \quad m = 1, \dots, M, \quad (6.1)$$

kde $\theta_m = \frac{2\pi m}{M}$ a r_c je poloměr kruhového mikrofonního pole [14].

Pokud rovinná zvuková vlna přichází ze směru $-\mathbf{e}$, kde

$$\mathbf{e} = [\sin \phi \cos \theta, \sin \phi \sin \theta, \cos \theta], \quad (6.2)$$

tak potom časové zpoždění signálu ze zdroje s prostorovým umístěním $-\mathbf{e}$, přijatého m -tým mikrofonom bude rovno

$$\tau_m = \frac{-\mathbf{e} \cdot \mathbf{r}_m}{c} = \frac{-r_c \sin \phi \cos(\theta_m - \theta)}{c}, \quad (6.3)$$

kde c je rychlost šíření zvuku. Jestliže signál přijatý v referenčním bodě $\mathbf{a}$ s a čase t , tak výstupní signál m -tého mikrofону potom bude dán jako

$$x_m(t) = s(t - \tau_m), \quad (6.4)$$

kde $s(t)$ představuje signál ze vzdáleného zdroje se spektrální šířkou $f = (f_L, f_U)$ [14].

6.2 Základní teorie pro metodu CDB-CA

V tomto případě je tvarování přijímací směrové charakteristiky mikrofonního pole založeno na kompenzaci časových zpoždění mezi jednotlivými mikrofony tak, aby přijaté signály mohly být sečteny se stejnou fází. Amplitudové váhování má potom vliv zejména na tvar výsledné směrové frekvenční charakteristiky. Vektor váhových koeficientů pro kruhová mikrofonní pole na frekvenčním pásmu f_0 , který směřuje hlavní lalok směrové přijímací charakteristiky na úhel θ_s je dán jako

$$\mathbf{w}_{\theta_s} = \text{diag}(\mathbf{w}) \mathbf{A}(f_0, \theta_s), \quad (6.5)$$

kde $\mathbf{w} = [w^1, \dots, w^M]$ je M rozměrný vektor amplitudových vah, $\mathbf{A}(f_0, \theta_s)$ je vektor odezvy daného kruhového pole a $\text{diag}(\mathbf{w})$ značí diagonální matici s jednotlivými prvky $\mathbf{w}$ umístěnými právě na diagonále této matice [14]. Potom výsledná směrová charakteristika na frekvenci f_0 je

$$B(f_0, \theta) = \left| \mathbf{w}_0^H \mathbf{A}(f_0, \theta) \right|^2, \quad (6.6)$$

Pokud je uvažován signál s frekvenčním spektrem $f \in [f_L, f_U]$, tak výsledná směrová frekvenční charakteristika potom bude na různých frekvencích z tohoto spektra zpracovávaného signálu také různá. V tomto případě bude výstupní signál lineárně zkreslen s výjimkou signálu přicházejícího z požadovaného směru [14]. Jak už bylo zmíněno základní podstata algoritmů CDB je založena na nalezení váhových vektorů v každém frekvenčním pásmu tak, že platí

$$B(f_i, \theta_s) = \left| \mathbf{w}_i^H \mathbf{A}(f_i, \theta) \right|^2 \cong B(f_0, \theta_s). \quad (6.7)$$

Pro kruhová pole lze s výhodou využít následujícího vzorce pro dekompozici rovinných vln

$$e^{jz \cos \psi} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(z)(j)^n e^{-jn\psi}. \quad (6.8)$$

Následně tedy lze vyjádřit každou část vektoru odezvy kruhového pole jako součet nekonečné řady, která má jako základní funkci první druh Besselovi funkce:

$$a(f, \theta; \theta_m) = e^{\frac{j2\pi f r_c \cos(\theta_m - \theta)}{c}} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n\left(\frac{2\pi f r_c}{c}\right)(j)^n e^{jn\theta_m} e^{-jn\theta}, \quad (6.9)$$

kde $m = 1, \dots, M$ [14].

Vektor odezvy pole může být rozdělen do dvou následujících částí

$$\mathbf{A}(f, \theta) = \tilde{\mathbf{T}}(f) \tilde{\mathbf{w}}(\theta), \quad (6.10)$$

kde

$$[\tilde{\mathbf{T}}(f)]_{m,n} = (j)^n J_n\left(\frac{2\pi f r_c}{c}\right) e^{jn\theta_m}, \quad m = 1, \dots, M, \quad (6.11)$$

$$[\tilde{\mathbf{w}}(\theta)]_{m,n} = e^{-jn\theta}. \quad (6.12)$$

Ze vztahu (6.9) plyne, že pro tyto dvě části bude $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \infty$.

Průběh prvního druhu Besselovy funkce $J_n(z)$, kde $z = \frac{2\pi f r_c}{c}$ je znázorněn na obr. 6.2. Z něj je patrné, že pro vyšší řády Besselových funkcí je $\max |J_{n_\epsilon}(z)| < \epsilon$ na určitém intervalu, kde ϵ značí malou hodnotu, vybranou podle požadavků na přesnost. Teoreticky interval $z = \frac{2\pi f r_c}{c}$ v rovnici (6.11) je ohraničen právě rozsahem frekvenčního pásma signálu [14].

Pro kruhová pole platí, že

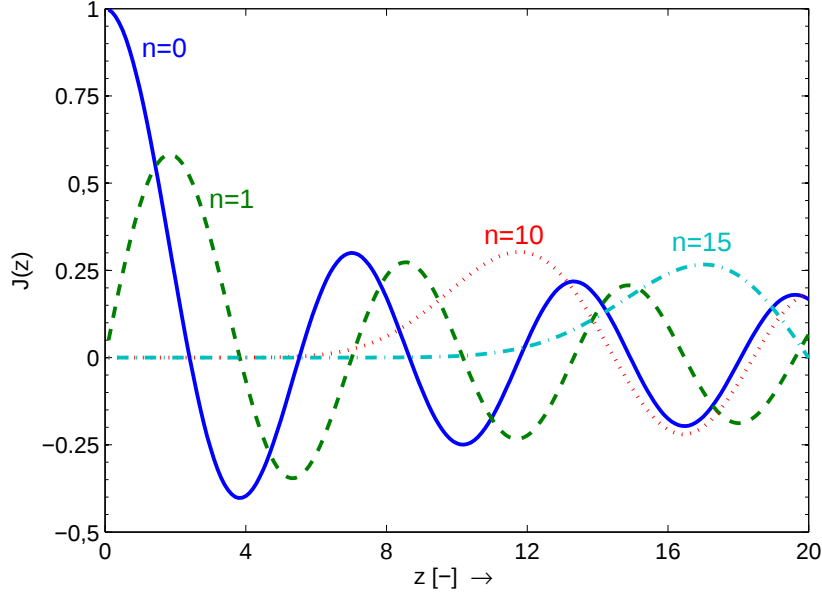
$$z \in [z_{\min}, z_{\max}] = \left[\frac{2\pi f_{\min} r_c}{c}, \frac{2\pi f_{\max} r_c}{c} \right]. \quad (6.13)$$

Pro dané $z_{\max} = \frac{2\pi f_{\max} r_c}{c}$ lze nalézt n_ϵ , které bude splňovat podmínku $|J_{n_\epsilon}(z)| < \epsilon$ pro všechna z z rovnice (6.13). Díky tomuto poznatku lze přeformulovat $\tilde{\mathbf{T}}(f)$ a $\tilde{\mathbf{w}}(\theta)$ na daný interval, pro $|n| = |n_\epsilon|$ tak, že

$$\mathbf{A}(f, \theta) \cong \mathbf{T}(f) \mathbf{w}(\theta), \quad (6.14)$$

kde $\mathbf{T}(f)$ je $M \times (2n_\epsilon + 1)$ rozměrná matice a $\mathbf{w}(\theta)$ je $(2n_\epsilon + 1) \times 1$ rozměrný vektor, který je frekvenčně nezávislý. Tvarovací vektor pro frekvenční pásmo f_i potom lze získat použitím frekvenčně nezávislého $\mathbf{w}(\theta)$ tak, že

$$\mathbf{w}_i = \mathbf{T}^H \mathbf{w}_0, \quad (6.15)$$



Obr. 6.2: První druh Besselovy funkce

kde $\mathbf{T} = \mathbf{T}(f_0) [\mathbf{T}^H(f_i) \mathbf{T}(f_i)]^{-1} \mathbf{T}^H(f_i)$ [14].

Nyní pro směrovou frekvenční charakteristiku daného frekvenčního pásma f_i platí následující vztah

$$B(f_i, \theta_s) = |\mathbf{w}_0^H \mathbf{A}(f_i, \theta)|^2 \cong \quad (6.16)$$

$$\left| \mathbf{w}_0^H \mathbf{T}(f_0) [\mathbf{T}^H(f_i) \mathbf{T}(f_i)]^{-1} \mathbf{T}^H(f_i) \mathbf{T}(f_i) \mathbf{w}(\theta) \right|^2 = \left| \mathbf{w}_0^H \mathbf{T}(f_0) \mathbf{w}(\theta) \right|^2 \cong \left| \mathbf{w}_0^H \mathbf{A}(f_0, \theta) \right|^2$$

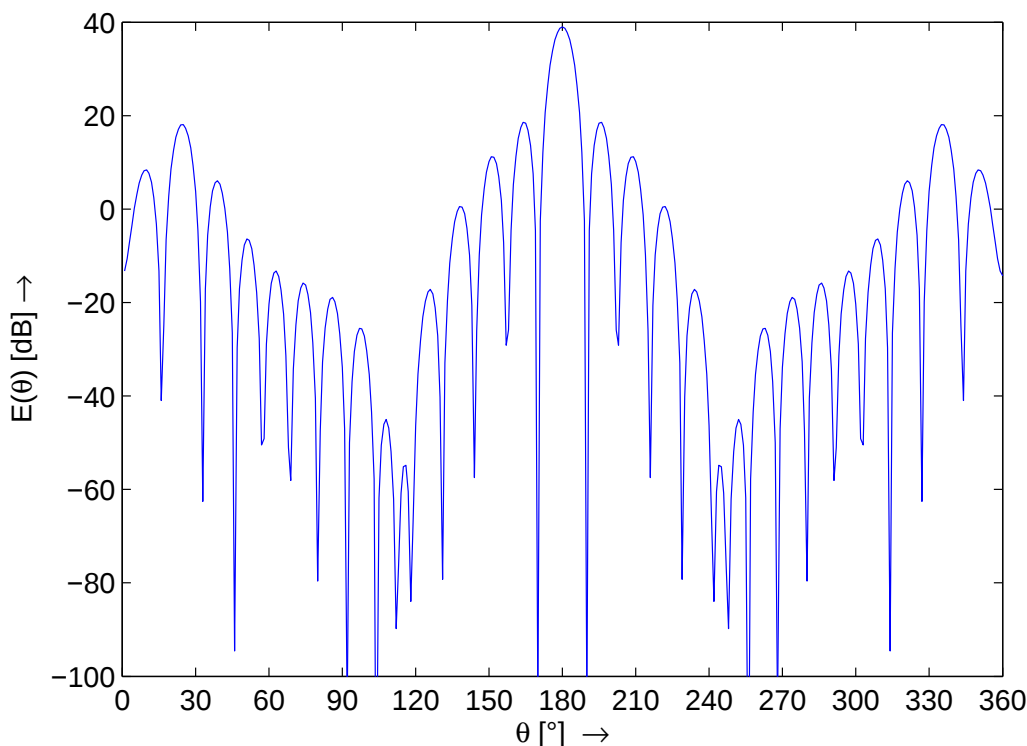
tento vztah rovněž potvrzuje podmínku pro konstantní směrovost danou rovnicí (6.7) [14].

6.3 Tvarování přijímací charakteristiky metodou CDB-CA

Tvarovací algoritmus pro kruhová pole popsany výše byl postupně ověřen pomocí simulací v programu Matlab, a to hned pro několik různých rozložení kruhových polí. Jak už bylo zmíněno tak základními parametry, které mají vliv na výslednou směrovou frekvenční charakteristiku kruhového pole jsou počet mikrofonů M , které jsou uniformně rozmístěny v kruhovém poli a hlavně poloměr kruhového pole r_c .

První simulované kruhové mikrofonní pole mělo následující parametry $M = 24$ a $r_c = 1,5\text{m}$. Simulace byla provedena pro frekvenční rozsah signálu $f_{\min} = 960\text{ Hz}$ až $f_{\max} = 1920\text{ Hz}$. Pro toto frekvenční pásmo byla podle vztahu (6.13) vypočtena

hodnota $z_{\max}=12,06$ a následně zvolena hodnota $n_e=15$. Jako referenční frekvence byla zvolena frekvence $f_0=1600$ Hz. Pro tuto referenční frekvenci je na obr.6.3 znázorněna simulovaná směrová charakteristika.

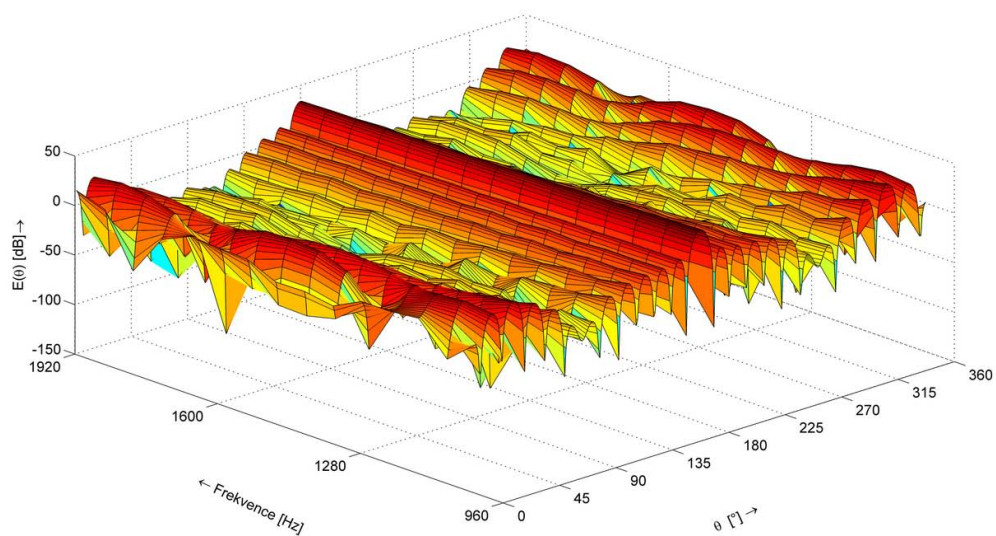


Obr. 6.3: Směrová charakteristika pro $f_0=1600$ Hz

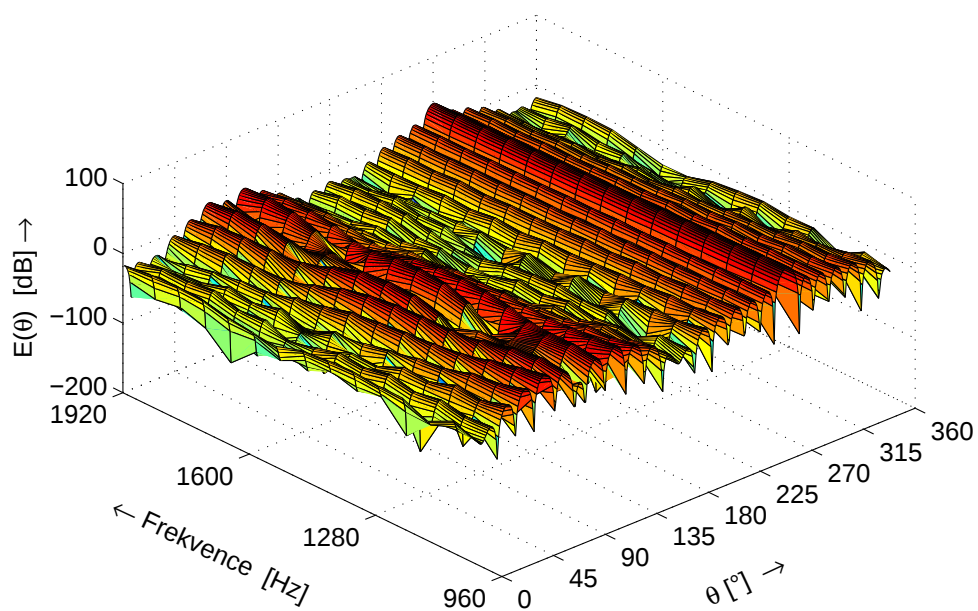
Pro výpočet celkové frekvenční směrové charakteristiky v celém frekvenčním pásmu bylo nutné toto pásmo rozdělit na jednotlivá menší pásma. Bylo zvoleno rozdělení na 16 menších pásem z čehož vyplývá šířka těchto pásem, která je 64 Hz. Pro každé menší pásmo bylo také potřeba určit jeho střední frekvenci a to podle následujícího vztahu $f_n = 960 + 64n$ Hz, kde $n = (0, 1, 2, \dots, 15)$. Tvarovací vektor pro každou střední frekvenci a tedy i pro celé frekvenční pásmo, ke kterému tato střední frekvence náleží, byl vypočten podle vztahu (6.15). Na základě vypočtených tvarovacích vektorů byla odvozena výsledná frekvenční směrová charakteristika pro všechny frekvence v původním frekvenčním pásmu viz obr.6.4.

Následně byl vypočten podle vztahu (6.5) tvarovací vektor pro azimutální úhel $\theta_s = 130^\circ$ a jeho dosazením do vztahu (6.7) potom vypočtena frekvenční směrová charakteristika tvarovaná právě na tento úhel viz obr.6.5.

Druhé simulované kruhové mikrofonní pole mělo následující parametry $M = 24$ a $r_c = 1,5$ m. Simulace byla provedena pro frekvenční rozsah signálu $f_{\min}=300$ Hz až $f_{\max}=3300$ Hz. Pro výpočet celkové frekvenční směrové charakteristiky bylo nutné

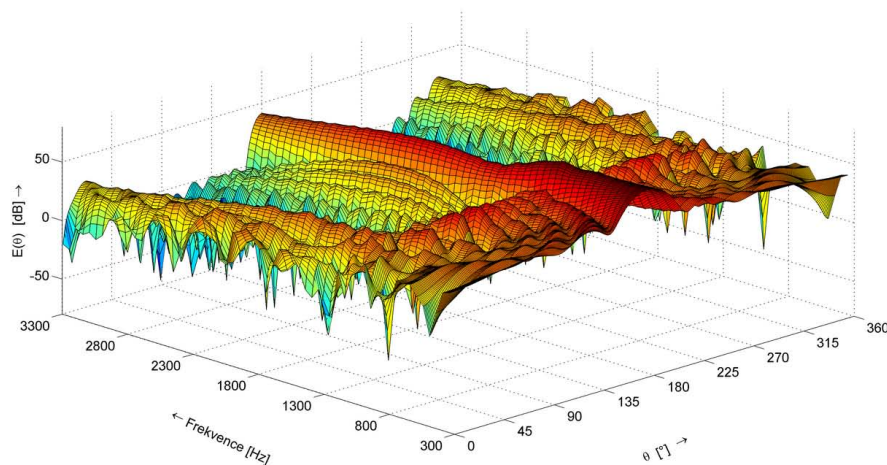


Obr. 6.4: Frekvenční směrová charakteristika $M = 24$, $r_c = 1,5$ m



Obr. 6.5: Frekvenční směrová charakteristika $M = 24$, $r_c = 1,5$ m, $\theta_s = 130^\circ$

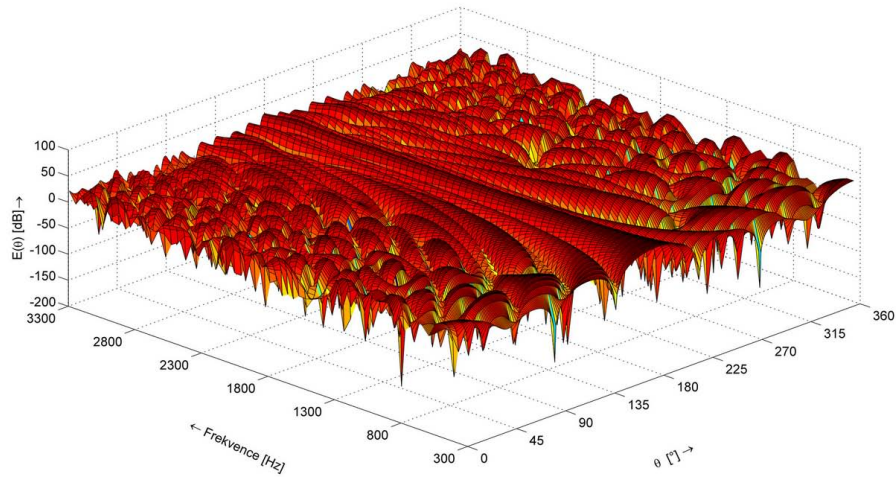
toto frekvenční pásmo opět rozdělit na jednotlivá menší pásma. Bylo zvoleno rozdělení na 50 menších pásem, z čehož vyplývá šířka těchto pásem, která je 60 Hz. Pro každé menší pásmo bylo také potřeba určit jeho střední frekvenci a to podle následujícího vztahu $f_n = 300 + 60n$ Hz, kde $n = (0, 1, 2, \dots, 49)$. Výsledná frekvenční směrová charakteristika pro všechny frekvence v původním frekvenčním pásmu je vidět na obr. 6.6.



Obr. 6.6: Frekvenční směrová charakteristika $M = 24$, $r_c = 1,5$ m, $f_{\min} = 300$ Hz, $f_{\max} = 3300$ Hz

Třetí simulované kruhové mikrofonní pole mělo následující parametry $M = 8$ a $r_c = 0,57$ m. Simulace byla provedena pro frekvenční rozsah signálu jako v předchozí simulaci tedy $f_{\min} = 300$ Hz až $f_{\max} = 3300$ Hz. Rozdělení na menší pásma a šířka jednotlivých menších pásem zůstala rovněž stejná jako u předchozí simulace. Výsledná frekvenční směrová charakteristika pro všechny frekvence v původním frekvenčním pásmu je vidět na obr. 6.7. Z charakteristiky už je patrné výrazné zhoršení vlastností kruhového pole oproti předchozím. Parametr SNR zde dosahuje hodnoty pouze 3 dB. Tedy lze říct, že počet mikrofónů a především poloměr kruhového pole jsou charakteristické vlastnosti, které mají zásadní vliv na jeho frekvenční směrovou charakteristiku.

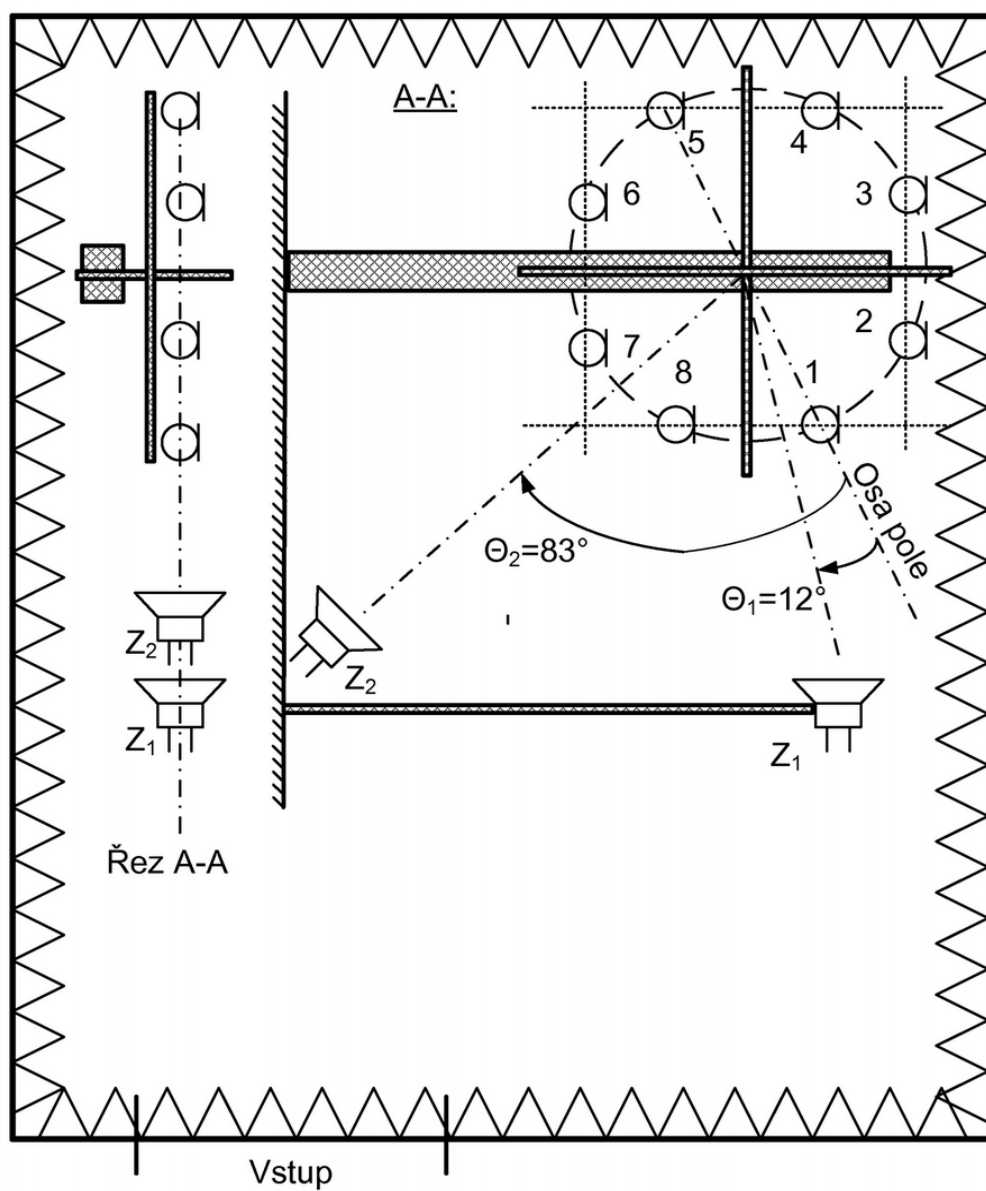
Poslední simulace byla i přes nepříliš uspokojivé výsledky ověřena pomocí praktického měření v bezodrazové komoře. Důvodem ověření právě této verze kruhového mikrofonního pole byla zejména nedostatečná měřicí aparatura a také omezení rozměry bezodrazové komory. Rozmístění měřicí aparatury v komoře je znázorněno na obr. 6.8. Měřené kruhové mikrofonní pole mělo charakteristické parametry stejné jako při poslední provedené simulaci, a to $M = 8$ a $r_c = 0,57$ m. Mikrofony byly rozmístěny tak jak je znázorněno na obr. 6.8, včetně referenčního mikrofónu označe-



Obr. 6.7: Frekvenční směrová charakteristika $M = 8$, $r_c = 0,57$ m, $f_{\min} = 300$ Hz, $f_{\max} = 3300$ Hz

ného číslem 1. Byly použity dva zdroje zkušebního signálu a byly umístěny rovněž tak, jak je znázorněno na obr. 6.8. Na obr. 6.9 je pro doplnění zobrazeno vyfocené skutečné měřené mikrofonní pole umístěné v bezodrazové komoře. První zdroj signálu Z_1 byl umístěn pod úhlem $\theta_1 = -12^\circ$, tedy $\theta_1 = 348^\circ$ myšleno od referenčního mikrofону. Druhý zdroj signálu Z_2 byl umístěn pod úhlem $\theta_2 = -83^\circ$, tedy $\theta_2 = 277^\circ$ myšleno od referenčního mikrofону. Z obou dvou zdrojů byl reprodukován různý řečový signál, přičemž oba signály měly stejnou výkonovou úroveň. Bylo také provedeno měření, kdy ze zdroje Z_1 byl reprodukován opět řečový signál a ze zdroje Z_2 byl reprodukován bílý šum.

Při vyhodnocování obou měření algoritmem CDB-CA byly zaznamenané signály ze všech mikrofónů vyfiltrovány do čtyř frekvenčních pásem. Rozdělení frekvenčních pásem bylo následující: první frekvenční pásmo 300-900 Hz, druhé frekvenční pásmo 900-1800 Hz, třetí frekvenční pásmo 1800-2700 Hz, poslední čtvrté frekvenční pásmo bylo 2700-3600 Hz. Po zpracování tvarovacím algoritmem CDB-CA nebylo dosaženo ani špatných předpokládaných výsledků podle simulace. Ve výsledném signálu nebylo téměř vůbec rozpoznatelné směrové tvarování, což pravděpodobně způsobilo rozdělení pouze na zmíněná čtyři frekvenční pásma oproti simulaci, kde bylo provedeno rozdělení na 50 frekvenčních pásem a bylo dosaženo alespoň odstupů signálu od šumu $\text{SNR} = 3$ dB.



Obr. 6.8: Rozmístění aparatury při měření kruhového pole



Obr. 6.9: Měření kruhové mikrofonní pole

6.4 Rozšířená kruhová mikrofonní pole CDB-ACA

Rozšířená kruhová pole CDB-ACA (Constant Directivity Beamforming - Augmented Circular Arrays) a obecně kruhová mikrofonní pole jsou v poslední době atraktivním řešením pro zvukový záznam požadovaných zvukových zdrojů, umístěných právě v horizontální rovině mikrofonního pole. Tento účinný způsob tvarování přijímací charakteristiky je založený na válcovém prostorovém harmonickém rozkládání zvukového pole. Toto řešení dovoluje měnit směrovou frekvenční charakteristiku v horizontální rovině tak, aby byla frekvenčně nezávislá. Ovšem vertikální směrová frekvenční charakteristika, která se nachází mimo rovinu pole je naopak frekvenčně závislá a citlivost takového pole potom může být dokonce větší ve směru z horizontální roviny, než citlivost pro nastavený směr. Přidáním jednoho senzoru do středu kruhu(pole), lze potom dosáhnout frekvenčně nezávislé směrové charakteristiky i pro vertikální rovinu a její ovládání. Toto rozšířené mikrofonní kruhové pole je pouze dvourozměrné, ovšem může být klidně rozšířeno i do více směrů a rovin nebo celkové velikosti, tak může vzniknout i kulové neboli trojrozměrné mikrofonní pole. Přidáním centrálního senzoru se také rovněž zvýší odolnost mikrofonního pole proti prostorovému aliasingu[15].

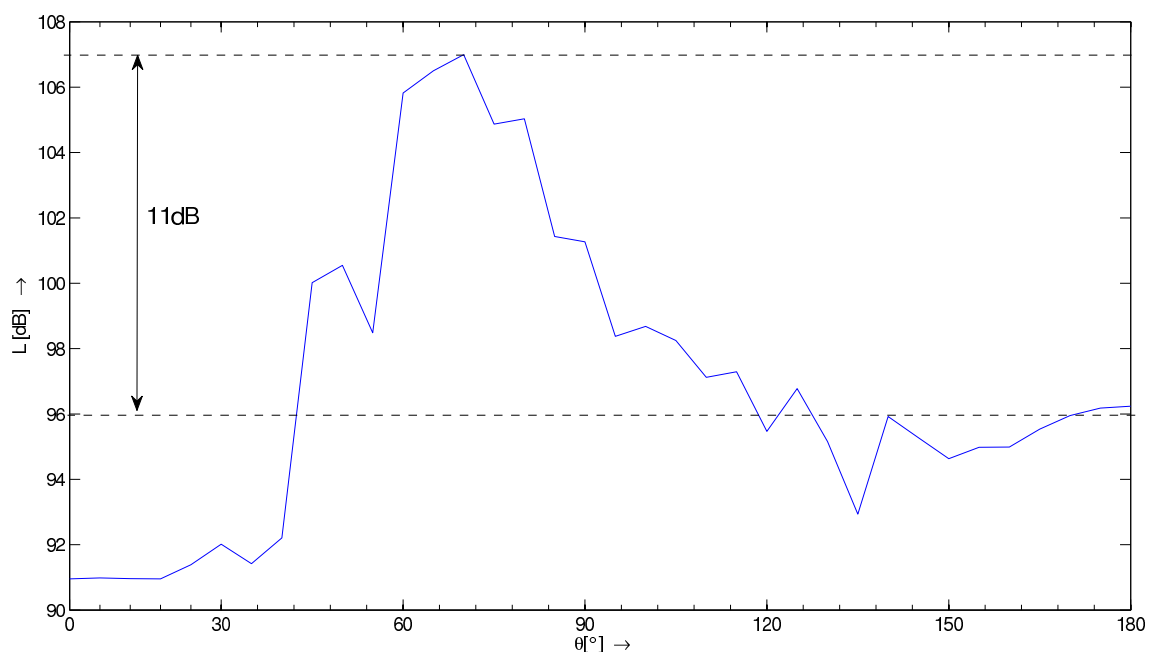
Tvarování přijímací charakteristiky mikrofonního pole založené na prostorovém harmonickém rozkládání zvukových polí má mnoho význačných charakteristických vlastností, mezi které patří například výpočetně jednoduché řízení směru příchodu užitečného signálu nebo tvarování přijímací směrové charakteristiky založené na orto-normálovém rozvoji v řady[16].

Pro kruhovou mikrofonní soustavu je přirozený tvar souřadnicového systému válcový. Válcový souřadnicový systém je trojrozměrný systém, který určuje pozici bodu podle vzdálenosti od zvolené vztahné osy, směru od osy ve vztahu k vybranému referenčnímu směru a vzdálenosti od vybrané referenční roviny kolmé k ose. Tato vzdálenost je uvedena jako kladné nebo záporné číslo v závislosti, na kterou stranu od vztahné roviny směřuje[15].

Pokud jsou zkoumány trojrozměrné směrové charakteristiky mikrofonního pole bývá běžně pro analýzu prostorové odezvy mikrofonního pole využíváno kulového souřadnicového systému. Kulový souřadnicový systém je souřadnicový systém pro trojrozměrný prostor, kde je pozice bodu určena třemi čísly: radiální vzdálenost tohoto bodu od daného počátku, elevační úhel sklonu od horizontální roviny a azimutální úhel odklonění od vertikální roviny. Použití kulového souřadnicového systému na místo válcového souřadnicového systému poskytuje rovněž lepší náhled na projev aliasingu ve vertikální odezvě válcových polí[15].

7 SHRNUTÍ DOSAŽENÝCH VÝSLEDKŮ MĚŘENÍ JEDNOTLIVÝCH METOD

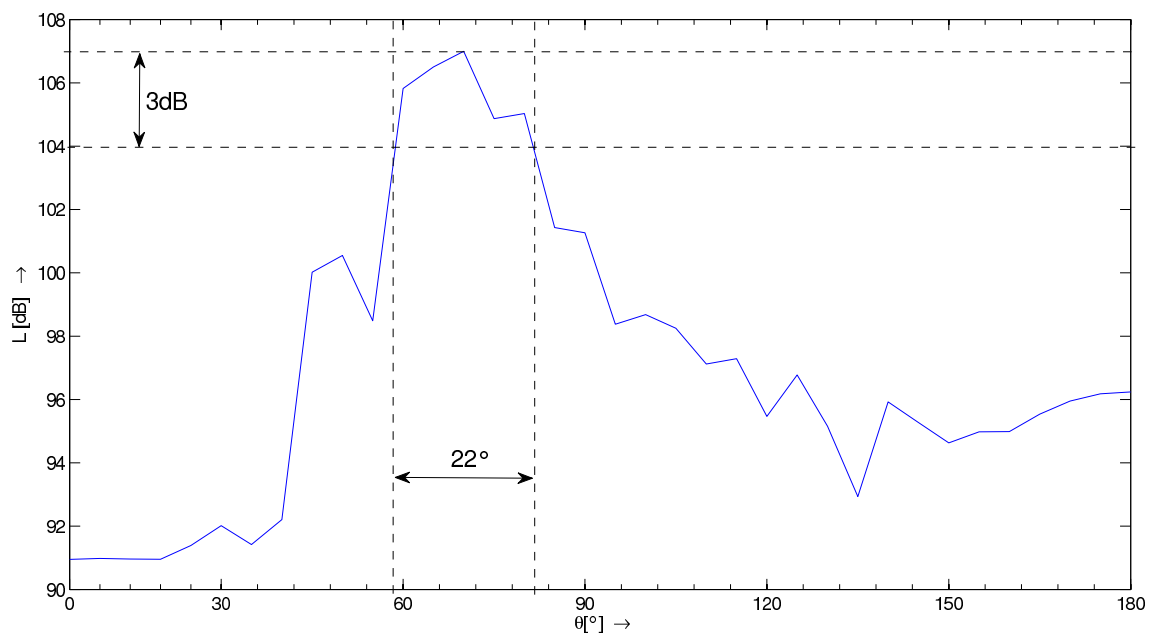
V tomto závěrečném oddílu jsou shrnuty všechny dosažené výsledky z této práce. Jednotlivé metody byly hodnoceny zejména z hlediska parametrů jako jsou SNR(Signal to Noise Ratio) tedy odstup užitečného(zvýrazněného) signálu od ostatních signálů(nežádoucích hluků) a potom také směrovosti. Oba dva parametry hodnocení byly odvozeny ze směrových charakteristik pro dané tvarovací metody tak, že byla vypočtena okamžitá střední výkonová úroveň signálů pro každý směr v celém frekvenčním pásmu výsledného signálu podle vztahu (3.11). Parametr SNR byl určen jako rozdíl maximální a minimální hodnoty střední výkonové úrovně výstupního signálu daného tvarovače. Na obr. 7.1 lze vidět příklad odvození parametru SNR pro tvarovací metodu CDB.



Obr. 7.1: Ukázka odvození parametru SNR

Směrovost je dána jako šířka hlavního laloku přijímací směrové charakteristiky mikrofonního pole při poklesu užitečného signálu o 3dB od maximální hodnoty. Na obr. 7.2 lze vidět příklad odvození směrovosti rovněž pro tvarovací metodu CDB.

Odečtené hodnoty z těchto charakteristik pro všechny zkoušené tvarovací metody jsou pro přehlednost uvedeny v tab. 7.1, kde je lze také snadno porovnat. V této tabulce jsou pro každý tvarovací algoritmus uvedeny vždy hodnoty odečtené na frekvenci 300 Hz a 3300 Hz a to z toho důvodu, že byly ověřovány tvarovací algoritmy použitelné zejména pro tvarování řečových signálů, které mají zpravidla



Obr. 7.2: Ukázka odvození směrovosti

frekvenční rozsah 300 Hz až 3300 Hz, proto byly pro měření zvoleny právě tyto dvě mezní frekvence.

Tab. 7.1: Přehled dosažených výsledků

Algoritmus	DAS		SAB	
f	Směrovost	SNR	Směrovost	SNR
[Hz]	[°]	[dB]	[°]	[dB]
300	30	1	15	11
3300	15	11	10	20
Algoritmus	CDB		CDB-CA	
f	Směrovost	SNR	Směrovost	SNR
[Hz]	[°]	[dB]	[°]	[dB]
300	16	23	24	21
3300	15	24	10	38

Také je vhodné zde pro úplnost stručně uvést parametry mikrofonních polí, které mají zásadní vliv na tvar výsledné přijímací charakteristiky pole. Bylo zjištěno a také simulacemi případně měřením ověřeno, že pro lineární mikrofonní pole jsou to celková neboli aktivní délka mikrofonního pole, počet mikrofonů v poli a na těchto dvou parametrech závislý poslední parametr vzdálenost mezi sousedními dvěma mikrofony. Jako další parametr, který má vliv na průběh výsledné charakteristiky je frekvence, ale frekvenční rozsah je většinou předem pevně dán a blíže o těchto para-

metrech pojednává pododdíl 1.5 (diskrétní lineární pole). Vlivy změn jednotlivých parametrů v charakteristikách jsou znázorněny na obr. 1.4, 1.5, 1.6. Pro kruhová mikrofonní pole jsou potom charakteristickými parametry zejména poloměr kruhového pole r_c a počet mikrofونů uniformě rozmístěných v tomto poli viz předchozí oddíl práce 6. Pro rozšířená mikrofonní pole je dalším důležitým parametrem řád mikrofonního pole neboli počet klasických kruhových polí umístěných do sebe jako soustředné kružnice.

8 ZÁVĚR

Tato diplomová práce popisovala základy teorie mikrofonních polí a tvarovací algoritmy DAS (Delay and Sum), SAB(Sub Array Beamforming), CDB(Constant Directivity Beamforming), CDB-CA(CDB-Circular Arrays) pro tvarování přijímací směrové frekvenční charakteristiky těchto polí. V práci byla také popsána i ostatní problematika související s mikrofonními poli, jako je např. interpolace diskrétního signálu či návrh rozmístění senzorů v mikrofonních polích.

Postupně bylo odměřeno a odsimulováno několik možných sestavení mikrofonních polí. Jednalo se o lineární uniformní pole s různými vzdálenostmi mezi sousedními mikrofony a lineární neuniformní pole, kde vzdálenosti mezi sousedními mikrofony byly různé a také kruhová mikrofonní pole. Výsledky měření a simulací, implementovaných tvarovacích algoritmů, byly vždy vyhodnoceny programem Matlab a zaznamenány do příslušných frekvenčních směrových charakteristik. Z výsledků simulací mikrofonních polí vyplývá, že počet mikrofونů ovlivňuje výskyt postranních laloků a šířku hlavního laloku(směrovost). Tedy čím více mikrofونů je použito, tím je hlavní lalok užší(vyšší směrovost), ale zároveň vzroste i velikost nežádoucích postranních laloků vzniklých prostorovým aliasingem. Vzdálenost mezi dvěma sousedními mikrofony pak ovlivňuje zejména počet postranních laloků, vzniklých prostorovým aliasingem. Z naměřených charakteristik je patrné, že čím větší bude vzdálenost mezi dvěma sousedními mikrofony, tím více vznikne postranních laloků. Pro kruhová mikrofonní pole jsou potom charakteristickými parametry zejména poloměr kruhového pole a počet mikrofونů uniformně rozmístěných v tomto poli. Pro rozšířená mikrofonní pole je dalším důležitým parametrem řád mikrofonního pole neboli počet klasických kruhových polí umístěných do sebe jako soustředné kružnice.

Pro ověření funkčnosti a porovnání kvality jednotlivých tvarovacích metod bylo provedeno objektivní hodnocení podle parametru SNR a směrovosti, pro metodu DAS bylo navíc provedeno subjektivní hodnocení. Konkrétní dosažené výsledky jsou uvedeny pro přehlednost do tabulky 7.1 v poslední kapitole práce, kde jsou tyto parametry hodnoceny na dvou mezních frekvencích pro řečové signály, a to 300 Hz a 3300 Hz.

Z hodnocení vyplývá, že metoda DAS není příliš efektivní pro tvarování přijímací charakteristiky. Zejména z důvodu malé směrovosti, která má na nízkých frekvencích všesměrový charakter příjmu. Nejlepší výsledky byly dosaženy pro frekvenční pásmo 400 Hz až 2500 Hz, kde se tolik neprojevoval prostorový aliasing, tedy vznik postranních laloků a při prostorové separaci dvou širokopásmových signálů. Naopak špatné výsledky měla metoda DAS pro prostorovou separaci, kdy jeden ze signálů byl úzkopásmový.

Metoda SAB oproti základní metodě DAS nezpracovává celé frekvenční spek-

trum signálu najednou, ale rozděluje ho do několika sub-pásem SA (Sub Arrays) a tím je dosaženo potlačení všesměrového charakteru příjmu na nízkých frekvencích směrové frekvenční charakteristiky a zároveň také dosaženo i vyšší a konstantnější směrovosti, ovšem v závislosti na rozvržení mikrofonního pole pro daná SA dle rozsahu frekvenčních spekter SA. Obecně lze říci, že čím více SA bude vytvořeno tím bude vlastní mikrofonní pole složitější na sestavení a bude vyžadovat více mikrofónů, na druhou stranu bude zase dosaženo vysoké a konstantní směrovosti. Z tohoto důvodu se v praxi využívají spíše složená mikrofonní pole, kde je jeden mikrofón použit i pro více SA současně a hledá se kompromis mezi nároky na směrovost a složitostí mikrofonního pole.

Metoda CDB má stejné vlastnosti jako metoda SAB, lze pro tuto metodu dokonce použít i stejné rozvržení mikrofonního pole a SA. Navíc oproti SAB jsou pro každé SA vypočteny váhy, kterými je každé SA násobeno a tím lze dosáhnout nejen konstantní směrovosti, ale také v ideálním případě konstantního odstupu užitečného signálu od šumu (parametr SNR). Tato metoda je také výpočetně složitější než předchozí probrané metody.

Poslední tvarovací metoda CDB-CA využívá kruhových polí. V této práci bylo zpracováno rovinné (dvourozměrné) kruhové mikrofonní pole prvního řádu. V praxi se ovšem využívají i kulová (trojrozměrná) kruhová pole vyšších řádů tzv. ACA (Augmented Circular Arrays). Ze simulací vyplývá, že rovinná kruhová pole prvního řádu pro dosažení dostatečné směrovosti odpovídající např. metodě CDB, musejí být větších rozměrů (poloměr pole až 1,5m). Takováto pole nejsou v praxi příliš praktická a proto se zavádějí jak už bylo zmíněno ACA neboli rozšířená mikrofonní kruhová pole.

Ze všech zde zmíněných a odzkoušených tvarovacích metod se jako nejúčinnější pro tvarování řečového signálu jeví tvarovací algoritmy pro kruhová pole, následně algoritmy pro složená lineární mikrofonní pole CDB, SAB a nejhorších vlastností dosáhla metoda pro lineární mikrofonní pole DAS.

LITERATURA

- [1] Ziomek, L., J.; Fundamentals of Acoustic Field Theory and Space-Time Signal Processing. CRC Press, 1995.
- [2] McCowan, I.; Robust Speech Recognition using Microphone Arrays, PhD. Thesis, Queensland University of Technology, Australia, 2001.
- [3] Dušek, F.; Matlab a Simulink : Úvod do používání. Pardubice : [s.n.], 2000. 145 s. ISBN 80-7194-273-1.
- [4] Steinberg, B., D.; Principles of Aperture and Array System Design. John Wiley and Sons, 1976.
- [5] Ifeachor, E.; Jervis, B. Digital Signal Processing : A Practical Approach. Addison-Wesley, 1996.
- [6] Zobel, Edward, A.; Education in Physics and Mathematics : Wave Interference [online]. 1997-2006 , 2006 [cit. 2009-11-27]. Dostupný z WWW: < [http : //id.mind.net/ zona/mstm/physics/waves/interference/intrfrnc.html](http://id.mind.net/zona/mstm/physics/waves/interference/intrfrnc.html) >.
- [7] Definition of white noise; Telecom Glossary 2000; American National Standard T1.523-2001 and FS-1037C
- [8] Välimäki, V.; Discrete-time modeling of acoustic tubes using fractional decay filters. Helsinki University of Technology. Faculty of Electrical Engineering. Dizertační práce. Helsinki, 1995. 194s.
- [9] Brandstein, M.; Ward, D.; Microphone Arrays: Signal Processing Techniques and Applications. Springer-Verlag Berlin, 2001. 389 s. ISBN 3-540-41953-5.
- [10] Eksler, V.; Prostorová lokalizace a separace naslepo zdrojů akustických signálů polem mikrofónů. Doktorská disertační práce. Vysoké učení technické v Brně, 2006.
- [11] Grénar M.; Tvarování přijímací charakteristiky mikrofónového pole. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 42s.
- [12] Jan, J.; Číslíková filtrace, analýza a restaurace signálů. 2. rozš. vyd. Brno : VUTIUM, 2002. 427 s. ISBN 80-214-1558-4.
- [13] Akustické listy. Česká akustická společnost. 2003, 9, 1-1. Praha : Ediční středisko ČVUT, 2003. ISSN 1212-4702.

- [14] 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.
- [15] Meyer, J.; Elko, G.; Spherical harmonic modal beamforming for an augmented circular microphone array, Acoustics, Speech and Signal Processing, 2008. ICASSP 2008. IEEE International Conference on , vol., no., pp.5280-5283, March 31 2008-April 4 2008 doi: 10.1109/ICASSP.2008.4518851.
- [16] Meyer, J.; Elko, G.; Spherical microphone arrays for 3d sound recording in Audio Signal Processing for Next Generation Multimedia Communication Systems, Yiteng (Arden) Huang and Jacob Benesty, Eds., Boston, 2004, Kluwer Academics.
- [17] Elko, G.; Superdirectional microphone arrays in Audio Signal Processing for Next Generation Multimedia Communication Systems, Yiteng (Arden) Huang and Jacob Benesty, Eds., Boston, 2004, Kluwer Academics.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

α	Směrový vektor vlny
α_s	Posunutý (řízený) směrový vektor vlny
Δ_n	Prostorový váhovací činitel
ϕ	Elevační úhel
ϕ_s	Posunutý (řízený) elevační úhel
$\mathcal{F}(\cdot)$	Trojrozměrná Fourierova transformace
φ_n	Fázové zpoždění n -tého senzoru
$\varphi_n(f)$	Fázová složka komplexní váhy
γ_n	Dilatační faktor n -tého senzoru
λ	Vlnová délka signálu
$\lambda_{\min}$	Minimální použitelná vlnová délka signálu
θ	Azimutální úhel
θ_s	Posunutý (řízený) azimutální úhel
τ	Zpoždění signálu mezi aperturou a prostorovým umístěním zdroje r
τ_n	Zpoždění n -tého prvku
$a_n(f)$	Amplitudová složka komplexní váhy n -tého prvku
$A(f_0, \theta_s)$	Vektor odezvy daného kruhového pole
$B(\cdot)$	BS(Beam Shaping) funkce
$b_u(u, f)$	Prostorová odezva spojitého pole
$\hat{b}_{\text{FI}}(u)$	Aproximovaná funkce spojitého pole
c	Rychlost zvuku
d	Vzdálenost mezi dvěma sousedními prvky apertury
$\mathbf{d}_n(f)$	Dilatační vektor pro n -tý senzor
D_{int}	Celočíselné zpoždění

D_{real}	Reálné zpoždění
D_{FD}	Frakční zpoždění
dV	Derivace signálu apertury
$\mathbf{e}$	Vektor prostorového umístění zdroje signálu
f	Frekvence
f_n	Hraniční frekvence n -tého senzoru
f_s	Vzorkovací frekvence
f_{max}	Maximální frekvence, při které nevzniká prostorový aliasing
f_{min}	Minimální frekvence
$f_{x_{\text{max}}}$	Nejvyšší prostorová frekvenční složka spektra signálu
f_{x_s}	Prostorový vzorkovací kmitočet
$\mathbf{h}$	Vektor BS koeficientů
$H(f)$	Referenční odezva BS filtru
$H_n(f)$	Odezva BS filtru pro n -tý senzor
L	Délka lineární apertury
N	Celkový počet prvků v poli
n	n -tý prvek z pole senzorů
$p(k)$	Posloupnost vzorků okamžitého výkonu
p_n	Poloha n -tého prvku v mikrofonním poli
p_{ref}	Poloha referenčního bodu
$\mathbf{r}$	Vektor prostorového umístění prvku
r_c	Poloměr kruhového mikrofonního pole
S	Celkový počet pásem tvarovače
t	Spojitý čas
$\mathbf{t}_{i,n}$	Transformační vektor

T_s	Perioda vzorkovacího signálu
$v_{s,i}(f)$	Výstupní signál i -tého prvku a s -tého sub-pole
V	Úroveň signálu apertury
$\mathbf{w}(f)$	Vektor vah
$w_n(f)$	Komplexní váha n -tého prvku
$w_{i,n}$	Komplexní váha n -tého prvku v i -tém pásmu
$w_{s,i}(f)$	Komplexní váha i -tého prvku a s -tého sub-pole
X	Celkový počet vzorků signálu
$\mathbf{x}(f)$	Vektor dat
$x_i(f)$	Vstupní signál daného i -tého kanálu v poli
$x(k)$	Posloupnost vzorků v signálu
x_n	Prostorová pozice prvku n na ose x
$x(t)$	Časově spojitá funkce
BS	Beam Shaping function
CDB	Constant Directivity Beamforming
CDB-CA	CDB-Circular Arrays
CDB-ACA	CDB-Augmented Circular Arrays
DAS	Delay And Sum
DI	Directivity Index
DOA	Direction Of Arrival
FAS	Filter And Sum
GSC	Generalized Sidelobe Canceller
NULA	Non Uniform Linear Array
SAB	Sub Array Beamforming
SDB	Super Directivity Beamforming
ULA	Uniform Linear Array