

Disertační práce

Embedded systém pro lokalizaci zdroje zvuku

Ing. Petr Dostálek

Studijní obor: Technická kybernetika

Školitel: prof. Ing. Vladimír Vašek, CSc.

Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta aplikované informatiky
Ústav automatizace a řídicí techniky

Zlín, 2009

Poděkování:

Děkuji svému školiteli, panu prof. Ing. Vladimíru Vaškovi, CSc., za odborné vedení a všestrannou pomoc. Dále bych chtěl taktéž poděkovat doc. RNDr. Vojtěchovi Křesálkovi, CSc., Ing. Janu Dolinayovi, Petru Dvořákovi a Ing. Aloisu Mynaříkovi za rady, připomínky a spolupráci v průběhu řešení.

RESUMÉ

Disertační práce se zabývá problematikou lokalizace zdroje zvukového signálu pomocí mikrofonního pole se zaměřením na aplikace v bezpečnostních systémech.

V teoretické části se zaměřuje na popis základních algoritmů používaných pro vyhodnocování signálů získaných z mikrofonních jednotek tvořících mikrofonní pole s pevně danou geometrií. Konkrétně se jedná o dvě metody: určení polohy zdroje zvuku odhadem časových zpoždění dopadu zvukové vlny na mikrofonní pole a určení polohy zdroje zvuku pomocí beamformingu.

Praktická část práce se zabývá návrhem měřicího subsystému vlastního lokalizačního systému, který je tvořen mikrofonními jednotkami a zesilovači s integrovanými antialiasing filtry. Takto získaný nízkofrekvenční analogový signál je přiváděn na vstupy vyhodnocovací jednotky. Díky odlišným požadavkům implementovaných metod vyhodnocování na vlastnosti měřicího řetězce byly realizovány dvě verze subsystémů pro snímání zvukového signálu tak, aby co nejlépe vyhovovaly použité vyhodnocovací metodě. Dále je zde proveden výběr vhodného typu embedded systému pro realizaci vybraných detekčních algoritmů. Obě metody jsou vzájemně porovnány z hlediska jejich vhodnosti pro různé typy lokalizačních úloh.

Vyvinutý zvukový lokalizační systém je složen ze tří základních komponent: mikrofonního pole s geometrickou konfigurací danou příslušnou metodou vyhodnocování, 16 kanálového zesilovače s integrovaným antialiasing filtrem a vyhodnocovacím embedded systémem na bázi kompaktního průmyslového počítače v provedení se zvýšenou odolností. Realizované programové vybavení podporuje vyhodnocování úhlu dopadu zvukové vlny pomocí dvou metod: metody stanovení časových diferencí dopadu zvukové vlny na mikrofonní pole a metody založené na beamformingu s využitím beamformery typu zpoždění a součet. Vyhodnocovací systém taktéž podporuje vzdálené připojení prostřednictvím RS232 komunikační linky, kdy je možné jak parametrizovat jednotlivé funkce lokalizačního systému, tak i přijímat výsledky lokalizace pomocí znakového komunikačního protokolu.

SUMMARY

This thesis deals with acoustic source localization using microphone array with focus on security systems.

Theoretical part of the work is focused on description of basic algorithms used for processing of signals captured from microphone units which are formed into microphone array with fixed geometry. Two different methods are presented: sound source localization using evaluation of time differences of sound wave arrival and acoustic source positioning using beamforming.

Experimental part deals with design of localization system sensory subsystem consisting of microphone units and amplifiers with integrated antialiasing filters. Obtained low-frequency audio signal is then connected to analog inputs of evaluation unit. Due to different requirements of the implemented evaluation methods on sensory subsystem properties, two versions of sensory subsystems were developed to best satisfy established demands. Next an embedded system suitable for executing localization algorithms is proposed. Both methods are mutually compared with regard to suitability for various types of localization tasks.

Developed sound source localization system is composed of three basic components: microphone arrays with geometry configuration determined by chosen method, 16 channel amplifier with integrated antialiasing filter or 2 three-channel automatic gain controller amplifiers and evaluation unit based on compact industrial embedded computer. Created program equipment supports two methods for acoustic source localization: time difference of sound wave arrival evaluation with hyperbolic localization algorithm and beamforming with utilization of delay and sum digital beamformer. Evaluation unit also supports remote connection with supervisory system using RS232 communication interface enabling parameterization of each locator and sending localization results using character-based communication protocol.

OBSAH

SEZNAM OBRÁZKŮ	9
SEZNAM TABULEK.....	11
SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	12
1 ÚVOD.....	13
2 SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY – LITERÁRNÍ REŠERŠE	16
3 CÍLE DISERTAČNÍ PRÁCE	18
4 TEORETICKÝ RÁMEC	19
4.1 PRINCIPY LOKALIZACE ZDROJE ZVUKU	19
4.1.1 <i>Lokalizace zdroje zvuku u člověka.....</i>	<i>19</i>
4.1.2 <i>Metody založené na stanovení časových diferencí (TDOA).....</i>	<i>24</i>
4.1.3 <i>Metody založené na Beamformingu.....</i>	<i>31</i>
4.2 FOURIEROVA TRANSFORMACE.....	34
4.2.1 <i>Fourierova transformace ve spojitě oblasti.....</i>	<i>35</i>
4.2.2 <i>Diskrétní Fourierova transformace.....</i>	<i>35</i>
4.2.3 <i>Krátkodobá Fourierova transformace.....</i>	<i>37</i>
4.3 ČASOVÁ LOKALIZACE FREKVENČNÍHO SPEKTRA SIGNÁLU	39
5 EXPERIMENTÁLNÍ ČÁST.....	42
5.1 NÁVRH HARDWARE LOKALIZAČNÍHO SYSTÉMU.....	42
5.1.1 <i>Subsystem snímání zvukového pole pro vyhodnocování metodou odhadu časových zpoždění.....</i>	<i>42</i>
5.1.2 <i>Subsystem snímání zvukového pole pro vyhodnocování metodou beamformingu</i>	<i>49</i>
5.1.3 <i>Embedded systém pro vyhodnocování signálu z mikrofoniho pole.....</i>	<i>55</i>
5.2 NÁVRH SOFTWARE LOKALIZAČNÍHO SYSTÉMU	59
5.2.1 <i>Modul snímání dat.....</i>	<i>60</i>
5.2.2 <i>FFTW knihovna</i>	<i>60</i>
5.2.3 <i>Uživatelské rozhraní.....</i>	<i>61</i>
5.2.4 <i>Komunikační modul.....</i>	<i>65</i>
5.2.5 <i>Modul lokalizačních algoritmů.....</i>	<i>68</i>
6 PRAKTICKÉ OVĚŘENÍ.....	73
6.1 LOKALIZAČNÍ SYSTÉM NA BÁZI TDOA.....	73
6.1.1 <i>Mikrofonní jednotky.....</i>	<i>73</i>
6.1.2 <i>AGC zesilovač s antialiasing filtrem.....</i>	<i>76</i>

6.1.3	<i>Přesnost lokalizace</i>	77
6.1.4	<i>Vyhodnocení vlastností lokalizačního systému</i>	79
6.2	LOKALIZAČNÍ SYSTÉM NA BÁZI BEAMFORMINGU	81
6.2.1	<i>Zesilovač s antialiasing filtrem pro 16 zvukových kanálů</i>	81
6.2.2	<i>Jednotka pro sběr dat Advantech USB-4716</i>	84
6.2.3	<i>Přesnost lokalizace</i>	87
6.2.4	<i>Vyhodnocení vlastností lokalizačního systému</i>	89
7	DISKUSE VÝSLEDKŮ ŘEŠENÍ	90
7.1	LOKALIZAČNÍ SYSTÉM NA BÁZI VYHODNOCOVÁNÍ ČASOVÝCH DIFERENCÍ	90
7.2	LOKALIZAČNÍ SYSTÉM NA BÁZI BEAMFORMINGU	91
7.3	PROGRAMOVÉ VYBAVENÍ	92
8	ZÁVĚR	93
9	PUBLIKAČNÍ AKTIVITY	95
10	LITERATURA	102
	ŽIVOTOPIS	106
	PŘÍLOHY	108

SEZNAM OBRÁZKŮ

<i>Obr. 1. Zřejmě první zařízení pro lokalizaci zdroje zvuku [1].</i>	15
<i>Obr. 2. Vnitřní struktura lidského ucha</i>	19
<i>Obr. 3. Bodový zdroj zvuku v blízkosti hlavy</i>	21
<i>Obr. 4. Fázová diference detekovaná sluchovými orgány</i>	22
<i>Obr. 5. Fázová diference při λ odpovídající dvojnásobku vzdálenosti uší</i>	22
<i>Obr. 6. Zvuková vlna dopadající na pole 2 mikrofonů</i>	24
<i>Obr. 7. Lineární mikrofonní pole</i>	27
<i>Obr. 8. Polohy zdroje zvuku určené výpočtem pro 1 mikrofonní pár</i>	30
<i>Obr. 9. Určení polohy zdroje zvuku hyperbolickou lokalizací</i>	30
<i>Obr. 10. Blokové schéma beamformeru typu zpoždění a součet</i>	32
<i>Obr. 11. Homogenní lineární mikrofonní pole</i>	33
<i>Obr. 12. Frekvenční spektrum v polárním vyjádření</i>	36
<i>Obr. 13. Obdélníkové váhovací okno a jeho frekvenční spektrum</i>	38
<i>Obr. 14. Hammingovo váhovací okno a jeho frekvenční spektrum</i>	38
<i>Obr. 15. Hanningovo váhovací okno a jeho frekvenční spektrum</i>	39
<i>Obr. 16. Blackmanovo váhovací okno a jeho frekvenční spektrum</i>	39
<i>Obr. 17. Vliv překryvu váhovacího okna na výsledný spektrogram</i>	40
<i>Obr. 18. Vliv váhovacího okna na spektrogram (obdélníkové, Hammingovo)</i>	40
<i>Obr. 19. Vliv váhovacího okna na spektrogram (Hannigovo, Blackmanovo)</i>	41
<i>Obr. 20. Ukázka spektrogramu ve 3D zobrazení</i>	41
<i>Obr. 21. Struktura vyhodnocovacího systému 1</i>	42
<i>Obr. 22. Schéma zapojení předzesilovače v mikrofonní jednotce</i>	43
<i>Obr. 23. Vnější provedení mikrofonních jednotek</i>	44
<i>Obr. 24. Schéma zapojení AGC zesilovače – 1.část</i>	45
<i>Obr. 25. Schéma zapojení AGC zesilovače – 2.část</i>	45
<i>Obr. 26. Odezva normalizovaných filtrů na jednotkový skok na vstupu</i>	47
<i>Obr. 27. Odezva normalizovaných filtrů na jednotkový impuls na vstupu</i>	48
<i>Obr. 28. Frekvenční a fázové charakteristiky normalizovaných filtrů</i>	48
<i>Obr. 29. Struktura vyhodnocovacího systému 2</i>	49
<i>Obr. 30. Program pro výpočet směrové charakteristiky mikrofonního pole</i>	50
<i>Obr. 31. Příklad výstupu programu</i>	51

<i>Obr. 32. Simulovaná směrová charakteristika mikrofonního pole.</i>	53
<i>Obr. 33. Praktické provedení mikrofonního pole.</i>	53
<i>Obr. 34. Schéma zapojení jednoho kanálu zesilovače s filtrem.</i>	54
<i>Obr. 35. Pohled do vyhodnocovací jednotky po odejmutí horního krytu.</i>	55
<i>Obr. 36. Embedded průmyslový počítač ARK-1382.</i>	57
<i>Obr. 37. Jednotka pro sběr dat Advantech USB-4716.</i>	58
<i>Obr. 38. Vnitřní struktura programu pro lokalizaci zdroje zvuku.</i>	59
<i>Obr. 39. Dialogové okno pro výběr DAQ zařízení</i>	62
<i>Obr. 40. Dialogové okno pro nastavení konfigurace.</i>	63
<i>Obr. 41. Hlavní okno programu – aktivní režim „Analýza signálu“</i>	64
<i>Obr. 42. Hlavní okno programu – aktivní režim „Číslíkový korelátor“</i>	64
<i>Obr. 43. Hlavní okno programu – aktivní režim „Audio lokátor“</i>	65
<i>Obr. 44. Komunikační protokol lokalizačního systému.</i>	66
<i>Obr. 45. Nedopočítané body řešení rovnice v oblasti vrcholu hyperboly.</i>	70
<i>Obr. 46. Body řešení rovnice po korekci výpočtem s vysokým rozlišením.</i>	70
<i>Obr. 47. Hardwarová a softwarová struktura beamformeru.</i>	72
<i>Obr. 48. Kernel filtru typu pásmová propust.</i>	72
<i>Obr. 49. Naměřené směrové charakteristiky mikrofonní jednotky č.1</i>	74
<i>Obr. 50. Naměřené směrové charakteristiky mikrofonní jednotky č.2</i>	75
<i>Obr. 51. Frekvenční charakteristika AGC zesilovače.</i>	76
<i>Obr. 52. Závislost zesílení na vybuzení AGC zesilovače.</i>	77
<i>Obr. 53. Závislost odchylky určení úhlu dopadu na vzorkovací frekvenci a úhlu zdroje zvuku.</i>	78
<i>Obr. 54. Frekvenční charakteristiky zesilovače – kanály 1-4.</i>	82
<i>Obr. 55. Frekvenční charakteristiky zesilovače – kanály 5-8.</i>	82
<i>Obr. 56. Frekvenční charakteristiky zesilovače – kanály 9-12.</i>	83
<i>Obr. 57. Frekvenční charakteristiky zesilovače – kanály 13-16.</i>	83
<i>Obr. 58. Zpoždění snímání kanálů 8 a 16 vůči ref. při $f_{vz} = 2500$ Hz.</i>	86
<i>Obr. 59. Zpoždění snímání kanálů 8 a 16 vůči ref. při $f_{vz} = 5000$ Hz.</i>	86
<i>Obr. 60. Zpoždění snímání kanálů 8 a 16 vůči ref. při $f_{vz} = 10000$ Hz.</i>	86
<i>Obr. 61. Pohled na sestavený lokalizační systém.</i>	88
<i>Obr. 62. Příklad použití lokalizace zvuku v bezpečnostním systému.</i>	90

SEZNAM TABULEK

<i>Tabulka 1: Porovnání času potřebného k výpočtu vzájemné korelace</i>	<i>26</i>
<i>Tabulka 2: Typy signálů a Fourierových transformací</i>	<i>34</i>
<i>Tabulka 3: Výběr v praxi nejčastěji používaných váhovacích oken.</i>	<i>38</i>
<i>Tabulka 4: Besselovy koeficienty pro filtry do 4. řádu</i>	<i>47</i>
<i>Tabulka 5: Souřadnice senzorů v realizovaném mikrofonním poli.....</i>	<i>52</i>
<i>Tabulka 6: Základní parametry počítače Advantech ARK-1382.....</i>	<i>56</i>
<i>Tabulka 7: Vstupní rozsahy jednotky USB-4716.</i>	<i>58</i>
<i>Tabulka 8: Podporované příkazy pro vzdálené ovládání lokalizačního systému.</i>	<i>67</i>
<i>Tabulka 9: Výsledky výpočtu úhlu zdroje zvukového signálu pomocí TDOA.....</i>	<i>78</i>
<i>Tabulka 10: Výsledky měření času potřebného pro přepnutí multiplexeru a A/D převod.....</i>	<i>85</i>
<i>Tabulka 11: Výsledky měření přesnosti lokalizace s použitím beamformeru.</i>	<i>87</i>

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

<i>symbol</i>	<i>jednotka</i>	<i>význam</i>
c	$\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$	rychlost šíření zvuku ve vzduchu za normálních podmínek
d_{ij}	m	vzdálenost dvou sousedních mikrofonů v mikrofonním poli s indexy i a j
f_{vz}	Hz	vzorkovací frekvence
$h_i(\Phi)$	1	váha beamformeru pro zvukový kanál i a požadovaný směr charakteristiky Φ
N	1	počet nasnímaných vzorků signálu
n_m	1	počet mikrofonů v mikrofonním poli
R_{ij}	1	vzájemná korelační analýza signálů z mikrofonů s indexy i a j
t_{ij}	s	časová diference dopadu zvukové vlny na mikrofony s indexy i a j
$x_i[n]$	1	číslicový signál nasnímaný mikrofonem s indexem i
$y_\phi[n]$	1	číslicový signál na výstupu beamformeru
α	°	úhel dopadu zvukové vlny na mikrofonní pár
Δd	m	diference vzdálenosti mikrofonů v páru od zdroje zvuku
<i>zkratka</i>		<i>význam</i>
CF		paměťová karta CompactFlash
CPU		centrální procesní jednotka počítače
DAQ		jednotka pro sběr dat
DSP		signálový procesor
MIC		mikrofon
RAM		operační paměť počítače
RS232		asynchronní sériové komunikační rozhraní
TDOA		časová diference příchodu zvukové vlny na mikrofonní pár

1 ÚVOD

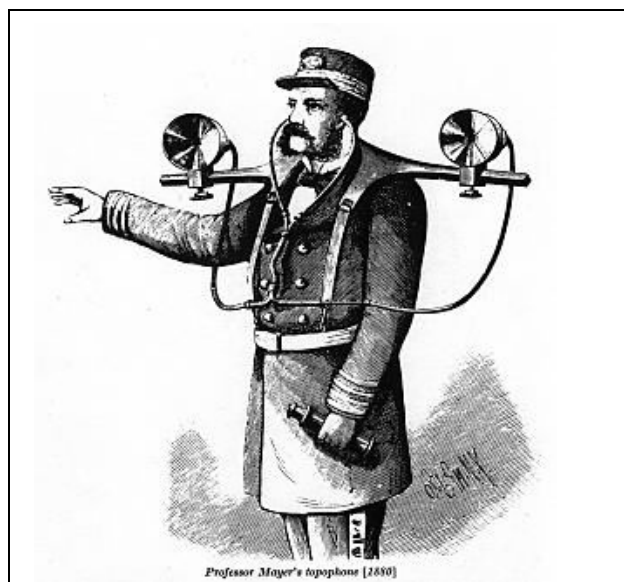
Sluch patří spolu se zrakem bezesporu k nejdůležitějším smyslům všech vyšších živých organismů na naší planetě. Je to dáno tím, že nejvíce informací o okolním světě nutných k přežití většiny živočichů obstarávají právě tyto smyslové orgány. Princip lokalizace zvukového zdroje je založen na posunu fáze přicházející zvukové vlny mezi dvěma sluchovými orgány v kombinaci s útlumem způsobeným lebkou. Na základě těchto dvou informací dokáže mozek přibližně určit polohu zdroje. Pokud není pro něj takto zachycený zvuk nikterak zajímavý (není pro daného tvora nebezpečný nebo se nejedná o možnou potravu), již k dalšímu zpracování nedochází. V opačném případě přichází na řadu zrak pro zajištění přesné lokalizace zdroje. V tomto okamžiku oba orgány začnou spolupracovat – při natáčení hlavy do daného směru totiž zároveň dochází k podstatnému zlepšení odhadu polohy zdroje přicházejícího zvuku. U mnoha zvířat se evolucí vyvinuly sluchové orgány s možností natáčení do stran umožňující preciznější detekci bez nutnosti natáčet hlavu. Tím je v mnoha případech kompenzován jejich zrakový handicap – typickým příkladem je nosorožec, který má výborný sluch, ale na druhé straně je krátkozraký. Za vskutku unikát v živočišné říši lze považovat echolokační systém netopýra pracující na frekvencích dosahujících až 100 kHz.

První zařízení vytvořené člověkem za účelem lokalizace zvukového zdroje se objevuje v roce 1880. Konkrétně se jedná o Mayerův topofón [1], který byl sestaven pro zlepšení navigace v mlze (Obr. 1). Zařízení je konstrukčně velmi jednoduché – je tvořeno dvěma trychtýři na nosné konstrukci z jejichž středu je zvuk pomocí zvukovodu přímo odváděn do uší navigátora. O jeho praktické funkčnosti a využitelnosti se nedochovaly žádné zprávy. Největšího zájmu se dočkala audio lokace v období mezi první a druhou světovou válkou, kdy byla primárně používána pro detekci a lokalizaci zvuku motorů letadel. Naměřené údaje byly předávány přímo jednotkám s protiletadlovými děly, čímž bylo dosaženo jejich zamíření ještě před vizuálním kontaktem. Konstrukčně i rozměrově byla tato zařízení velmi rozmanitá, ale principiálně vycházela z Mayerova topofónu doplněného o další dva trychtýře ve vertikální rovině. Jako snímače a vyhodnocovací jednotky používala minimálně dva speciálně vyškolené pracovníky (horizontální a vertikální rovina). Jelikož nebylo možné neustále zvětšovat rozměry trychtýřů pro

dosažení větší citlivosti, byly vyvinuty statické systémy na bázi sférické odrazné plochy s mnohonásobně většími rozměry umožňujícími detekovat letadla na větší vzdálenosti. Po vynálezu radiolokátoru v roce 1934 se již tyto detekční systémy v této specifické oblasti použití dále nerozvíjely, neboť jím byly kompletně nahrazeny.

V současnosti s prudkým rozvojem v oboru elektroniky a výpočetní techniky nachází lokátory zdroje zvukového signálu uplatnění i tam, kde by to ještě před několika lety nebylo z ekonomického i technického hlediska možné. Jedná se zejména o aplikace v bezpečnostních, telekonferenčních a robotických systémech, rozhraních člověk – stroj a dalších. Tímto se otevírá velmi široká oblast pro další výzkum, neboť snahou je vytvořit takové systémy, které budou schopny bezchybně a spolehlivě plnit svou funkci při zachování malé obvodové náročnosti a tím i ceny. Jen za těchto podmínek lze předpokládat jejich hromadné rozšíření a používání. Příliš složitá a komplikovaná řešení, i když založená na vysoce sofistikovaných algoritmech a technickém vybavení, nemají v tomto ohledu příliš velké šance na prosazení.

Tato práce se zabývá problematikou lokalizace zdroje zvukových signálů za použití v současnosti nepoužívanějších algoritmů pro digitální zpracování signálů. Konkrétně se zaměřuje na metody založené na analýze signálů zachycených pomocí statického mikrofonního pole se známou geometrií. Hlavním cílem disertační práce je na základě praktických experimentů, realizovaných v laboratorních podmínkách, vybrat nejvhodnější metodu lokalizace zdroje zvukového signálu a následně ji aplikovat na přenosný embedded systém, který by se stal základem bezpečnostního systému s detekcí polohy narušitele či útočníka.



Obr. 1. Zřejmě první zařízení pro lokalizaci zdroje zvuku [1].

2 SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY – LITERÁRNÍ REŠERŠE

V současné době se výzkum v oblasti lokalizace zdroje zvukového signálu ubírá třemi základními směry dle použitého algoritmu zpracování dat získaných z akustických senzorů. Za základní metodu lze považovat určování polohy zdroje zvuku na základě časových zpoždění mezi jednotlivými mikrofonními páry publikované například v [6], [7], [19] a [22]. Vyhodnocení je prováděno ve dvou krocích – určení časového zpoždění mezi senzory za použití vzájemné korelační analýzy a následně vyhodnocení úhlu dopadu zvukové vlny. Z hlediska výpočetní náročnosti je časově nejnáročnější operace vzájemné korelační analýzy. Tento problém je velmi elegantně řešen v [7] využitím specializovaného CNN (Cellular Neural Network) čipu, který po příslušné transformaci zvukových dat na obrazová data provádí jejich porovnání při různých vzájemných posunech. Autoři uvádějí, že s čipem s architekturou 64x64 dosahují výpočetního času 64 ms, což odpovídá počítači s procesorem třídy Pentium taktovaném na 1 GHz. Metoda časových zpoždění dokáže spolehlivě lokalizovat pouze jeden zdroj zvuku. V případě, že je v blízkosti mikrofonního pole více zdrojů zvuku, dochází již k problémům s vyhodnocováním vzájemné korelační analýzy – objevují se vícenásobná maxima, ze kterých lze jen obtížně určit správné časové posunutí. Podobné potíže vznikají u čistých periodických signálů jako je například sinusový signál.

Problémy s lokalizací více zdrojů zvuku řeší metody pracující na principu beamformingu [12], [13], [14]. Ty jsou založeny na faktu, že do všech mikrofonů přichází prakticky stejné signály, jen jsou časově vůči sobě posunuty. Pokud se podaří nastavit v jednotlivých mikrofonních jednotkách správné zpoždění, dostaneme na výstupu beamformeru typu zpoždění a součet maximální úroveň signálu. Tímto způsobem lze skenovat všechny možné úhly dopadu zvukové vlny na senzory. Zajímavá aplikace beamformingu je uvedena v [9] kde je použit pro lokalizaci zdroje aerodynamického hluku uvnitř vozidla. Problematika lokalizace několika současně se pohybujících zvukových zdrojů pomocí beamformeru pracujícího ve frekvenční oblasti je řešena v [25] a [26]. Pozitivní vlastnosti metod beamformingu jsou na druhé straně zastiňovány poměrně velkou výpočetní náročností v porovnání s prostou metodou časových zpoždění. Navíc je

nutno dbát na přesné umístění senzorů vůči sobě v mikrofonním poli aby nedocházelo k prostorovému aliasingu.

První dva zmiňované přístupy pro lokalizaci zdroje zvuku používají vždy nejméně tři mikrofonní jednotky pro detekci v jedné rovině (ve většině případech horizontální). To je v porovnání se sluchovými orgány vyskytujícími se v živé přírodě stále velký počet. Přitom lokalizační schopnosti binaurálního slyšení jsou na dalece vyšší úrovni. Výzkumníci se proto intenzivně soustředí i na tuto oblast s cílem co nejvíce se přiblížit biologickým vzorům. Principiálně se zde jedná o snahu co nejlépe popsat modifikace zvukového signálu na cestě od ušního boltce až po bubínek včetně zahrnutí vlivu hlavy. Vzniká tak soustava přenosových funkcí označovaných jako HRTF (Head Related Transfer Functions). Vzhledem k velké komplexitě sluchového orgánu bývá HRTF určováno většinou experimentálně na modelu hlavy vybaveném dvěma mikrofony [11], [30]. Na základě známých HRTF lze azimut zdroje zvuku určit ze tří základních veličin – meziušní časové a fázové diference (ITD, IPD) a diference v intenzitě (ILD). Výsledky této metody jsou v horizontální rovině na podobné úrovni jako u předchozích systémů, ve vertikální rovině již dochází k problémům s přesností. Zde je nutno podotknout, že ani sluchové orgány člověka nejsou schopny i při své vysoké komplexitě zcela jednoznačně určit polohu zdroje zvuku ve vertikální rovině bez nutnosti natáčení hlavy. Navíc zde hrají svou roli i psychologické aspekty, které v současnosti zatím není možné do lokalizačních algoritmů efektivně implementovat.

3 CÍLE DISERTAČNÍ PRÁCE

Cílem disertační práce je navrhnout a realizovat systém pro lokalizaci zdroje zvukového signálu za využití statického mikrofonního pole, který bude využitelný jako doplňkový subsystém pro již existující bezpečnostní systémy pracujících na odlišných principech detekce narušitele.

Hlavní cíle práce lze stručně shrnout do následujících bodů:

1. Průzkum v současnosti nepoužívanějších metod pro lokalizaci zdroje zvukového signálu pomocí mikrofonního pole.
2. Vzájemné porovnání vybraných metod a vyhodnocení jejich výhod a nevýhod z pohledu praktického nasazení v reálném lokalizačním systému.
3. Návrh a realizace hardware mikrofonního pole pro testování vybraných algoritmů v laboratorních podmínkách na personálním počítači vybaveném technologickou kartou Advantech.
4. Návrh a realizace hardware mobilního vyhodnocovacího systému.
5. Výběr nejvhodnějšího algoritmu pro lokalizaci zdroje zvuku s ohledem na hardwarové vlastnosti vyhodnocovacího zařízení.
6. Programová implementace vybraného algoritmu na mobilním vyhodnocovacím systému.
7. Ověření vlastností vytvořeného systému a diskuse výsledků měření.

4 TEORETICKÝ RÁMEC

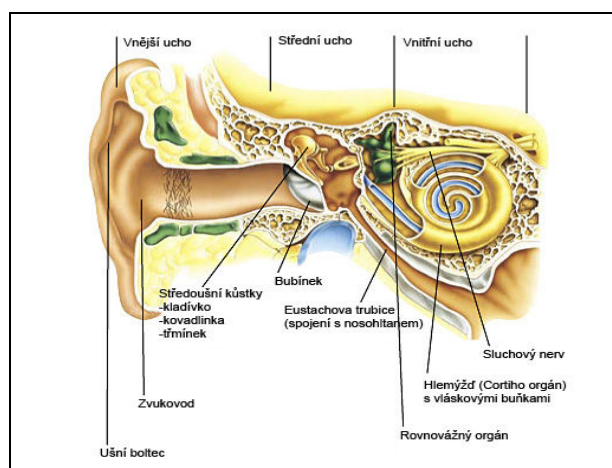
4.1 Principy lokalizace zdroje zvuku

Pro lokalizaci zdroje zvuku existuje celá řada metod a jejich dalších modifikací. V této kapitole jsou prezentovány základní metody založené na analýze dat získanými mikrofonními poli. Pro porovnání je zde také uveden princip prostorového vnímání zvuku u živých organismů – konkrétně u člověka.

4.1.1 Lokalizace zdroje zvuku u člověka

4.1.1.1 Mechanismus slyšení

Lidské ucho je velmi důmyslný a svou strukturou komplexní orgán. Proces slyšení jako takový vyžaduje úzkou spolupráci ucha a mozku. Zjednodušeně řečeno, ucho slouží jako detektor přicházejících zvukových vln a mozek jako vyhodnocovací systém. Ačkoliv jsou tyto interakce zkoumány již po dlouhou dobu, některé mechanismy slyšení zatím nebyly zcela probádány a vysvětleny.



Obr. 2. Vnitřní struktura lidského ucha

Díky složité struktuře našeho sluchového orgánu, bylo provedeno jeho logické rozčlenění do 3 základních částí – vnějšího, středního a vnitřního ucha. Konkrétní uspořádání je zřejmé z Obr.2. Vnější ucho je tvořeno ušním boltcem a zvukovodem, který vede až k bubínku. Bubínek se středoušními kůstkami (kladívko, kovádlínka a třmínek)

náleží do středního ucha. Vnitřní ucho obsahuje vlastní senzorický systém zahrnující rovnovážný orgán, hlemýžď s vlasovými buňkami a sluchový nerv.

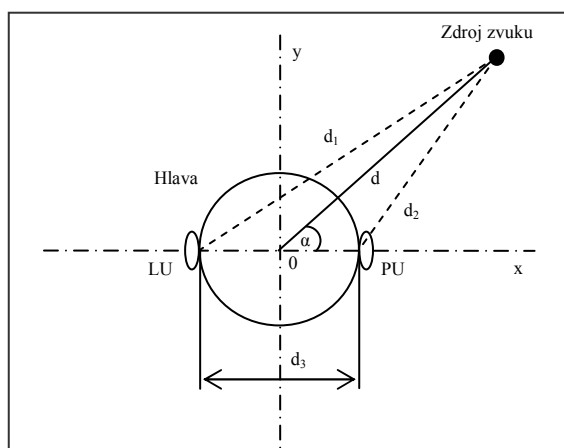
Princip činnosti sluchového orgánu je následující: Zvukové vlny přicházející z okolí jsou zachyceny ušním boltcem (část vlnění se odrazí a pohltí) a následně vedeny zvukovodem až k bubínku. Na tomto místě je nutné si uvědomit, že tvar ušního boltce do značné míry ovlivňuje vnímání polohy zdroje zvuku. Je to dáno dutinami (concha a fossa) poblíž vstupu zvukových vln do zvukovodu tvořícími velmi složité rezonátory parametricky závislé na směru přicházejícího zvuku. Vnitřní strana bubínku je spojena středoušními kůstkami s vnitřním uchem. Tyto kůstky provádějí impedanční přizpůsobení mezi velkou plochou bubínku s malou impedancí na malou plochu oválného okénka tvořícího vstup do kapaliny hlemýžďe s velkou impedancí. Díky tomuto mechanismu je velká část energie převedena do kapaliny v hlemýždi čímž je zajištěna vysoká účinnost. Uvnitř vnitřního ucha se nachází hlemýžď jehož vnitřní prostor je rozdělen do 3 dutin oddělených dvěma membránami – Reisnerovou a basilární. Druhá jmenovaná slouží jako opora Cortiho orgánu, který obsahuje přibližně 15000 tenkých vláskových buněk. Ty jsou vystaveny změnám tlaku v kapalině hlemýžďe a vyvolávají tak nervové impulsy přenášené sluchovým nervem do mozku. Umístění buněk podél celého hlemýžďe odpovídá určité zpracovávané frekvenci. Z tohoto principu vyplývá, že do mozku proudí velké množství paralelních kanálů nesoucích informaci o frekvenčním spektru právě zachycené zvukové vlny. Další zpracování na vyšší úrovni již provádí mozek. Jednou z mnoha jeho činností je například vzájemná korelační analýza signálů zachycených levým a pravým uchem mající významný přínos pro prostorové slyšení [24].

4.1.1.2 Prostorové vnímání zvuku

Prostorové vnímání zvuku včetně schopnosti jeho lokalizace je umožněno posloucháním oběma ušima (binaurální slyšení). Jedná se o složitý proces vycházející z analýzy intenzity a časového zpoždění zvukových vln přicházejících do sluchového ústrojí. Binaurální slyšení také přináší zlepšení sluchové ostrosti, zvýšení vnímané hlasitosti zvuku a zlepšení extrakce signálu z dozvuku [17].

Nachází-li se zvukový zdroj stranou od posluchače, přichází zvuk k jednomu uchu dříve než ke druhému. Pro krátce trávající signály je rozhodující pro vnímání směru zvuku

časový rozdíl Δt příchodu zvuku do obou uší. Lidský sluch je v těchto případech schopen detekovat časovou diferencí 50 μs . Na druhé straně pokud je zvuk dlouhodobého charakteru, vyhodnocuje se rozdíl ve fázi. Umístění hlavy ve zvukovém poli vygenerovaném bodovým zdrojem zvuku ilustruje Obr. 3. Počátek souřadného systému je umístěn do středu osy levého (LU) a pravého ucha (PU). Zdroj zvuku je v rovině jednoznačně určen vzdáleností od počátku souřadného systému d a úhlem α .



Obr. 3. Bodový zdroj zvuku v blízkosti hlavy

Vzdálenost zdroje zvuku od levého ucha d_1 a pravého ucha d_2 získáme výpočtem:

$$d_1 = \sqrt{(x_{s_{LU}} - \cos \alpha \cdot d)^2 + (y_{s_{LU}} - \sin \alpha \cdot d)^2} \quad (1)$$

$$d_2 = \sqrt{(x_{s_{PU}} - \cos \alpha \cdot d)^2 + (y_{s_{PU}} - \sin \alpha \cdot d)^2} \quad (2)$$

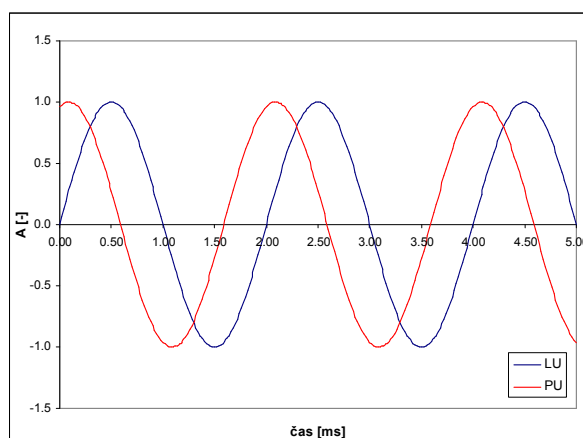
kde levé ucho je dáno souřadnicemi $x_{s_{LU}}$ a $y_{s_{LU}}$ a pravé ucho souřadnicemi $x_{s_{PU}}$ a $y_{s_{PU}}$. Fázovou diferencí ve stupních určíme z rozdílu vzdáleností obou uší od zdroje zvuku s frekvencí f :

$$\Delta \varphi = f \cdot \frac{d_1 - d_2}{c} \cdot 360, \quad (3)$$

kde c je rychlost zvuku ve vzduchu a f frekvence zdroje zvuku. Jelikož je rychlost šíření zvuku ve vzduchu velmi závislá na teplotě, je vhodné teplotu měřit a následně korigovat konstantu rychlosti zvuku dle vztahu (4).

$$c = 331,82 + 0,61 \cdot \vartheta \quad (4)$$

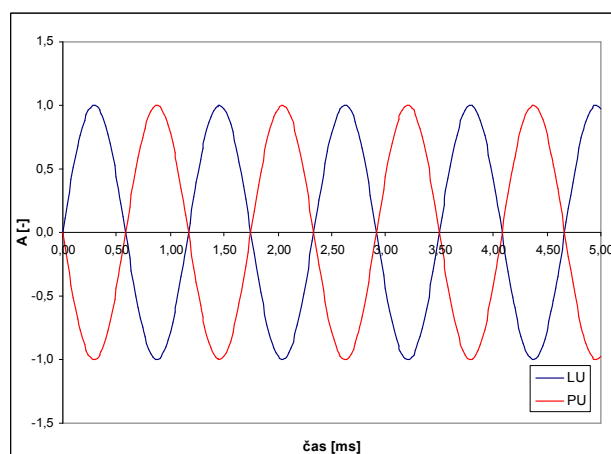
Fázová diference vznikající v uších vzdálených od sebe 0,2 m při parametrech zdroje zvuku $d = 1$ m, $\alpha = 45^\circ$ a $f = 500$ Hz je vyobrazena na Obr. 4. (referenční je levé ucho). V tomto případě je $\Delta\varphi = 74,03^\circ$ což odpovídá $\Delta t = 411 \mu\text{s}$.



Obr. 4. Fázová diference detekovaná sluchovými orgány

Fázový posuv nabývá maximální hodnoty při poloze zdroje v ose uší, tj. pro úhly 0° a 180° . Při poloze zdroje 90° a 270° vůči počátku souřadného systému je fázová diference nulová.

Největší citlivost na fázovou diferenci vykazuje náš sluch při nízkých frekvencích do 800 Hz. Se zvyšující se frekvencí se postupně zkracuje vlnová délka zvukových vln. Při dosažení vlnové délky odpovídající dvojnásobku vzdálenosti uší je fázová diference rovna 180° a představuje mez pro lokalizaci zdroje zvuku touto metodou (Obr. 5).



Obr. 5. Fázová diference při λ odpovídající dvojnásobku vzdálenosti uší.

Hodnotu této mezní frekvence pro známou vzdálenost uší d_3 a rychlost zvuku ve vzduchu c lze určit dle vztahu (5). Pro průměrnou vzdálenost lidských uší 0,2 m je tato frekvence rovna 857,5 Hz.

$$f_m = \frac{c}{2 \cdot d_3} \quad (5)$$

Při dalším zvyšování frekvence dochází k nejednoznačnosti lokalizace, která se projevuje „přeskočením“ zvukového zdroje do druhého ucha. Ve skutečnosti k tomuto jevu nedochází, protože při frekvencích zvuku nad 200 Hz se začíná projevovat efekt zastínění zdroje zvuku hlavou. Tento útlum dosahuje při frekvenci 10 kHz hodnoty 30 dB. Principiálně ovšem není možné z fázové diference a intenzit rozeznat, zda zvuk přichází zepředu či zezadu respektive shora. K lokalizaci v těchto směrech přispívá možnost pohybu hlavy ve spojení se zkušenostmi a změny spektra ve vnímaném zvuku způsobené akustickými rezonátory v ušních boltcích a zvukovodech. Obecně lze říci, že lidské sluchové orgány nejsou uzpůsobeny pro vnímání čistých tónů. Vyplývá to i z faktu, že v přírodě jsou převážně zastoupeny zvuky složené s bohatým zastoupením mnoha harmonických složek a zvuky se šumovým charakterem.

Kromě určování směru zvukového zdroje dokáže lidský sluch za určitých podmínek určit i jeho přibližnou vzdálenost. Je to dáno velmi složitým zpracováním v mozku, při kterém dochází k analýze odražených zvukových vln od blízkých překážek v kombinaci se zrakovým vjemem. V prostředí bez odrazů je tento odhad velmi obtížný.

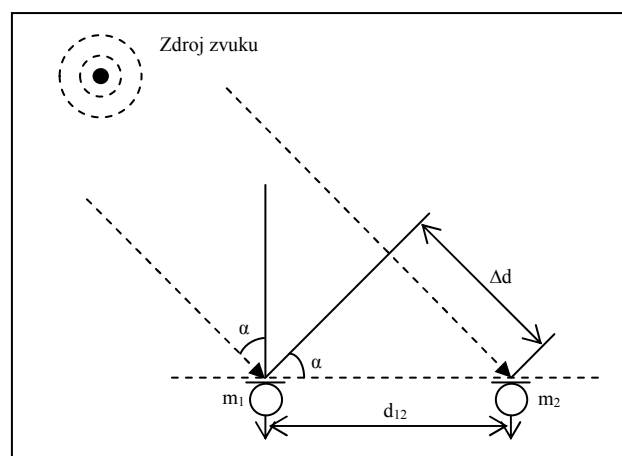
4.1.1.3 Psychologické aspekty slyšení

Velmi významnou roli při lokalizaci zdroje zvuku představují psychologické aspekty, které nás obklopují v každodenním životě. Představme si například, že prolétá kolem nás vrtulník. Bez jakékoliv složité lokalizace za účasti zraku a sluchu se v podstatě okamžitě ohlédneme směrem vzhůru. Je to zkušeností mozku, že všechny zvuky podobné zvuku vrtulníku přicházejí shora. Tímto se významným způsobem urychluje proces lokalizace a řeší se tím také problém malé citlivosti lidského sluchu na lokalizaci ve vertikálním směru [24]. Zkonstruovat systém, který by se jen přiblížil schopnostem sluchu člověka je tedy velmi složitý úkol jehož vyřešení bez nasazení umělé inteligence zřejmě není možné.

4.1.2 Metody založené na stanovení časových diferencí (TDOA)

Tato metoda je velmi často používána v lokalizačních systémech s mikrofonními senzorickými poli pro její jednoduchou implementovatelnost. Principiálně je založena na sběru vzorků dat z jednotlivými mikrofonů v poli a jejich následné analýze. Ta většinou probíhá ve dvou krocích – určením vzájemných časových zpoždění naměřených vzorků a následně výpočtem polohy zvukového zdroje na základě znalosti geometrického uspořádání mikrofonního pole [6].

Za předpokladu, že zdroj zvuku se nachází v podstatně větší vzdálenosti než je rozteč d_m dvou sousedních mikrofonů, lze považovat kulovou vlnu za rovinnou a tím podstatně zjednodušit vyhodnocování úhlu dopadu dle Obr. 6.



Obr. 6. Zvuková vlna dopadající na pole 2 mikrofonů

Z obrázku vyplývá, že úhel dopadu zvukové vlny na senzory je roven:

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{\Delta d}{d_{12}}\right) \quad (6)$$

Rozdíl dráhy Δd můžeme vyjádřit jako součin změřeného časového zpoždění t_{12} a rychlosti zvuku c . Výsledný vztah pro výpočet polohy zvukového zdroje při známé hodnotě vzdálenosti mikrofonů a časové diference tedy je:

$$\alpha = \arcsin\left(\frac{t_{12} \cdot c}{d_{12}}\right) \quad (7)$$

Pro odhad časového zpoždění t_{12} z naměřených vzorků lze s výhodou použít vzájemné korelace, která v oboru zpracování signálů nalézá své uplatnění v určování jejich podobnosti, vyhledávání požadovaných vzorů a mnoho dalších aplikací. Pokud označíme signál z prvního mikrofону jako $x_1[n]$, z druhého $x_2[n]$ a počet vzorků N , jejich vzájemnou korelaci R_{12} vypočítáme pomocí vztahu:

$$R_{12}[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x_1^*[n]x_2[n+k] \quad (8)$$

Při vlastním výpočtu vystupuje signál $x_1[n]$ jako referenční, $x_2[n]$ jako porovnávaný. Výpočtem vzájemné korelace dvou stejných časově posunutých signálů dostáváme pro různá posunutí k koeficienty vyjadřující jejich podobnost. Maximální hodnota R_{12} a odpovídající k potom určuje vzájemný posun obou signálů ve vzorcích. Aby bylo možné vypočítat časové zpoždění, je nutné znát vzorkovací frekvenci f_{vz} , při které byly dané signály zaznamenány. Časové zpoždění t_{12} lze potom určit dle vztahu:

$$t_{12} = \frac{1}{f_{vz}} \arg \max(R_{12}[k]). \quad (9)$$

Vzhledem k faktu, že výpočet vzájemné korelace je pro velká N příliš náročný na výpočetní čas procesoru díky velkému počtu operací násobení a sečítání, je mnohdy výhodnější provádět analýzu signálu ve frekvenční oblasti. Vzájemná korelace splňuje:

$$F\{R_{12}[n]\} = F\{x_1[n]\}^* \cdot F\{x_2[n]\} \quad (10)$$

kde F je operátor Fourierovy transformace, $x_1[n]$ a $x_2[n]$ jsou analyzované signály a $*$ je komplexní konjugace. Pravá část rovnice (10) je vzájemná spektrální výkonová hustota, kterou si označíme S_{12} :

$$S_{12}[n] = F\{x_1[n]\}^* \cdot F\{x_2[n]\} \quad (11)$$

Vzájemnou korelaci signálů $x_1[n]$ a $x_2[n]$ potom získáme inverzní Fourierovou transformací vztahu (11):

$$R_{12}[n] = F^{-1}\{S_{12}[n]\}. \quad (12)$$

Inverzní Fourierova transformace je definována:

$$x[n] = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} X[j] e^{\frac{2\pi j n \sqrt{-1}}{N}}, \quad (13)$$

kde $j = 0, 1, \dots, N-1$.

Dosažením získáme výsledný vztah pro výpočet korelace signálů (14).

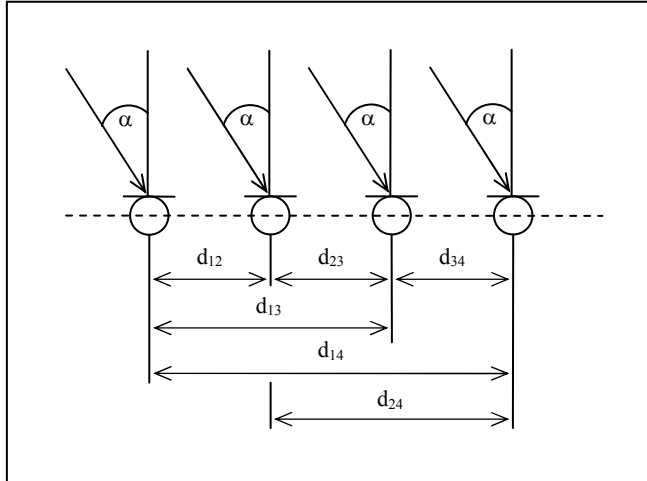
$$R_{12}[n] = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} S_{12}[j] e^{\frac{2\pi j n \sqrt{-1}}{N}}, \quad (14)$$

Určení časového zpoždění již probíhá totožně jako v předchozím případě. Výhodou tohoto postupu je několikanásobné zrychlení výpočtu v případě použití algoritmu rychlé Fourierovy transformace.

V tabulce 1 jsou prezentovány časy potřebné pro výpočet vzájemné korelace dvou zvukových signálů o délce N vzorků za využití standardního algoritmu (8) a algoritmu na bázi FFT (14). Testovací program byl vytvořen v MS Visual C++ 6.0 s využitím FFTW knihovny [8] pro výpočty FFT. Rychlost provádění byla měřena na počítači vybaveném procesorem AMD Athlon64 Dual Core s taktovací frekvencí 3 GHz na jádro a operačním systémem Windows Vista.

Tabulka 1: Porovnání času potřebného k výpočtu vzájemné korelace

N [vzorky]	Čas výpočtu R_{12} [s]	
	Standardní algoritmus	S využitím FFT
12000	1,576	0,006
24000	6,232	0,015
48000	25,08	0,035
96000	100,04	0,074
192000	402,77	0,138



Obr. 7. Lineární mikrofonní pole

Za předpokladu, že detekční systém bude tvořen více než dvěma mikrofonními jednotkami, je vhodné vyhodnocovat směr dopadu zvukové vlny pro každý jednotlivý mikrofonní pár, čímž je dosaženo vyšší přesnosti určení směru zdroje zvuku. Počet těchto mikrofonních párů je potom dán počtem kombinací 2. třídy z celkového počtu senzorů v poli bez opakování:

$$C(n, k) = \frac{n_m!}{k!(n_m - k)!}, \quad (15)$$

kde n_m je počet mikrofonních jednotek a $k = 2$.

Pro lineární mikrofonní pole se čtyřmi senzory vyobrazené na Obr. 7. lze úhel dopadu zvukové vlny určit řešením soustavy rovnic (16) s jednou neznámou α , kde d_{ij} jsou vzdálenosti mezi vyhodnocovanými dvojicemi mikrofonů, t_{ij} jsou odpovídající časová zpoždění určená korelační analýzou a c je rychlost šíření zvuku ve vzduchu.

$$\begin{aligned} \sin \alpha \cdot d_{12} &= t_{12} \cdot c \\ \sin \alpha \cdot d_{13} &= t_{13} \cdot c \\ \sin \alpha \cdot d_{14} &= t_{14} \cdot c \\ \sin \alpha \cdot d_{23} &= t_{23} \cdot c \\ \sin \alpha \cdot d_{24} &= t_{24} \cdot c \\ \sin \alpha \cdot d_{34} &= t_{34} \cdot c \end{aligned} \quad (16)$$

Systém rovnic (16) může být přepsán do maticového tvaru (17), kde \mathbf{d} je sloupcový vektor vzdáleností mikrofonních párů (18) a \mathbf{t} sloupcový vektor odpovídajících časových zpoždění (19).

$$\sin \alpha \cdot \mathbf{d} = \mathbf{t} \cdot c \quad (17)$$

$$\mathbf{d} = [d_{12} \quad d_{13} \quad d_{14} \quad d_{23} \quad d_{24} \quad d_{34}]^T \quad (18)$$

$$\mathbf{t} = [t_{12} \quad t_{13} \quad t_{14} \quad t_{23} \quad t_{24} \quad t_{34}]^T \quad (19)$$

Protože je (17) přeurčený systém rovnic, je vhodné jej řešit aproximačně metodou nejmenších čtverců (20). Výsledný úhel dopadu zvukové vlny na mikrofonní pole lze potom vypočítat pomocí výsledného vztahu (21).

$$\sin \alpha \cdot \mathbf{d}^T \mathbf{d} = \mathbf{d}^T \mathbf{t} \cdot c \quad (20)$$

$$\alpha = \arcsin \left\{ (\mathbf{d}^T \mathbf{d})^{-1} \mathbf{d}^T \mathbf{t} \cdot c \right\} \quad (21)$$

Výše uvedený algoritmus vyhodnocování je vhodný pouze pro případ, kdy zdroj zvukového signálu je ve velmi velké vzdálenosti od mikrofonního pole a navíc není vyžadováno určení polohy zdroje zvuku – tj. směru a vzdálenosti, v případě použití polárního souřadného systému, nebo souřadnic zdroje, v případě použití pravoúhlého souřadného systému. Díky mnoha zjednodušením je vlastní vyhodnocení velmi rychlé, nejvíce výpočetně náročnou operací stále zůstává korelační analýza, která je nezbytně nutná pro stanovení časových diferencí.

Pro stanovení přesné polohy zdroje zvuku se musí již použít složitější algoritmus, který zohledňuje i vzdálenost zdroje od mikrofonního páru. Předpokládejme tedy, že souřadnice mikrofónů m_1 a m_2 v mikrofonním páru jsou $[m_{1x}; m_{1y}]$ a $[m_{2x}; m_{2y}]$ a souřadnice zdroje zvuku s $[s_x; s_y]$. Jejich vzdálenost od zdroje je potom dána vztahy:

$$d_{m1} = \sqrt{(s_x - m_{1x})^2 + (s_y - m_{1y})^2} \quad (22)$$

$$d_{m2} = \sqrt{(s_x - m_{2x})^2 + (s_y - m_{2y})^2} \quad (23)$$

Korelační analýzou signálů zachycenými mikrofony m_1 a m_2 získáme časové zpoždění dopadu zvukové vlny t_{12} na senzory, kterou lze vypočítat pro známou polohu zdroje zvuku pomocí vztahu:

$$t_{12} = \frac{d_{m1} - d_{m2}}{c}, \quad (24)$$

kde d_{m1} a d_{m2} jsou vzdálenosti mikrofonů m_1 a m_2 od zdroje zvuku a c je rychlost šíření zvukové vlny ve vzduchu za normálních podmínek.

Dosazením rovnic (22) a (23) do (24) získáme výsledný vztah popisující závislost časové difference na poloze zdroje zvuku:

$$t_{12} = \frac{\sqrt{(s_x - m_{1x})^2 + (s_y - m_{1y})^2} - \sqrt{(s_x - m_{2x})^2 + (s_y - m_{2y})^2}}{c}. \quad (25)$$

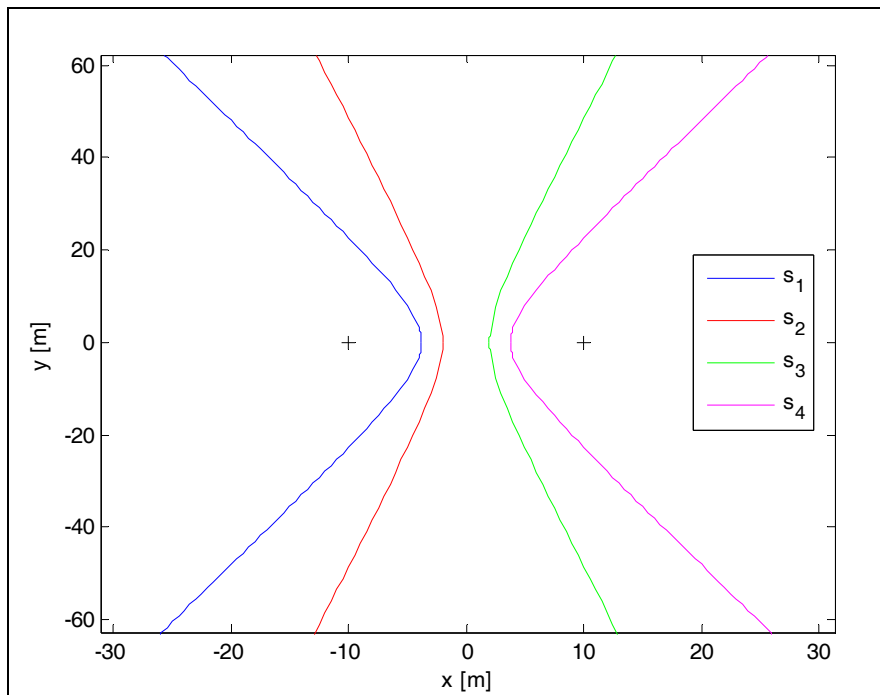
Řešením této rovnice pro konkrétní časové zpoždění t_{ij} získáme množinu nekonečně mnoha bodů představujících všechny možné pozice zdroje zvuku. Hledáme tedy body, které mají stejný rozdíl vzdáleností od mikrofonů. Z toho plyne, že všechny možné polohy zdroje budou ležet na hyperbole, tak jak ilustruje Obr. 8 pro různé polohy zvukového zdroje. Proto se tento princip lokalizace nazývá jako hyperbolická lokalizace nebo také multilaterace. Speciálním případem polohy zdroje je jeho umístění do stejné vzdálenosti od obou mikrofonů (například do středu jejich spojnice) – možné polohy zdroje potom leží na přímce.

Rovnice (25) má řešení pouze v případě, že časová difference leží uvnitř intervalu daném geometrií mikrofonního páru – tj. nesmí být v absolutní hodnotě větší než maximální dosažitelná časová difference $t_{12\max}$:

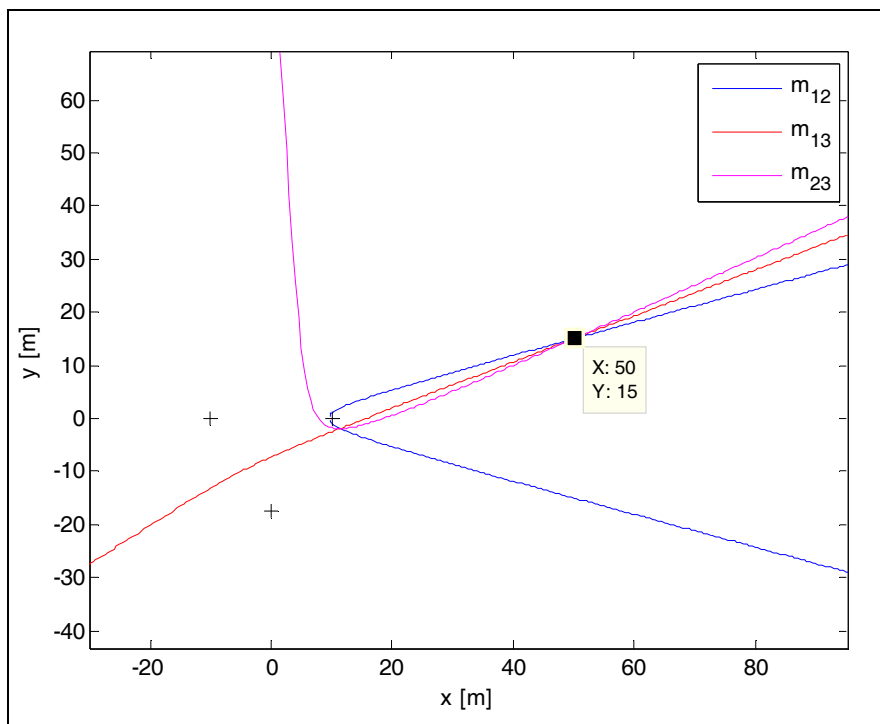
$$|t_{12}| \leq t_{12\max}, \quad (26)$$

kde $t_{12\max}$ určíme pomocí vztahu:

$$t_{12\max} = \frac{\sqrt{(m_{1x} - m_{2x})^2 + (m_{1y} - m_{2y})^2}}{c}. \quad (27)$$



Obr. 8. Polohy zdroje zvuku určené výpočtem pro 1 mikrofonní pár.



Obr. 9. Určení polohy zdroje zvuku hyperbolickou lokalizací.

Pro jednoznačné určení polohy zdroje jsou zapotřebí minimálně dva mikrofonní páry. Výpočtem vzájemné korelace získáme dvě různé časové diference, kterým budou odpovídat dvě hyperboly protínající se v jednom bodě určujícím polohu. Princip určení polohy pro mikrofonní pole se třemi mikrofony v konfiguraci „rovnostranný trojúhelník“ se souřadnicemi $m_1 = [-10; 0]$, $m_2 = [10; 0]$ a $m_3 = [0; -17,32]$ ilustruje Obr. 9.

Směr α_s a vzdálenost d_s zdroje zvuku od pozorovatele p na souřadnicích $[p_x; p_y]$ určíme pomocí vztahů (28) a (29).

$$\alpha_s = \arctan\left(\frac{p_y - s_y}{p_x - s_x}\right) \quad (28)$$

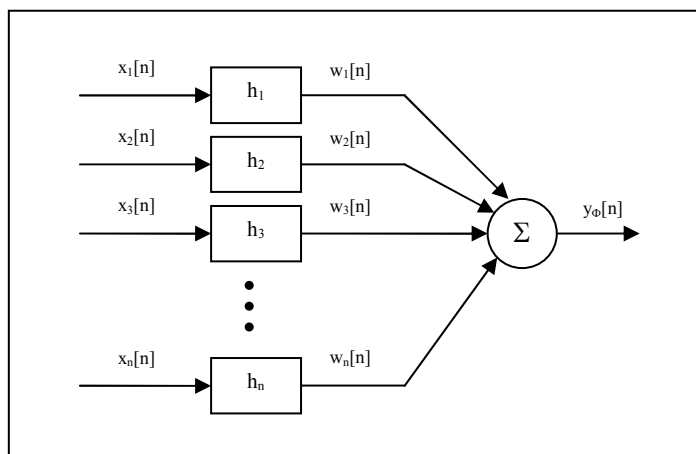
$$d_s = \sqrt{(s_x - p_x)^2 + (s_y - p_y)^2} \quad (29)$$

Programová implementace iteračního řešení rovnice (25) a určení průsečíků hyperbol je blíže popsána v kapitole 5.2.

4.1.3 Metody založené na Beamformingu

Koncepčně nejjednodušší přístup k lokalizaci zdroje zvukového signálu představují metody založené na beamformingu. Principiálně jsou založeny na výpočtu úrovně výstupního signálu beamformeru pro všechny možné předpokládané polohy zdroje. Vyhledáním maximální úrovně výstupního signálu následně určíme umístění zdroje zvukového signálu [5].

Nejjednodušší beamformery pracují metodou zpoždění a součtu (delay and sum beamformer), kdy se vychází z předpokladu, že signály zachycené senzory jsou totožné s výjimkou zpoždění, které bude pro každý senzor odlišné. Jestliže tedy v řetězci zpracování signálu nastavíme pro jednotlivé mikrofony zpoždění dané váhami h_1 až h_n , získáme maximum užitečného signálu, zatímco šum bude potlačován. Blokové schéma beamformeru tohoto typu je uvedeno na Obr. 10.



Obr. 10. Blokové schéma beamformeru typu zpoždění a součet

V časové oblasti je výstup beamformeru $y_\phi[k]$ zaměřeného do směru, který je určen aktuálním nastavením jednotlivých vah h_i :

$$y_\phi[k] = \sum_{i=1}^{n_m} x_i[k - h_i(\Phi)], \quad (30)$$

kde $x_i[n]$ je signál nasnímaný mikrofonem s indexem i , $h_i(\Phi)$ představuje zpoždění pro nastavení požadovaného úhlu směrové charakteristiky α pro zvukový kanál i a n_m je počet mikrofonů v poli.

Pro homogenní lineární mikrofonní pole vyobrazené na Obr. 11. a za předpokladu, že zdroj zvukového signálu je v mnohem větší vzdálenosti než jsou rozteče senzorů d_s , lze časové zpoždění pro známý úhel dopadu zvukové vlny vypočítat pomocí vztahu:

$$t_{1i} = \frac{\sin \alpha \cdot d_s}{c} \cdot (i - 1), \quad (31)$$

kde i je index senzoru a c je rychlost šíření zvuku ve vzduchu. Referenčním mikrofonem je m_1 , vůči kterému se vztahují časová zpoždění signálu pro ostatní mikrofony v poli.

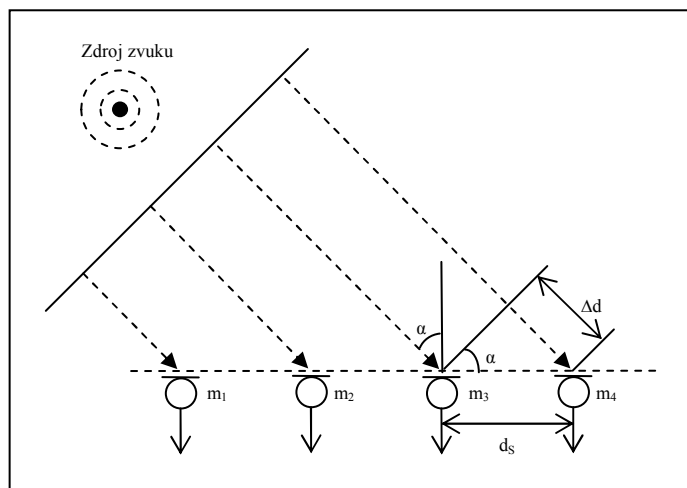
Lokalizace zdroje zvukového signálu pomocí beamformeru typu zpoždění a součet je založeno na výpočtu úrovně výstupního signálu pro jednotlivé předpokládané úhly dopadu zvukové vlny. RMS hodnotu N vzorků dlouhého výstupního signálu pro úhel natočení směrové charakteristiky mikrofonního pole Φ vypočítáme pomocí rovnice (32).

$$V_{RMS}[\Phi] = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y_{\Phi}[i]^2} \quad (32)$$

Maximální RMS hodnota signálu na výstupu beamformeru a odpovídající úhel α nastavení směrové charakteristiky pole určují úhel zdroje zvukového signálu:

$$\alpha = \arg \max_{\Phi} (V_{RMS}[\Phi]). \quad (33)$$

Pro správnou funkci mikrofonního pole je nutné definovat vzdálenost mezi senzory tak, aby nedocházelo při snímání k prostorovému aliasingu, který má negativní dopad na tvar směrové charakteristiky. Konkrétně může docházet k několikanásobným maximům v zisku mikrofonního pole pro různé úhly zdroje způsobující nejednoznačnost lokalizace.



Obr. 11. Homogenní lineární mikrofonní pole

Za předpokladu, že budeme analyzovat úzkopásmové zvukové signály s maximální obsaženou frekvencí f_{max} , bude prostorovému aliasingu zabráněno, pokud fázový rozdíl mezi dvěma prostorově vzorkovanými signály bude nabývat hodnot v intervalu $(-\pi, \pi)$. Této podmínce je vyhověno v případě volby vzdálenosti sousedních senzorů d_s dle vztahu:

$$d_s < \frac{c}{2 \cdot f_{max}} \quad (34)$$

4.2 Fourierova transformace

Každý reálný nasnímaný signál je možno reprezentovat nejen v jeho časové oblasti, ale také v oblasti frekvenční. Fourierova transformace (FT) je z matematického pohledu operace, která provádí transformaci funkce v časové oblasti na funkci ve frekvenční oblasti. Fourierova transformace vychází z předpokladu, že každý signál lze vyjádřit jako superpozici nekonečně mnoha sinusových signálů. Výsledkem Fourierovy transformace jsou Fourierovy koeficienty, které vyjadřují, jak daný sinusový průběh přispívá k celkovému signálu. Analyzované signály lze rozdělit na spojité a diskrétní a ty mohou být dále periodické a aperiodické. Podle typu signálu je nutno použít správný typ Fourierovy transformace jak je uvedeno v tabulce 2. Z tabulky je zřejmé, že neexistuje žádný typ FT, která by se dala přímo použít pro zpracování signálů s konečným počtem vzorků. V praxi se tento problém řeší předpokladem, že tento signál s konečným počtem vzorků se periodicky opakuje směrem do záporného i kladného nekonečna. Potom se pro výpočet použije diskrétní FT.

Tabulka 2: Typy signálů a Fourierových transformací.

Signál	Popis signálu	Typ FT
Aperiodický - spojitý	Tento typ signálu je v celém svém rozsahu od záporného do kladného nekonečna aperiodický, tj. neobsahuje části, které by se periodicky opakovaly.	Fourierova transformace
Periodický - spojitý	Periodicky se opakující signály jako jsou například sinusové, obdélníkové a jiné vlnění v rozsahu od záporného do kladného nekonečna.	Fourierovy řady
Aperiodický - diskrétní	Tyto signály jsou definovány pouze v diskrétních bodech od záporného do kladného nekonečna. Neobsahuje žádné periodicky se opakující sekvence.	Diskrétní časová Fourierova transformace
Periodický - diskrétní	Diskrétní signály periodicky se opakující od záporného do kladného nekonečna.	Diskrétní Fourierova transformace

4.2.1 Fourierova transformace ve spojité oblasti

Ve spojité oblasti je Fourierova transformace $X(j\omega)$ funkce $x(t)$ definována integrálním vztahem (35), který existuje, pokud je funkce $x(t)$ absolutně integrovatelná, tj. platí vztah (36).

$$X(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt \quad (35)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} |x(t)| dt < \infty \quad (36)$$

Zpětná (inverzní) transformace je pak definována vztahem (37). Ve Fourierově transformaci se funkce $x(t)$ nazývá originál a $X(j\omega)$ obraz.

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(j\omega)e^{j\omega t} d\omega \quad (37)$$

4.2.2 Diskrétní Fourierova transformace

Jediným typem Fourierovy transformace, který může být použit pro digitální zpracování signálů je diskrétní Fourierova transformace, protože digitální počítače dokáží pracovat pouze s diskrétními signály o konečné délce. Předpokládejme, že máme konečnou komplexní řadu $x[n]$ o N prvcích:

$$x_0, x_1, x_2, \dots, x_{N-1}, \quad (38)$$

kde každé x je komplexní číslo:

$$x_i = x_{\text{Re}} + jx_{\text{Im}}. \quad (39)$$

Za předpokladu, že řada vně rozsahu 0 až $N-1$ je periodické prodloužení základního intervalu, pak můžeme DFT definovat jako

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j2\pi nk/N}, \text{ kde } k = 0, 1, \dots, N-1, \quad (40)$$

pak zpětná transformace je definována vztahem:

$$x[n] = \sum_{k=0}^{N-1} X[k] e^{\frac{j2\pi k n}{N}}, \text{ kde } n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (41)$$

Přepočtem výsledku DFT z pravoúhlého do polárního tvaru pomocí vztahů (42) a (43) získáme amplitudu a fázi $X[k]$.

$$\text{Mag}X[k] = \sqrt{\text{Re } X[k]^2 + \text{Im } X[k]^2} \quad (42)$$

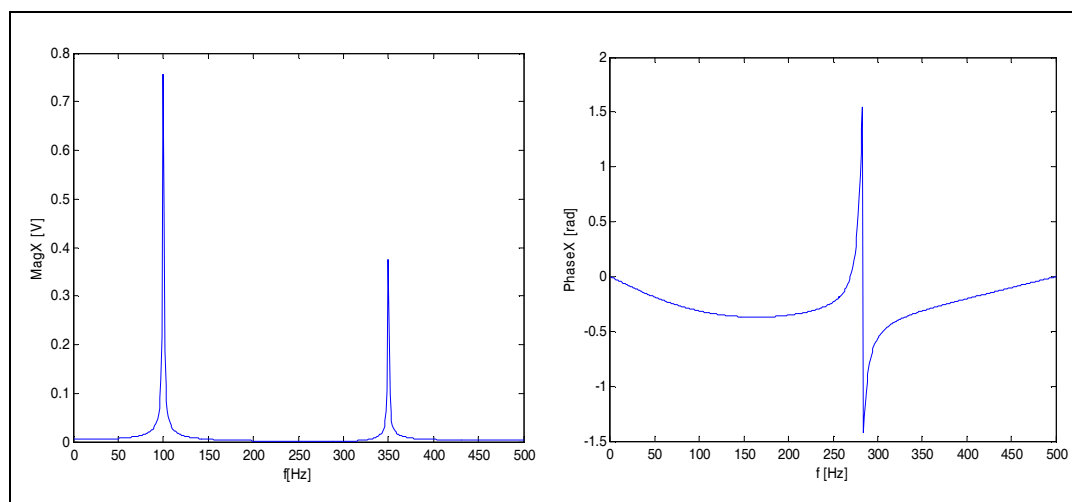
$$\text{Phase}X[k] = \arctan\left(\frac{\text{Im } X[k]}{\text{Re } X[k]}\right) \quad (43)$$

Zpětný přepočet z polárního do pravoúhlého souřadného systému lze provést pomocí vztahů (44) a (45).

$$\text{Re } X[k] = \text{Mag}X[k] \cos(\text{Phase}X[k]) \quad (44)$$

$$\text{Im } X[k] = \text{Mag}X[k] \sin(\text{Phase}X[k]) \quad (45)$$

Ukázka frekvenčního spektra v polárním vyjádření signálu obsahujícího součet dvou sinusových signálů s frekvencemi 100 Hz a 350 Hz s amplitudami 1 V a 0,5 V je vyobrazena na Obr. 12.



Obr. 12. Frekvenční spektrum v polárním vyjádření.

4.2.3 Krátkodobá Fourierova transformace

Běžná frekvenční analýza signálu pomocí Fourierovy transformace nám poskytuje informaci jaké frekvenční složky se nacházejí v signálu bez jejich časové lokalizace. V případě, že vznikne potřeba časové lokalizace spektra například při analýze řeči či klasifikaci zvukových vzorků, je potřebné použít krátkodobou Fourierovu transformaci. Ta principiálně vychází z předpokladu, že se signál rozdělí na tzv. mikrosegmenty s délkou obvykle v rozmezí 10 až 40 ms. V okolí mikrosegmentu se tedy předpokládá, že je signál periodický s jeho periodou. Tím vzniká chyba, která může být částečně kompenzována použitím okénka, což je posloupnost vah pro jednotlivé vzorky v mikrosegmentu.

Vztah pro výpočet krátkodobé Fourierovy transformace vychází z úpravy integrálního vztahu (35), který je rozšířen o násobení signálu váhovacím oknem w jehož poloha vůči signálu se mění s parametrem τ .

$$X(\omega, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)w(t - \tau)e^{-j\omega t} dt. \quad (46)$$

Váhovací okno $w(t - \tau)$ potlačuje hodnoty signálu vně své délky; získáváme tedy lokální spektra pro jednotlivé hodnoty τ . Pro diskrétní čas a diskrétní frekvence je krátkodobé diskrétní frekvenční spektrum dáno vztahem:

$$X[k, m] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n]w[n - mN]e^{-j\frac{2\pi mk}{M}}, \quad (47)$$

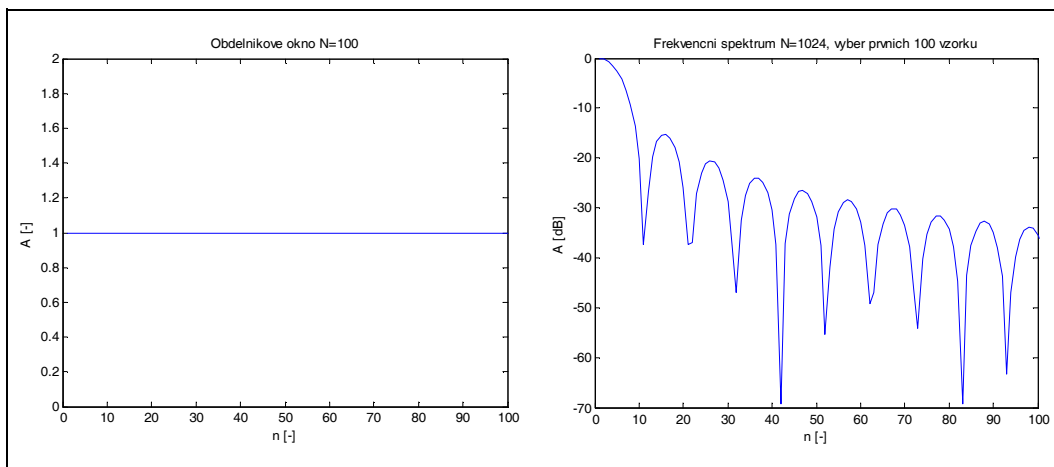
kde $k = 0, 1, \dots, M-1$; $n = 0, 1, \dots, N-1$.

4.2.3.1 Váhovací okna

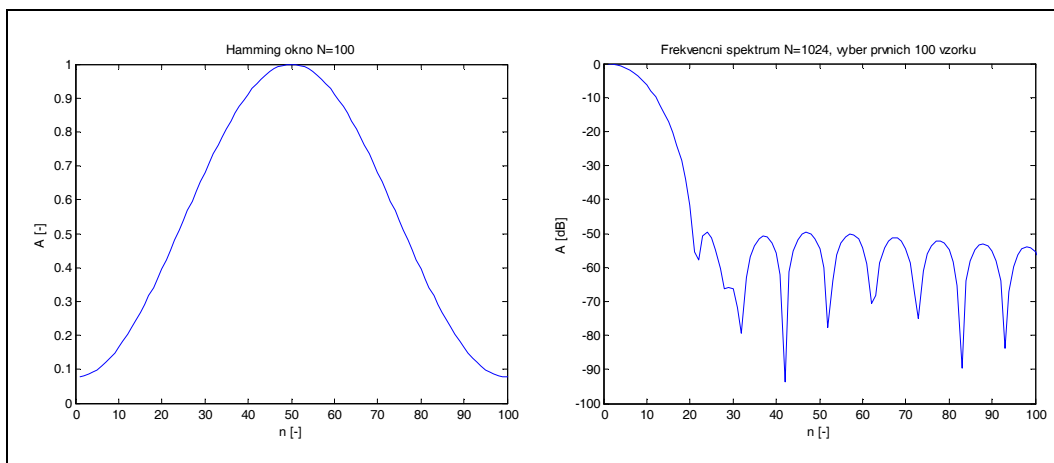
Váhovací okno w slouží k potlačení signálu, který se nachází vně jeho intervalu. Dále taktéž provádí úpravu vzorků signálu nacházejícího se uvnitř intervalu okna tak, aby bylo dosaženo požadovaného potlačení postranních laloků spektra. Nejčastěji v praxi používaná váhovací okna včetně vztahů pro jejich výpočet jsou uvedena v tabulce 3. Průběhy jednotlivých váhovacích oken v časové oblasti o délce $N = 100$ vzorků a jejich frekvenční spektra jsou uvedeny na Obr. 13. až Obr. 16.

Tabulka 3: Výběh v praxi nejčastěji používaných váhovacích oken.

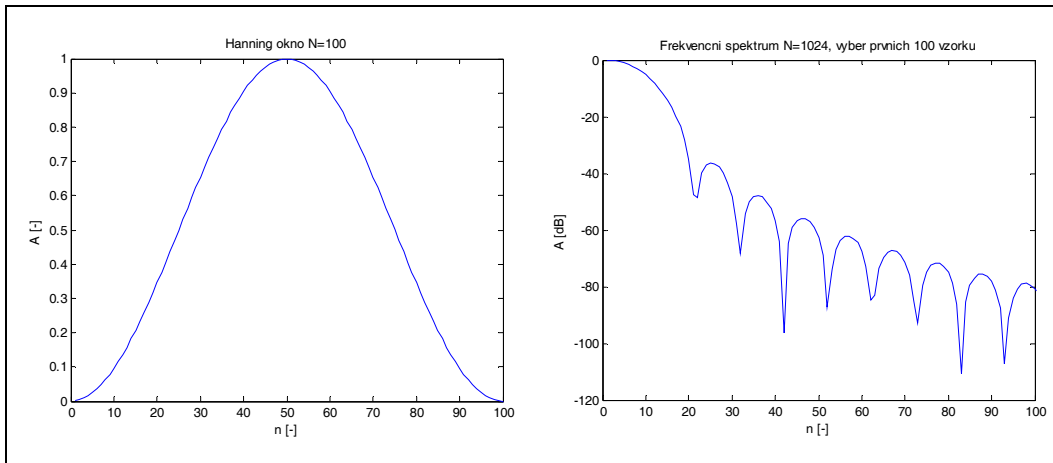
Typ okna	Vztah pro výpočet
Obdélníkové	$w[n] = 1, n = 0, 1, \dots, N-1.$
Hammingovo	$w[n] = 0,54 - 0,46 \cos\left(\frac{2\pi}{N} n\right), n = 0, 1, \dots, N-1$
Hanningovo	$w[n] = \sin^2\left(\frac{\pi}{N} n\right), n = 0, 1, \dots, N-1$
Blackmanovo	$w[n] = 0,42 - 0,5 \cos\left(\frac{2\pi}{N} n\right) + 0,08 \cos\left(\frac{4\pi}{N} n\right), n = 0, 1, \dots, N-1$



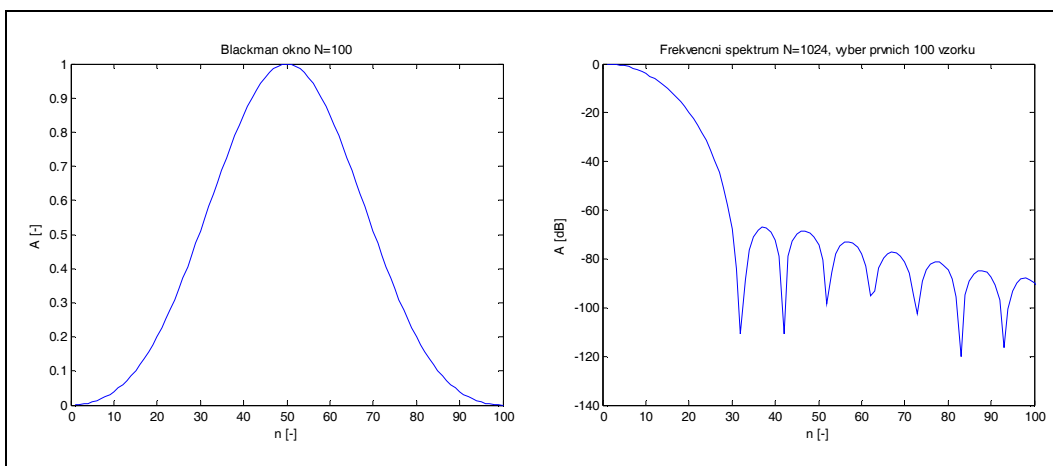
Obr. 13. Obdélníkové váhovací okno a jeho frekvencní spektrum.



Obr. 14. Hammingovo váhovací okno a jeho frekvencní spektrum.



Obr. 15. Hanningovo váhovací okno a jeho frekvenční spektrum.



Obr. 16. Blackmanovo váhovací okno a jeho frekvenční spektrum.

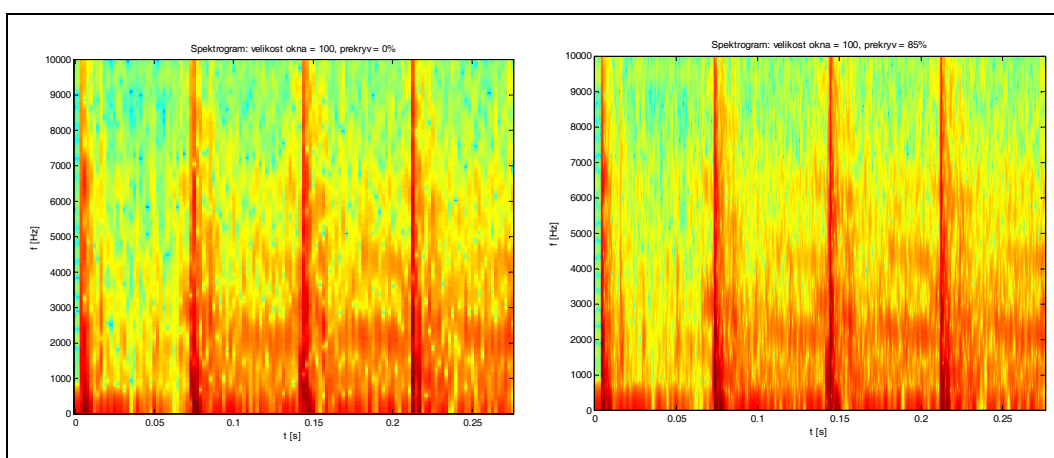
4.3 Časová lokalizace frekvenčního spektra signálu

Časová lokalizace frekvenčního spektra nalézá své uplatnění v mnoha aplikacích, ve kterých je nezbytné kromě zjištění jednotlivých frekvenčních složek nacházejících se ve zkoumaném signálu také jejich přítomnost v průběhu času. Typické aplikace lze nalézt například v systémech pro rozpoznávání řeči, klasifikaci signálů, radarových a sonarových zařízeních. Pro znázornění frekvenčního spektra signálu v závislosti na čase se používají spektrogramy, které jsou obvykle vyjádřeny formou dvourozměrného obrazu, kde osa x představuje čas, osa y frekvenci a intenzita barvy bodu amplitudu. V některých případech se dává přednost trojrozměrnému zobrazení formou 3D grafu (Obr. 20).

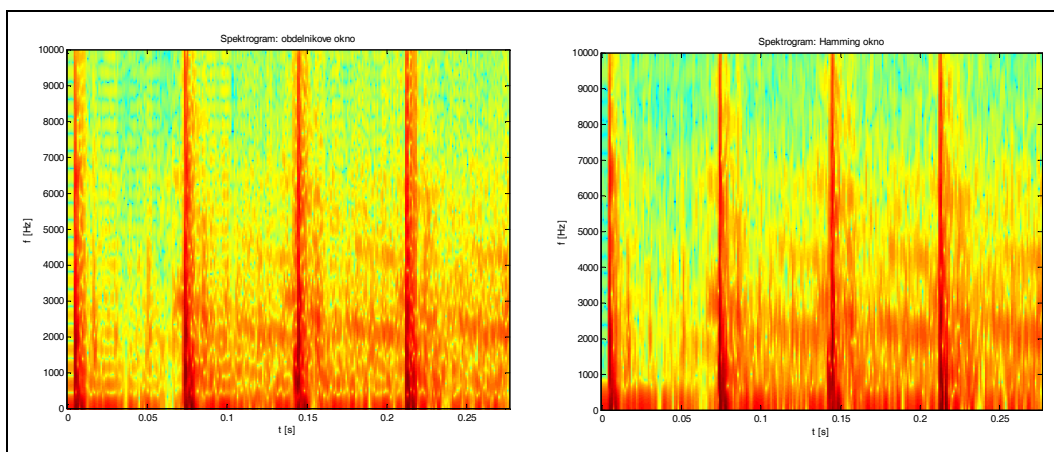
Spektrogram získáme aplikací krátkodobé Fourierovy transformace na jednotlivé segmenty signálu vynásobené váhovacím oknem pomocí vztahu:

$$S[k, m] = |X[k, m]|^2 = \left| \sum_{n=0}^{N-1} x[n]w[n - mN]e^{-j\frac{2\pi nk}{M}} \right|^2 \quad (48)$$

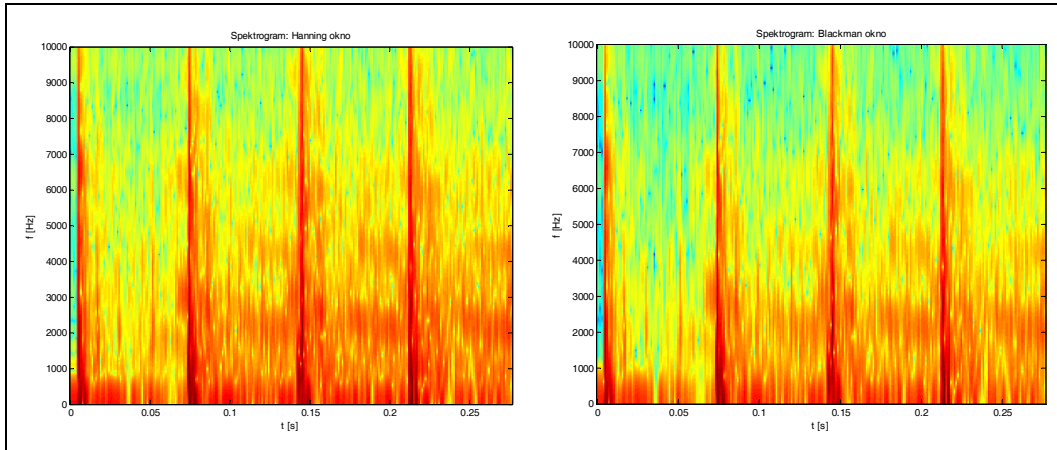
Aby bylo dosaženo většího rozlišení spektrogramu v časové lokalizaci spektra, používá se překryv oken, který je vyjádřen v procentech nebo ve vzorcích z příslušného segmentu. Vliv překryvu oken na rozlišení v čase demonstruje Obr. 17. První spektrogram zleva je vygenerován bez překryvu oken, druhý s překryvem 85%. Z obrázku je patrné podstatné zlepšení rozlišení v časové lokalizaci frekvenčního spektra. Vliv volby váhovacího okna na výsledný spektrogram dokumentuje Obr. 18. a Obr. 19.



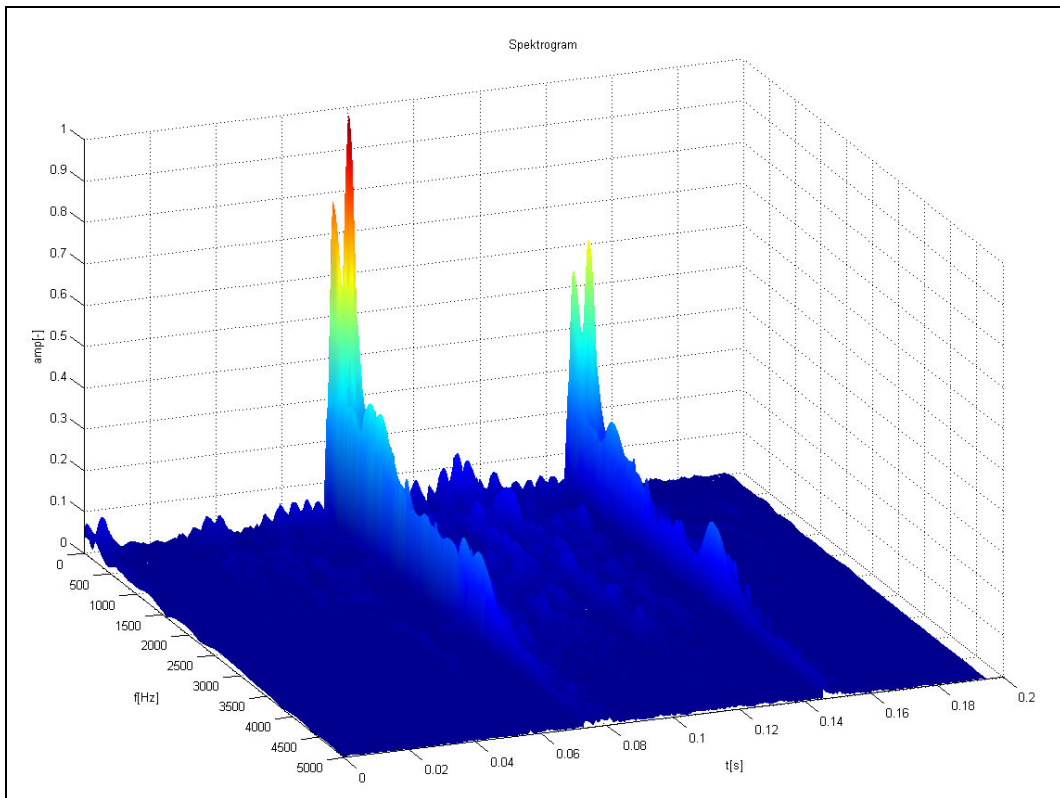
Obr. 17. Vliv překryvu váhovacího okna na výsledný spektrogram.



Obr. 18. Vliv váhovacího okna na spektrogram (obdélníkové, Hammingovo).



Obr. 19. Vliv váhovacího okna na spektrogram (Hannigovo, Blackmanovo).



Obr. 20. Ukázka spektrogramu ve 3D zobrazení.

5 EXPERIMENTÁLNÍ ČÁST

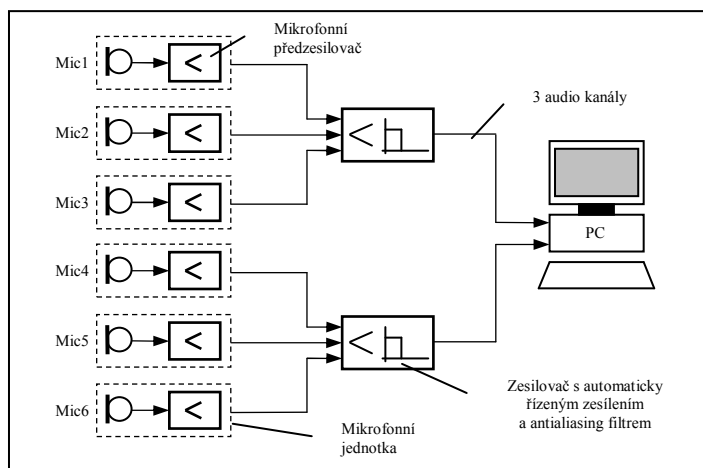
5.1 Návrh hardware lokalizačního systému

Kapitola se zabývá návrhem a praktickou realizací měřicího řetězce systému pro lokalizaci zdroje zvukového signálu. Jsou zde odděleně řešeny dva typy snímacích subsystémů – první pro určování úhlu dopadu zvukové vlny pomocí metody odhadu časových zpoždění a druhý pomocí beamformingu.

5.1.1 Subsystém snímání zvukového pole pro vyhodnocování metodou odhadu časových zpoždění

Laboratorní systém pro lokalizaci zdroje zvukového signálu byl navržen s ohledem na jednoduchou přenositelnost, variabilitu konfigurace a propojení se standardními typy jednotek pro styk s reálným procesem. Těmto požadavkům nejlépe vyhovuje modulární architektura, kdy jsou jednotlivé komponenty propojovány dle potřeb aktuální aplikace. Blokové schéma celého měřicího řetězce je uvedeno na Obr. 21.

Z blokové struktury systému je patrné, že je tvořen třemi základními skupinami komponent – mikrofonními jednotkami se zabudovaným předzesilovačem, zesilovači s automaticky řízeným zesílením (AGC) s výstupním antialiasing filtrem a vyhodnocovacím systémem, kterým může být personální počítač vybavený kartou pro sběr dat nebo embedded zařízení s dostatečným počtem analogových vstupů.

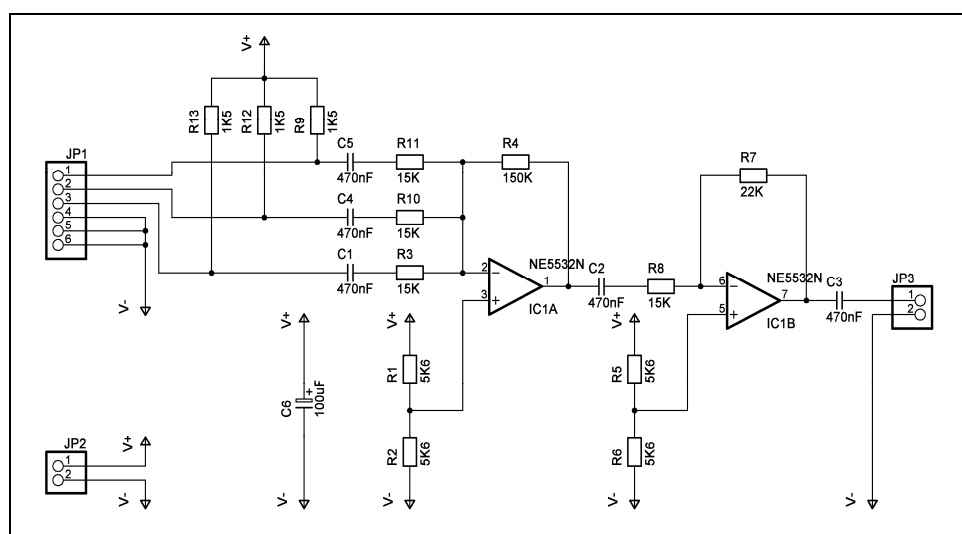


Obr. 21. Struktura vyhodnocovacího systému 1.

5.1.1.1 Mikrofonní jednotky

Zvukové pole je snímáno pomocí mikrofonních jednotek, z nichž každá se skládá ze tří všesměrových elektretových mikrofonních vložek MCE100. Ty jsou připájeny na malé trojúhelníkové základně z cuprextitu o délce strany 20 mm čímž bylo dosaženo podstatného zvýšení citlivosti a odstupu užitečného signálu od šumu. Každý z mikrofonů je propojen stíněným kabelem s předzesilovačem se ziskem 23 dB, který je nainstalován v podstavci mikrofonní jednotky. Úroveň výstupního signálu je plně dostačující pro přenos signálu stíněným kabelem do vzdáleností řádově desítek metrů.

Schéma zapojení předzesilovače je vyobrazeno na Obr. 22. Jeho základem je dvojitý nízkofrekvenční operační zesilovač NE5532. První zesilovací stupeň s IC_{1A} se zesílením 10 je zapojen jako invertující součtový zesilovač se třemi vstupy následovaný invertujícím zesilovačem IC_{1B} ve standardním zapojení s vazebním kondenzátorem na výstupu. Vstupní část zesilovače je doplněna jednoduchým napájecím zdrojem pro elektretové mikrofony odpovídajícím doporučenému zapojení od výrobce. Ten je od vstupů oddělen vazebními keramickými kondenzátory o kapacitě 470 nF. Z důvodu napájení zesilovače nesymetrickým napětíovým zdrojem, je nezbytné pro správnou funkci vytvořit virtuální zem pro operační zesilovače pomocí dvojice napětíových děličů tvořených součástkami R_1 , R_2 a R_5 , R_6 . Vnější konstrukční provedení šesti zkompletovaných mikrofonních jednotek ilustruje Obr. 23.



Obr. 22. Schéma zapojení předzesilovače v mikrofonní jednotce.



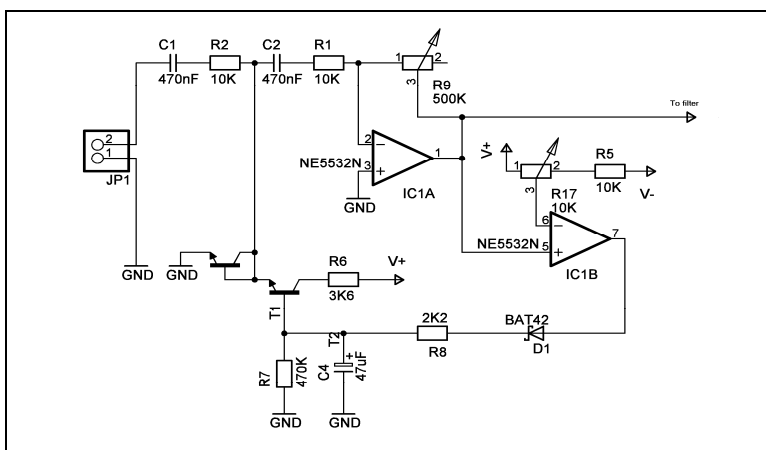
Obr. 23. Vnější provedení mikrofonních jednotek.

5.1.1.2 AGC zesilovač s antialiasing filtrem

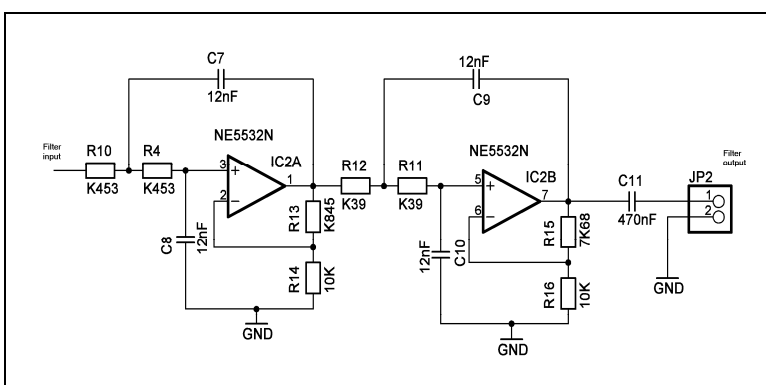
Zesílené signály z mikrofonních jednotek jsou prostřednictvím stíněného kabelu vedeny do modulu 3 kanálového zesilovače s automatickým řízením zisku (AGC) kombinovaného s antialiasing filtrem 4. řádu. Úkolem tohoto posledního zesilovacího stupně je upravit napěťovou úroveň signálu na hodnotu vhodnou pro další zpracování pomocí technologické karty Advantech – v našem případě konkrétně $\pm 2,5$ V. V případě, že snímáný zvukový signál má příliš velkou intenzitu, dojde k automatickému snížení zisku tohoto zesilovacího stupně, čímž je eliminována možnost přebuzení vstupů technologické karty způsobující degradaci nasnímaných dat ořezem na maximální hodnotu rozsahu.

Funkce zesilovače je zřejmá ze schématu na Obr. 24. Podobně jako předzesilovače v mikrofonních jednotkách je postaven na základě operačního zesilovače NE5532. První zesilovací stupeň je zapojen jako invertující zesilovač s uživatelsky nastavitelným zesílením až do maximální hodnoty 50. Operační zesilovač IC_{1B} je zapojen jako komparátor, který porovnává výstupní napěťovou úroveň zesilovače s referenčním napětím nastaveným pomocí odporového trimru R₁₇. V případě, že je překročeno toto referenční napětí (tj. výstupní úroveň signálu je vyšší než požadovaná), výstup komparátoru se přeplopi ze záporné saturace do kladné, kdy je napětí na výstupu blízké V₊. Tím se otevře dioda D₁ a začne se přes rezistor R₈ nabíjet kondenzátor C₄. Jakmile napětí na

kondenzátoru dosáhne hodnoty 0,6 V, začnou se otevírat tranzistory T_1 a T_2 , čímž se část vstupního signálu bude odvádět k zemi a $V+$. Tím se automaticky sníží výstupní napěťová úroveň signálu zesilovače. Na druhé straně nízká napěťová úroveň na výstupu zesilovače způsobí překlopení komparátoru do záporné saturace. Tím se dioda D_1 polarizuje do závěrného směru a kondenzátor C_4 je postupně vybíjen k zemi přes tranzistor T_1 a rezistor R_7 – tranzistory T_1 a T_2 se postupně zavírají a zesílení zesilovače se vrací ke své nominální hodnotě.



Obr. 24. Schéma zapojení AGC zesilovače – 1.část.



Obr. 25. Schéma zapojení AGC zesilovače – 2.část.

Po zesílení signál prochází aktivní dolní propustí 4. řádu se Sallen-Key topologií implementovanou pomocí operačních zesilovačů jejíž schéma je uvedeno na Obr. 25. Ta slouží jako antialiasing filtr, který shora omezuje frekvenční spektrum signálu tak, aby splňoval Shannonův vzorkovací teorém. Hodnoty součástek filtru byly navrženy Besselovou aproximací s požadovanou mezní frekvencí 20 kHz a zesílením v propustném

pásmu 3 dB postupem uvedeným v [18]. Při výpočtu se vychází z obrazového přenosu filtru 2. řádu se Sallen-Key topologií typu dolní propust:

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + a_1 s + b_1 s^2} \quad (49)$$

$$A(s) = \frac{A_0}{1 + \omega_c [C_1(R_1 + R_2) + (1 - A_0)R_1 C_2] s + \omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2 s^2} \quad (50)$$

kde ω_c je mezní úhlová frekvence filtru, A_0 zesílení v propustném pásmu a R_1 , R_2 , C_1 a C_2 jsou hledané hodnoty pasivních součástí filtru. Koeficienty a_1 a b_1 přenosu (49) jsou potom rovny:

$$a_1 = \omega_c [C_1(R_1 + R_2) + (1 - A_0)R_1 C_2] \quad (51)$$

$$b_1 = \omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2 \quad (52)$$

Při praktickém návrhu filtru se zpravidla nejprve zvolí hodnoty kondenzátorů, které jsou většinou bezproblémově dostupné pouze v řadě E12 a teprve potom se dopočítávají hodnoty rezistorů R_1 a R_2 . Po vyjádření R_1 z rovnice (52) a dosazení do (51) získáme kvadratickou rovnici (53), jejíž řešením dostaneme hodnotu rezistoru R_2 dle vztahu (54). Hodnotu rezistoru R_1 vypočítáme pomocí rovnice (55).

$$R_2^2 C_1^2 C_2 \omega_c^2 - a_1 R_2 C_1 C_2 \omega_c + b_1 (C_1 + C_2 - A_0 C_2) = 0 \quad (53)$$

$$R_2 = \frac{a_1 C_1 C_2 \omega_c + \sqrt{(-a_1 C_1 C_2 \omega_c)^2 - 4 C_1^2 C_2 \omega_c^2 b_1 (C_1 + C_2 - A_0 C_2)}}{2 C_1^2 C_2 \omega_c^2} \quad (54)$$

$$R_1 = \frac{b_1}{R_2 C_1 C_2 \omega_c^2} \quad (55)$$

Aby ve vztahu (54) byl výraz pod odmocninou kladný, je nutné aby byla splněna následující podmínka:

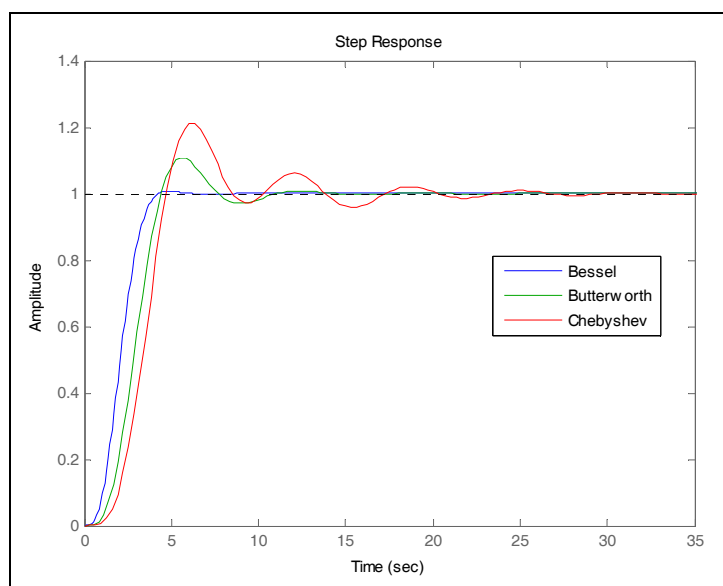
$$C_2 \geq C_1 \frac{4b_1 A_0 + a_1^2 A_0 - a_1^2}{a_1^2 A_0} \quad (56)$$

Pro Besselův filtr čtvrtého řádu typu dolní propust uvádí literatura [33] hodnoty koeficientů pro 1. a 2. stupeň filtru dle tabulky 4.

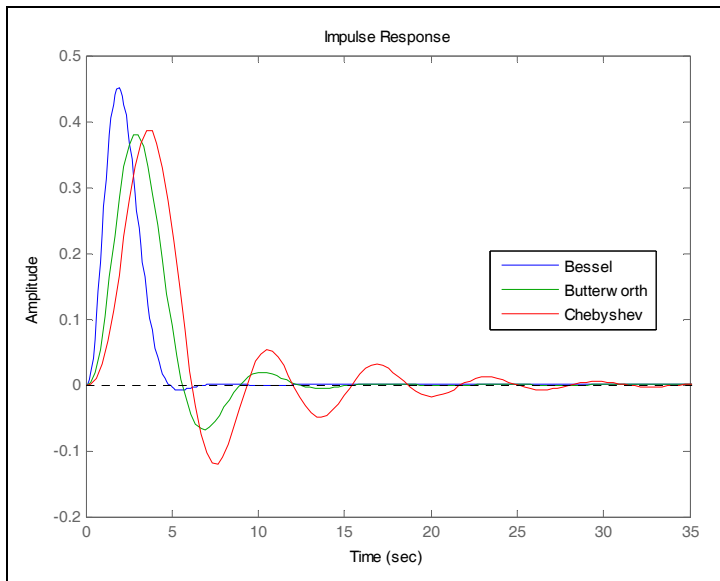
Tabulka 4: Besselovy koeficienty pro filtry do 4. řádu

Řád filtru	i	a_i	b_i	Q_i
1	1	1,0000	0,0000	-
2	1	1,3617	0,6180	0,58
3	1	0,7560	0,0000	-
	2	0,9996	0,4772	0,69
4	1	1,3397	0,4889	0,52
	2	0,7743	0,3890	0,81

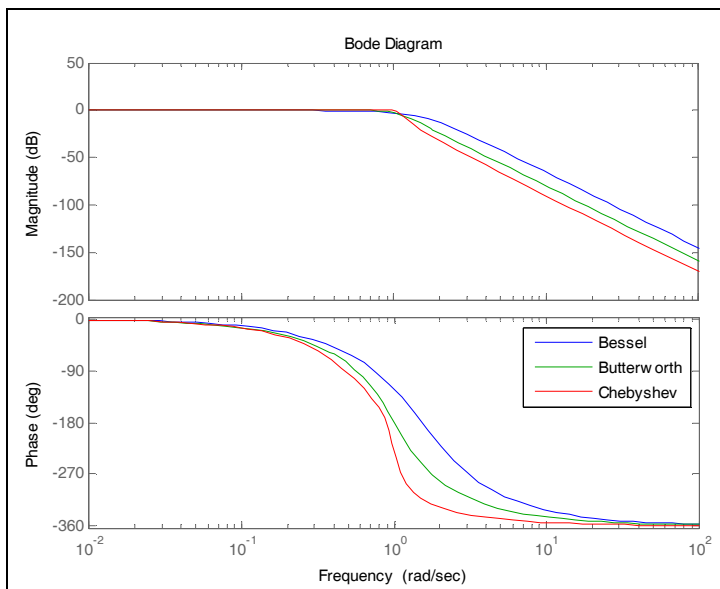
Zvolený typ filtru vyniká lineárním průběhem fázové charakteristiky v širokém kmitočtovém pásmu a příznivým průběhem přechodové charakteristiky s minimálním překmitem. Na druhou stranu vykazuje menší strmost v počátku nepropustné části frekvenční charakteristiky oproti filtrům navržených Čebyšovovou nebo Butterworthovou aproximací [5]. Charakteristiky výše zmíněných normalizovaných filtrů 4. řádu s mezní úhlovou frekvencí 1 rad.s^{-1} simulovaných v prostředí Matlab 6.5 jsou pro porovnání uvedeny na Obr. 26, 27 a 28.



Obr. 26. Odezva normalizovaných filtrů na jednotkový skok na vstupu.



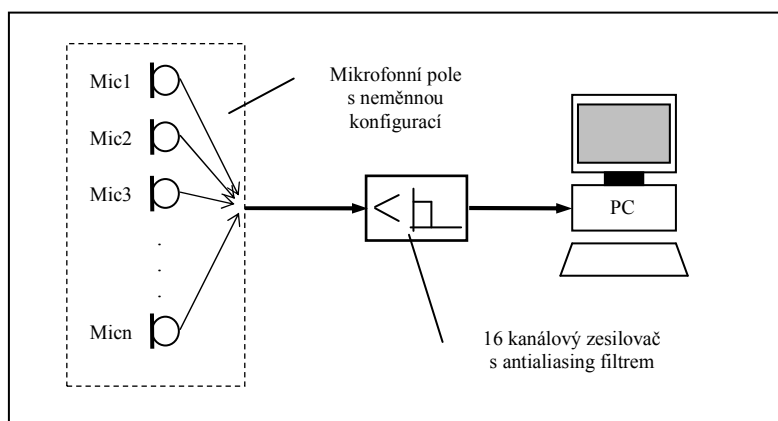
Obr. 27. Odezva normalizovaných filtrů na jednotkový impuls na vstupu.



Obr. 28. Frekvenční a fázové charakteristiky normalizovaných filtrů.

5.1.2 Subsystem snímání zvukového pole pro vyhodnocování metodou beamformingu

Při návrhu subsystému snímání se vycházelo ze stejných požadavků jako u předchozího systému pospaného v kapitole 5.1.1. Vzhledem k většímu množství akustických senzorů a přísnějším požadavkům na jejich geometrické uspořádání byla zvolena odlišná struktura s neměnnou geometrií mikrofonního pole. Z konstrukčních důvodů taktéž došlo k přesunu jednotlivých mikrofonních předzesilovačů do jednoho centralizovaného 16 kanálového zesilovače s antialiasing filtrem na každém výstupu. Blokové schéma celého měřicího řetězce je uvedeno na Obr. 29. Z obrázku je patrné, že mikrofonní pole zde tvoří nerozebíratelný celek umístěný na jedné desce plošných spojů propojený se zesilovačem 40 žilovým plochým kabelem. Změna konfigurace je tedy možná pouze výměnou celé desky s mikrofonním polem. Tímto způsobem bylo díky minimalizaci množství metalických spojů a konektorů dosaženo podstatně vyšší spolehlivosti, která výrazně převažuje nevýhody spojené s komplikovanější realizací pole.



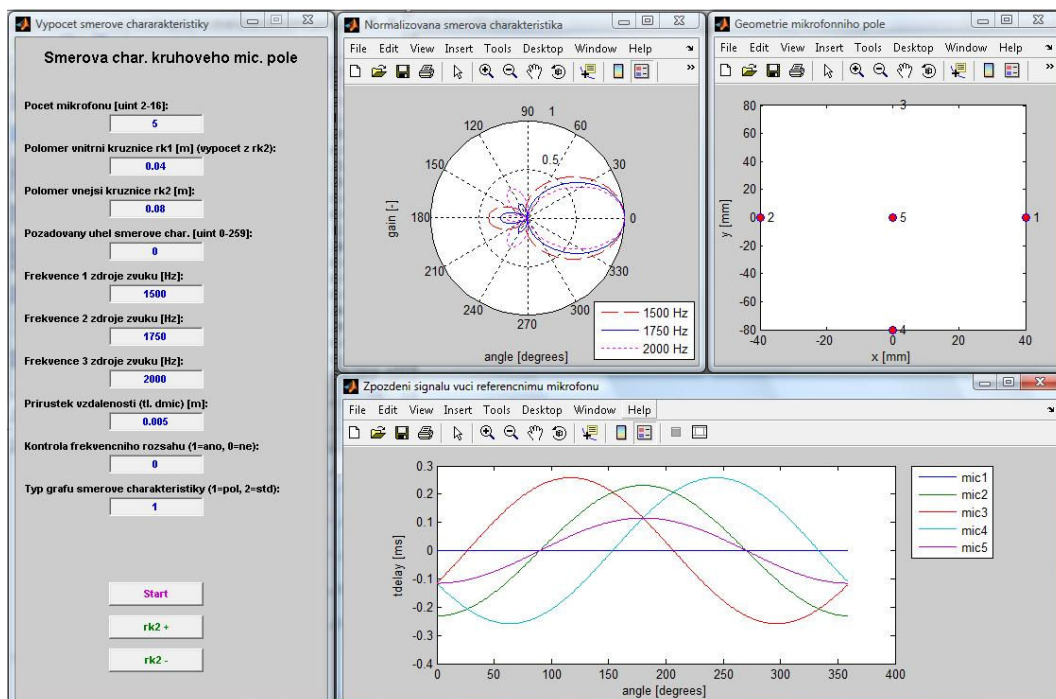
Obr. 29. Struktura vyhodnocovacího systému 2.

5.1.2.1 Mikrofonní pole

Mikrofonní pole je z výše uvedených důvodů realizováno na samostatné desce plošných spojů, která kromě mikrofonních jednotek obsahuje jednoduchý stabilizovaný napájecí zdroj s lineárním napěťovým regulátorem 78L05 s výstupním napětím o velikosti 5 V. Nízkofrekvenční nezesílený signál je veden z mikrofonů přímo na 40 pinový dvouřadý konektor. Ten je zapojen tak, aby jednotlivé audio kanály byly při propojení

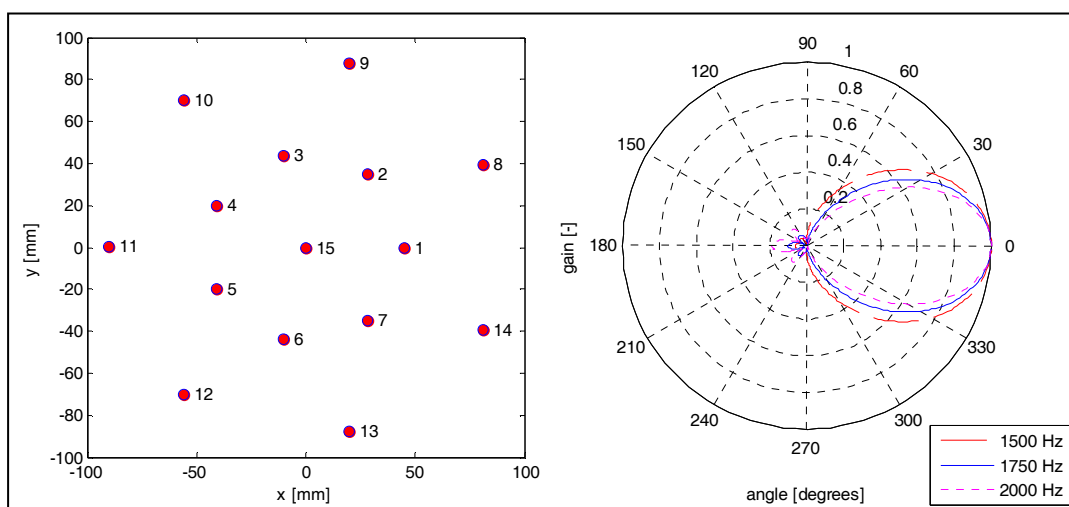
plochým kabelem od sebe odděleny vodičem se zemním potenciálem čímž je dostatečně zamezeno přeslechům mezi sousedními kanály. Čtyři vodiče jsou vyhrazeny pro napájení stejnosměrným napětím o velikosti 7,5 až 15 V. Protože pole neobsahuje předzesilovače, je vhodné jeho propojení s 16 kanálovým zesilovačem realizovat pokud možno co nejkratším kabelem. Po zesílení lze již signál přenášet k vyhodnocovací jednotce i na větší vzdálenosti. Kompletní schéma zapojení modulu je uvedeno v příloze G.

Pro návrh geometrie mikrofonního pole bylo vytvořeno programové vybavení v prostředí Matlab 6.5, které na základě zadaného rozmístění mikrofonů a požadovaného rozsahu zpracovávaných frekvencí zvukového signálu vypočítá směrovou charakteristiku pole. Celkem byly vytvořeny 4 varianty programu umožňující výpočet pro pole tvaru přímky, čtverce, kruhu a kruhu s mezikružím. V případě, že je požadováno jiné rozmístění mikrofonů v poli je možno zadat tyto souřadnice manuálně a pracovat s programem přímo z příkazové řádky bez použití grafického rozhraní. Na Obr. 30 je vyobrazeno grafické uživatelské rozhraní programu určeného pro výpočet směrové charakteristiky pole složeného ze dvou mezikružů o různých poloměrech a jedním mikrofonem umístěným ve středu pole.



Obr. 30. Program pro výpočet směrové charakteristiky mikrofonního pole.

V hlavním dialogovém okně programu se nejprve musí zvolit počet mikrofonů v poli. Pro variantu kruhového pole s mezikružím a mikrofonem ve středu pole je nutno zadat lichý počet mikrofonů, jejich minimální počet pro správnou funkci programu je 5. Dále uživatel zvolí poloměr vnější kružnice a požadovaný úhel směrové charakteristiky pole, do kterého se pomocí beamformeru elektronicky natočí. Následující 3 pole slouží pro zadání frekvencí simulovaného vstupního harmonického signálu v pořadí od nejnižší po nejvyšší, pro které je vykreslena výsledná směrová charakteristika. Editační pole nazvané „Přírůstek vzdálenosti“ slouží pro zadání změny rozměru vnějšího kruhu pole v případě rychlého hledání optimálních rozměrů pomocí tlačítek „rk2+“ a „rk2-“. Při vložení údaje 1 do pole „kontrola frekvenčního rozsahu“ se aktivuje funkce postupné inkrementace frekvence od nejnižší zadané po nejvyšší v 10 Hz inkrementech za současného vykreslování směrových charakteristik. Poslední pole umožňuje výběr typu grafu pro vykreslování směrové charakteristiky: při zadání 1 je vykreslován polární graf, při zadání 2 standardní xy graf. Výpočet se spouští stiskem tlačítka „Start“ nebo tlačítky „rk2+/-“, které navíc před startem provedou přičtení / odečtení hodnoty uvedené v poli „Přírůstek vzdálenosti“ k poloměru vnějšího kruhu. Příklad směrové charakteristiky vypočítané programem pro mikrofonní pole s 15 senzory rovnoměrně rozmístěných na kružnicích o poloměrech $r_{k1} = 90$ mm a $r_{k2} = 45$ mm s požadovaným směrem hlavního laloku na 0° je uveden na Obr. 31.

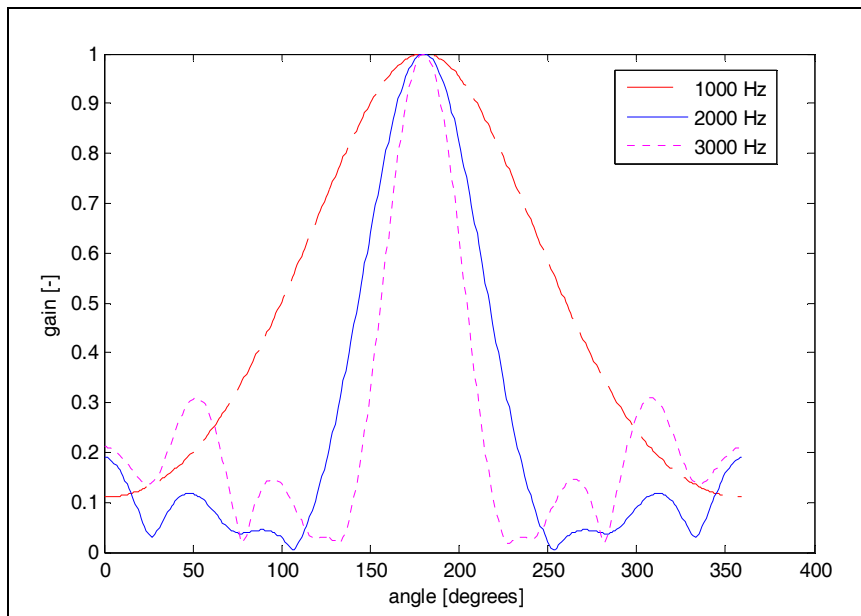


Obr. 31. Příklad výstupu programu.

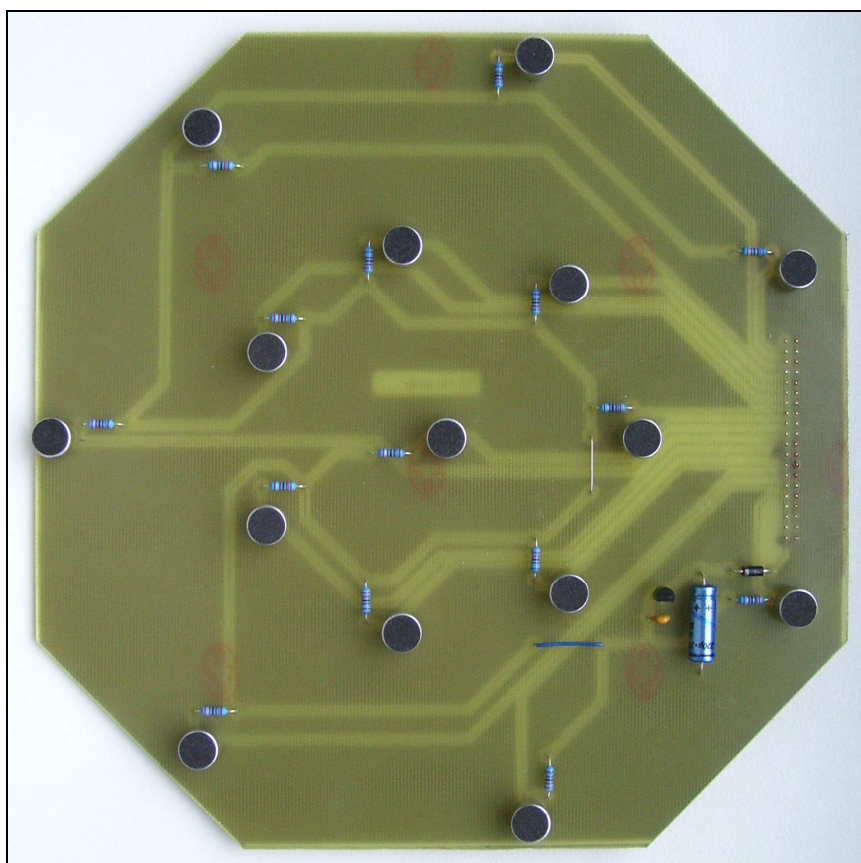
V návrhové fázi geometrie mikrofonního pole pro lokalizaci zdroje zvuku pomocí beamformingu je nutné vyhledat optimální rozměry tak, aby hlavní lalok směrové charakteristiky byl co nejúžší a zároveň postranní laloky byly eliminovány. Navíc je požadováno, aby nedocházelo k výrazným deformacím směrové charakteristiky se změnou požadovaného úhlu. První dva požadavky jsou zcela protichůdné, proto je výsledná směrová charakteristika vždy kompromisem mezi těmito dvěma kritérii. Třetímu požadavku lze nejlépe vyhovět symetrickou konstrukcí pole. Po provedení simulací s různými rozmístěními senzorů, jejichž vybrané výsledky jsou uvedeny v příloze M, byla prakticky zrealizována varianta pole s umístěním 15 senzorů na soustředných kružnicích o poloměrech $r_{k1} = 90$ mm a $r_{k2} = 45$ mm a jedním senzorem ve středu pole tak jak je uvedeno na Obr. 31. Souřadnice jednotlivých senzorů jsou uvedeny v tabulce 5, směrová charakteristika pole pro požadovaný směr 180° na Obr. 32.

Tabulka 5: Souřadnice senzorů v realizovaném mikrofonním poli

Mikrofon	Souřadnice x [mm]	Souřadnice y [mm]
1	45,00	0,00
2	28,06	35,18
3	-10,01	43,87
4	-40,54	19,52
5	-40,54	-19,52
6	-10,01	-43,87
7	28,06	-35,18
8	81,09	39,05
9	20,03	87,74
10	-56,11	70,36
11	-90,00	0,00
12	-56,11	-70,36
13	20,03	-87,74
14	81,09	-39,05
15	0,00	0,00



Obr. 32. Simulovaná směrová charakteristika mikrofonního pole.



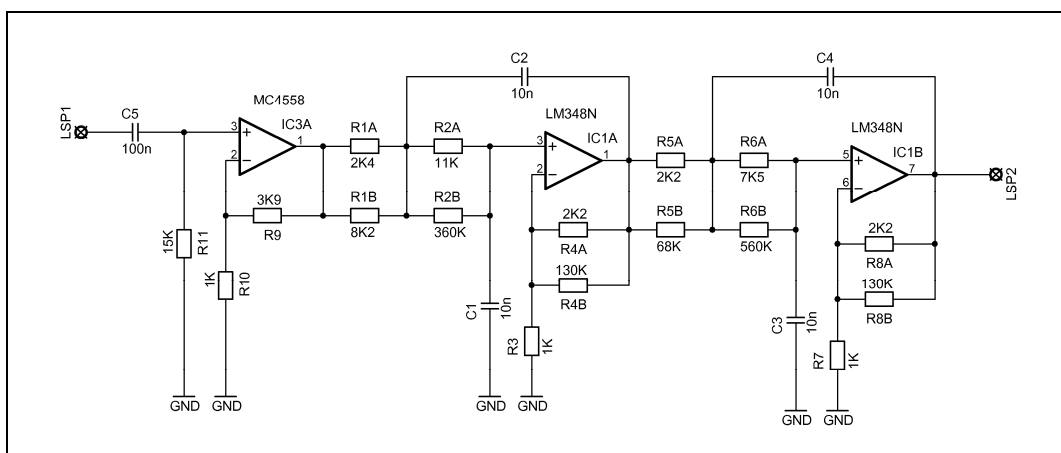
Obr. 33. Praktické provedení mikrofonního pole.

5.1.2.2 Zesilovač s antialiasing filtrem

Zesilovač se skládá ze dvou základních funkčních částí – předzesilovače a antialiasing filtru, který zde slouží zároveň jako druhý zesilovací stupeň. Na rozdíl od AGC zesilovače, který je určen pro měřicí systém na bázi metody odhadu časových zpoždění, neobsahuje obvody pro automatické řízení zesílení dle úrovně výstupního signálu. K tomuto opatření se přikročilo z důvodu velmi malé vzdálenosti mezi jednotlivými mikrofonními vložkami v poli. Proto se předpokládá, že úroveň výstupního signálu z pole bude u všech mikrofonů stejná a není tedy třeba korekce zesílení z důvodu rozdílných vzdáleností od zdroje zvuku.

Antialiasing filtr byl navržen Besselovou aproximací stejným postupem jak je uvedeno v kapitole 5.1.2. Mezní frekvence filtru byla zvolena s ohledem na vlastnosti mikrofonního pole pro vyhodnocování úhlu dopadu zvukové vlny pomocí beamformingu (Obr. 32) a omezení maximální vzorkovací frekvence technologické karty při 16 kanálovém režimu snímání, při kterém klesá vzorkovací frekvence na 15 kHz (Advantech PCI 1716) respektive na 12,5 kHz na kanál (Advantech USB 4716). Mezní frekvence filtru byla proto stanovena s určitou rezervou na 2500 Hz. V propustném pásmu (100 – 2500 Hz) má zesilovač zesílení 34 dB.

Obvodové řešení zesilovače používá v obvodech filtru operační zesilovače LM348 se čtyřmi operátory a dvojitě operační zesilovače MC4558 ve funkci předzesilovače. Schéma zapojení jednoho kanálu zesilovače s antialiasing filtrem je uvedeno na Obr. 34.

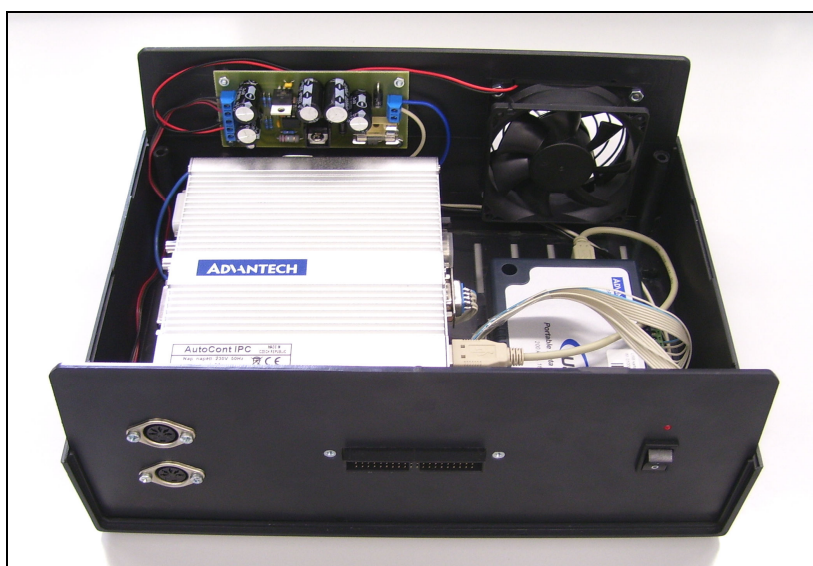


Obr. 34. Schéma zapojení jednoho kanálu zesilovače s filtrem.

5.1.3 *Embedded systém pro vyhodnocování signálu z mikrofonního pole*

Vzhledem k velké výpočetní a paměťové náročnosti implementovaných lokalizačních algoritmů byl pro vyhodnocování zvukových signálů zachycených mikrofonním polem zvolen kompaktní průmyslový počítač Advantech ARK-1382 doplněný o mobilní jednotku pro sběr dat Advantech USB-4716. Toto řešení nabízí velmi dobrou flexibilitu jak v oblasti hardwarové (možnost změny velikosti operační paměti, přidání pevného disku pro záznam dat, široké komunikační schopnosti – Ethernet, WiFi, Bluetooth, RS485, RS232 a další rozhraní) tak i softwarové díky velmi široké programové podpoře všech procesorů kompatibilních s x86 architekturou. Dále lze také díky velmi dynamickému rozvoji v oblasti přenosných počítačů předpokládat výrazné snižování spotřeby elektrické energie se současným navyšováním výpočetního výkonu procesorů, čímž se stále více budou přibližovat k oblastem, ve kterých mají své výhradní postavení digitální signálové procesory.

Průmyslový počítač spolu s jednotkou pro sběr dat byly nainstalovány do přístrojové skříňky doplněné o zdroj symetrického napětí ± 9 V pro napájení zesilovačů a mikrofonních jednotek. Pro zlepšení chlazení počítače a napájecího zdroje byl do zadního čela skříňky namontován ventilátor o průměru 80 mm. Vnitřní uspořádání komponent je zřejmé z Obr. 35.



Obr. 35. Pohled do vyhodnocovací jednotky po odejmutí horního krytu.

5.1.3.1 Embedded průmyslový počítač Advantech ARK-1382

Centrální jednotkou vyhodnocovacího systému je průmyslový embedded počítač Advantech ARK 1382, který se vyznačuje svou robustní konstrukcí a kompaktními rozměry (krytí IP40). Počítač je osazen procesorem Intel Celeron M ULV 423 s vyrovnávací pamětí 1024 KiB pracujícího s taktovací frekvencí 1066 MHz a rychlostí sběrnice 533 MT/s. Díky velmi nízkému vyzařovanému ztrátovému teplu (TDP udávané výrobcem je 5,5 W) je možno jej chladit pouze pasivně. Tím je docíleno zejména lepšího krytí vnitřních komponent což se pozitivně projevuje na jeho dlouhodobé spolehlivosti. Procesor je založen na architektuře x86, lze tedy na něm spouštět veškeré programové vybavení provozované na běžných personálních počítačích – počínaje standardními (Windows 2000, Windows XP, Linux) a embedded (Windows CE, Windows XP Embedded, Embedded Linux) operačními systémy konče. Procesor taktéž podporuje rozšíření standardní instrukční sady MMX, SSE, SSE2 a SSE3, které nalézají své uplatnění při zpracování obrazu, zvuku a 3D grafiky.

Operační paměť RAM je tvořena standardním DIMM SDRAM DDR2 modulem o kapacitě 1 GiB. V případě potřeby lze paměť vyměnit za modul o maximální kapacitě až 2 GiB. Jako úložiště programového vybavení a uživatelských dat se standardně používá CF karta, která je připojena přímo k IDE sběrnici. Tím je zajištěna zvýšená odolnost vůči prudkým změnám teplot, vibracím a otřesům, které u běžných pevných disků významně snižují životnost. Přehled základních parametrů počítače je uveden v tabulce 6.

Tabulka 6: Základní parametry počítače Advantech ARK-1382.

Procesor	Intel Celeron M ULV 423, 1024 KiB L2 cache, 1066 MHz
Čipová sada	945GM + ICH7-M
Paměť	1 GiB DDR2 / 533MHz
Grafický výstup	2x DVI-I rozhraní
Komunikační rozhraní	5x USB 2.0, 1x eSATA, 2x RS232/422/485 1x Ethernet 10/100/1000 Mb/s
Úložiště	8 GB CompactFlash (CF) karta Pevný disk připojitelný prostřednictvím eSATA rozhraní
Rozšiřitelnost	1x Mini PCI slot
Operační systém	Windows XP Embedded
Napájení; příkon	9 až 35V stejnosměrných; typický 16W, max. 25,46W



Obr. 36. Embedded průmyslový počítač ARK-1382.

5.1.3.2 Jednotka pro sběr dat Advantech USB-4716

Pro digitalizaci vstupního analogového signálu z mikrofonních jednotek je použita mobilní jednotka pro sběr dat Advantech USB-4716. Pro komunikaci s centrální jednotkou lokalizačního systému používá standardní USB 2.0 rozhraní, které zároveň zajišťuje její napájení, čímž odpadá nutnost použití externího napájecího zdroje. Proudový odběr jednotky při napájení 5 V je typicky 360 mA, maximálně 450 mA. Její robustní konstrukce při udržení kompaktních rozměrů ji přímo předurčuje pro aplikace mobilního sběru dat. Díky podpoře technologie „Plug and Play“ je po připojení do USB portu počítače ihned automaticky rozpoznána a připravena k činnosti (za předpokladu, že je již v počítači nainstalován její ovladač a obslužné programové vybavení pro správu zařízení).

Jednotka je vybavena 16 analogovými vstupy (8 vstupů v případě diferenciálního režimu) s programově nastavitelnou vstupní citlivostí v několika pevně nastavených krocích v rozmezí od $\pm 0,625$ V do ± 10 V viz tabulka 7. Vstupní impedance dosahuje hodnoty $1\text{G}\Omega$. Vstupy mohou být nakonfigurovány do unipolárního nebo bipolárního režimu dle požadavků konkrétní aplikace. Rozlišení A/D převodníku je 16 bitů, maximální dosažitelná vzorkovací frekvence je 200 kHz. V případě vícekanalového režimu je tedy nutné tuto maximální hodnotu dělit počtem aktuálně používaných kanálů včetně započítání

určité časové režie z důvodu přepínání analogového multiplexeru. Kromě analogových vstupů je k dispozici taktěž 8 digitálních vstupů pracujících s logickými úrovněmi kompatibilními s 3,3 V i TTL logikou.

Na výstupní straně je jednotka vybavena dvěma analogovými výstupy s rozlišením 16 bitů, které lze přepnout na napěťové rozsahy 0 ~ 5 V, 0 ~ 10 V, ± 5 V a ± 10 V. Dále je implementováno 8 digitálních TTL výstupů s proudovou zatížitelností až 6 mA.

Tabulka 7: Vstupní rozsahy jednotky USB-4716.

Kód zesílení		4	0	1	2	3
Zesílení		0,5	1	2	4	8
Rozsah	Bipolární	± 10 V	± 5 V	$\pm 2,5$ V	$\pm 1,25$ V	$\pm 0,625$ V
	Unipolární	---	0 ~ 10 V	0 ~ 5 V	0 ~ 2,5 V	0 ~ 1,25 V
Šířka frekvenčního pásma [MHz]		1,1	1,1	1,1	1,1	1,1
Celkové harmonické zkreslení THD [dB]		-88	-88	-88	-88	-88

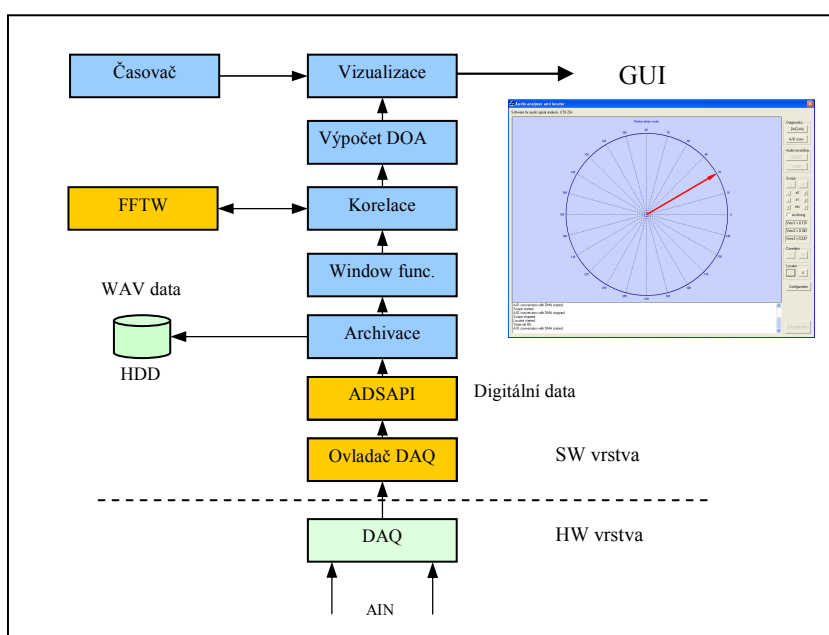


Obr. 37. Jednotka pro sběr dat Advantech USB-4716.

5.2 Návrh software lokalizačního systému

Pro snímání a analýzu zvukového signálu zachyceného mikrofonním polem byl vytvořen program s grafickým uživatelským rozhraním jehož vnitřní struktura je vyobrazena na Obr. 38. Aplikace byla naprogramována ve vývojovém prostředí MS Visual C++ 6.0 jako Win32 aplikace využívající MFC knihovnu. Komunikaci s technologickou kartou Advantech PCI-1716 zajišťuje staticky linkovaná knihovna adsapi32.lib, která je standardně dodávána výrobcem karty. Pro frekvenční analýzu naměřených dat byla zvolena knihovna FFTW od autorů Matteo Friga a Stevena G. Johnsona [8]. Jedná se o velmi rychlou a dlouhodobě optimalizovanou knihovnu napsanou v jazyce C distribuovanou pod GNU GPL licenci. V současné době je dostupná prakticky pro všechny moderní operační systémy. Program lze logicky rozčlenit do 5 základních modulů, které vykonávají svou určitou specializovanou funkci:

- Modul snímání dat s podporou technologických karet Advantech.
- Výpočetní jádro využívající FFTW knihovnu pro výpočty FFT.
- Modul algoritmů pro lokalizaci zdroje zvuku a analýzu signálů.
- Vizualizační a archivační modul.
- Komunikační modul.



Obr. 38. Vnitřní struktura programu pro lokalizaci zdroje zvuku.

5.2.1 *Modul snímání dat*

Komunikaci s technologickou kartou Advantech PCI-1716 zajišťuje staticky linkovaná knihovna `adsapi32.lib`, která je standardně dodávána výrobcem karty. Díky široké podpoře nejběžněji používaných vývojových prostředí jsou dostupné knihovny i pro Visual Basic, Delphi, Borland C a C++ Builder.

Modul pro snímání dat využívá speciální funkce knihovny pro vysokorychlostní analogově-digitální převody, které jsou obzvláště vhodné v případech, kdy je potřeba přenášet do paměti počítače velké množství údajů za jednotku času. Díky podpoře DMA přenosů z vyrovnávací paměti na technologické kartě do operační paměti počítače je zajištěna minimální zátěž procesoru což zabezpečuje dostatek výkonnostních rezerv pro vykonávání výpočetních algoritmů a vizualizačních rutin. Převedená audio data do digitální podoby jsou přenášena do příslušných datových bufferů, odkud jsou odebírána k dalšímu zpracování. Během zpracování dat algoritmy pro lokalizaci či analýzu dat jsou nové údaje přenášeny prostřednictvím DMA přenosu do druhé poloviny vyrovnávací paměti. Tímto je zaručeno, že ani při nejvyšších vzorkovacích frekvencích nedochází ke ztrátám zvukových dat.

Vytvořené rutiny pro snímání umožňují až 16 kanálové převody s maximální vzorkovací frekvencí, která je omezena hardwarem technologické karty. Modul přímo podporuje karty Advantech PCI-1716 a USB-4716.

5.2.2 *FFTW knihovna*

Výpočetním jádrem programu pro výpočty FFT je FFTW knihovna vyvinutá autory Matteo Frigem a Stevnem G. Johnsonem a je šířena pod GNU GPL licencí. Její rutiny jsou použity pro výpočty FFT a inverzní FFT v korelačních a převzorkovacích algoritmech. Knihovna podporuje jednorozměrné i vícerozměrné transformace s reálnými nebo komplexními vstupními daty. Díky implementovaným optimalizacím pro rozšířené instrukční sady SSE/SSE2/3dNow! moderních procesorů umožňuje velmi rychlé a efektivní zpracování. Knihovna definuje svůj vlastní datový typ `fftw_complex`, který je definován jako pole dvou prvků s datovým typem `double`. Prvek s indexem 0 je potom reálná část a prvek s indexem 1 imaginární část komplexního čísla.

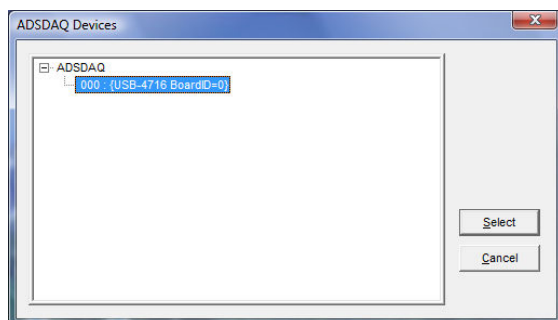
Použití knihovny je při použití základního rozhraní velmi intuitivní. Celý postup výpočtu lze rozdělit do několika níže uvedených základních kroků:

1. Alokace paměti pro vstupní a výstupní pole dat funkcí *fftw_malloc*.
2. Vytvoření plánu výpočtu obsahujícího všechny údaje nutné pro výpočet FFT. V případě jednorozměrné FFT s reálnými vstupními daty se použije funkce *fftw_plan_dft_1d*.
3. Spuštění výpočtu za využití vytvořeného plánu funkcí *fftw_execute*.
4. Zpracování výsledku FFT v uživatelském programu. V případě dalších výpočtů FFT se cyklicky opakují kroky 3 a 4 s jinými vstupními daty.
5. V případě, že jsou všechny výpočty provedeny, odstraní se nejprve z paměti vytvořený plán pomocí *fftw_destroy_plan* a poté se již může uvolnit alokovaná paměť pro vstupní a výstupní datové pole za použití funkce *fftw_free*.

5.2.3 Uživatelské rozhraní

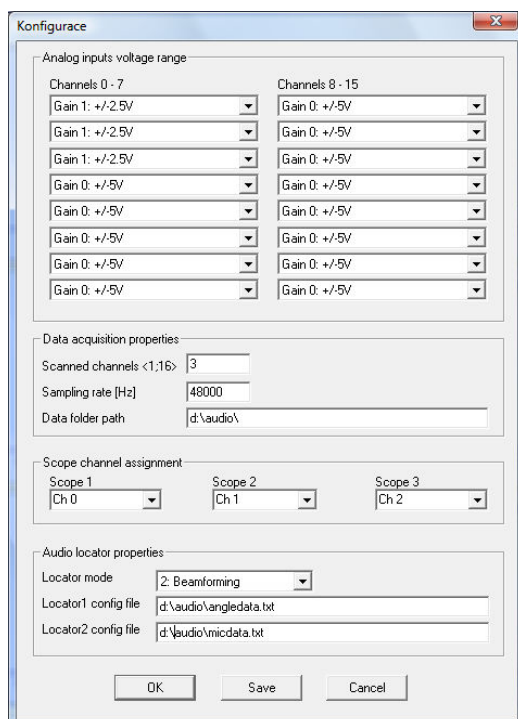
Vytvořený program obsahuje grafické uživatelské rozhraní, které umožňuje jeho kompletní ovládání a parametrizaci. Ihned po spuštění programu se zobrazí výzva (Obr. 39) k výběru jednotky pro sběr dat, která se bude aktuálně používat pro snímání. V okně jsou vypsány všechny aktuálně nainstalované DAQ zařízení v systému včetně jejich identifikačního čísla a báze adresy. Po zvolení požadovaného zařízení a stisknutí tlačítka „Select“ se zobrazí hlavní dialogové okno aplikace (Obr. 41). Veškeré ovládací prvky programu jsou soustředěny do pravé části okna, levá strana je vyhrazena pro vizualizaci výsledků programu ve formě grafů. Ve spodní části se nachází stavové okno informující o aktuálním stavu programu. Funkce ovládacích tlačítek bude popsána postupně jak jsou zobrazena v okně aplikace. Pomocí tlačítka „DAQ info“ se ve stavovém okně vypíše podrobné informace o technologické kartě zahrnující ID karty, typ karty, báze adresu a seznam jednotlivých kódů zesílení včetně příslušného napětového rozsahu. Pro diagnostické účely je zde tlačítko „A/D conv.“ provádějící při každém stisku jeden převod na prvních třech kanálech. Naměřené napětí je ihned zobrazováno ve stavovém okně. Skupina tlačítek „Audio recording“ spouští a zastavuje kontinuální měřicí režim za využití bus master DMA přenosů. Naměřená data jsou automaticky ukládána do standardních

jednokanálových wav souborů s 16 bitovým rozlišením a vzorkovací frekvencí nastavenou v konfiguraci programu. Během tohoto režimu neprobíhá frekvenční analýza dat na jednotlivých kanálech ani vykreslování grafů čímž je znatelně méně zatěžován procesor počítače. Tento režim je obzvláště vhodný při záznamu dat v terénu s přenosným počítačem, kdy není k dispozici síťové napětí 230 V a je nutno šetřit s dostupnou kapacitou akumulátorů. Skupina tlačítek nazvaná „Scope“ slouží pro aktivaci modulu pro analýzu vstupního signálu. Ve formě grafů je zde vyobrazen průběh snímaného signálu v časové oblasti (podobně jako na osciloskopu) a výsledky frekvenční analýzy signálu. Analýza je prováděna pro maximálně tři kanály současně dle výběru v konfiguraci programu. Zatřesením volby „Archiving“ se zároveň aktivuje záznam všech snímaných kanálů na disk. Poslední tři pole ve skupině tlačítek „Scope“ zobrazují vypočítanou RMS hodnotu napětí snímaného signálu ve vybraných kanálech. Pomocí tlačítek „>“ a „X“ ve skupině „Correlator“ se zapíná / vypíná modul číslicového korelátoru, který provádí vzájemnou korelační analýzu třech zvolených kanálů a výsledek vizualizuje ve formě tří grafů tak jak je vyobrazeno na Obr. 42. Pokud jsou například vybrány kanály číslo 1, 2 a 3, provádí se vzájemná korelační analýza R_{12} , R_{23} a R_{13} . Poslední skupina tlačítek nazvaná „Locator“ přepíná program do režimu „Zvukový lokátor“ (Obr. 43), ve kterém na základě analýzy signálu z mikrofonního pole určuje směr zdroje zvuku a zobrazuje v polárním grafu určený směr. V editačním poli „Treshold“ lze zadat rozhodovací úroveň pro spuštění algoritmu lokalizace na základě události zaznamenané na vstupech lokátoru. Hodnota se zadává v procentech vstupního rozsahu DAQ zařízení. Program podporuje dvě metody určování směru zdroje zvuku dle nastavení v konfiguraci programu: odhadem časových zpoždění dopadu zvukové vlny na mikrofonní pole a beamformingem s beamformerem typu zpoždění a součet. Obě metody jsou podrobně popsány v kapitolách 4.1.2 a 4.1.3.

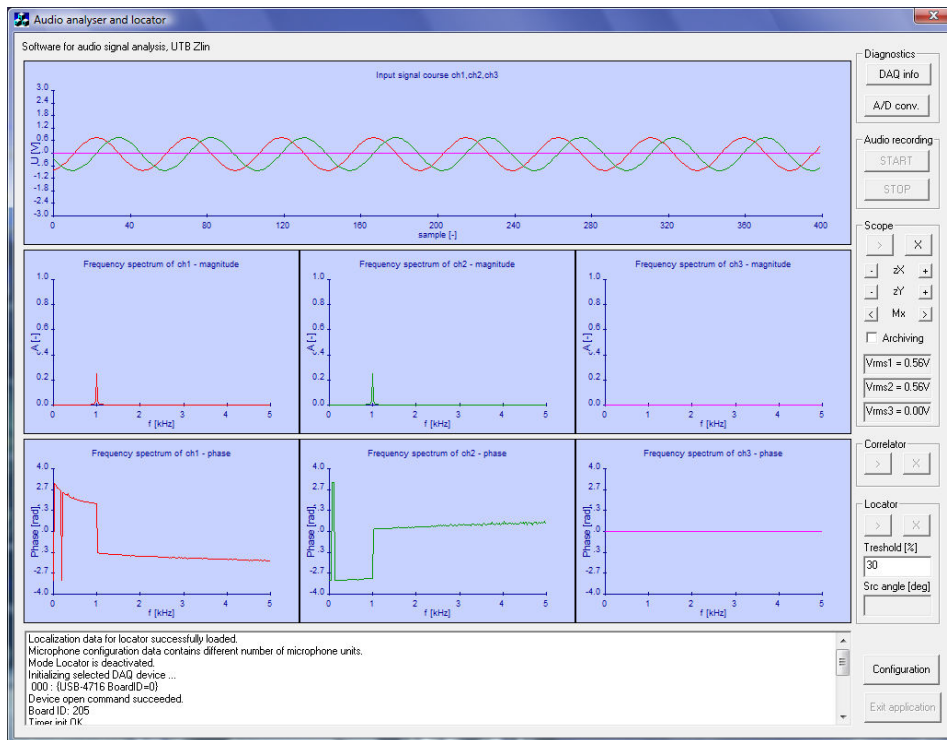


Obr. 39. Dialogové okno pro výběr DAQ zařízení

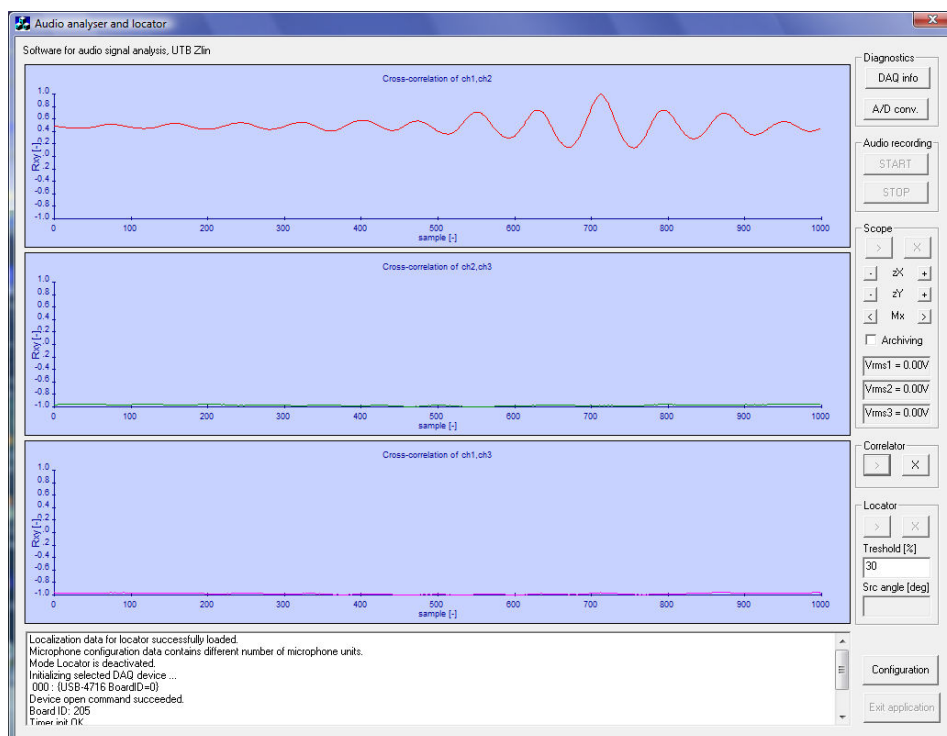
Tlačítko „Configuration“ slouží pro nastavení všech parametrů nutných pro běh programu. Po jeho stisku je vyvoláno dialogové okno, které je vyobrazeno na Obr. 40. V první skupině ovládacích prvků „Analog inputs voltage range“ lze nastavit pro každý analogový kanál samostatně jeho vstupní rozsah ve voltech. Pro správnou funkci je nutné, aby byl vybrán bipolární rozsah, protože unipolární by způsobil ořez záporných půlvln signálu což je samozřejmě pro funkci systému nežádoucí. Sekce „Data acquisition properties“ slouží pro nastavení parametrů snímání jednotky pro sběr dat – tj. počet snímaných kanálů (maximálně 16 pro jednotky USB-4716 a PCI-1716) a vzorkovací frekvenci na kanál. Dále je zde možnost zadat složku pro ukládání zvukových dat v případě aktivace archivačního režimu. Ve skupině „Scope channel assignments“ lze vybrat fyzický kanál, který bude přiřazen konkrétnímu osciloskopu v režimu analýzy vstupního signálu. V poslední sekci nazvané „Audio locator properties“ lze vybrat požadovaný režim lokátoru (TDOA nebo Beamforming) a specifikovat cestu k jejich konfiguračním souborům. Pomocí tlačítka „Save“ lze konfiguraci uložit do externího souboru, který je automaticky načítán při startu programu. Zvolené nastavení přejde v platnost po potvrzení tlačítkem „OK“.



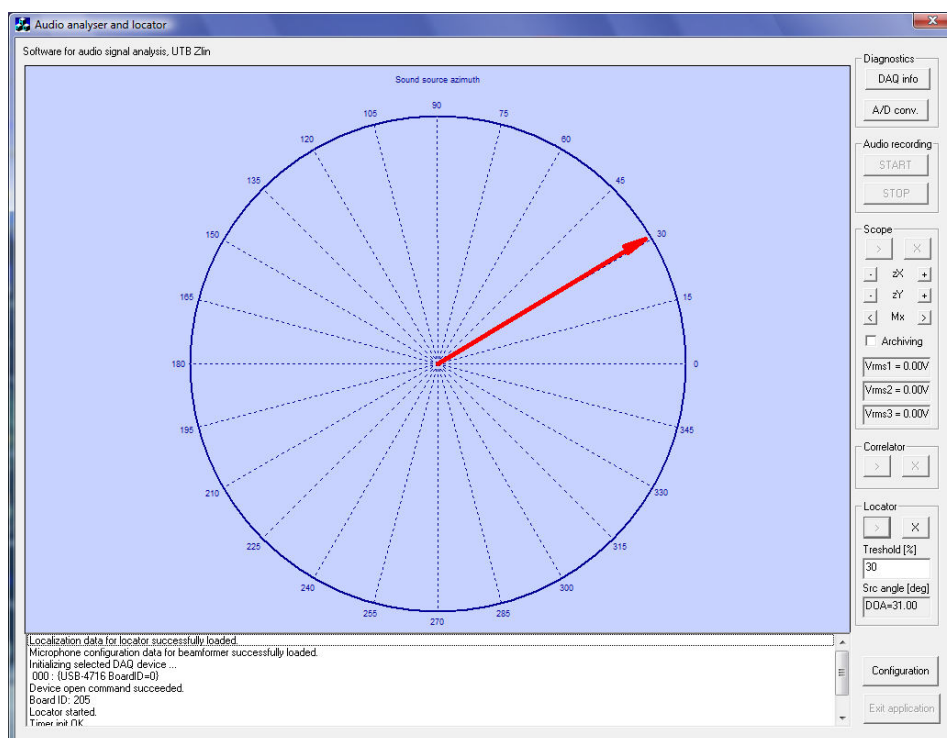
Obr. 40. Dialogové okno pro nastavení konfigurace.



Obr. 41. Hlavní okno programu – aktivní režim „Analýza signálu“.



Obr. 42. Hlavní okno programu – aktivní režim „Číslcový korelátor“.



Obr. 43. Hlavní okno programu – aktivní režim „Audio lokátor“.

5.2.4 Komunikační modul

Komunikační modul umožňuje vzdálenou konfiguraci a přenos veškerých údajů z lokalizačního systému do operátorského stanoviště prostřednictvím rozhraní RS232. Po přepnutí programu do režimu vzdáleného ovládání se automaticky zablokuje grafické uživatelské rozhraní, čímž se zamezí kolizi v případě nechtěného současného ovládání oběma způsoby současně. Zároveň omezením výstupu údajů programu do grafického uživatelského rozhraní poklesne zátěž procesoru vyhodnocovací jednotky a tím také jeho spotřeba. Po startu programu je standardně aktivováno grafické rozhraní a je připraveno přijímat veškeré příkazy. V případě, že v klidovém stavu programu je na sériovou linku odvílán platný příkaz pro přepnutí do režimu vzdáleného řízení, vypíše se do stavového řádku informace o přepnutí režimu a veškeré ovládací prvky programu se deaktivují. Od tohoto okamžiku se veškeré údaje z lokalizačního systému směřují na sériové rozhraní. Zpětná změna režimu na ovládání přes grafické uživatelské rozhraní je již možná pouze příkazem ze sériové linky. Pokud se program nachází v aktivním režimu s grafickým

uživatelským rozhraním, jsou veškeré požadavky na přepnutí do vzdáleného režimu ovládání zamítnuty, dokud jej sám uživatel neuvede do klidového stavu (zastaví probíhající měření).

Pro komunikaci s nadřazeným systémem na operátorském pracovišti byl zvolen znakově orientovaný komunikační protokol, který lze většinou velmi rychle a efektivně implementovat do prakticky libovolných programových prostředí. Formát příkazů pro ovládání lokalizačního systému a jeho odezev je vyobrazen na Obr. 44. Každý příkaz je uvozen znakem „<“ následovaný identifikačním znakem příkazu. V případě, že příkaz neobsahuje žádné parametry, zakončí se odřádkovací sekvencí řídicími znaky CR (ASCII kód 0x0D) a LF (ASCII kód 0x0A). Po příjmu odřádkovací sekvence je tento příkaz zpracován lokalizačním systémem, který ihned odešle na sériové rozhraní potvrzení o příjmu uvozené znakem „>“ následované stavovou informací a odřádkovací sekvencí CRLF. Pokud příkaz obsahuje jeden nebo více parametrů, je nutné je oddělit mezerami, za posledním parametrem již následuje CRLF sekvence. Datové zprávy se odlišují od příkazů odlišným úvodním znakem (dvojtečka), za kterým jsou odesílány jednotlivé údaje oddělené tabulátorem (ASCII kód 0x09). Konec datové zprávy je reprezentován odřádkovací sekvencí CRLF. Seznam podporovaných příkazů je uveden v tabulce 8.

Příkaz bez parametru:					
<	Příkaz (1 znak)	CR (0x0D)	LF (0x0A)		
Příkaz s 1 parametrem:					
<	Příkaz (1 znak)	Mezera	Parametr (až 20 zn.)	CR (0x0D)	LF (0x0A)
Potvrzení příkazu (stav OK):					
>	OK	CR (0x0D)	LF (0x0A)		
Potvrzení příkazu (stav CHYBA):					
>	ERR:	Kód chyby (2 znaky)	Popis chyby (až 100 zn.)	CR (0x0D)	LF (0x0A)
Datová zpráva se 2 přenášenými údaji:					
:	Údaj 1 (až 16 zn.)	TAB (0x09)	Údaj 2 (až 16 zn.)	CR (0x0D)	LF (0x0A)

Obr. 44. Komunikační protokol lokalizačního systému.

Tabulka 8: Podporované příkazy pro vzdálené ovládání lokalizačního systému.

Příkaz	Parametr	Popis
i	1	Přepnutí do režimu vzdáleného ovládání. <u>Možné odezvy:</u> „>OK“ – přepnutí úspěšně provedeno. „>ERR:00-program is in active mode“ – změna režimu ovládání se nezdařila z důvodu probíhajícího měření. „>ERR:01-mode was already set“ – nelze se přepnout, režim byl již nastaven.
	2	Přepnutí do režimu ovládání pomocí GUI programu. <u>Možné odezvy:</u> „>OK“ – přepnutí úspěšně provedeno. „>ERR:00-program is in active mode“ – změna režimu ovládání se nezdařila z důvodu probíhajícího měření. „>ERR:01-mode was already set“ – nelze se přepnout, režim byl již nastaven.
g	1	Aktivuj funkci „Číslicový korelátor“. <u>Možné odezvy:</u> „>OK“ – funkce úspěšně spuštěna. „>ERR:02-unable to start function, program is in active mode“ – požadovanou funkci nelze spustit z důvodu probíhajícího měření. „>ERR:03-function was already started“ – nelze spustit již aktivovanou funkci. „>ERR:04-wrong configuration“ – nalezena chyba v nastavení aktivované funkce.
	2	Aktivuj režim „Lokátor 1“. <i>Odezvy stejné jako u parametru 1.</i>
	3	Aktivuj režim „Lokátor 2“. <i>Odezvy stejné jako u parametru 1.</i>
s	není	Zastav probíhající měření (deaktivuj aktivní režim). <u>Možné odezvy:</u> „>OK“ – aktivní funkce zastavena. „>ERR:05-unable to stop function, no function is running“ – aktuálně není aktivní žádná funkce, kterou lze zastavit.
t	uint	Nastav hodnotu rozhodovací úrovně pro korelátor (lokátor). <u>Možné odezvy:</u> „>OK“ – hodnota úspěšně aktualizována. „>ERR:06-value out of range / wrong parameter“ – hodnota je mimo povolený rozsah, nebo zadán chybný parametr.
c	uint	Nastav počet snímaných kanálů. <i>Odezvy stejné jako u příkazu t.</i>
f	uint	Nastav vzorkovací frekvenci. <i>Odezvy stejné jako u příkazu t.</i>

5.2.5 Modul lokalizačních algoritmů

Modul zajišťuje provádění veškerých výpočetních operací programu spojených s funkcí lokalizace zdroje zvuku. Jedná se zejména o algoritmy pro vzájemnou korelační analýzu signálů, hyperbolickou lokalizaci zdroje zvuku, beamforming a dalších rutin pro digitální zpracování signálů potřebných pro jejich správnou funkci. V rámci této kapitoly jsou popsány základní principy programové implementace lokalizačních algoritmů použitých v hlavních funkcích programu.

5.2.5.1 Hyperbolická lokalizace

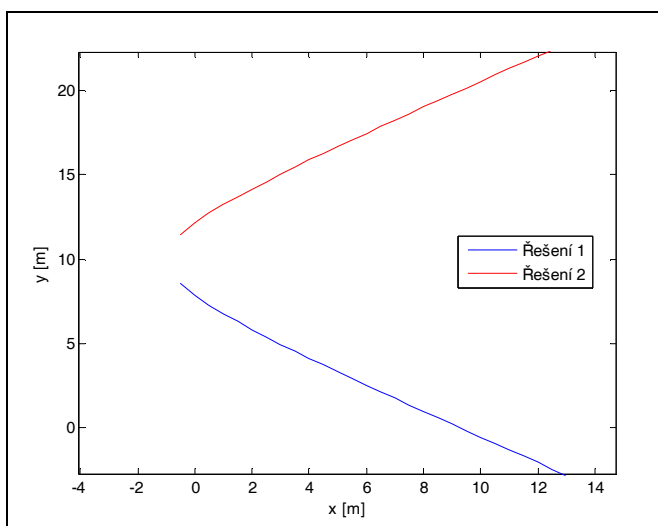
Při přepnutí programu do režimu lokalizace metodou vyhodnocování časových diferencí dopadu zvukové vlny na mikrofonní pole se aktivuje modul snímání dat, který do datových bufferů periodicky zapisuje digitální údaje získané z jednotky pro sběr dat. Údaje z těchto vyrovnávacích pamětí jsou porovnávány s nastavením rozhodovací úrovně pro start lokalizačního algoritmu. Jakmile je v datech zjištěna zvuková událost splňující dané kritérium, jsou od tohoto okamžiku veškerá naměřená data kopírována do událostního bufferu, jehož délka je zvolena tak, aby i při větších vzdálenostech mikrofonních jednotek v jednotlivých párech byla událost kompletně zaznamenána. Po jeho naplnění se data předají funkci pro korelační analýzu signálů ze všech mikrofonních párů v poli. Výsledkem jsou stanovené časové difference, které slouží jako vstupní údaje pro funkci hyperbolické lokalizace.

Funkce pro hyperbolickou lokalizaci nejprve provede ověření, zda zjištěné časové difference jsou pro danou geometrii mikrofonního pole uvnitř tolerančního pásma definovaného vztahem (25). V případě, že některý z mikrofonních párů tuto podmínku nespĺňuje, je automaticky vyloučen z aktuálního zpracování, protože pro danou časovou difference nemá rovnice (24) řešení. Ačkoliv by teoreticky k takové situaci nemělo nikdy dojít, ve skutečnosti v reálném systému může, díky různým rušivým vlivům v okolí mikrofonů, vzájemná korelace vrátit výsledek nekorespondující s geometrií pole. Mikrofonní páry splňující danou podmínku postupují do algoritmu numerického řešení rovnice (24). Vlastní řešení je díky poměrně velké výpočetní náročnosti rozděleno do několika kroků, jejichž cílem je optimalizace výpočetního času na únosnou mez pro systém pracující v reálném čase.

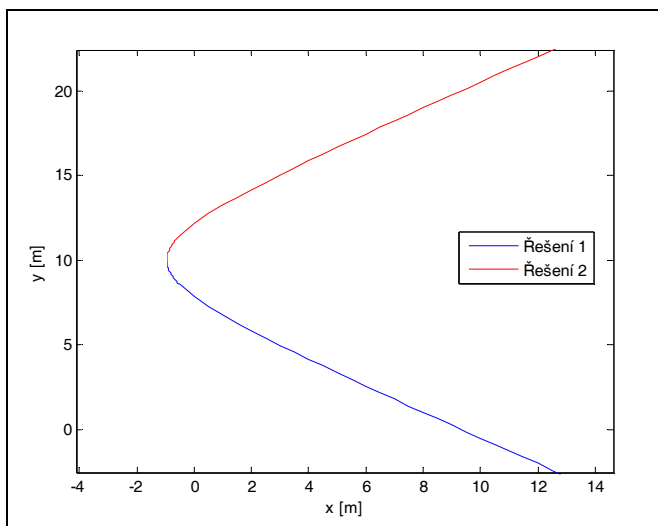
Jednotlivé kroky řešení rovnice jsou následující:

1. Pro danou souřadnici x z intervalu řešení upravené rovnice (25) do tvaru, ve kterém je její pravá strana rovna nule, provádíme postupnou změnou souřadnice y se zvoleným krokem její skenování, které má za úkol zjistit, zda pro danou souřadnici x zdroje zvuku existuje řešení. Pokud v celém zvoleném intervalu souřadnice y pro dané x funkce nezmění znaménko, nemá zde řešení a posouváme se na následující souřadnici x z intervalu řešení rovnice. V případě, že je zjištěna změna znaménka, zaznamená se nalezený interval a přejde se na řešení rovnice metodou půlení intervalu – krok 2. Po návratu z funkce pro řešení rovnice se provede dokončení skenování intervalu pro nalezení intervalu případného druhého řešení. Pokud je nalezena změna znaménka, přejde se na krok 2 pro nalezení druhého řešení rovnice. V případě, že je již proskenována celá oblast možných pozic zdrojů zvuku v zadaných intervalech osy x a y , přejde se na krok 3.
2. Řešení metodou půlení intervalu pro zadaný interval zjištěný v bodě 1. Nalezené řešení se uloží do matice výsledků a vracíme se do bodu 1 pro dokončení skenování intervalu, protože může pro danou souřadnici x existovat ještě jedno řešení. Pokud se již jedná o druhé řešení, přejde se zpět na začátek bodu 1 s posunem souřadnice x o daný krok.
3. V tomto kroku jsou již z předchozího průběhu řešení k dispozici body odpovídající možným umístěním hledaného zvukového zdroje. Z důvodu velkého skenovacího kroku a skenování pouze ve směru osy x , se běžně stává, že některé z hyperbol jsou nedopočítané v blízkosti svého vrcholu jak ilustruje Obr. 45. Tento nedostatek algoritmu se musí dodatečně korigovat. Nejprve je nutné provést detekci tohoto jevu přímo ze získaných výsledků. Ta je prováděna zjištěním vzdálenosti dvou bodů řešení na obou koncích nedopočítané hyperboly. Jedna ze vzdáleností je větší (hyperbola se rozevívá) a druhá menší – zde je chybějící vrchol hyperboly, který musí být dopočítán. Na takto určený interval je aplikován stejný výpočet jak v předchozích bodech prováděný v menších intervalech s velmi malým krokem. Po dopočtu nových hodnot skenování s vysokým rozlišením se již pouze hyperbola uzavře spojením koncových bodů na straně vrcholu (Obr. 46).

4. Opakováním předchozích kroků pro časové diference získané korelační analýzou dat z ostatních mikrofonních párů se postupně vypočítají odpovídající možné pozice zdrojů zvuku.
5. Vyhledá se společný průsečík všech hyperbol, který jednoznačně určuje souřadnice zdroje zvuku. V reálném systému je samozřejmě nutné počítat s určitou nepřesností způsobující protnutí hyperbol v několika různých bodech nacházejících se ve své blízkosti. Výslednou souřadnici potom získáme, po vyloučení zcela odchýlených bodů, výpočtem metodou nejmenších čtverců.



Obr. 45. Nedopočítané body řešení rovnice v oblasti vrcholu hyperboly.



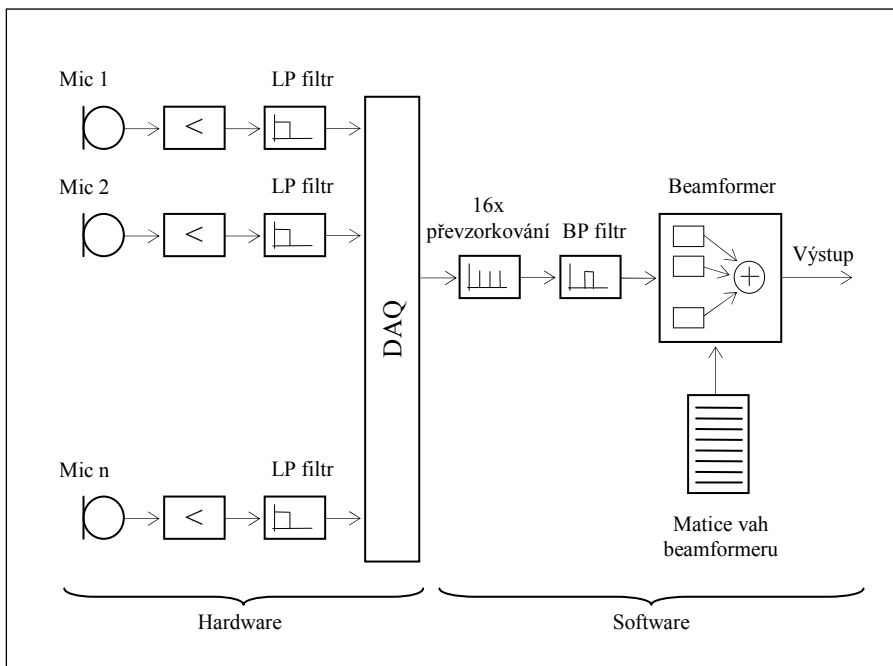
Obr. 46. Body řešení rovnice po korekci výpočtem s vysokým rozlišením.

5.2.5.2 Beamforming

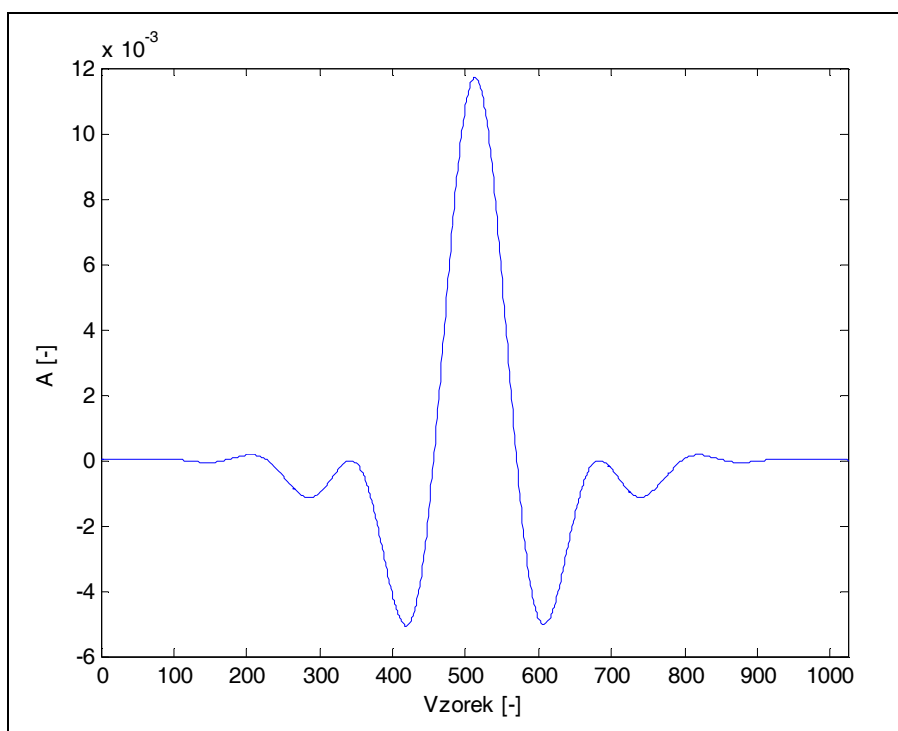
Obdobně jako u modulu hyperbolické lokalizace jsou digitální data z DAQ zařízení pomocí modulu snímání ukládána do datových bufferů, jejichž obsah je trvale vyhodnocován a v případě detekce události jsou relevantní data uložena do událostního bufferu, který je předán vyhodnocovací funkci pro určení směru zdroje zvuku pomocí beamformeru typu zpoždění a součet. Do tohoto okamžiku je funkce s předchozím algoritmem naprosto shodná. Další postup zpracování dat získaných DAQ jednotkou z mikrofonního pole názorně ilustruje Obr. 47.

Nejprve se data z událostního bufferu z důvodu nízké dosažitelné vzorkovací frekvence DAQ při 15 kanálovém režimu převzorkují na 16 násobek původní hodnoty. Tím je dosaženo potřebného navýšení počtu vzorků pro optimální funkci beamformeru. Převzorkovaný signál vstupuje do windowed-sync filtru typu pásmová propust implementovaného pro co nejvyšší rychlost zpracování s použitím FFT. Impulsní odezva filtru byla vypočítána inverzní Fourierovu transformací ideální frekvenční charakteristiky pásmové propusti s mezními frekvencemi 750 Hz a 2250 Hz. Výsledný kernel filtru byl získán vynásobením impulsní odezvy Blackmanovým oknem o délce 1024 vzorků. Výstupní filtrovaný signál získáme konvolucí kernelu filtru se vstupním signálem. Kernel filtru typu pásmová propust je vyobrazen na Obr. 48.

Úkolem filtru je propouštět pouze frekvence, pro které bylo navrženo mikrofonní pole. Jeho absence by způsobila prostorový aliasing negativně se projevující vícenásobným výskytem maxima užitečného signálu na výstupu beamformeru. Takto připravený signál teprve nyní vstupuje do beamformeru, který jej zpracuje dle údajů obsažených v matici vah pro požadovaný směr nejvyššího zisku směrové charakteristiky pole. Toto vyhodnocování probíhá s rozlišením jednoho stupně. Pro zjištění polohy zdroje zvuku je tedy nutné na data aplikovat algoritmus beamformeru celkem 360x. Výstupní signál z beamformeru vstupuje do rutiny pro výpočet aktuální RMS hodnoty signálu. Vypočítaný údaj je následně uložen do pole výsledků, kde každá z položek odpovídá danému úhlu elektronického nasměrování směrové charakteristiky mikrofonního pole. Index maximální nalezené hodnoty v poli potom odpovídá poloze hledaného zdroje zvukového signálu.



Obr. 47. Hardwarová a softwarová struktura beamformeru.



Obr. 48. Kernel filtru typu pásmová propust.

6 PRAKTICKÉ OVĚŘENÍ

V průběhu řešení práce byly prakticky realizovány dva typy lokalizačních systémů pro určení polohy zdroje zvuku, které používají pro vyhodnocování signálů stejnou centrální jednotku na bázi embedded průmyslového počítače popsaného v rámci 5. kapitoly. Vyhodnocovací systémy se tedy zejména liší konstrukcí senzorů pro snímání zvukového pole a subsystému úpravy signálu před vstupem do jednotky pro sběr dat. Na straně centrální jednotky musí být pouze zajištěna aktivace správného lokalizačního programu pro danou vyhodnocovací metodu. V rámci této kapitoly budou ověřeny v laboratorních podmínkách jak vlastnosti dílčích komponent systému (mikrofony, zesilovače, aktivní filtry), tak i funkce lokátoru jako celku.

6.1 Lokalizační systém na bázi TDOA

Lokalizační systém pro určování polohy zdroje zvuku na základě určení časových rozdílů dopadu zvukové vlny na jednotlivé akustické senzory je tvořen šesti samostatnými mikrofonními jednotkami s integrovaným předzesilovačem, zesilovačem s automaticky řízeným zesílením a vyhodnocovací jednotkou. V rámci ověřování vlastností byly změřeny směrové charakteristiky vybraných mikrofonních jednotek, frekvenční charakteristiky zesilovačů s antialiasing filtry a přesnost lokalizace zdroje zvuku v režimu určování azimutu bez vyhodnocování vzdálenosti.

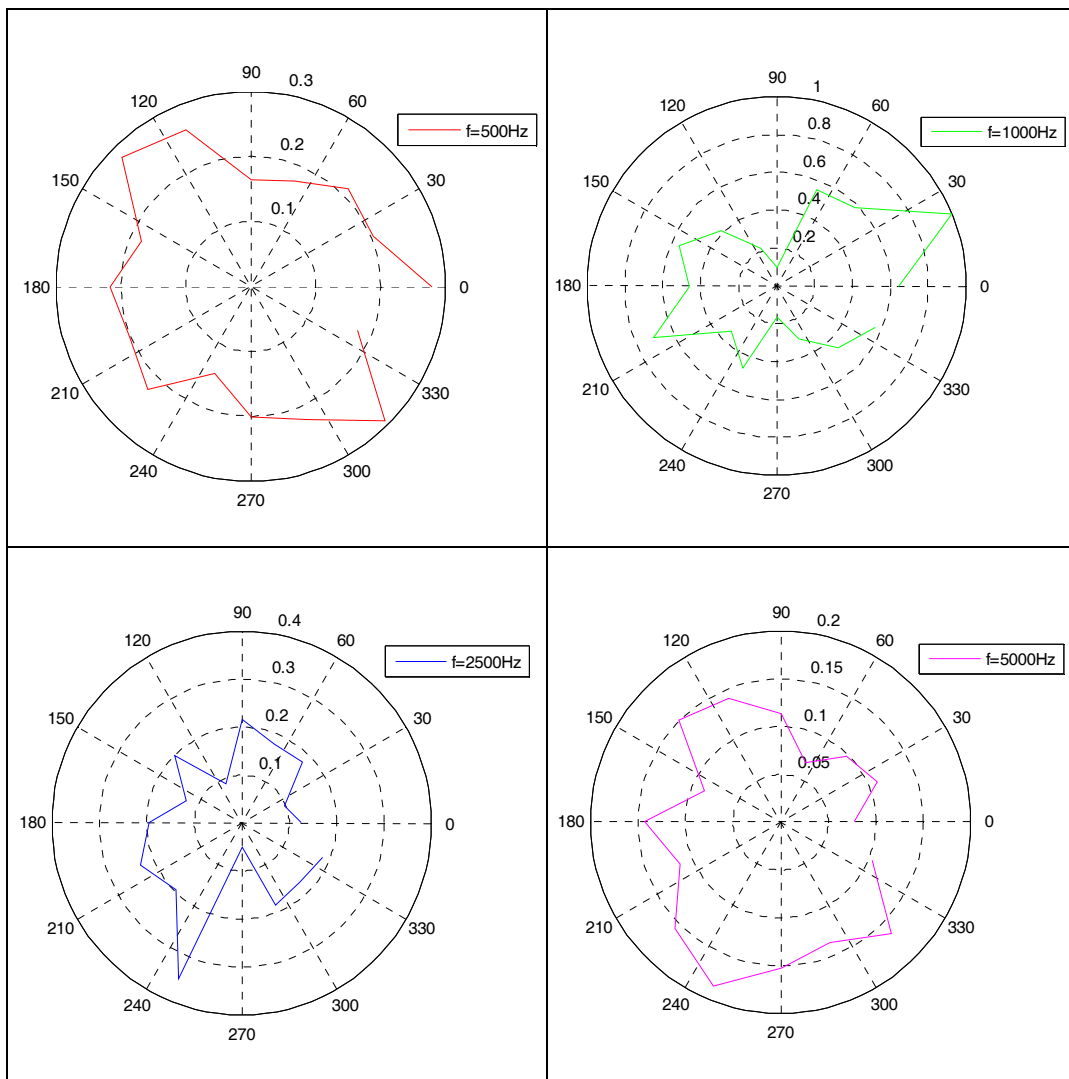
6.1.1 Mikrofonní jednotky

Mezi hlavní sledované parametry každého mikrofonu patří jeho frekvenční a směrová charakteristika a taktéž citlivost. Pro bezchybnou funkci lokalizačního systému je požadováno, aby charakteristika mikrofonní jednotky byla všesměrová. Frekvenční charakteristika nemá prakticky žádný vliv na vlastnosti systému, pokud pokrývá alespoň frekvenční oblast zvukových signálů, které budou lokalizovány. Tento požadavek prakticky splňují všechny běžně dostupné elektretové mikrofony.

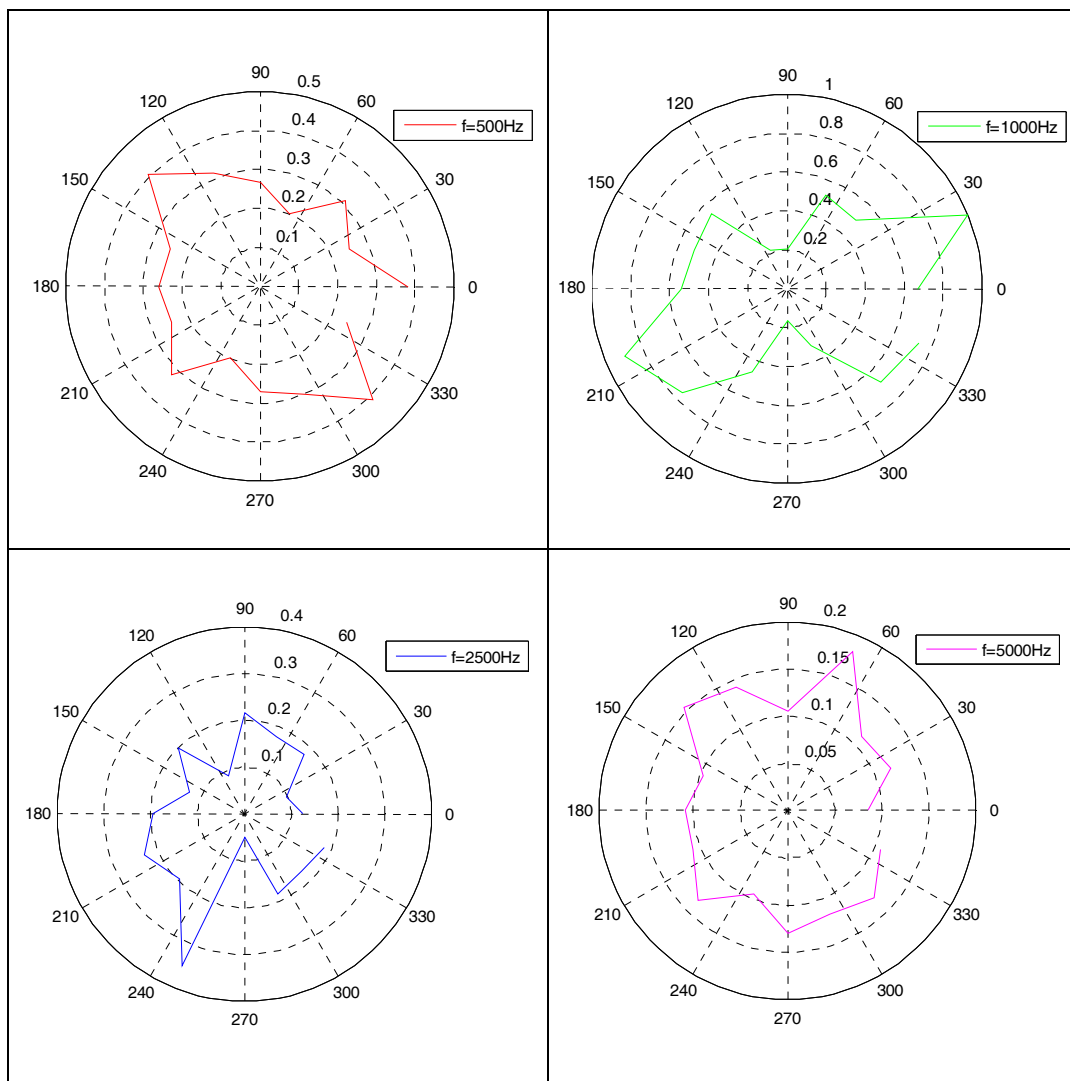
Směrová charakteristika byla změřena u dvou náhodně vybraných mikrofonních jednotek s předpokladem, že u zbývajících čtyřech jednotek bude vzhledem ke shodné

konstrukci výsledek totožný. Měření probíhalo v akusticky ztlumené místnosti, aby byl eliminován vliv odrazů zvukových vln od stěn, nábytku a přístrojového vybavení. Zdroj testovacího zvukového signálu byl umístěn ve vzdálenosti 1 m od ověřované mikrofonní jednotky, krok měření byl stanoven na 22,5°. Charakteristiky byly změřeny pro následující frekvence zdroje signálu: 500 Hz, 1000 Hz, 2500 Hz a 5000 Hz.

Naměřené směrové charakteristiky jsou pro mikrofonní jednotku 1 vyobrazeny na Obr. 49, pro jednotku 2 na Obr. 50.



Obr. 49. Naměřené směrové charakteristiky mikrofonní jednotky č.1.

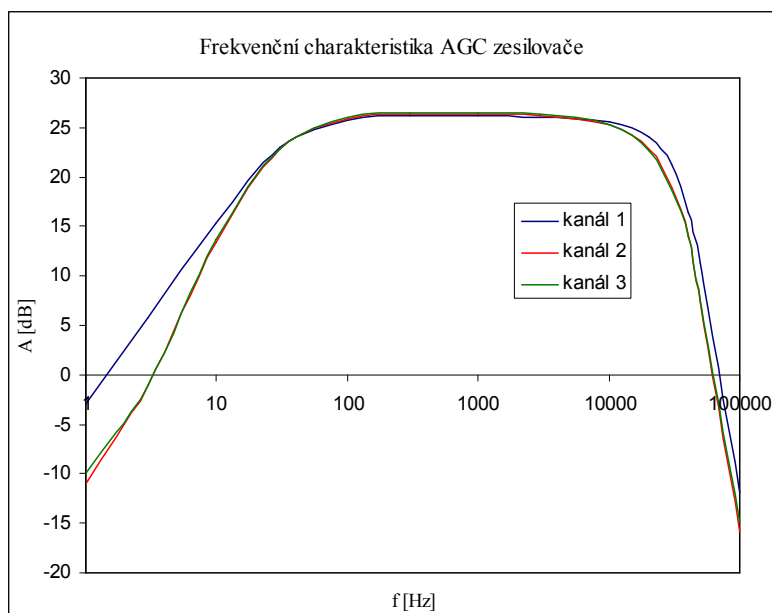


Obr. 50. Naměřené směrové charakteristiky mikrofonní jednotky č.2.

Z prezentovaných grafů je zřejmé, že obě mikrofonní jednotky mají prakticky shodné směrové charakteristiky, což je vyžadováno pro optimální funkci lokalizačního systému. Znatelné odchylky od všesměrové charakteristiky vykazují měření při 1000 Hz a 2500 Hz, které jsou s největší pravděpodobností ovlivněny nedostatečným akustickým ztlumením místnosti.

6.1.2 AGC zesilovač s antialiasing filtrem

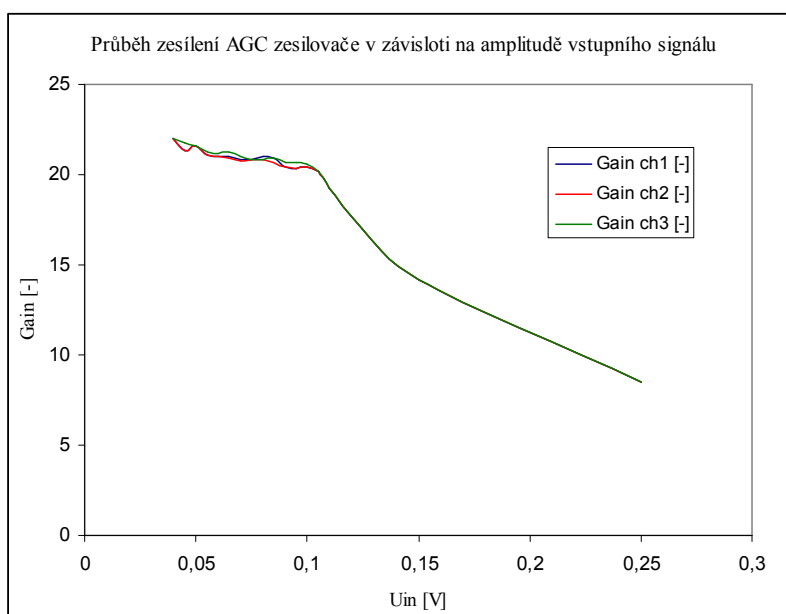
Funkce AGC zesilovače byla po jeho sestavení ověřena změřením jeho frekvenční charakteristiky pomocí laboratorního signálového generátoru M631, který byl připojen koaxiálním kabelem na vstup zesilovače. Amplituda výstupního signálu ze zesilovače byla měřena digitálním osciloskopem HDS1022M. Úroveň sinusového signálu z generátoru byla nastavena na hodnotu 100 mV, která zaručuje, že nebude během měření aktivováno automatické snížení zesílení z důvodu překročení maximální dovolené výstupní úrovně 2 V. Naměřená frekvenční charakteristika všech tří kanálů je vyobrazena na Obr. 51. Z průběhu vyplývá, že frekvenční rozsah zesilovače v tolerančním pásmu ± 3 dB je 50 Hz – 20000 Hz, což je pro účely lokalizačního systému plně dostačující.



Obr. 51. Frekvenční charakteristika AGC zesilovače.

Dále byla ověřována funkce obvodu pro automatické snížení zesílení při příliš vysoké vstupní úrovni signálu z mikrofonní jednotky. Obvod se nastavuje prostřednictvím dvou odporových trimrů, které určují zesílení celého zesilovacího stupně a maximální úroveň výstupního signálu. Přesné nastavení se nejlépe provede za pomoci signálového generátoru a osciloskopu tak, aby zesílení v propustném pásmu antialiasing filtru bylo 22 a omezení zesílení začínalo při 2 V amplitudě výstupního signálu. Naměřený průběh zesílení

v závislosti na úrovni vstupního napětí při frekvenci zkušebního signálu 1000 Hz je vyobrazen na Obr. 52.



Obr. 52. Závislost zesílení na vybuzení AGC zesilovače.

6.1.3 Přesnost lokalizace

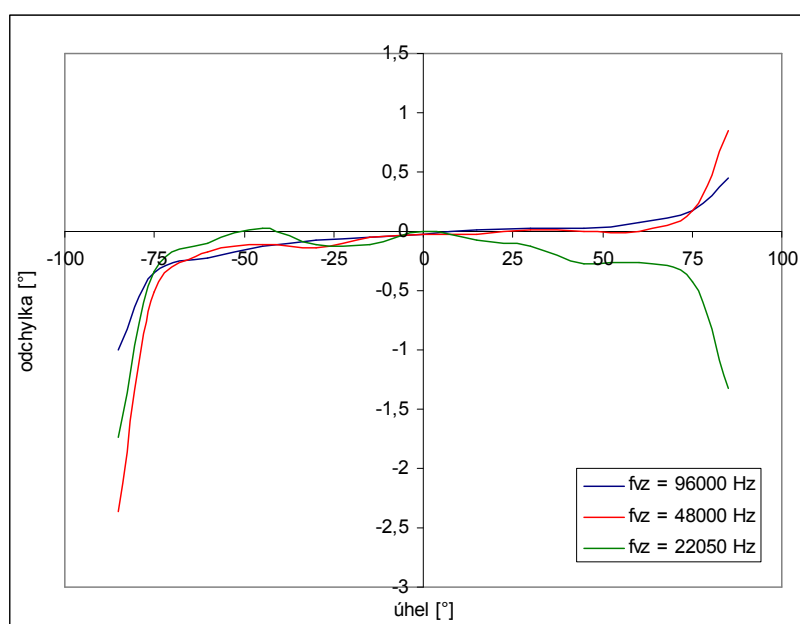
Funkce vyhodnocovacího systému byla ověřována v laboratorních podmínkách s mikrofonními jednotkami navrženými speciálně pro metodu vyhodnocování časových diferencí. Aby bylo možno objektivně posoudit přesnost lokalizačního algoritmu implementovaného v centrální jednotce, bylo nutné nahradit mikrofonní jednotky generátorem signálu, který bude na svých výstupech vytvářet signál odpovídající přesné poloze zvukového zdroje. Tímto je zaručeno, že signál není ovlivňován odrazy od stěn laboratoře a různými nežádoucími ruchy. Přesnost lokalizace je tedy ovlivněna pouze analogovými obvody DAQ jednotky, jejím převodníkem a nastavením parametrů snímání.

Pro realizaci experimentu byl použit dvoukanálový digitálně řízený signálový generátor ETC M631, který umožňuje přesné nastavení fázového posuvu mezi signály generovanými na kanále č.1 a kanálem č.2. Vhodným nastavením fázového posuvu je tedy možné simulovat různé polohy zdroje zvuku a ty potom vyhodnocovat. Při experimentu byl generátor připojen místo jednoho mikrofonního páru a lokátor nakonfigurován do

dvoukanálového režimu. Výsledky měření při různých vzorkovacích frekvencích a polohách zdroje zvuku jsou uvedeny v tabulce 9. Grafické vyjádření průběhu odchylky určeného úhlu od skutečného v závislosti na úhlu zdroje a vzorkovací frekvenci je vyobrazeno na Obr. 53.

Tabulka 9: Výsledky výpočtu úhlu zdroje zvukového signálu pomocí TDOA.

Úhel zdroje zvuku [°]	Vyhodnocený úhel zdroje zvuku [°]		
	$f_{vz} = 22050$ Hz	$f_{vz} = 48000$ Hz	$f_{vz} = 96000$ Hz
-89	-86,74	-87,36	-86
-75	-75,34	-75,51	-75,35
-60	-60,1	-60,17	-60,22
-45	-44,97	-45,11	-45,12
-30	-30,11	-30,14	-30,08
-15	-15,11	-15,05	-15,05
0	0	-0,02	-0,02
15	14,93	14,97	15,01
30	29,88	30,01	30,03
45	44,72	45	45,03
60	59,74	60	60,08
75	74,58	75,18	75,18
89	83,68	85,85	85,45



Obr. 53. Závislost odchylky určení úhlu dopadu na vzorkovací frekvenci a úhlu zdroje zvuku.

6.1.4 Vyhodnocení vlastností lokalizačního systému

Výsledky experimentů s lokalizačním systémem pracujícím na principu vyhodnocování časových diferencí dopadu zvukové vlny na mikrofonní jednotky ukazují, že přesnost lokalizace je jednoznačně dána volbou vzdáleností mikrofonních jednotek v rámci mikrofonních párů a zvolenou vzorkovací frekvencí snímání zvukových signálů. Pro zvýšení přesnosti lokalizace máme celkem dvě možnosti: zvětšení vzdáleností mikrofonních jednotek v poli nebo zvýšit vzorkovací frekvenci.

První způsob je na první pohled realizačně velmi jednoduchý, ale přináší na druhou stranu hned několik problémů. Velká vzdálenost mikrofonů od vyhodnocovací jednotky vyžaduje dlouhé stíněné metalické vedení, kterým se musí zajistit nejen přenos analogového zvukového signálu, ale také napájení mikrofonního předzesilovače. Pro lokalizační systém s šesti mikrofony v poli to pak představuje položení až stovek metrů kabeláže, což je pro mobilní systém velmi omezující v jeho použitelnosti. Tento nedostatek lze poměrně elegantně vyřešit použitím bezdrátového přenosu například pomocí rádiových pojítek pracujících v bezlicenčním pásmu 2,4 GHz. Dosah těchto zařízení je ve volném prostoru za využití běžně dostupných všesměrových antén cca 100 m, což je pro průměrně rozlehlý lokalizační systém dostatečná hodnota. Mikrofonní jednotky potom musí navíc, kromě rádiového pojítka a předzesilovače, obsahovat akumulátor zajišťující jejich dlouhodobé napájení. Velké těžkosti s tímto způsobem přenosu zvukového signálu nastávají v členitém terénu, v zástavbě a v místech se silným rušením v daném pásmu, kdy se dosažitelná přenosová vzdálenost může zmenšit tak radikálně, že začne docházet k výpadkům signálu a systém se stává značně nespolehlivým. Spolehlivým řešením je tedy použití zařízení pracujících v licencovaných frekvenčních pásmech, což znamená také nemalé navýšení nákladů na pořízení a provoz takového systému. Posledním a neméně závažným problémem při zvětšování vzdáleností mikrofonů je obtížné vyhodnocování vzájemné korelace zaznamenaných signálů, protože již nelze předpokládat, že nasnímané signály jsou prakticky stejné, jen s určitým časovým posuvem. Mezní případ nastává, když druhý mikrofon v páru vůbec událost nezaznamená a výsledek vzájemné korelace je tudíž zcela chybný. Tento nedostatek lze uspokojivě řešit redundancí v počtu použitých mikrofonních jednotek a automatickým řízením zesílení mikrofonních zesilovačů

v takovém rozmezí, aby byly spolehlivě zaznamenány zvukové události o požadované intenzitě.

Druhý zmiňovaný způsob zlepšení přesnosti lokalizace zvýšením vzorkovací frekvence naráží na omezení plynoucí z parametrů použité jednotky pro sběr dat a výpočetní výkonnosti vyhodnocovacího systému. Malou dosažitelnou vzorkovací frekvenci DAQ jednotky lze korigovat programově použitím převzorkovacího algoritmu na prakticky libovolnou vyšší frekvenci, která je nejlépe celočíselným násobkem původní vzorkovací frekvence. Takto získaný signál neobsahuje sice větší množství informace než původní, ale výrazně se zlepší přesnost určení časové diference pomocí korelační analýzy, protože se navýší počet analyzovaných vzorků signálu ve stejně dlouhém časovém intervalu. Efekt je tedy velmi podobný jako při nákladné výměně DAQ jednotky za jinou s lepšími parametry, která by nakonec nebyla plně využita, protože pro funkci lokalizačního systému je naprosto dostatečné zaznamenávat zvuk ve frekvenčním pásmu od 100 Hz do 4000 Hz. Za nevýhodu tohoto řešení lze považovat zvětšení vlivů fázových posuvů v obvodech předzesilovačů a antialiasing filtrů včetně způsobu vzorkování při vícekanálových snímacích režimech z důvodu velmi krátkých časových zpoždění dopadu zvukových vln na rozměrově menší mikrofonní pole. Odstranění těchto vlivů vyžaduje použití kvalitnější součástkové základny s minimálními výrobními tolerancemi, které nejsou běžně dostupné nebo jsou dodávány v pouzdrech nevhodných pro výrobu experimentálních zařízení.

Z výše uvedených důvodů bylo zvoleno kompromisní řešení vedoucí k co nejlepším dosažitelným výsledkům s konkrétně použitými zesilovači, antialiasing filtry a vyhodnocovací jednotkou. To spočívá v omezení minimální vzdálenosti mezi mikrofonními jednotkami v jednotlivých párech na 2 m čímž je zaručena odolnost systému vůči tolerancím použitých součástek a způsobu vzorkování signálu DAQ jednotkou. Přesnost lokalizace je navýšena programovým převzorkováním signálu na vyšší vzorkovací frekvenci. Díky těmto opatřením lze běžně dosahovat u zjednodušeného lokalizačního algoritmu přesnosti určení směru absolutní chyby maximálně 1,5 stupně. U hyperbolické lokalizace závisí přesnost určení směru a vzdálenosti na více faktorech, obecně nejvíce na geometrii pole a vzdálenosti zdroje zvuku.

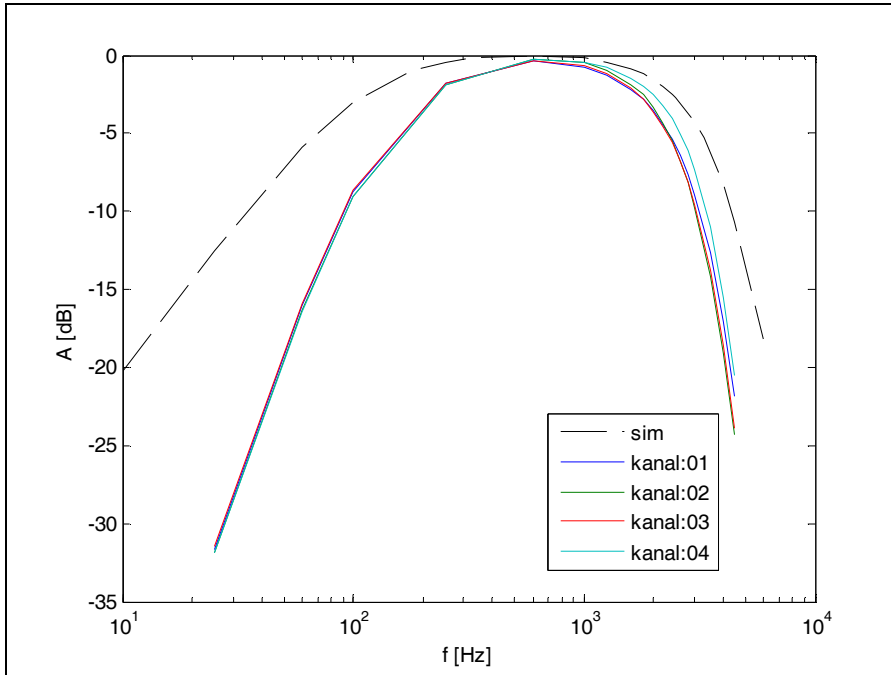
6.2 Lokalizační systém na bázi beamformingu

Lokalizační systém vyhodnocující polohu zdroje zvukového signálu na bázi beamformingu používá po hardwarové stránce stejnou vyhodnocovací jednotku jako lokátor vyhodnocující TDOA. Zásadní rozdíl spočívá v subsystému snímání zvukového signálu, který je v tomto případě úzkopásmový a využívá mikrofonní pole s pevně danou geometrickou strukturou, kterou nelze změnit. V rámci ověřování funkce celého snímacího řetězce byly změřeny frekvenční charakteristiky všech 16 kanálů zesilovače s antialiasing filtrem a rychlost přepínání kanálů v jednotce pro sběr dat. Taktéž byla provedena zkouška přesnosti lokalizace zdroje zvuku s použitím beamformingu.

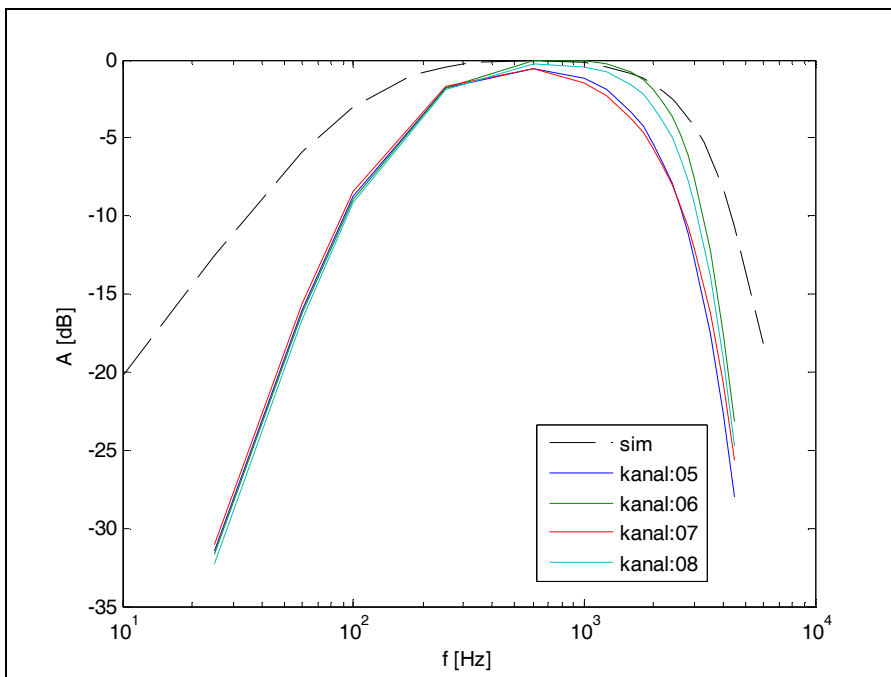
6.2.1 Zesilovač s antialiasing filtrem pro 16 zvukových kanálů

Po sestavení a oživení zesilovače bylo provedeno ověření jeho správné funkce změřením frekvenčních charakteristik na všech 16 kanálech. Jako zdroj sinusového signálu byl použit laboratorní signálový generátor M631, který byl koaxiálním kabelem přes adaptér propojen se všemi 16 kanály zapojenými paralelně. Tímto bylo zaručeno, že se všechny kanály zesilovače měří za stejných podmínek. Po celou dobu měření byla amplituda výstupního napětí generátoru nastavena na 80 mV. Výstupní signál ze zesilovače byl z důvodu velkého počtu vyhodnocovaných kanálů snímán se vzorkovací frekvencí 10000 Hz pomocí jednotky pro sběr dat Advantech USB-4716 a pomocí vytvořeného programového vybavení pracujícího v režimu snímání (viz kapitola 5.2) ukládán do 16 standardních wav souborů. Pro každý bod frekvenční charakteristiky bylo tedy vygenerováno 16 zvukových souborů. Pro vyhodnocení dat měření byl v prostředí Matlab 6.5 vytvořen skript jehož výstupem jsou přímo frekvenční charakteristiky změřené na jednotlivých kanálech zesilovače. Pro větší přehlednost jsou vykresleny do čtyř samostatných grafů včetně vyobrazení průběhu získaného simulačně.

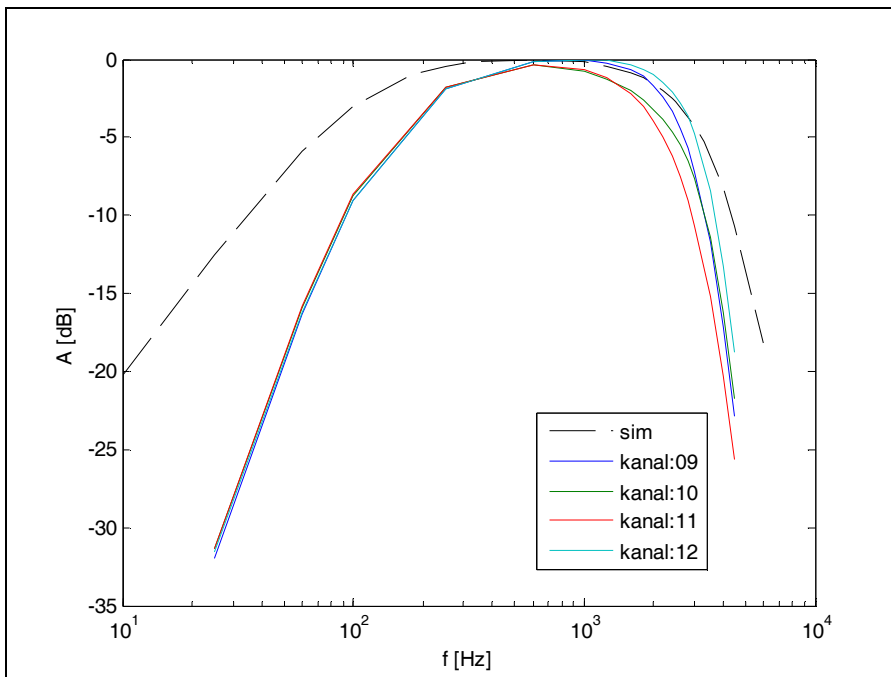
Naměřené frekvenční charakteristiky jsou vyobrazeny na Obr. 54 až Obr. 57. Z výsledků je patrné, že shoda frekvenčních charakteristik reálných zesilovačů se simulovaným průběhem není příliš dobrá, což je patrně způsobeno velkými tolerancemi běžně dostupných součástek. Na druhé straně lze konstatovat, že tyto odchylky nejsou tak významné, aby ovlivnily správnou funkci lokalizačního systému jako celku.



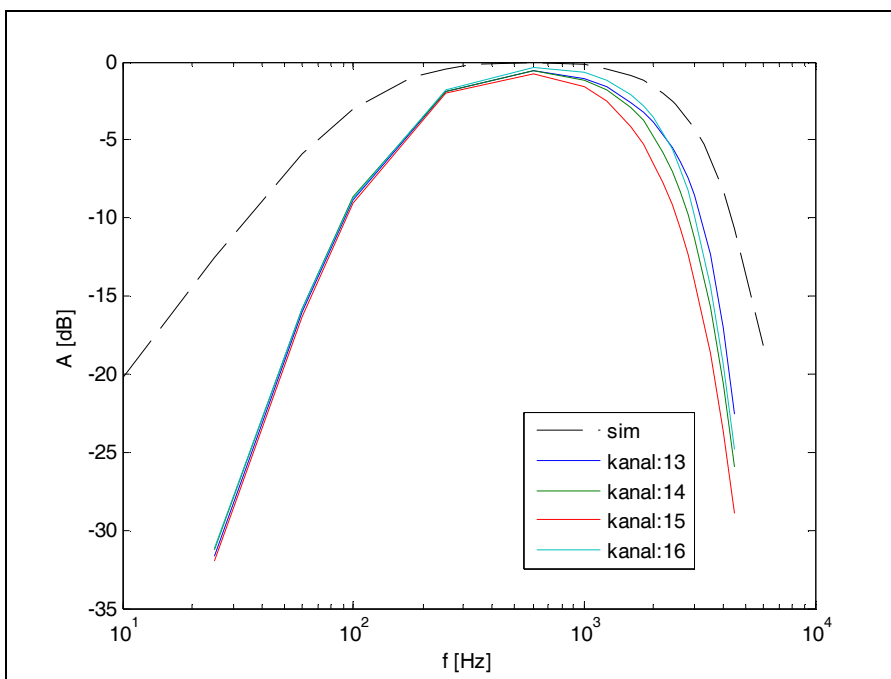
Obr. 54. Frekvenční charakteristiky zesilovače – kanály 1-4.



Obr. 55. Frekvenční charakteristiky zesilovače – kanály 5-8.



Obr. 56. Frekvenční charakteristiky zesilovače – kanály 9-12.



Obr. 57. Frekvenční charakteristiky zesilovače – kanály 13-16.

6.2.2 Jednotka pro sběr dat Advantech USB-4716

Nedílnou a zároveň také velmi důležitou součástí celého měřicího řetězce je jednotka pro sběr dat Advantech USB-4716, která je používána ve spojení s centrální jednotkou vyhodnocovacího embedded systému. V laboratorním systému postaveném na bázi běžného personálního počítače je nainstalována karta PCI-1716 od stejného výrobce vyznačující se prakticky shodnými parametry s výjimkou maximální vzorkovací frekvence dosahující 250 kHz (USB-4716 maximálně 200 kHz).

Pro funkci lokalizačního systému pracujícího na principu beamformingu je velmi důležité, aby byly zvukové signály vzorkovány synchronně. Tento požadavek není tak opodstatněný u lokalizačního systému vyhodnocujícího časové diference dopadu zvukové vlny na mikrofonní pár, protože mikrofony jsou od sebe v mnohem větších vzdálenostech a tudíž prodlevy mezi jednotlivými převody jsou prakticky zanedbatelné. Většina jednotek pro sběr dat je konstrukčně řešena tak, že jsou standardně vstupní svorky připojeny přes ochranné obvody na měřicí zesilovače a za nimi pak následuje analogový multiplexer, jehož úkolem je na základě digitálního řídicího signálu přepnout vstup A/D převodníku na požadovaný kanál. Do celkového času převodu analogového signálu na digitální je tedy nutno ještě přičíst čas potřebný k přepnutí multiplexeru. Jelikož výrobce jednotky v technických parametrech neudává ani jeden z těchto údajů, bylo provedeno měření pro zjištění celkového času potřebného pro vykonání jednoho A/D převodu. Při znalosti tohoto údaje bude potom možné částečně programově kompenzovat tato zpoždění ve vzorkovaných signálech a snížit tak chybu vznikající v beamformeru.

Pro změření času potřebného k přepnutí multiplexeru a následné A/D konverzi byl použit signálový generátor M631 připojený ke všem paralelně spojeným analogovým vstupům jednotky. Na generátoru byl nastaven sinusový výstupní signál s frekvencí 1 kHz a amplitudou 2 V, aby byly vstupy dostatečně vybudeny. Takto generovaný signál shodný na všech 16 kanálech byl jednotkou zaznamenán do wav souborů se třemi rozdílnými vzorkovacími frekvencemi: 2500 Hz, 5000 Hz a 10000 Hz. Záznamy byly následně zpracovány v Matlab 6.5 pomocí skriptu, který nejprve provede 128 násobné převzorkování signálu a potom na základě výsledků vzájemné korelační analýzy prvního kanálu (považován pro další výpočty za referenční kanál) se všemi ostatními určí časová

zpoždění ve vzorkovacích intervalech mezi referenčním a ostatními kanály. Výsledky experimentu jsou uvedeny v tabulce 10. V prvním sloupci je uvedeno číslo analyzovaného kanálu, ve druhém naměřené zpoždění vůči referenčnímu kanálu při různých vzorkovacích frekvencích. V grafech na Obr. 58 až 60 jsou vyobrazeny časové posuny převzorkovaných naměřených signálů vůči referenčnímu kanálu.

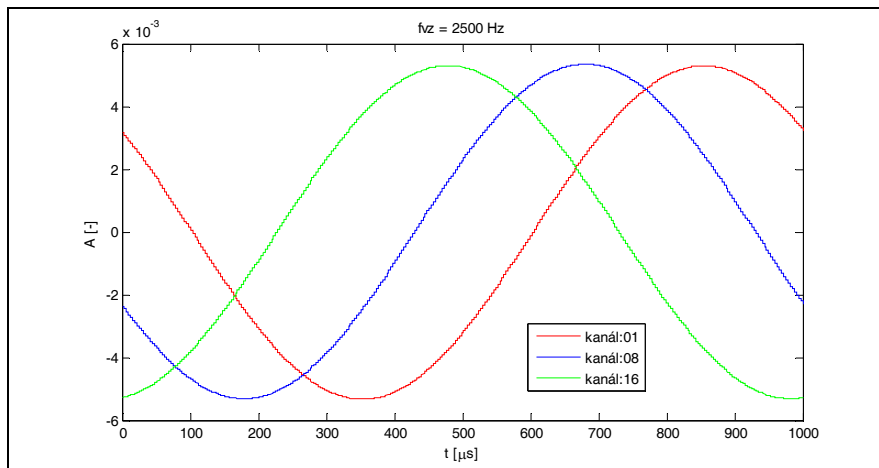
Tabulka 10: Výsledky měření času potřebného pro přepnutí multiplexeru a A/D převod.

Číslo kanálu	Čas potřebný pro přepnutí multiplexeru a A/D konverzi [μ s]		
	$f_{vz} = 2500$ Hz	$f_{vz} = 5000$ Hz	$f_{vz} = 10000$ Hz
1	0	0	0
2	25	12,5	6,25
3	50	25	12,5
4	75	37,5	18,75
5	100	50	25
6	125	62,5	32,25
7	150	75	37,5
8	175	87,5	43,75
9	200	100	50
10	225	112,5	56,25
11	250	125	62,5
12	275	137,5	68,75
13	300	150	75
14	325	162,5	81,25
15	350	175	87,5
16	375	187,5	93,75

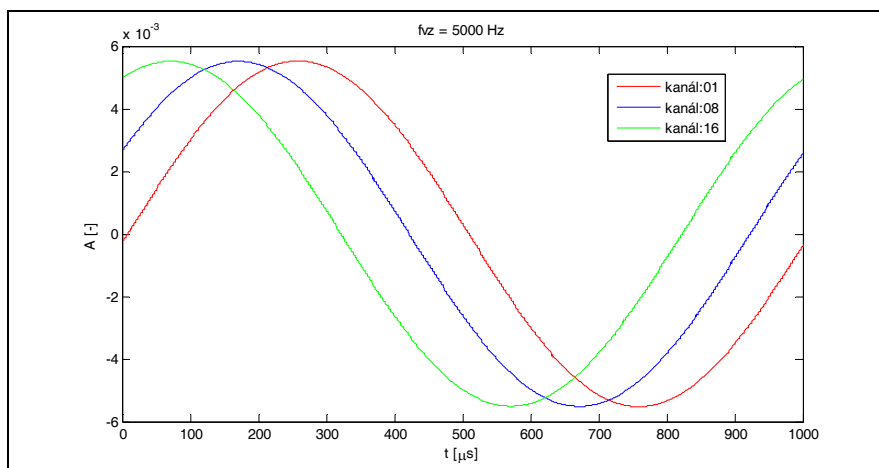
Z výsledků je patrné, že časové intervaly mezi snímáním jednotlivých vstupních analogových kanálů jsou konstantní a oproti očekávání závislé na použité vzorkovací frekvenci. Při bližším pohledu na údaje zjistíme, že jednotka v podstatě rozdělí vzorkovací periodu na dílčí časové úseky tak, aby přepínání mezi kanály probíhalo v ekvidistantních časových okamžicích. Čas potřebný k přepnutí multiplexeru a následnému A/D převodu je zanedbatelný a nebyl tudíž prakticky změřen. Časové intervaly mezi snímáním v rámci vzorkovací periody lze vypočítat pomocí vztahu:

$$T_{trig} = \frac{1}{f_{vz} \cdot n_{chan}}, \quad (57)$$

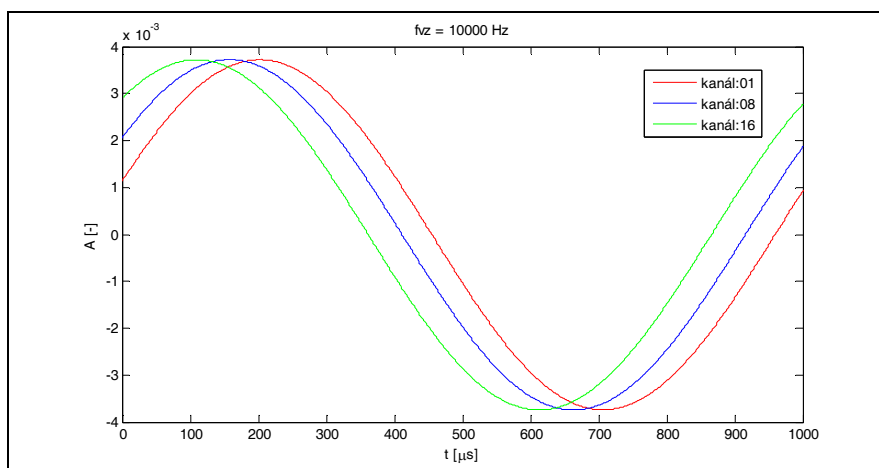
kde f_{vz} je zvolená vzorkovací frekvence a n_{chan} je počet snímaných kanálů.



Obr. 58. Zpoždění snímání kanálů 8 a 16 vůči ref. při $f_{vz} = 2500$ Hz.



Obr. 59. Zpoždění snímání kanálů 8 a 16 vůči ref. při $f_{vz} = 5000$ Hz.



Obr. 60. Zpoždění snímání kanálů 8 a 16 vůči ref. při $f_{vz} = 10000$ Hz.

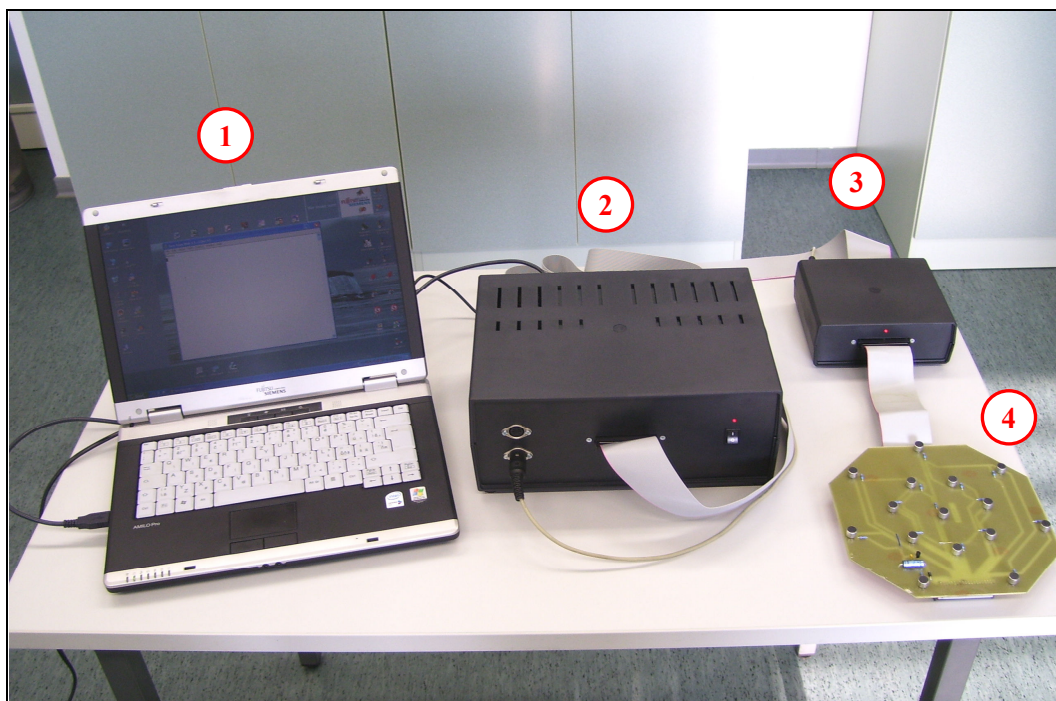
6.2.3 Přesnost lokalizace

Podobně jako u lokalizačního systému pracujícího na principu vyhodnocování časových diferencí byla přesnost lokalizace a celková funkce vyhodnocovacího systému ověřována v laboratorních podmínkách. Pro snímání zvukového signálu generovaného reproduktorem z přesně definovaných umístění bylo použito mikrofonní pole s 15 mikrofony podrobně popsané v kapitole 5.1.2. Mikrofonní pole bylo připojeno k 16 kanálovému zesilovači s antialiasing filtrem jehož výstupy byly napojeny na jednotku pro sběr dat Advantech USB-4716, která je vstupní součástí vyhodnocovacího systému.

Pro testování byl zvolen sinusový signál o frekvenci 1000 Hz, které byl přehráván reproduktorem z každé pozice zdroje zvuku. Vzdálenost zdroje zvuku od mikrofonního pole byla 1 m, krok měření činil 22,5 stupně. Vzorkovací frekvence byla v konfiguraci programu pro lokalizaci zdroje zvuku nastavena na hodnotu 10 kHz na kanál. Výsledky měření včetně vyhodnocení odchylek měření jsou uvedeny v tabulce 11. Porovnání výstupu reálného beamformeru se simulovaným pro všechny měřené úhly zdroje je uvedeno v příloze N.

Tabulka 11: Výsledky měření přesnosti lokalizace s použitím beamformeru.

Úhel zdroje zvuku [°]	Vyhodnocený úhel zdroje zvuku a odchylka měření	
	α_1 [°]	$\Delta\alpha_1$ [°]
0	1	+1,0
22,5	28	+5,5
45	50	+5,0
67,5	54	-13,5
90	69	-21,0
112,5	99	-13,5
135	134	-1,0
157,5	134	-23,5
180	172	-8,0
202,5	204	+1,5
225	227	+2,0
247,5	234	-13,5
270	247	-23,0
292,5	281	-11,5
315	307	-8,0
337,5	318	-19,5



Legenda:

- 1 – stanoviště operátora (nadřazený systém)
- 2 – vyhodnocovací jednotka
- 3 – 16 kanálový mikrofonní zesilovač s antialiasing filtrem
- 4 – mikrofonní pole s 15 mikrofony

Obr. 61. Pohled na sestavený lokalizační systém.

6.2.4 Vyhodnocení vlastností lokalizačního systému

Z výsledků získaných experimentálním ověřením funkce lokalizačního systému je patrné, že přesnost lokalizace oproti metodě vyhodnocování časových diferencí dopadu zvukové vlny na mikrofonní pole je v absolutních hodnotách pro některé vyhodnocované směry nepříliš dobrá, ačkoliv provedené simulace ukazovaly přesnost lokalizace v rámci absolutní chyby do jednoho stupně (přesnost byla prakticky dána počtem řádků matice vah beamformeru, které určují s jakým rozlišením se provádí nastavení úhlu směrové charakteristiky pole při vyhledávání zdroje zvuku). Lokalizační algoritmus je tedy z tohoto pohledu naprosto v pořádku a příčiny těchto vysokých chyb měření je nutno hledat v subsystému snímání zvukového pole.

Vzhledem k velmi malým vzdálenostem mezi jednotlivými mikrofony v poli, z důvodu zabránění projevu prostorového aliasingu, se na rozdíl od předchozího lokalizačního systému v plné míře projevují veškeré fázové posuvy ve snímaných signálech způsobenými nikoliv změnou polohy zdroje zvuku, což je samozřejmě žádané, ale také rozdílnými parametry přenosové cesty od mikrofonu přes zesilovače s filtry až po jednotku pro sběr dat. Největší chyby z tohoto pohledu do signálu zanáší antialiasing filtry, které jsou přítomny na každém výstupu 16 kanálového zesilovače. Z naměřených frekvenčních charakteristik je patrná poměrně velká odchylka mezní frekvence filtru od požadované frekvence, která je rovnoměrně rozložena v rozmezí od -40 % do 0 %. Takto velký rozptyl hodnot již samozřejmě má velmi podstatný vliv na fázové poměry signálů v jednotlivých kanálech. Navíc se tyto fázové posuvy mění s frekvencí vstupního signálu čímž je prakticky zabráněno případné programové korekci.

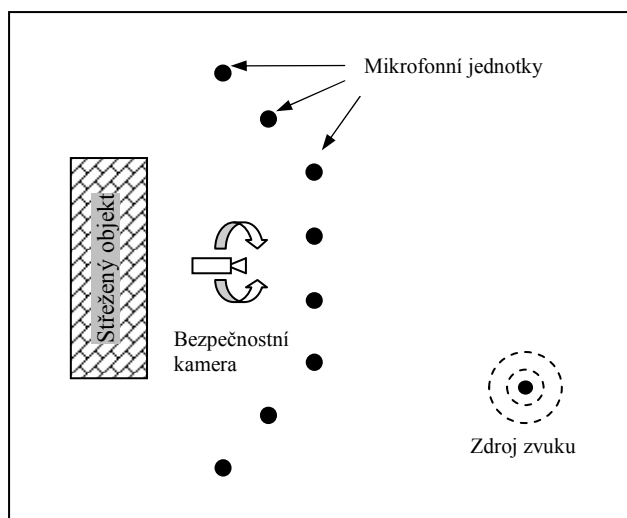
Úplné odstranění těchto chyb je možné dvěma způsoby: radikálním zvýšením vzorkovací frekvence na takovou úroveň, aby nebylo zapotřebí používat analogové antialiasing filtry nebo tyto filtry realizovat ze součástek s naprosto minimálními výrobními tolerancemi, případně je ještě před osazováním přeměřovat a třídit do vhodně zvolených tolerančních skupin. Nejlépe reprodukovatelné výsledky by zcela jistě přineslo první zmiňované řešení, jediným problémem je dostupnost vhodné DAQ jednotky, která by při 16 kanálovém režimu dokázala udržet vzorkovací frekvenci na alespoň 48000 Hz. Zde se spíše otevírá příležitost pro nasazení vhodného signálového procesoru.

7 DISKUSE VÝSLEDKŮ ŘEŠENÍ

V rámci této kapitoly je popsána praktická využitelnost obou navržených a prakticky realizovaných lokalizačních systémů s ohledem na jejich vlastnosti.

7.1 Lokalizační systém na bázi vyhodnocování časových diferencí

Lokalizační systém pracující na principu vyhodnocování časových diferencí je z hardwarového hlediska tvořen několika základními bloky umožňujícími flexibilní změnu konfigurace celého systému dle konkrétních požadavků. Zvukové pole je snímáno mikrofonními jednotkami s integrovanými předzesilovači zajišťujícími dostatečnou napěťovou úroveň pro přenos nízkofrekvenčního signálu prostřednictvím stíněných kabelů na větší vzdálenosti. Takto přenesený signál je v místě operátorského stanoviště přiveden do 3 kanálových modulů zesilovačů s automaticky řízeným zesílením, které upravují signál tak, aby byl co nejlépe napěťově uzpůsoben vstupním rozsahům použité DAQ jednotky ve vyhodnocovacím systému. Takto navržený systém by byl po příslušném zodolnění mikrofonních jednotek vůči povětrnostním vlivům ihned prakticky použitelný. Praktickou aplikaci lokalizačního systému tohoto typu ilustruje Obr. 62. Jedná se o rozšíření standardního bezpečnostního systému o funkcionalitu detekce zdroje zvuku, který může být s výhodou použit například pro zabezpečení vojenské základny.



Obr. 62. Příklad použití lokalizace zvuku v bezpečnostním systému.

Funkce systému je založena na předpokladu, že případný útočník či narušitel bude svou činností v zabezpečeném prostoru vydávat jednoznačně detekovatelný ruch, který je zachycen alespoň dvěma nejbližšími mikrofonními páry. Na základě vzniklé zvukové události je aktivován lokalizační algoritmus jehož výstupem jsou souřadnice polohy zdroje zvuku, které jsou přepočítávány na úhel a vzdálenost vzhledem k umístění bezpečnostní kamery nebo jiného objektu. Díky implementovanému komunikačnímu protokolu lze tuto informaci přenést do nadřazeného bezpečnostního systému. Ten již může v návaznosti na tuto událost provést příslušné akce, jako je například natočení kamery do předpokládaného umístění zdroje zvuku a informovat o detekované události operátora.

7.2 Lokalizační systém na bázi beamformingu

Lokalizační systém pracující na principu vyhodnocení směru příchodu zvukové vlny pomocí beamformingu je z hardwarového hlediska navržen modulárně obdobně jako předchozí systém. Zvukové pole je snímáno rozměrově velmi kompaktním mikrofonním polem s 15 mikrofony, které je propojeno s 16 kanálovým zesilovačem. Zesílený nízkofrekvenční signál je přiváděn na analogové vstupy DAQ jednotky jež součástí vyhodnocovací jednotky. Pro praktické nasazení ve venkovních podmínkách by se musely provést patřičné úpravy mikrofonního pole z hlediska krytí vůči povětrnostním vlivům. Systém lze prakticky použít obdobným způsobem jak je uvedeno v předchozím příkladu bezpečnostního systému s výhodou, že není potřeba rozmisťovat a propojovat rozlehlé mikrofonní pole. Nevýhodou je naopak absence vyhodnocování přesné polohy zdroje zvuku, která může být vyřešena použitím alespoň dvou lokalizačních systémů pracujících v synchronním režimu.

Vzhledem k tomu, že tento typ lokalizačního systému může z důvodu velmi malých vzdáleností mezi akustickými senzory pracovat i se zvuky s kontinuálním charakterem, je možné jej použít například pro detekci mluvčího na konferencích, kdy může být automaticky natačena kamera do směru aktuálně hovořícího člena. Také může nalézt své uplatnění v systémech rozhraní člověk – stroj, v robotických a asistenčních systémech. Obecně tedy v oblastech, kde je vyžadována informace o poloze zdroje zvukového signálu.

7.3 Programové vybavení

V rámci návrhu hardware lokalizačního systému bylo nutné vybrat vhodný typ vyhodnocovací jednotky pro řešení poměrně výpočetně náročných lokalizačních algoritmů. Jak již bylo popsáno v kapitole 5.1.3, byl zvolen embedded průmyslový počítač na bázi procesoru Intel Celeron, který patří do rodiny x86 kompatibilních procesorů. Výběr vhodného vývojového prostředí pro tvorbu programového vybavení byl z důvodu velkého množství dostupného programového vybavení pro tuto platformu jak volně šířitelného tak i licencovaného poměrně složitý problém. Mezi nejdůležitější výběrová kritéria patřila především vysoká rychlost běhu programu, podpora vývojového prostředí výrobcem ovladače technologické karty a především schopnost běhu přeložené aplikace na operačním systému Windows XP Embedded.

Daná kritéria nejlépe splnilo vývojové prostředí Microsoft Visual C++ verze 6.0, které je plně podporováno jak ovladačem jednotky pro sběr dat tak i knihovnou FFTW pro výpočty rychlé Fourierovy transformace. Vzhledem k tomu, že je celý programový kód napsán ve dnes prakticky nepoužívanějším programovacím jazyce, neměl by být v praxi velký problém provést jeho případnou úpravu a nový překlad v jiném prostředí, například za účelem běhu pod některým z operačních systémů Linux.

Mezi praktické programové výstupy lze také zahrnout vytvořené skripty a funkce v prostředí Matlab 6.5, které sloužily pro průběžné ověřování výsledků dílčích funkcí napsaných v jazyce C. Nejdůležitější části programového vybavení pro lokalizaci zdroje zvuku tedy existují i ve formě m souborů. Další skupina skriptů s vytvořeným grafickým uživatelským rozhraním je určena pro podporu návrhu geometrie mikrofonního pole pro vyhodnocování metodou založenou na beamformingu.

8 ZÁVĚR

Systémy pro lokalizaci zdroje zvukového signálu nalézají vlivem prudkého rozvoje elektroniky a informačních technologií své uplatnění v mnoha oborech lidské činnosti. Jedná se zejména o aplikace v zabezpečovací technice, vojenských obranných systémech, rozhraních člověk – stroj a dalších. Každá tato oblast má svá specifika. Například v zabezpečovacích a vojenských systémech se detekují krátkodobé zvukové události jako je výstřel, v rozhraních člověk – stroj se většinou jedná o kontinuální zvuk představovaný mluvenou řečí. Těmto aspektům je také nutné správně navrhnout technické vybavení – mikrofonními poli počínaje a vyhodnocovací jednotkou konče. Použité lokalizační i detekční algoritmy jsou již potom většinou kompromisem mezi vysokou hardwarovou náročností a spolehlivostí funkce systému. Vždy se tedy hledá řešení optimální vzhledem k požadované funkčnosti a pořizovací ceně systému.

Tato práce se zabývá problematikou lokalizace zdroje zvukového signálu pomocí mikrofonního pole se zaměřením na aplikace v bezpečnostních systémech. Jsou zde popsány základní algoritmy používané pro vyhodnocování signálů získaných z mikrofonních jednotek včetně ilustrativních příkladů. Pro možnost porovnání se část práce zabývá i prostorovým slyšením u živých organismů – konkrétně u člověka. Experimentální část práce popisuje technické i programové řešení dvou typů lokalizačních systémů pracujících na odlišném principu vyhodnocení zvukových signálů z mikrofonních jednotek. Součástí je taktéž experimentální vyhodnocení jejich funkce v laboratorních podmínkách a porovnání těchto výsledků s předpokládanými, které byly získány simulacemi vytvořenými v prostředí Matlab 6.5.

V rámci práce byly prakticky zrealizovány dva typy lokalizačních systémů. První z nich pracuje na principu stanovení časových diferencí dopadu zvukových vln na mikrofonní jednotky a z této informace potom určuje úhel a vzdálenost zdroje zvuku pomocí algoritmu hyperbolické lokalizace. Praktické testy ukázaly, že tento typ lokalizačního systému je obzvláště vhodný pro detekci krátkodobých signálů transientního charakteru. Přesnost lokalizace je velmi dobrá (v rozmezí jednoho stupně), pokud jsou jednotlivé mikrofonní jednotky od sebe dostatečně vzdáleny, přesnost určení vzdálenosti závisí především na aktuální vzdálenosti zdroje zvuku a taktéž na rozestupu mikrofonů

v mikrofonním páru. Velká vzdálenost mikrofonů ovšem znemožňuje nasazení systému pro lokalizaci kontinuálních zvuků, kdy se v plné míře projevuje prostorový aliasing. Ten má za následek nejednoznačný výsledek korelační analýzy a s tím související možnost chybného určení polohy zdroje zvuku.

Druhý typ systému pro lokalizaci zdroje zvuku pracující na principu digitálního beamformingu byl vytvořen jako alternativní řešení minimalizující rozměry systému jako celku umožňujícího jeho nasazení i v rozměrově omezených prostorách, kde není technicky možné použít prostorově rozlehlé mikrofonní pole. Ačkoliv jeho funkcionalita není tak široká – dokáže určit pouze směr, ze kterého přichází zvuk – má jednu velkou výhodu spočívající v možnosti detekce kontinuálních zvuků, což jeho použitelnost posouvá například i do aplikací automatického sledování mluvěcího, rozhraní člověk stroj a dalších. Při aplikaci systému je nutné počítat s tím, že se jedná o metodu vyhodnocující jen úzké pásmo frekvencí jednoznačně dané geometrickým uspořádáním mikrofonních jednotek v poli. V případě potřeby lze taktéž určovat vzdálenost zdroje zvuku, je jen nutné použít alespoň dva vyhodnocovací systémy pracující v synchronním režimu.

Dílní výstupy práce, týkající se zejména číslicového korelátoru pro lokalizační systém, jsou prakticky aplikovány při řešení projektu Ministerstva průmyslu a obchodu „Audiový detekční systém pro určování polohy, druhu a činnosti zdroje zvukového signálu ve skrytých prostorech“ registrovaný pod číslem FT-TA5/041.

9 PUBLIKAČNÍ AKTIVITY

Kapitola v odborné knize:

Vašek, V., Dolinay, J., Dostálek, P., Janáčková, D., Kolomazník, K.: Utilization of Microcontrollers in Process Control, International Journal of Factory Automation, Robotics and Soft Computing, Palermo, 2008, 129-136, ISSN 1828-6984

Články v periodiku:

Dolinay, J., Dostálek, P., Vašek, V., Kolomazník, K., Janáčková, D. Modernization of Control System for Enzymatic Hydrolysis. *WSEAS Transactions on Systems and Control* , 2008 , roč. 3 , č. 9 , s. 799-808.

Dostálek, P., Vašek, V., Dolinay, J. Design and Implementation of Portable Data Acquisition Unit in Process Control and Supervision Applications. *WSEAS Transactions on Systems and Control* , 2008 , roč. 3 , č. 9 , s. 779-788 .

Vašek, V., Dolinay, J., Dostálek, P., Janáčková, D., Kolomazník, K. Utilization of Microcontrollers in Process Control. *International Journal of Factory Automation, Robotics and Soft Computing* , 2008 , č. 3 , s. 129-136 .

Vašek, V., Dostálek, P., Dolinay, J., Janáčková, D. Model dopravního zpoždění pro praktickou výuku automatického řízení. *Acta Mechanica Slovaca* , . vyd. , 2007 , roč. 11 , č. 1-A , s. 75-80 .

Vašek, V., Dostálek, P., Dolinay, J., Janáčková, D., Kolomazník, K. FreeScale Microcomputers Automation and Process Control. *WSEAS Transactions on Information Science and Applications* , . vyd. , 2007 , roč. 2 , č. 1 , s. 57-60 .

Vašek, V., Dostálek, P., Žeravík, M., Janáčková, D. FreeScale Microcontrollers HC08, HC11 and HC12 Applications Compatibility. *WSEAS Transactions on Computers* , . vyd. , 2006 , roč. 12 , č. 5 , s. CD ROM .

Vašek, V., Dostálek, P., Žeravík, M., Janáčková, D. Software Compatibility of Freescale Microcontrollers. *Transactions of the VŠB Technical University of Ostrava* , . vyd. , 2006 , roč. LII , č. 2 , s. 213-218 .

Články ve sborníku:

Dolinay, J, Dostálek, P a Vašek, V. Educational Models for Lessons of Microcontroller Programming. In TMT2007 11th International research/expert conference "Trends in the Development of Machinery and Associated Technology" , . vyd. Zenica : Faculty of Mechanical Engineering in Zenica , 2007. s. 1447-1450 .

Dolinay, J, Dostálek, P a Vašek, V. Educational Tool for Controlling Lego Mindstorms Robots with Control Web. In Proceedings of the 20th International DAAAM Symposium Vienna : DAAAM International Vienna , 2009. s. 0449-0450 .

Dolinay, J, Dostálek, P a Vašek, V. Simple Learning Kit for Microcontroller Programming Lessons. In Proceedings of the 19th International DAAAM Symposium , . vyd. Vienna : DAAAM International Vienna , 2008. s. 417-418 .

Dolinay, J, Dostálek, P a Vašek, V. Utilization of Modern Automation Equipment in Chromium Recycling Technology. In 10th international research/expert conference TMT 2006 , . vyd. Zenica : Faculty of Mechanical Engineering in Zenica , 2006. s. 1503-1506 .

Dolinay, J., Dostálek, P., Vašek, V. Modernization of the equipment in laboratory for chromium recycling. *Annals of DAAAM for 2005 & Proceedings of the 16th International DAAAM Symposium* , 2005 .

Dolinay, J., Dostálek, P., Vašek, V. Utilization of Modern Automation Equipment in Chromium Recycling Technology. 10th international research/expert conference TMT 2006 , 2006 .

Dostálek, P, Vašek, V a Doležal, A. Software Environment for Frequency Analysis of Audio Signals Using Advantech PCI-1716 Daq Card. In TMT 2008 Proceedings 12th International Research/Expert Conference "Trends in the Development of Machinery

and Associated Technology" , . vyd. Zenica : Faculty of Mechanical Engineering in Zenica , 2008. s. 705 - 708 .

Dostálek, P, Vašek, V a Dolinay, J. Acoustic Source Localization Based on Time-delay Estimation Method. In WSEAS Transactions on Systems Queensland : WSEAS World Science and Engineering Academy and Science (AU) , 2009. s. 141-145 .

Dostálek, P, Vašek, V a Dolinay, J. Localization of the Acoustic Source Position Using Microphone Array. In Annals of DAAAM for 2007 & Proceedings of the 18th International DAAAM Symposium , . vyd. Vienna, Austria 2007 : DAAAM International, Vienna , 2007. s. 249-250 .

Dostálek, P, Vašek, V a Dolinay, J. Utilization of Beamforming in Sound Source Localization Applications. In Proceedings of the 20th International DAAAM Symposium Vienna : DAAAM International Vienna , 2009. s. 1651-1652 .

Dostálek, P, Vašek, V, Křesálek, V, Navrátil, M. Utilization of Audio Source Localization in Security Systems. In Proceedings 43rd Annual 2009 International Carnahan Conference on Security Technology New Jersey : IEEE - Inst Electrical Electronics Engineers Inc. , 2009. s. 305-311 .

Dostálek, P., Dolinay, J. Utilization of The Portable Data Acquisition Unit in Process Control Related Tasks. 10th international research / expert conference TMT 2006 , 2006 .

Dostálek, P., Dolinay, J., Vašek, V. Measurement of basic electrical quantities using Motorola 68HC08 microcontroller. Process Control 2005 , 2005 .

Dostálek, P., Dolinay, J., Vašek, V. Perspektivy použití osmibitových mikropočítačů Motorola pro řízení procesů. Proceedings of XXVIII Seminary ASR '03 Instruments and Control , 2003 .

Dostálek, P., Dolinay, J., Vašek, V. Software tool for program transformation from Motorola 68HC11 to 68HC08 microcontrollers. Proceedings of IFAC workshop on Programmable Devices and Systems PDS 2004 , 2004 .

- Dostálek, P., Vašek, V. Design of microcontroller based data acquisition device for process measurement. Annals of DAAAM for 2005 & Proceedings of the 16th International DAAAM Symposium , 2005 .
- Dostálek, P., Vašek, V. Implementation of Self tuning PID controller on Motorola 68HC08 microcontroller. Proceedings of the 15th DAAAM symposium , 2004 .
- Dostálek, P., Vašek, V. New Series of Microcontrollers in Process Control. Annals of DAAAM for 2003 & Proceedings, 2003 .
- Dostálek, P., Vašek, V. Portability of program equipment between 8-bit Motorola microcontrollers. Proceedings of the 6th International Scientific-Technical Conference on Process Control 2004 , 2004 .
- Dostálek, P., Vašek, V. Portable Data Acquisition Device Based on Motorola 68HC908GP32 Microcontroller. Proceedings of IFAC Workshop on Programmable Devices and Embedded Systems PDeS 2006 , 2006 .
- Dostálek, P., Vašek, V. Přenositelnost programů v jazyce symbolických adres mezi nekompatibilními procesory. Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava , 2005 .
- Dostálek, P., Vašek, V. Software Converter for 8-Bit Motorola Microcontrollers. Proceedings of the 14th International Conference on Process Control '03 , 2003 .
- Dostálek, P., Vašek, V., Dolinay, J. Programové vybavení pro model tepelného systému s dopravním zpožděním. 7th International Conference Control of Power & Heating Systems 2006 , 2006 .
- Dostálek, P., Vašek, V., Zálešák, M., Dolinay, J. Software Environment for Educational Time Delay Model. Proceedings of the 7th International Scientific - Technical Conference Process Control 2006 , 2006 .
- Dostálek, P., Vašek, V., Dolinay, J. Process Control with Motorola 8-Bit Microcontrollers. Annals of DAAAM for 2003 & Proceedings , 2003 .

- Korbel, J a Dostálek, P. Application of Auto-Tuning to a Laboratory Model. In Proceedings of the 17th International Conference on Process Control '09 Bratislava : Slovenská technická univerzita v Bratislave , 2009. s. 152-154 .
- Korbel, J, Dostálek, P a Prokop, R. Auto-Tuning Control of Real Time Model. In Proceedings of the 20th International DAAAM Symposium Vienna : DAAAM International Vienna , 2009. s. 1103-1104 .
- Vašek, V., Dostálek, P., Žeravík, M., Janáčková, D. FreeScale Micro-controllers HC08, HC11 and HC12 Applications Compatibility. WSEAS Transactions on Computers , 2006 , roč. 12 , č. 5 , s. CD ROM .
- Vašek, V., Dostálek, P., Žeravík, M., Janáčková, D. Software Compatibility Freescale Microcontrollers. Transactions of the VŠB – Technical University of Ostrava , 2006 , roč. LII , č. 2 , s. 213-218 .
- Vašek, V., Janáčková, D., Dostálek, P., Prokop, R. Time Delay Model for Automatic Control Education. 9th International Research/Expert Conference Trends in the Development of Machinery and Associated Technology TMT 2005 , 2005 .
- Vašek, V., Dostálek, P. New series of microcontrollers in process control. Proceedings of the 4th International Carpathian Control Conference ICC 2003 , 2003 .
- Vašek, V., Dostálek, P. Software Compatibility of Motorola Microcontrollers. Preprints IFAC Workshop on Programmable Devices and Systems , 2003 .
- Vašek, V., Dostálek, P., Dolinay, J., Janáčková, D. Experience with the Practical Automatic Control Education. 10th International Research/Expert Conference TMT 2006 , 2006 .
- Vašek, V., Dostálek, P., Janáčková, D. Experiences with the Laboratory Model for Time Delay Demonstration. 7th International Scientific - Technical Conference – Process Control'06 , 2006 .
- Vašek, V., Dostálek, P., Žeravík, M., Janáčková, D. HC11 & HC12 Software Convertibility. 7th International Carpathian Control Conference ICC '06 , 2006 .

Vašek, V., Dostálek, P., Žeravík, M., Janáčková, D. Software compability FreeScale microcontrollers HC08, HC11 and HC12. WSEAS International Conferences, AIC'06, 2006 .

Výzkumné zprávy:

Grantový projekt Fondu rozvoje VŠ MŠMT G1/1400/2004 – Konvertor programového vybavení pro 8 bitové mikropočítače Motorola. (řešitel, 2004)

Průmyslový projekt 762/27/319 (VOP Šternberk) - Návrh a realizace HW a SW struktury detekčního subsystému. (spoluřešitel, 2006 - 2008)

Grantový projekt Fondu rozvoje VŠ MŠMT F1/a 2579/2007 – Inovace předmětu Technické vybavení počítačů. (spoluřešitel, 2007)

Mimo výše popsaných konferenčních příspěvků jsem byl vedoucím těchto **diplomových a bakalářských prací:**

BLATA, Zdeněk. *Elektronická podpora cvičení předmětu mikropočítače*. [s.l.], 2007. 50 s. UTB ve Zlíně, FAI. Vedoucí bakalářské práce Petr Dostálek.

DOLEŽAL, Aleš. *Programové vybavení pro frekvenční analýzu zvukového signálu*. [s.l.], 2006. 66 s. UTB ve Zlíně, FAI. Vedoucí bakalářské práce Petr Dostálek.

HLADIŠ, Ondřej. *Mikropočítačový systém pro snímání vibrací snímačem ADXL210*. [s.l.], 2009. 64 s. UTB ve Zlíně, FAI. Vedoucí bakalářské práce Petr Dostálek.

HNÁTÍK, Jaroslav. *Programová podpora mikropočítačového vývojového kitu 908LJ12*. [s.l.], 2006. 40 s. UTB ve Zlíně, FAI. Vedoucí bakalářské práce Petr Dostálek.

KRÁL, Erik. *Implementace jednotek pro vstup a výstup dat na mikropočítači Motorola 68HC08*. [s.l.], 2004. 59 s. UTB ve Zlíně, FT. Vedoucí bakalářské práce Petr Dostálek.

- PUCHAR, Jaroslav. *Výukový modul pro předmět mikropočítače: sedmi-segmentový displej s klávesnicí*. [s.l.], 2007. 64 s. UTB ve Zlíně, FAI. Vedoucí bakalářské práce Petr Dostálek.
- SEDLÁK, Jiří. *Výukový modul pro předmět mikropočítače: grafický LCD displej*. [s.l.], 2008. 65 s. UTB ve Zlíně, FAI. Vedoucí bakalářské práce Petr Dostálek.
- STANČÍK, Jaroslav. *Implementace základních DSP algoritmů na digitální signální kontrolér Motorola 56F805*. [s.l.], 2008. 72 s. UTB ve Zlíně, FAI. Vedoucí bakalářské práce Petr Dostálek.
- STANIČEK, Jakub. *Výukový modul pro předmět Mikropočítače: D/A převodník*. [s.l.], 2008. 61 s. UTB ve Zlíně, FAI. Vedoucí bakalářské práce Petr Dostálek.
- ŠIFEL, Lukáš. *Výukový modul pro předmět mikropočítače: maticový displej*. [s.l.], 2008. 61 s. UTB ve Zlíně, FAI. Vedoucí bakalářské práce Petr Dostálek.
- TICHÝ, Libor. *Návrh a realizace automatického odkrajování keramické hmoty z výstupu vakuového šneku*. [s.l.], 2009. 48 s. UTB ve Zlíně, FAI. Vedoucí bakalářské práce Petr Dostálek.

10 LITERATURA

- [1] *Acoustic Location and Sound Mirrors* [online]. 2004 [cit. 2007-02-10]. Dostupný z WWW: <<http://www.dself.dsl.pipex.com/museum/comms/ear/ear.htm#steer>>.
- [2] Advantech. *PCI-1716 250kS/s, 16-bit High-Resolution Multifunction Card* [online]. 2001 [cit. 2007-02-10]. Dostupný z WWW: <<http://www.advantech.com/products>>.
- [3] Balogh G., Ledeczki A., Maroti M., Simon G. Time of Arrival Data Fusion for Source Localization. In *Proceedings of the Sensorfusion conference*. Visegrad, Hungary. 2005.
- [4] Brière, S., Létourneau, D., Fréchette, M., Valin, J.-M., Michaud, F. Embedded and Integrated Audition for a Mobile Robot. In *Proceedings AAAI Fall Symposium Workshop Aurally Informed Performance: Integrating Machine Listening and Auditory Presentation in Robotic Systems*. Boston, Massachusetts, USA. 2006. s. 6-10.
- [5] Dostál, T., Axman, V. *Elektrické filtry*. Brno: FEKT VUT, 2002. p. (129 p.) ISBN: REL 002.
- [6] Eksler, V. Lokalizace zdroje akustického signálu pomocí pole mikrofonů metodou časových zpoždění. In *Proceedings of the 4th Conference of Czech Student AES Section on Audio Technologies and Processing*. VUT Brno : [s.n.], 2003. s. 30-36.
- [7] Fodróczy, Z., Radványi, A., Takács, G. Acoustic Source Localization Using Microphone Arrays Via CNN Algorithms. In *Proceedings of ECCTD'03 conference*, Vol. II, Crakow. 2003. s. 177-180.
- [8] Frigo, M., Johnson, S. G. *FFTW3*, [online]. 2006 [cit. 2007-02-15]. Dostupný z WWW: <<http://www.fftw.org/#documentation>>.
- [9] Haddad, K., Bendit, V. Capabilities of a beamforming technique for acoustic measurements inside a moving car. In *International Congress and Exposition on Noise Control Engineering - InterNoise 2002*. Dearborn, Michigan, USA. 2002. s. 6.

- [10] Haeb-Umbach, R., Warsitz, E. Adaptive Filter-and-Sum Beamforming in Spatially Correlated Noise. In *Proceedings of the 2005 International Workshop on Acoustic Echo and Noise Control*. Eindhoven, Netherlands. 2005.
- [11] Handzel, A.A., Andersson, S.B., Gebremichael, M., Krishnaprasad, P.S. A Biomimetic Apparatus for Sound-source Localization. In *Proceedings of the 42nd IEEE Conference on Decision and Control*. Hyatt Regency Maui, Hawaii. 2003. s. 5879- 5884.
- [12] Haynes, T. *A Primer on Digital Beamforming* [online]. 1998 [cit. 2007-02-20]. Dostupný z WWW: <<http://www.spectrumsignal.com>>.
- [13] Chen, J.C., Kung Yao, Hudson, R.E. Acoustic Source Localization and Beamforming: Theory and Practice. In *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*. 2003. s. 359-370.
- [14] Chen, J.C., Kung Yao, Hudson, R.E. Source localization and beamforming. In *IEEE Signal Processing Magazine*. New York, USA, 2002. s. 30-39.
- [15] Jan, E.-E., Flanagan, J., Sound Source Localization in Reverberant Environments using an Outlier Elimination Algorithm. In *Proceedings of ICSLP*. Philadelphia, USA, 1996. s. 1321-1324.
- [16] Johnston, B., Xiaoming Yin, Valenzuela, A., Frantz, P. A Fast Algorithm and Testbed Evaluation for Sound-Source Localization Using Sensor Network. In *IEEE VTC-2005 Vehicular Technology Conference*. 2005. s. 1799 – 1803.
- [17] Kolmer, F., Kyncl, J. *Prostorová akustika*. Praha : SNTL - Nakladatelství technické literatury, 1980. 244 s.
- [18] Mancini. R. *Op Amps for Every One, Design Reference* [online]. 2002 [cit. 2008-09-05]. Dostupný z WWW: <<http://www.ti.com>>.
- [19] Murray, J.-C., Erwin, H., Wermter S. Robotic Sound-Source Localization and Tracking Using Interaural Time Difference and Cross-Correlation. In *Proceedings of NeuroBotics Workshop*. Ulm, Germany, 2004. s. 89-97.

- [20] Nakadai, K., Matsuura, D., Okuno, H.G., Kitano, H. Applying Scattering Theory to Robot Audition System: Robust Sound Source Localization and Extraction. In *Proceedings of the IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems IROS 2003*. Las Vegas, Nevada, USA. 2003. s. 1147-1152.
- [21] Parviainen, M., Pertil, P., Korhonen, T., Visa, A. A Spatiotemporal Approach to Passive Sound Source Localization. In *Nonlinear Signal and Image Processing NSIP 2005*. Sapporo, Japan, 2005. s. 40
- [22] Rajmic, P. Prostá metoda časových posunů a modifikovaná metoda časových posunů pro detekci směru přicházejícího zvuku. [online]. 2002, [cit. 2007-02-10]. Dostupný z WWW: <<http://www.elektrorevue.cz>>.
- [23] Shimoyama, R., Yamazaki, K. Acoustic source localization using phase difference spectrum images. In *Acoustical Science and Technology*. 2003. s. 161-171.
- [24] Sibbald, A. *An introduction to sound and hearing* [online]. c1999 [cit. 2007-02-10]. Dostupný z WWW: <<http://www.sensaura.com/whitepapers/index.php>>.
- [25] Valin, J.-M., Michaud, F., Hadjou, B., Rouat, J. Localization of Simultaneous Moving Sound Sources for Mobile Robot Using a Frequency-Domain Steered Beamformer Approach. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Robotics and Automation ICRA'04*. New Orleans, Louisiana, USA. 2004. s. 1033-1038.
- [26] Valin, J.-M., Michaud, F., Rouat, J. Robust Localization and Tracking of Simultaneous Moving Sound Sources Using Beamforming and Particle Filtering. In *Robotics and Autonomous Systems*. 2007. s. 216-228.
- [27] Valin, J.-M., Michaud, F., Rouat, J., Letourneau, D. Robust Sound Source Localization Using a Microphone Array on a Mobile Robot. In *Proceedings of the International Conference on Intelligent Robots and Systems*. Las Vegas, Nevada, 2003. s. 1228-1233.
- [28] Valin, J.-M., Rouat, J., Michaud, F. Enhanced Robot Audition Based on Microphone Array Source Separation with Post-Filter. In *Proceedings of the IEEE/RSJ*

International Conference on Intelligent Robots and Systems IROS 2004. Sendai International Center, Sendai, Japan. 2004.

- [29] Valin, J.-M., Rouat, J., Michaud, F. Microphone Array Post-Filter for Separation of Simultaneous Non-Stationary Sources. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing ICASSP'04*. Montreal, Canada. 2004. s. 221-224.
- [30] Viste, H., Evangelista, G. Binaural Source Localization. In *Proceedings of the 7th International Conference on Digital Audio Effects DAFx'04*. Naples, Italy. 2004. s. 145-150.
- [31] Ward, Darren B., Williamson, Robert C. Particle Filter Beamforming for Acoustic Source Localization in a Reverberant Environment. In *IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing ICASSP'02*. Orlando, FL, USA : [s.n.], 2002. s. 1777-1780.
- [32] Yong Rui, Florencio, D. New Direct Approaches to Robust Sound Source Localization. In *Proceedings of the International Conference on Multimedia and Expo ICME'03*. Baltimore, Maryland, USA. 2003. s. 737-740.

ŽIVOTOPIS

Osobní informace:

Jméno: Petr
Příjmení: Dostálek
Titul: Ing.
Datum narození: 22.8.1978
Stav: svobodný
e-mail: dostalek@fai.utb.cz

Vzdělání:

1992 – 1996: SPŠ strojní Zlín, obor Slaboproudá elektrotechnika se zaměřením na elektronické počítačové systémy.
1996 – 2000: VUT v Brně, Fakulta technologická ve Zlíně (od 1.1.2001 Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně) bakalářské studium, obor Automatizace a informatika.
2000 – 2002: VUT v Brně, Fakulta technologická ve Zlíně (od 1.1.2001 Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně) navazující magisterské studium, obor Automatizace a řídicí technika ve spotřebním průmyslu.
2002 – dosud: UTB ve Zlíně, Fakulta aplikované informatiky, doktorské studium, obor Technická kybernetika.

Odborná činnost během studia:

2002: Spoluřešitel grantového projektu Fondu rozvoje VŠ MŠMT G1/33/2002 pod názvem: „Knihovna programových modulů pro mikropočítačové řízení“.

- 2003: Hlavní řešitel grantového projektu Fondu rozvoje VŠ MŠMT G1/1400/2004 pod názvem: „Konvertor programového vybavení pro 8 bitové mikropočítače Motorola“.
- 2005 – dosud: Spoluřešitel výzkumného záměru MSM 7088352102: „Modelování a řízení zpracovatelských procesů přírodních a syntetických polymerů“.
- 2006 – 2008: Spoluřešitel průmyslového projektu 762/27/319 (VOP Šternberk): „Návrh a realizace HW a SW struktury detekčního subsystému“.
- 2007: Spoluřešitel grantového projektu Fondu rozvoje VŠ MŠMT F1/a 2579/2007: „Inovace předmětu Technické vybavení počítačů“.

Pedagogické aktivity:

Výuka cvičení v předmětech: Teorie automatického řízení, Programovatelné automaty, Programování mikropočítačů a Technické vybavení počítačů.

PŘÍLOHY

Příloha A: Mikrofonní předzesilovač – schéma zapojení

Příloha B: Mikrofonní předzesilovač – motiv DPS a osazovací plán

Příloha C: AGC zesilovač – schéma zapojení

Příloha D: AGC zesilovač – motiv DPS a osazovací plán

Příloha E: Zesilovač pro mikrofonní pole – schéma zapojení

Příloha F: Zesilovač pro mikrofonní pole – motiv DPS a osazovací plán

Příloha G: Mikrofonní pole – schéma zapojení

Příloha H: Mikrofonní pole – motiv DPS (měřítko 1:2)

Příloha I: Mikrofonní pole – osazovací plán vrchní strany DPS (měřítko 1:2)

Příloha J: Mikrofonní pole – osazovací plán spodní strany DPS (měřítko 1:2)

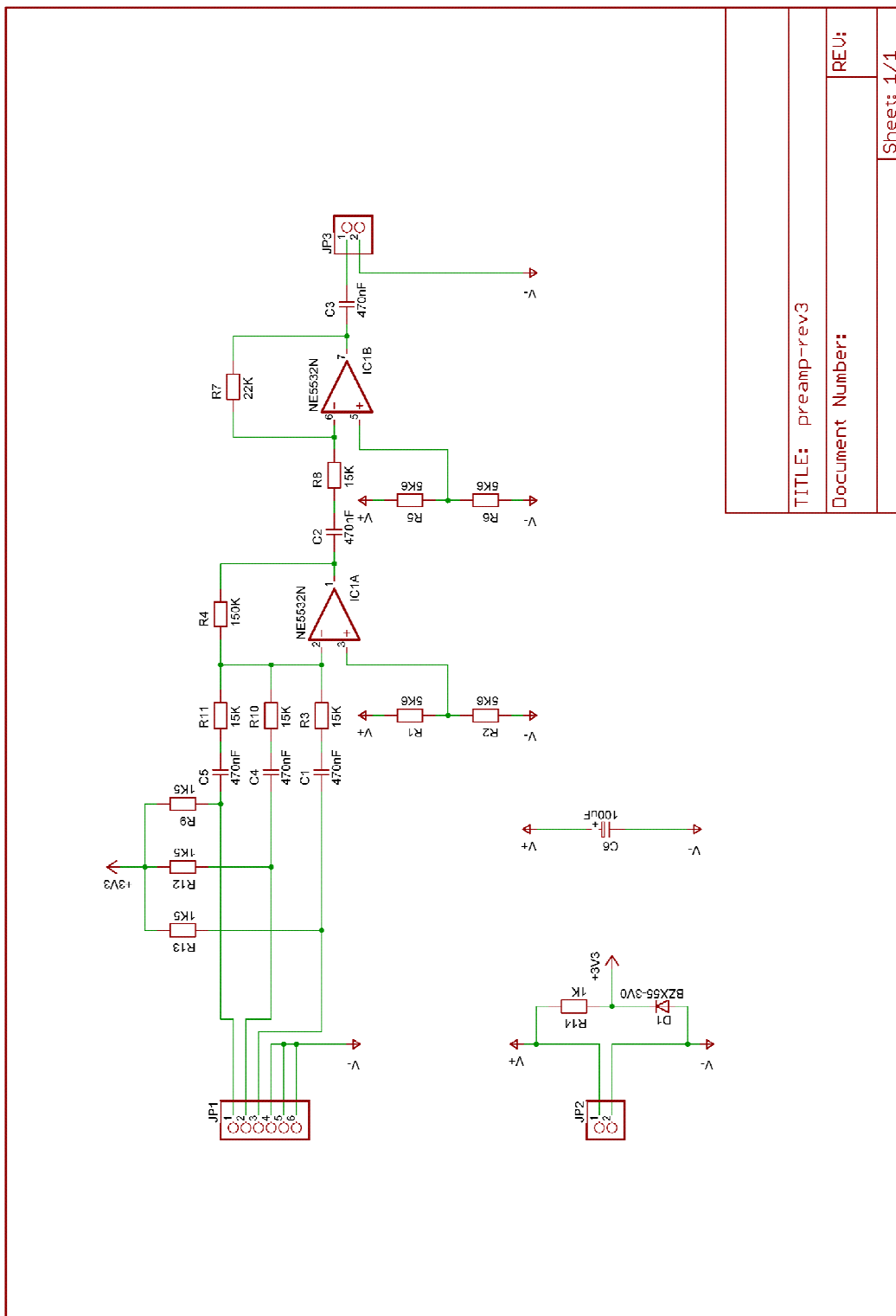
Příloha K: Zdroj symetrického napětí $\pm 9V$ – schéma zapojení

Příloha L: Zdroj symetrického napětí $\pm 9V$ – motiv DPS a osazovací plán

Příloha M: Směrové charakteristiky mikrofonního pole – tvar: 2 soustředné kruhy

Příloha N: Porovnání naměřených výstupů beamformeru se simulovanými

Příloha A: Mikrofonní předzesilovač - schéma zapojení



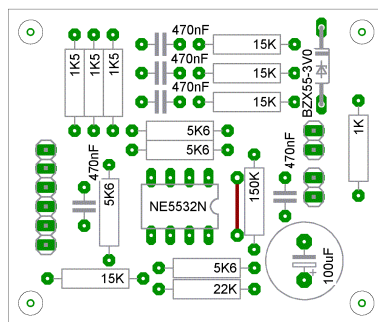
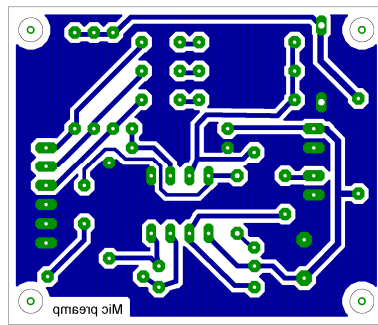
TITLE: preamp-rev3

Document Number:

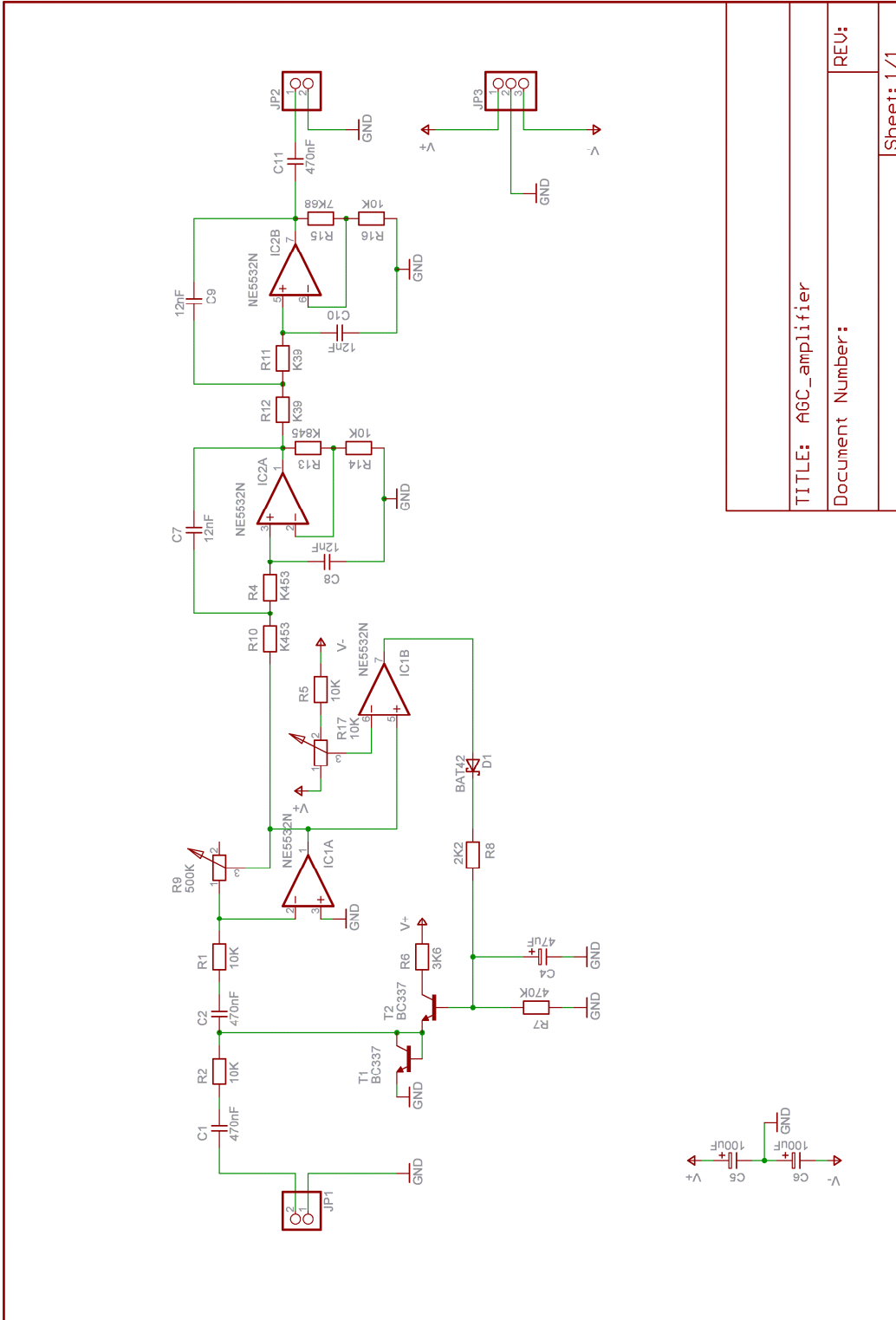
REV:

Sheet: 1/1

Příloha B: Mikrofonní předzesilovač – motiv DPS a osazovací plán



Příloha C: AGC zesilovač – schéma zapojení



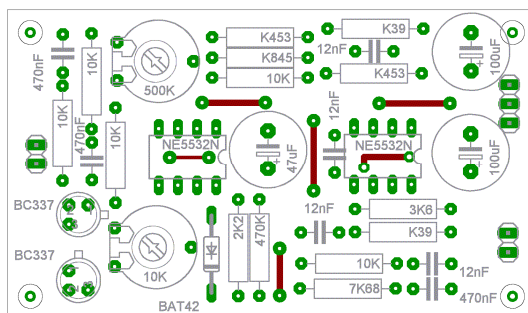
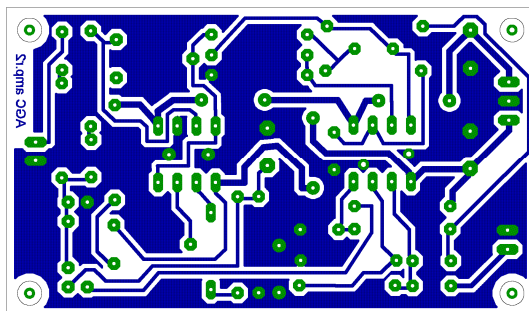
TITLE: AGC_amplifier

Document Number:

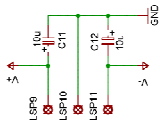
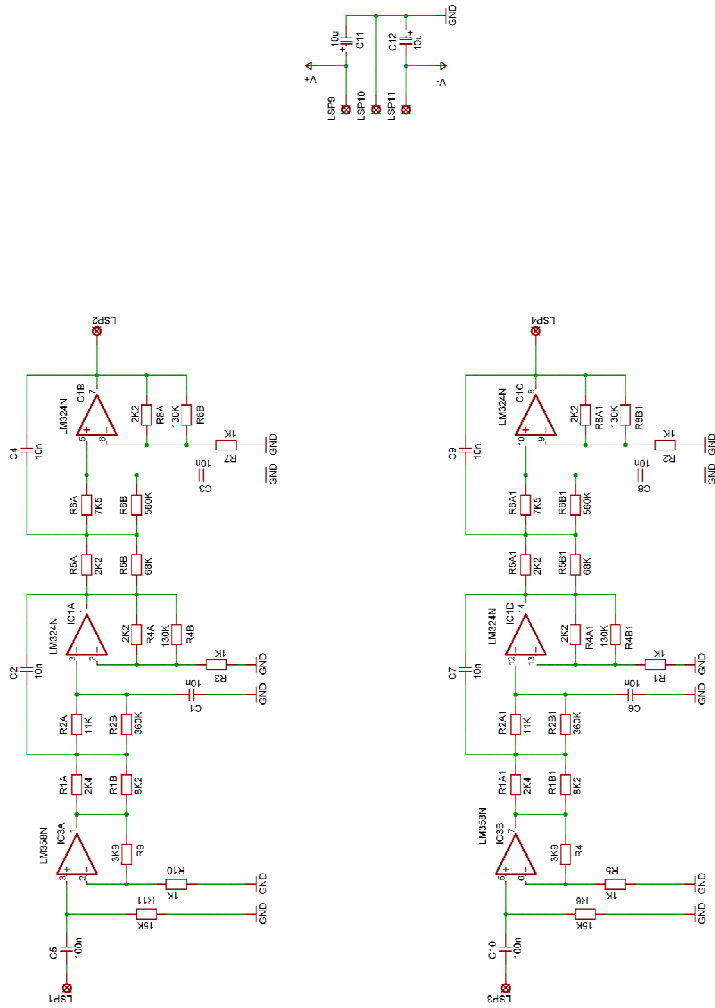
REV:

Sheet: 1/1

Příloha D: AGC zesilovač (1 kanál) – motiv DPS a osazovací plán



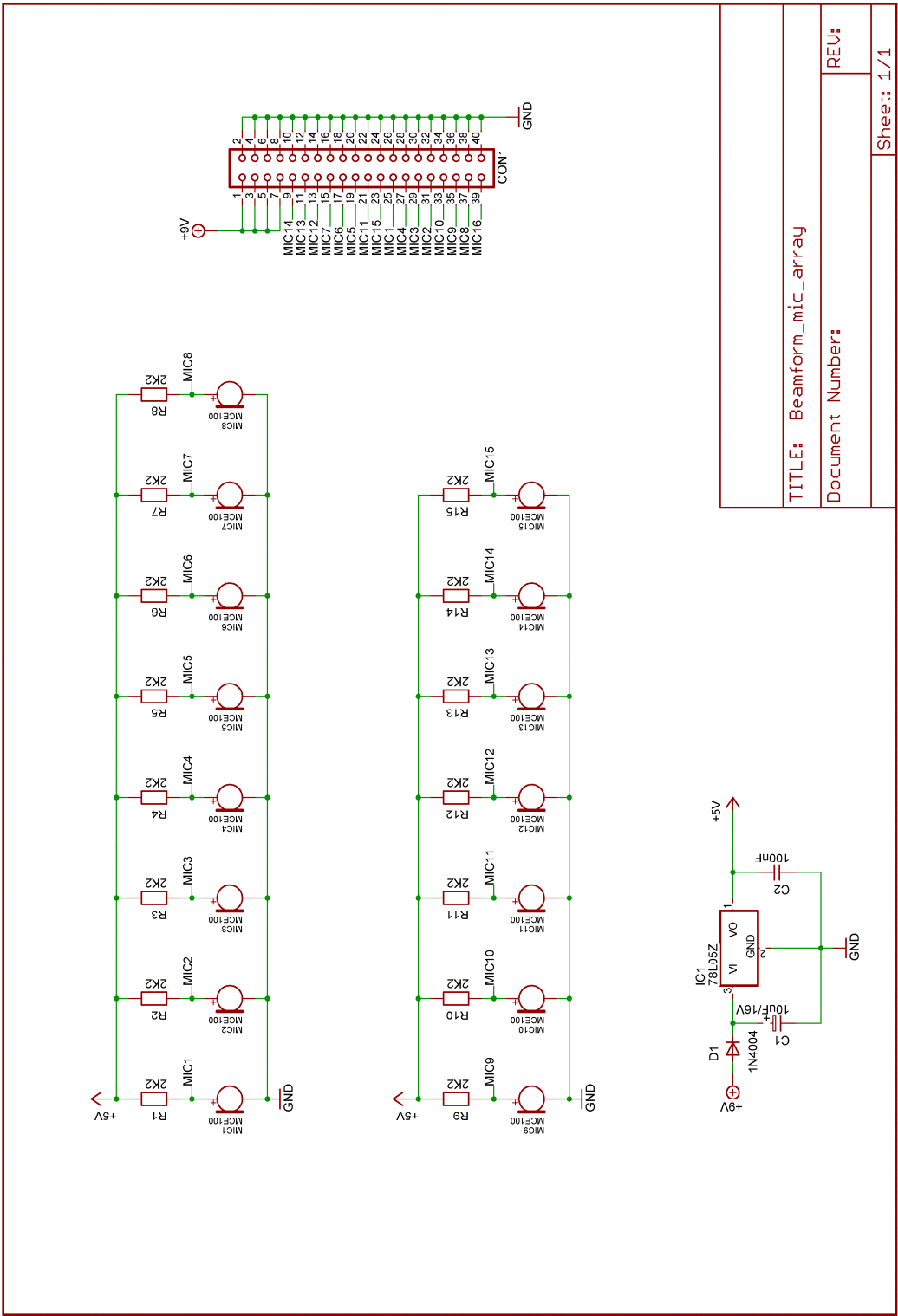
Příloha E: Zesilovač pro mikrofonní pole – schéma zapojení



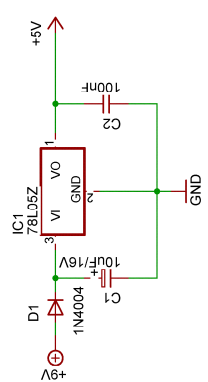
TITLE: 2c_amp_bess
Document Number:

Sheet: 1/1

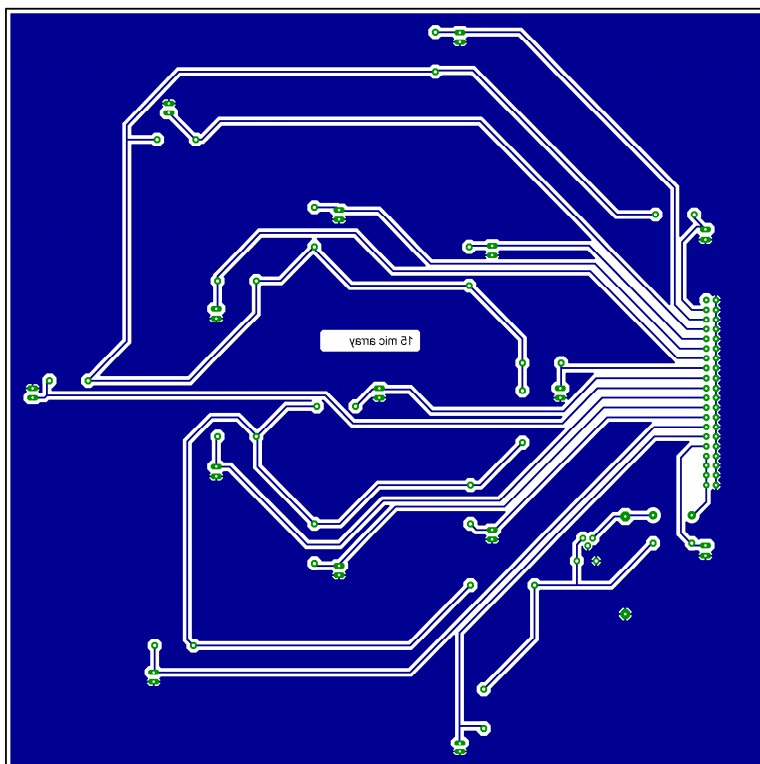
Příloha G: Mikrofonní pole – schéma zapojení



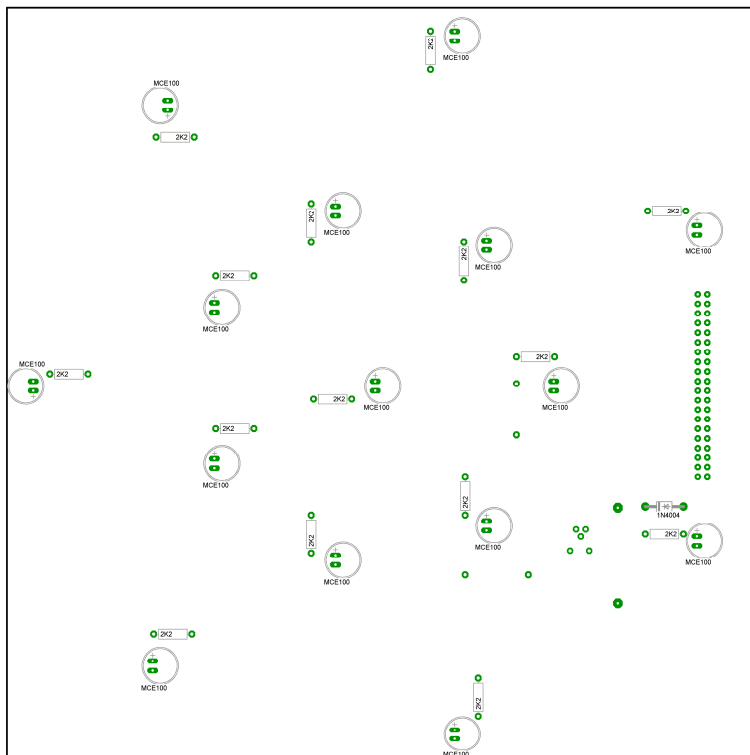
TITLE: Beamform_mic_array	
Document Number:	
REV:	Sheet: 1/1



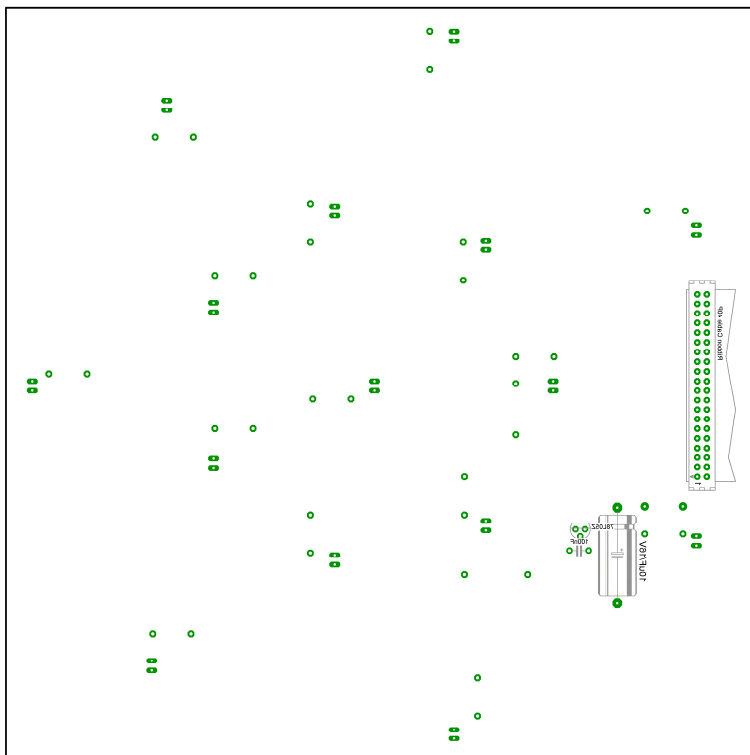
Příloha H: Mikrofonní pole – motiv DPS (měřítko 1:2)



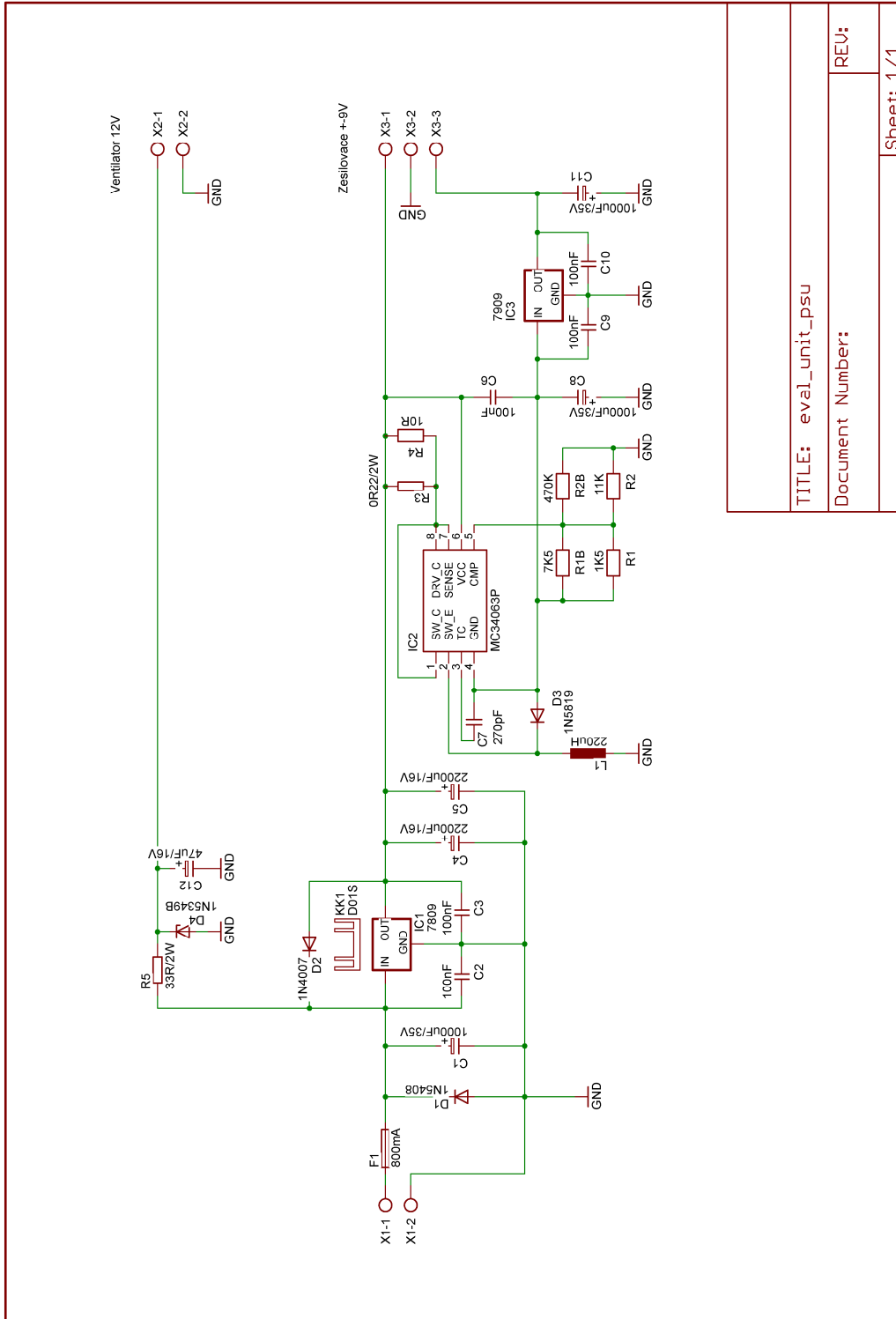
Příloha I: Mikrofonní pole – osazovací plán vrchní strany (měřítko 1:2)



Příloha J: Mikrofonní pole – osazovací plán spodní strany (měřítko 1:2)



Příloha K: Zdroj symetrického napětí ±9V – schéma zapojení



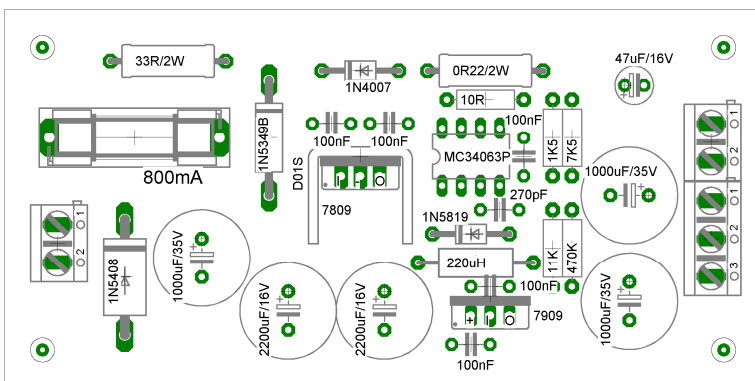
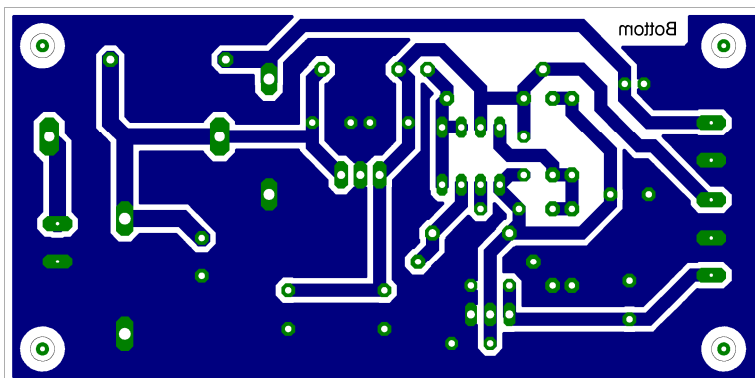
TITLE: eval_unit_psu

Document Number:

REV:

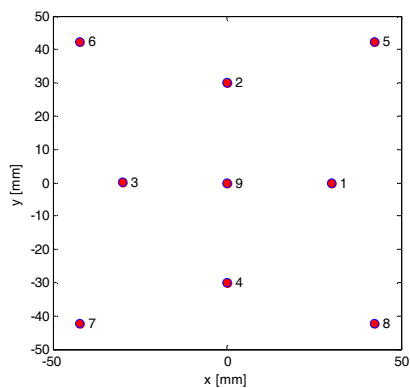
Sheet: 1/1

Příloha L: Zdroj symetrického napětí ±9V – motiv DPS a osazovací plán

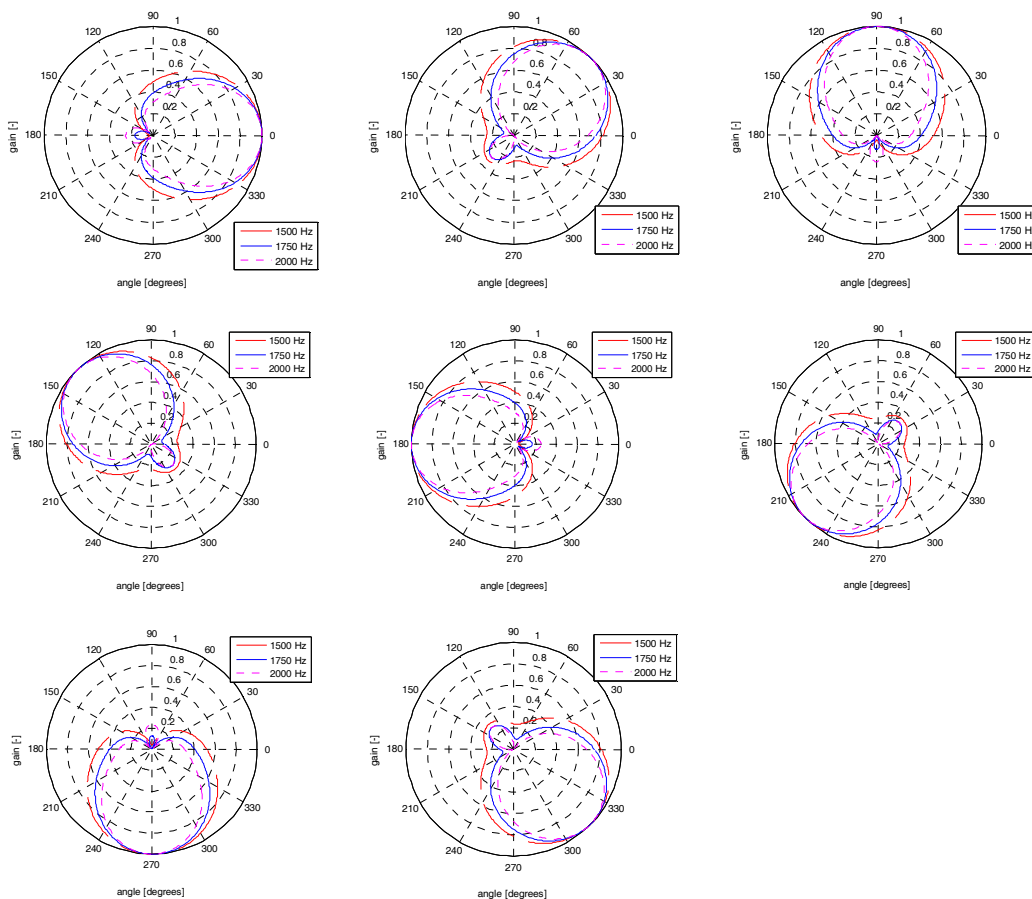


Příloha M: Směrové charakteristiky mikrofonního pole – tvar: 2 soustředné kruhy

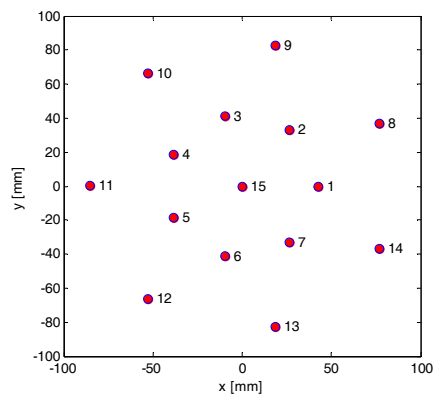
Geometrie pole:



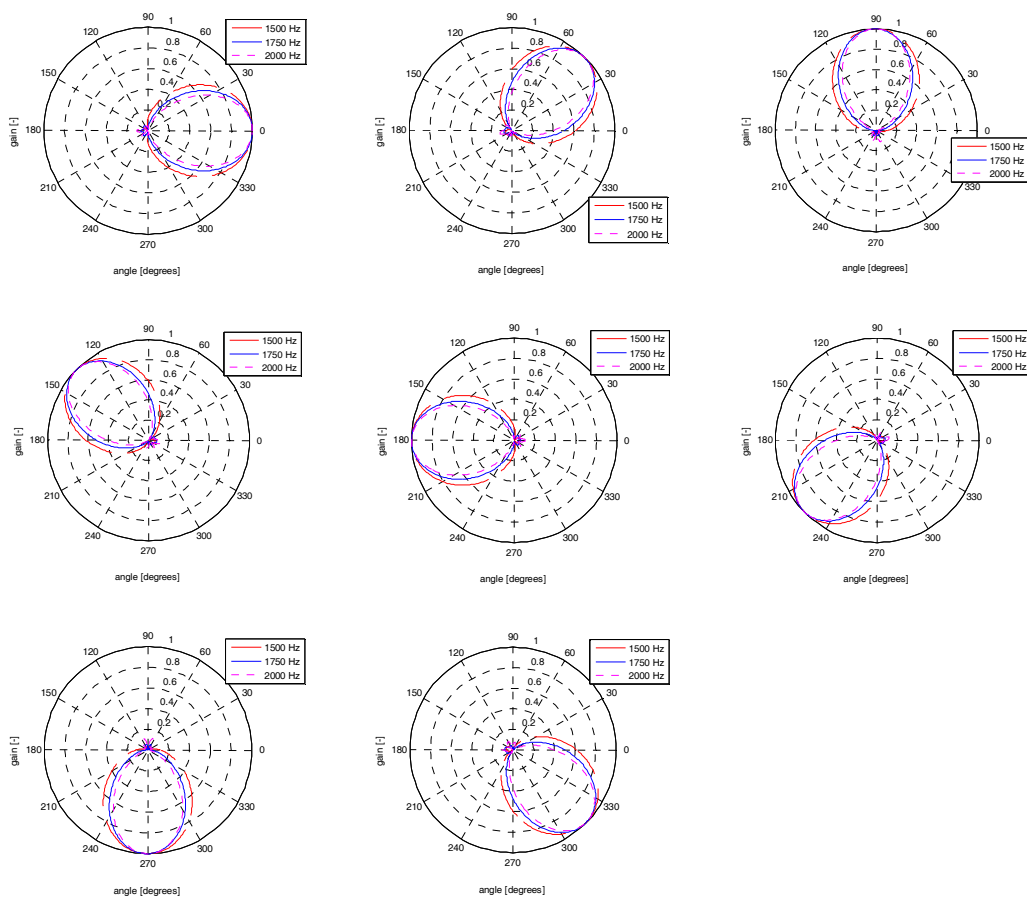
Směrové charakteristiky:



Geometrie pole: $rk1 = 0.0425m$; $rk2 = 0.085m$; $nmic = 15$.

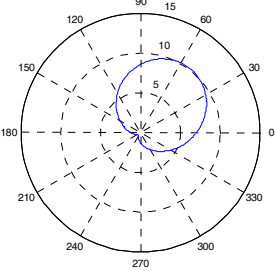
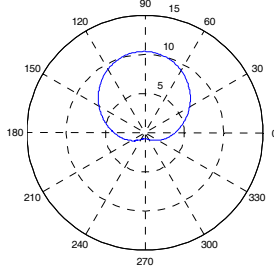
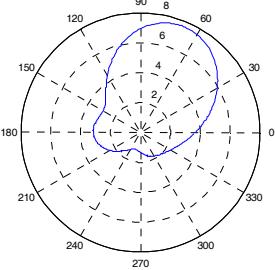
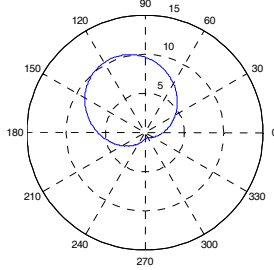
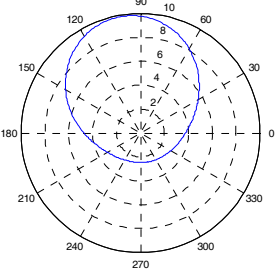
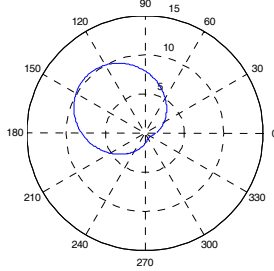
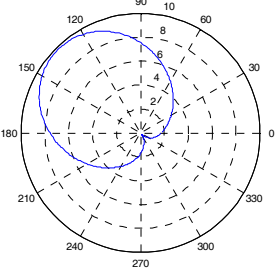
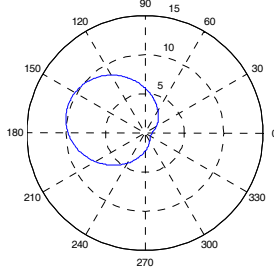


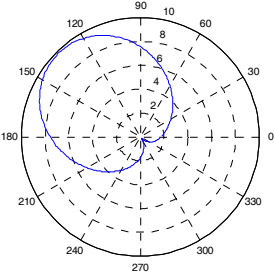
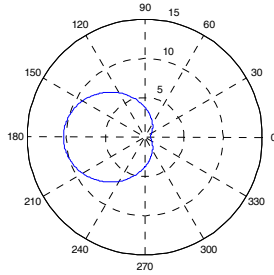
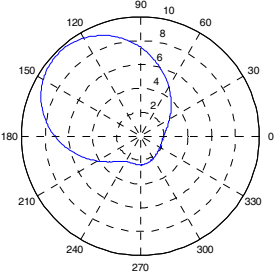
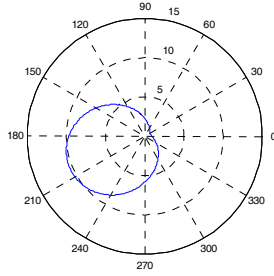
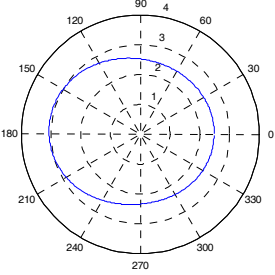
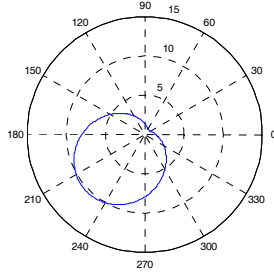
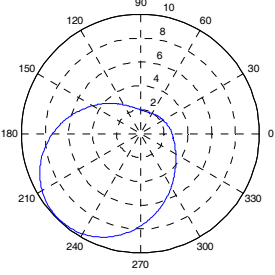
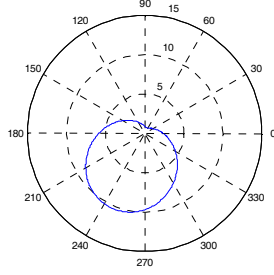
Směrové charakteristiky:

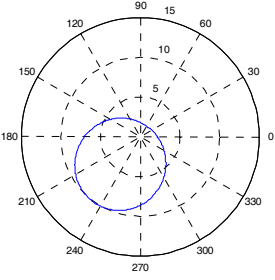
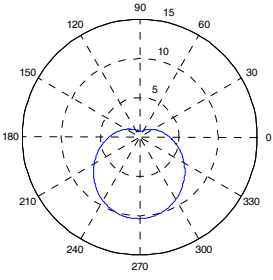
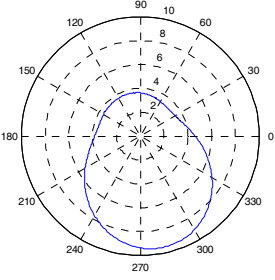
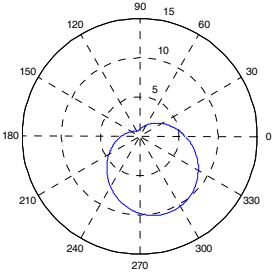
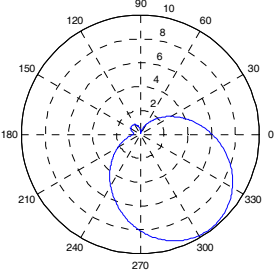
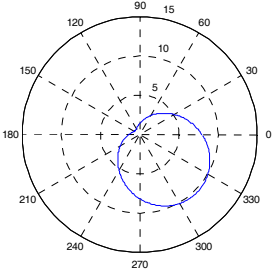
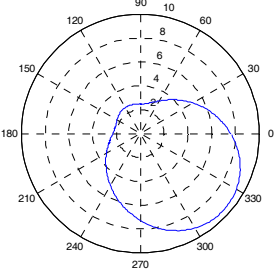
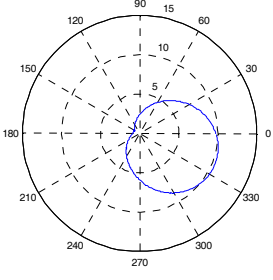


Příloha N: Porovnání naměřených výstupů beamformeru se simulovanými

Úhel [°]	Naměřeno	Simulace
0		
22,5		
45		
67,5		

Úhel [°]	Naměřeno	Simulace
90		
112,5		
135		
157,5		

Úhel [°]	Naměřeno	Simulace
180		
202,5		
225		
247,5		

Úhel [°]	Naměřeno	Simulace
270	 <p>A polar plot showing the measured radiation pattern at 270 degrees. The plot has a circular grid with radial lines every 15 degrees and concentric dashed circles representing signal strength levels of 1, 2, 3, 4, 5, 6, 8, and 10. A blue curve is drawn, showing a main lobe centered at 270 degrees (pointing downwards) with a peak value of approximately 10. There are smaller side lobes at approximately 150 and 330 degrees.</p>	 <p>A polar plot showing the simulated radiation pattern at 270 degrees. The grid and scale are identical to the measured plot. The blue curve shows a main lobe centered at 270 degrees with a peak value of approximately 10, matching the measured data.</p>
292,5	 <p>A polar plot showing the measured radiation pattern at 292.5 degrees. The grid and scale are identical. The blue curve shows a main lobe centered at 292.5 degrees with a peak value of approximately 10. Side lobes are visible at approximately 150 and 330 degrees.</p>	 <p>A polar plot showing the simulated radiation pattern at 292.5 degrees. The grid and scale are identical. The blue curve shows a main lobe centered at 292.5 degrees with a peak value of approximately 10, matching the measured data.</p>
315	 <p>A polar plot showing the measured radiation pattern at 315 degrees. The grid and scale are identical. The blue curve shows a main lobe centered at 315 degrees with a peak value of approximately 10. Side lobes are visible at approximately 150 and 330 degrees.</p>	 <p>A polar plot showing the simulated radiation pattern at 315 degrees. The grid and scale are identical. The blue curve shows a main lobe centered at 315 degrees with a peak value of approximately 10, matching the measured data.</p>
337,5	 <p>A polar plot showing the measured radiation pattern at 337.5 degrees. The grid and scale are identical. The blue curve shows a main lobe centered at 337.5 degrees with a peak value of approximately 10. Side lobes are visible at approximately 150 and 330 degrees.</p>	 <p>A polar plot showing the simulated radiation pattern at 337.5 degrees. The grid and scale are identical. The blue curve shows a main lobe centered at 337.5 degrees with a peak value of approximately 10, matching the measured data.</p>