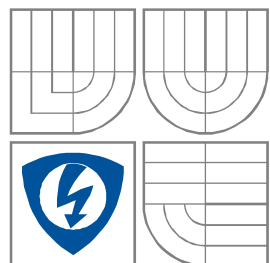


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLÓGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

APLIKACE MIKROFONNÍHO POLE MICROPHONE ARRAY APPLICATION

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. VÍT TOMAN

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. ZBYNĚK FEDRA, Ph.D.

BRNO, 2013



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Vít Toman

ID: 115296

Ročník: 2

Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Aplikace mikrofonního pole

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Seznamte se s principem vyhodnocení audio signálu z více zdrojů (mikrofonů). Zaměřte se na možnost použití tzv. beamformingu a na detekci zdroje zvuku analýzou signálu z více detektorů.

Po konzultaci s vedoucím sestavte potřebný HW založený na procesoru s více kanály ADC. Zhodnoťte dosažitelné parametry v závislosti na vlastnostech procesoru a ADC jednotky (přesnost detekce zdroje zvuku, rozlišení pro beamforming, různé možnosti posuvu vzorkovacího času).

Otestujte výsledné zařízení doplněné o všechny potřebné části (napájení, předzesilovače, atd.).

Zhodnoťte možnosti jak pro beamforming tak pro detekci zdroje signálu. Otestujte chování zařízení v ideálních podmínkách i v podmínkách přítomnosti šumu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] HAGEN, W. The Definitive Guide to GCC. 2nd ed. New York: Apress, 2006.

[2] MANN, B. C pro mikrokontroléry. Praha: BEN - technická literatura, 2003.

Termín zadání: 11.2.2013

Termín odevzdání: 24.5.2013

Vedoucí práce: Ing. Zbyněk Fedra, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Diplomová práce se zabývá popisem problematiky snímání zvukových signálů v prostoru pomocí mikrofonního pole. Na základě popisu vybrané koncepce mikrofonního pole je charakterizována základní metoda beamformingu (Delay and Sum). Jsou specifikovány konkrétní problémy při detekci zvuku a číslicovém zpracování převedených zvukových signálů a nastíněny způsoby, jak je eliminovat. Jsou popsány možnosti a omezení vybraného ARM procesoru v oblasti zpracování více zvukových signálů, zvláště pak jeho A/D převodníku z pohledu beamformingu.

KLÍČOVÁ SLOVA

Mikrofonní pole, beamforming, tvarování směrové charakteristiky, detekce zvuku, zvuk, číslicové zpracování, ARM, ADC

ABSTRACT

Master's thesis deals with description of issues of reading spatial audio signals using microphone array. Basic method of beamforming (Delay and Sum) is characterized on basis of chosen conception of the microphone array. Specific issues of audio detection and digital signal processing of converted audio signals are characterized and some ways how to solve the issues are adumbrated. Features and limitations of chosen ARM processor in the digital processing of multiple audio signals are described. Especially features and limitations of an internal A/D converter from the perspective of the beamforming are described.

KEYWORDS

Microphone Array, Beamforming, Forming of the Beam Pattern, Audio Detection, Sound, Digital Processing, ARM, ADC

TOMAN, V. *Aplikace mikrofonního pole*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2013. 38 s. Diplomová práce. Vedoucí práce: Ing. Zbyněk Fedra, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Aplikace mikrofonního pole jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Zbyňku Fedrovi, Ph.D. za metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Dále děkuji Ing. Martinu Adámkovi, Ph.D. za pomoc při montáži DPS.

V Brně dne

.....

(podpis autora)

OBSAH

| | |
|---|-----------|
| Seznam obrázků | v |
| Úvod | 1 |
| 1 Zvuk a mikrofonní pole | 3 |
| 1.1 Zvukové vlny | 3 |
| 1.2 Koncepce mikrofonního pole..... | 6 |
| 2 Beamforming | 10 |
| 2.1 Prostorový aliasing | 10 |
| 2.2 Součtový tvarovač se zpožděním (DSB) | 13 |
| 2.2.1 Řízení směrové charakteristiky – simulace | 17 |
| 2.3 Další typy beamformingu | 18 |
| 3 Hardware | 19 |
| 3.1 Mikrofony | 19 |
| 3.2 Mikrofonní zesilovač | 21 |
| 3.2.1 Měření na zesilovači s obvodem MAX9814 | 24 |
| 3.3 Mikrokontrolér..... | 27 |
| 3.3.1 Možnosti STM32F4..... | 28 |
| 3.3.2 Možnosti integrovaného ADC | 28 |
| 4 Použití ADC pro beamforming | 32 |
| 4.1 Způsoby nastavení zpoždění signálů v ADC | 32 |
| 4.1.1 Časovaný skenovací převod..... | 32 |
| 4.1.2 Časovaný prokládaný dvojitý převod | 34 |
| 4.2 Rozlišení beamformingu ve vybraných módech..... | 35 |
| 4.2.1 Časovaný skenovací převod..... | 36 |
| 5 Závěr | 38 |
| Literatura | 39 |
| Seznam symbolů, veličin a zkratk | 41 |
| Seznam příloh | 44 |

SEZNAM OBRÁZKŮ

| | | |
|-----------|--|----|
| Obr. 1.1: | Znázornění šíření zvuku podélným vlněním (upraveno z [15])..... | 3 |
| Obr. 1.2: | Zvolená konvence sférického souřadnicového systému (zobrazeno půl sféry) – upraveno z [17] | 5 |
| Obr. 1.3: | Náčrt lineárního mikrofonního pole (4×1)..... | 6 |
| Obr. 1.4: | Tvorba vnořeného lineárního pole (upraveno z [11]) | 7 |
| Obr. 1.5: | Směrová charakteristika složeného lineárního pole, kde na svislé ose je frekvence (0–8 kHz zdola nahoru) a na vodorovné ose úhel ($-90^\circ - 90^\circ$) zdroje zvuku; převzato z [11]..... | 7 |
| Obr. 1.6: | Náčrt kruhového mikrofonního pole (8 na kružnici) | 8 |
| Obr. 1.7: | a) akustická kamera, pole 4×4 [19], b) beamforming systém s akustickými zrcadly (s ochranou proti větru) [18], c) em32 Eigenmike© (sférické pole, průměr 8,4 cm, 32 mikrofonů) [16] | 8 |
| Obr. 1.8: | Mikrofonní pole (použity elektretové mikrofony) vyvíjená ve firmě Microsoft [20], a) lineární – 4 mikrofony, b) kruhové – 8 mikrofonů..... | 9 |
| Obr. 2.1: | Vizualizace prostorové úzce směrové charakteristiky systému s beamformingem (beamformeru), převzato z [13] | 10 |
| Obr. 2.2: | Prostorový aliasing a vznik rušivých postranních laloků pro 4 mikrofony, $l = 0,2$ m, $f = 4$ kHz, G_n je normalizovaný zisk vůči všesměrovému mikrofonu (upraveno z [11])..... | 11 |
| Obr. 2.3: | Zobrazení křivek pro maxima zisku rušivých laloků při násobcích vlnové délky $n \cdot 1$ (nejníže) až 8 (nejvýše), $l = 0,2$ m, $v = 343$ m·s ⁻¹ | 13 |
| Obr. 2.4: | Blokové schéma principu součtového (D&S) beamformeru (upraveno z [13])..... | 16 |
| Obr. 2.5: | Vizualizace pro výpočet zpoždění na ULA (upraveno z [11]) | 16 |
| Obr. 2.6: | Ukázky směrových charakteristik pro úhel řízení 70° od x a pro (2000, 4000, 1200) Hz..... | 17 |
| Obr. 3.1: | Blokové schéma zařízení pro aplikaci mikrofonního pole..... | 19 |
| Obr. 3.2: | Zapojení mikrofonního zesilovače s jedním OZ..... | 22 |
| Obr. 3.3: | Zapojení mikrofonního zesilovače s využitím integrovaného obvodu MAX9814 | 23 |
| Obr. 3.4: | Modulové frekvenční charakteristiky zesilovačů při 3 zapojeních..... | 26 |
| Obr. 3.5: | Převodní charakteristika zesilovače při $G = 40$ dB..... | 27 |
| Obr. 3.6: | Simultánní regulární mód na 16 kanálech, trojitý ADC mód; upraveno z | |

| | |
|---|----|
| [23]..... | 30 |
| Obr. 3.7: Prokládaný (regulární) mód na 1 kanále, trojitý ADC mód; upraveno z [23] | 30 |
| Obr. 4.1: Znázornění časovaného skenovacího převodu (upraveno z [23])..... | 33 |
| Obr. 4.2: Zobrazení teoretického časování kanálů ADC..... | 33 |
| Obr. 4.3: Znázornění prokládaného dvojitého převodu (upraveno z [23]) | 34 |
| Obr. 4.4: Zobrazení křivek pro maxima zisku rušivých laloků při násobcích vlnové délky n 1 (nejníže) až 3 (nejvýše) v závislosti na prostorovém úhlu φ , $l = 0,06$ m, $v = 343$ m·s ⁻¹ , (vykresleno v programu Maple)..... | 35 |

ÚVOD

Od vynálezu prvního přístroje na mechanický záznam a reprodukci zvuku – fonografu (T. A. Edison /patentováno r. 1878/) – a prvních mikrofonů (T. A. Edison, A. G. Bell /vynález telefonu/, E. Berliner /vynález gramofonu/ a další) uplynula již řada let a snímání a záznam zvuku se od té doby ve všech směrech zlepšily (především kvalitativně), viz [1], [3].

Rozvojem polovodičové elektrotechniky se rozšířily i možnosti oboru elektroakustiky. Elektroakustické měniče konstrukčně přizpůsobené výhradně pro snímání zvuku se označují jako mikrofony a je jich mnoho typů (včetně MEMS). Na charakteristiku zaznamenaného zvuku jsou kladeny různé požadavky (frekvenční charakteristiky, věrnost záznamu, zabarvení/čistota zvuku, přítomnost šumů, směrovost/rovnoměrnost snímání), jejichž splnění závisí primárně (první článek řetězce) na typu a kvalitě mikrofonu a vlastnostech snímaných zvuků v prostoru.

V rušných prostředích (továrny, stroje, silnice, konferenční sály, ...) s mnoha zdroji různých zvuků, dokonce i v prostředích jen s několika odlišitelnými zvuky (s minimálním hlukem, šumem) je mnohdy zapotřebí snímat nebo i zaznamenat jediný zvuk (popř. soubor zvuků s požadovanými vlastnostmi), například řeč jednoho člověka.

Pokud jsou snímány všechny zvuky v daném prostředí jedním všesměrovým mikrofonem, je možné extrahovat vybraný typ zvuků jediné následným zpracováním signálu, tj. analýzou a filtrací signálu (dnes zpravidla jen digitálně), což je často z jednoho zdroje záznamu velmi složité, pokud je zvuk silně rušen či maskován okolními zvuky. Další možností je volba správného typu mikrofonu, což je samozřejmě nutný úkon pro každého, kdo se snímáním a záznamem zvuku hlouběji zabývá a má tak možnost výběru (a potřebné finance). Pokud je předem znám zdroj požadovaného zvuku a jeho poloha, zvolí se mikrofon s charakteristikou požadované směrovosti (kardioidní, úzce směrová či jiný typ) a tím se do jisté míry eliminují zvuky a rušení z jiných směrů (často používané ve sportovních přenosech, filmu, nahrávání zvuku zvířat [4], atd.).

Největší možnosti však poskytuje snímání a záznam zvuku (zvuků) využitím několika (i mnoha) mikrofonů současně. Pokud je sdružena tato skupina mikrofonů do určité známé (popsatelné) a zpravidla neměnné kompozice nazvané mikrofonní pole, lze pomocí ní vytvořit směrovou charakteristiku požadovaného tvaru a směru. Tím lze detekovat zvuky jen z požadované oblasti, a to s nastavitelnou citlivostí a tvarem směrové charakteristiky a potlačit zvukové rušení z jiných směrů.

Správně sestavené mikrofonní pole se zapojuje do obvodu, který zajišťuje vyhodnocení zvukového signálu převedeného na elektrický (i v reálném čase). (Alternativou je zaznamenání signálů z jednotlivých mikrofonů a zpracování softwarem např. na osobním počítači – post-processing.) Hlavní výpočetní jednotkou bývá procesor, který dokáže vyhodnocovat signály z každého mikrofonu ve stejný čas (paralelně) nebo v definovaném krátkém čase po sobě. Čím početnější bude mikrofonní pole a zvolená kvalita zpracování, tím více bude zapotřebí výkonnější (rychlejší) procesor. Záleží také na rozlišení, kvalitách a dalších možnostech A/D převodníků – ty bývají již součástí procesorů či mikrokontrolérů (liší se však v počtu vstupů, kvalitě,

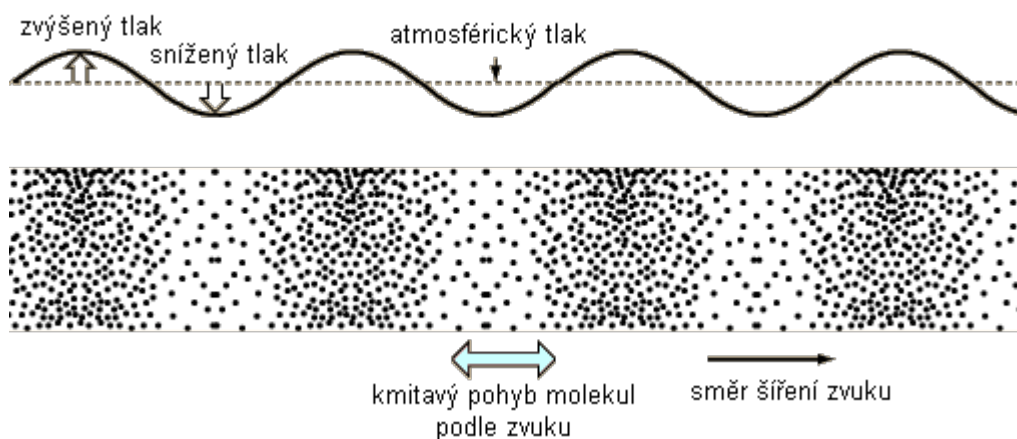
rychlosti). Právě kvůli možnosti zpracování většího množství dat za jednotku času nebo za strojový cyklus se využívají 32-bitové procesory, zvláště ty s architekturou ARM, které jsou již velmi rozšířené a zároveň dostupné v mnoha variantách (různý výpočetní výkon, různá spotřeba, různé embedded systémy) od mnoha výrobců (ty nejdostupnější jsou od STMicroelectronics [5], Atmel, Texas Instruments, Freescale).

1 ZVUK A MIKROFONNÍ POLE

V 1. části této kapitoly budou popsány základní mechanismy šíření zvuku a v 2. části budou popsány základní typy mikrofonních polí.

1.1 Zvukové vlny

Vlastnosti zvukových (mechanických) vln závisí na prostředí, v němž se šíří (ve vakuu se zvuk nešíří). Látky (hmota), které tvoří prostředí, ovlivňují frekvenční a časové charakteristiky zvuku – různý útlum (změna amplitudy) na různých frekvencích, různá rychlost šíření, různá odrazivost, pohltivost či refrakce zvuku na rozhraních látek různého tvaru, rozměrů, skupenství atd.



Obr. 1.1: Znárodnění šíření zvuku podélným vlněním (upraveno z [15])

Nejčastěji je snímán zvuk ve vzduchu, kde se šíří výhradně jako podélné vlnění a vytváří lokální změnu akustického tlaku (obr. 1.1). V otevřeném prostoru jsou šíření a charakteristiky zvuku ovlivňovány atmosférickým tlakem (tj. počasím a nadmořskou výškou v daném místě na Zemi), teplotou okolního prostředí a rozmanitostí prostředí (jak bylo poznamenáno v předchozím odstavci). Rychlost šíření zvuku v plynném prostředí je dána obecně rovnicí (viz [2])

$$v = \sqrt{\frac{K}{\rho}}, \quad (1)$$

kde K (Pa) je modul objemové pružnosti (udává, jak částice mění svůj objem se změnou tlaku) a ρ ($\text{kg}\cdot\text{m}^{-3}$) je hustota prostředí. Je třeba poznamenat, že v má význam tzv. fázové rychlosti a pro zjednodušení (pokud je to za daných podmínek možné) se uvažuje, že prostředí, v němž se zvuk šíří, je přibližně homogenní, izotropní a nedisperzní.

Pro vzduch při 20 °C a tlaku 1 atm (101 325 Pa) byla stanovena rychlost zvuku $v = 343 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$; pro srovnání rychlost zvuku ve vzduchu při 0 °C je $331 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ a rychlost zvuku ve vodě (větší pružnost než vzduch) o teplotě 20 °C je $1402 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$ [2].

Pro vlnění a tedy i pro zvuk platí obecně vlnová rovnice

$$\Delta s(\mathbf{r}, t) = \frac{1}{v^2} \frac{d^2 s(\mathbf{r}, t)}{dt^2}, \quad (2)$$

kde $s(\mathbf{r}, t)$ je signál šířený vlněním (vlna), \mathbf{r} je polohový vektor, t je čas, v je rychlost zvuku za určených podmínek, Δ znamená v tomto případě Laplaceův operátor.

Pro 3-rozměrný vektorový prostor a kartézský souřadnicový systém, kde $\mathbf{r} = (x, y, z)$ lze rovnici (2) upravit a rozepsat:

$$\frac{\partial^2 s(\mathbf{r}, t)}{\partial t^2} = v^2 \left[\frac{\partial^2 s(\mathbf{r}, t)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 s(\mathbf{r}, t)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 s(\mathbf{r}, t)}{\partial z^2} \right]. \quad (3)$$

Pro zjednodušení představy o určitých aspektech šíření zvuku může být uvažováno šíření pouze uniformní rovinné zvukové vlny¹, což je tím přesnější aproximace, čím dále bude zdroj zvuku od místa snímání (dopadu vlny) a prostředí bude homogenní a izotropní. Zdroj zvuku by tedy měl být ve vzdálené zóně, kterou lze např. podle [8] jednoduše definovat vztahem

$$|\mathbf{r}| \geq \frac{2L^2}{\lambda}, \quad (4)$$

kde L je největší rozměr antény či snímačů (např. délka mikrofonního pole) a λ je vlnová délka snímaného signálu (zvuku). Pro vyšší frekvence zvuku je spodní hranice vzdálené zóny větší.

Vzhledem k předpokladu uniformity vlny bude amplituda vlny šířící se například ve směru osy x na vlnoploše stálá a ve směrech y a z se nebude měnit (její derivace v těchto směrech bude nulová).

$$\frac{\partial^2 s(x, t)}{\partial t^2} = v^2 \frac{\partial^2 s(x, t)}{\partial x^2} \quad (5)$$

Řešením této diferenciální rovnice např. podle d'Alambertova vzorce jsou 2 spojitě a spojitě dvakrát diferencovatelné funkce F , G (úprava rovnice z [9]) – vyjadřují

¹ Termínem uniformní rovinná vlna označujeme vlnu, která má na vlnoploše (v našem případě je vlnoplochou rovina) nejen stejnou fázi, ale i stejnou amplitudu vlnění. Naproti tomu u neuniformní rovinné vlny se velikost amplitudy vlnění na vlnoploše mění [8].

superpozici dvou proti sobě jdoucích postupných rovinných vln:

$$s(x, t) = F(x - vt) + G(x + vt). \quad (6)$$

Z principů Fourierovy transformace plyne, že jakýkoliv spojitý periodický signál lze složit pomocí harmonických funkcí (cosinus, sinus). Řešení (6), které je zároveň speciálním řešením (2), lze tedy dále specifikovat pomocí harmonických funkcí v goniometrickém (7) či Eulerově tvaru (8) a pomocí jednotkového vektoru $\mathbf{u} = (u_x, u_y, u_z)$ zobecnit směr uniformní rovinné vlny tak, že součin $\mathbf{u}^T \cdot \mathbf{r} = \text{konst.}$ (průmět vektoru polohy \mathbf{r} do směru \mathbf{u}) udává nový směr [10].

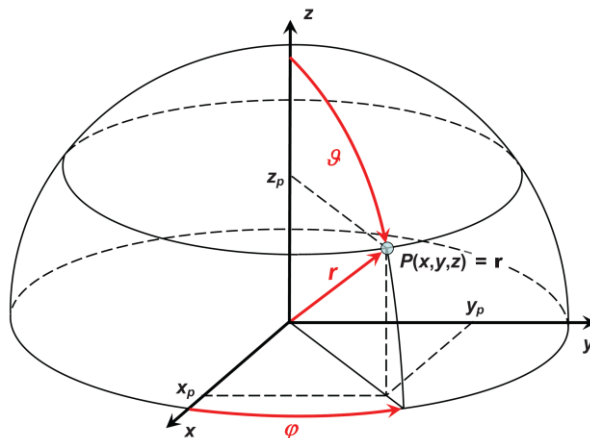
$$s(\mathbf{r}, t) = A \cos[\omega(t \mp \tau) + \alpha] = A \cos\left[\omega\left(t \mp \frac{\mathbf{u}^T \mathbf{r}}{v}\right) + \alpha\right] = A \cos(\omega t \mp \mathbf{k}^T \mathbf{r} + \alpha) \quad (7)$$

a v komplexním zápisu v Eulerově tvaru je vhodné stanovit, že jako činná vlna bude uvažována pouze reálná část následujícího vztahu

$$s(\mathbf{r}, t) = A e^{-j(\omega t \mp \mathbf{k}^T \mathbf{r} + \alpha)} = A e^{\pm j \mathbf{k}^T \mathbf{r}} e^{-j(\omega t + \alpha)} = \mathbf{C} e^{\pm j \mathbf{k}^T \mathbf{r}} e^{-j\omega t}, \quad (8)$$

kde $\mathbf{k} = \frac{\omega}{v} \mathbf{u} = \frac{2\pi f}{v} \mathbf{u} = \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{u} = k \cdot \mathbf{u}$ je vlnový vektor udávající směr \mathbf{u} vlny, k je úhlový vlnčet nazývaný též vlnové číslo, λ je vlnová délka zvukové vlny, α je fázový posuv vlny (počáteční fáze).

V trojrozměrném prostoru v okolí určitého bodu, např. kam dopadají vlny paprskovitě z určitých směrů, je výhodné používat sférické souřadnice. Bude zvoleno uspořádání souřadnic podle obr. 1.2.



Obr. 1.2: Zvolená konvence sférického souřadnicového systému (zobrazeno půl sféry) – upraveno z [17]

Pro sférické (kulové) souřadnice platí tato omezení (definiční obor):

$$\begin{aligned} r &\in (0, \infty) \text{ m,} \\ \vartheta &\in \langle 0, \pi \rangle \text{ rad,} \\ \varphi &\in \langle 0, 2\pi \rangle \text{ rad.} \end{aligned} \tag{9}$$

Převod kartézských souřadnic na sférické:

$$\begin{pmatrix} x \\ y \\ z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r \sin \vartheta \cos \varphi \\ r \sin \vartheta \sin \varphi \\ r \cos \vartheta \end{pmatrix}. \tag{10}$$

1.2 Koncepce mikrofonního pole

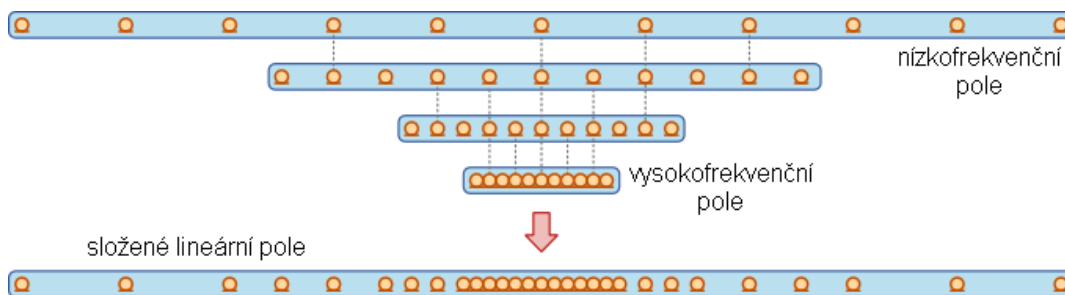
Jak bylo naznačeno v úvodu, velmi záleží na tom, jak jsou mikrofony v poli rozmístěny, neboť z prostorového uspořádání mikrofonů většinou vychází způsob a efektivita výpočtu pro zaměření zdroje zvuku a minimalizace okolního ruchu.

Oblast v prostoru, odkud vlny vychází, nebo oblast, kam vlny dopadají, se označuje jako apertura a je zapotřebí matematicky definovat, jak souvisí se signálem (jak ho ovlivňuje). Aperturou může být např. ústí antény nebo právě mikrofonní pole. Jelikož mikrofonní pole není vysílačem (např. anténou) a je složeno z několika mikrofonů (detektorů, přijímačů), jedná se o pasivní diskrétní aperturu. Plocha apertury nebo jednotlivé mikrofony by měly být vždy natočeny přibližně ke směru, odkud vychází požadovaný zvuk.



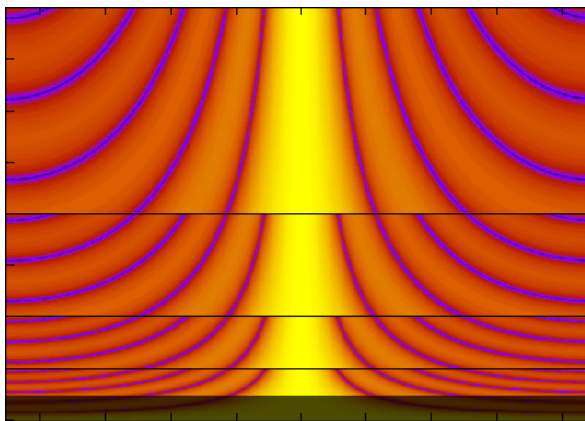
Obr. 1.3: Náčrt lineárního mikrofonního pole (4×1)

Nejjednodušší mikrofonní pole tvoří několik mikrofonů rozmístěných rovnoměrně vedle sebe (v řadě) – tvoří tak lineární pole s diskrétní lineární aperturou jako na obr. 1.3 nebo na obr. 1.8 a). To může být v prostoru umístěno horizontálně (nejčastěji), vertikálně či jinak natočeno. Tato apertura je nejvíce citlivá na zdroje zvuků nacházející se v horizontální rovině (ve výšce, kam je apertura nasměrovaná). Slouží-li toto lineární pole k detekci uniformní rovinné vlny (zdroj zvuku je ve vzdálené oblasti), jedná se o uniformní lineární aperturu či uniformní lineární pole (ULA).



Obr. 1.4: Tvorba vnořeného lineárního pole (upraveno z [11])

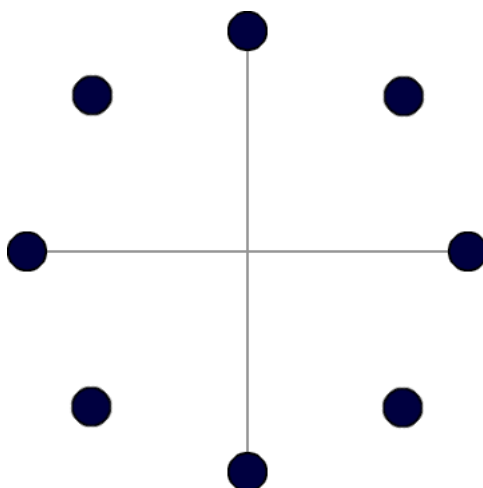
Modifikací lineárního pole – rozmístěním mikrofonů tak, že uprostřed linie jsou blízko u sebe a směrem ke krajům se rozestupy zvětšují (dle obr. 1.4) – se dosáhne skoro rovnoměrné citlivosti směrové charakteristiky na všech frekvencích požadovaného akustického pásma. Prostřední mikrofony rozliší vysoké frekvence a ty krajní mikrofony nízké frekvence. Specifické zobrazení směrové charakteristiky na obr. 1.5 vzniklo složením dílčích směrových charakteristik od stejně frekvenčně závislých skupin mikrofonů. Frekvenční pásma, kde mají dané skupiny mikrofonů největší citlivost, byla filtrována pásmovou propustí (teprve poté se signály sečtou či korelují) – viz [11]. Nevýhodou této koncepce je rostoucí počet mikrofonů se zvětšující se šířkou frekvenčního pásma snímaných zvuků a zvláště pro nižší frekvence také rozměry pole.



Obr. 1.5: Směrová charakteristika složeného lineárního pole, kde na svislé ose je frekvence (0–8 kHz zdola nahoru) a na vodorovné ose úhel ($-90^\circ - 90^\circ$) zdroje zvuku; převzato z [11]

Pokud budou mikrofony rozmístěny na kružnici (většinou rovnoměrně), jedná se o kruhové mikrofonní pole jako na obr. 1.6. Apertura však může být kruhová a nemusí.

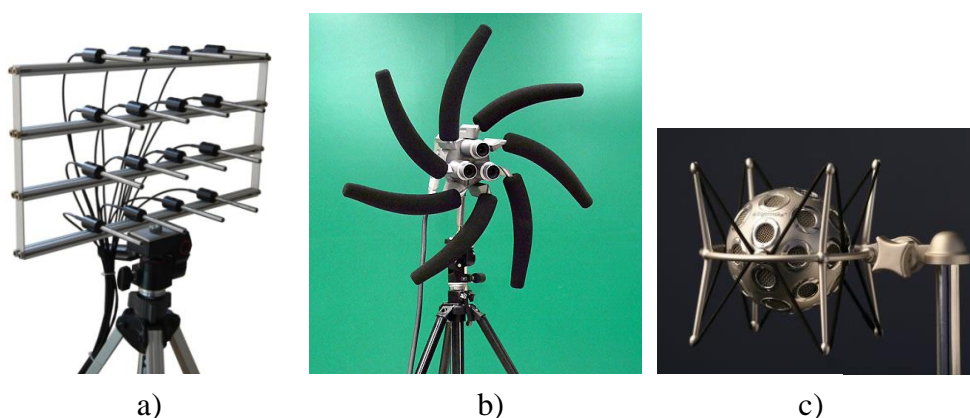
Pokud jsou mikrofony namířeny směrem ke zdroji zvuku (jako ke čtenáři pole na obr. 1.6), bude mít tato kruhová apertura stejnou citlivost ve všech směrech stejně vzdálených od středové normálové osy apertury.



Obr. 1.6: Náčrt kruhového mikrofonního pole (8 na kružnici)

Často se však toto pole koncipuje jako disk položený horizontálně a mikrofony směřují od středu kružnice paprskovitě do prostoru kolem jako na obr. 1.8 b). Z bočního pohledu vypadá pole jako lineární, ale apertura lineární není, neboť mikrofony směřují do různých směrů (směrové charakteristiky sousedních mikrofonů se však překrývají) a zdroj zvuku (v horizontální rovině) nemůže být nikdy stejně vzdálen od více než dvou mikrofonů v tomto poli. Tento typ pole (apertury) se používá k detekci (snímání) zvuků nacházející se v horizontální rovině všude okolo kruhového pole.

Speciálním případem kruhového pole je i čtvercové pole obsahující v každém rohu jeden mikrofon. Dále se doprostřed kružnice kruhového pole může umístit další jeden či více mikrofonů či do kružnice vložit i lineární horizontální a lineární vertikální pole – možností je mnoho. Většinou v profesionálních laboratořích se také používají mikrofonní pole, kde snímáný zdroj zvuku není vně, ale uvnitř pole obklopen přesně rozmístěnými mikrofony na speciální konstrukci. Některé případy z praxe ukazují obr. 1.7 a obr. 1.8.



Obr. 1.7: a) akustická kamera, pole 4×4 [19], b) beamforming systém s akustickými zrcadly (s ochranou proti větru) [18], c) em32 Eigenmike© (sférické pole, průměr 8,4 cm, 32 mikrofonů) [16]



a)



b)

Obr. 1.8: Mikrofonní pole (použity elektretové mikrofony) vyvíjená ve firmě Microsoft [20], a) lineární – 4 mikrofony, b) kruhové – 8 mikrofonů

2 BEAMFORMING

Obecně je beamforming [12] (tvarování svazku) metoda pro zaměřování zdroje vyzařování elektromagnetických, akustických či jiných vln. To se provádí tvarováním a cílením hlavního laloku (svazku) vyzařovací (pole antén) nebo přijímací (mikrofonní pole, radary) směrové charakteristiky do vymezené oblasti v prostoru pomocí uspořádaného pole detektorů tak, aby byl zdroj vlnění lokalizován a snímán s co nejlepším odstupem od okolních rušivých signálů (šumů). Různé typy beamformingu využívají například systémy MIMO (IEEE 802.11 n, IEEE 802.11 ac [14], WiMAX), radary, sonary, anténní systémy a také akustické systémy (viz částečně předchozí kapitola 1.2). Aby byl beamforming co nejvíce efektivní, je třeba dosáhnout dostatečně velkého potlačení postranních laloků a úzkého hlavního laloku jako je zobrazeno na obr. 2.1.

Část obvodu (popř. programového kódu) realizující tvarování svazku a detekci zdroje vlnění (zvuku) se nazývá beamformer (tvarovač svazku).

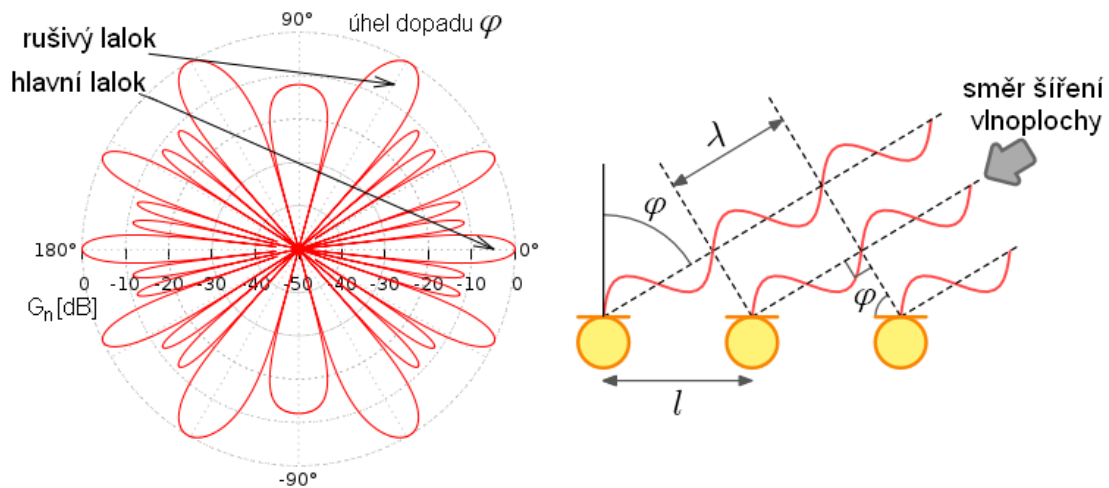


Obr. 2.1: Vizualizace prostorové úzce směrové charakteristiky systému s beamformingem (beamformeru), převzato z [13]

2.1 Prostorový aliasing

Posílení signálu (tvarování) v určitém směru nemusí být vždy úspěšné. Značné zkreslení způsobuje prostorový aliasing – má za následek vznik parazitních rušivých postranních laloků (anglicky: grating lobes), které mohou způsobit příjem signálů ze směrů, odkud to není žádoucí, a to se stejným ziskem jako hlavní lalok (viz obr. 2.2). Mikrofonní pole tak ztrácí výhodu zaměření pouze do jednoho směru.

Prostorový aliasing vzniká, když rozdíl vlnoploch dopadajících na sousední mikrofony je roven celočíselným násobkům n vlnové délky λ . Je zřejmé, že k tomu může dojít jen při určitých úhlech φ (je-li uvažována vlna v rovině xy) a frekvencích – vyjadřují to vztahy (11), (12).



Obr. 2.2: Prostorový aliasing a vznik rušivých postranních laloků pro 4 mikrofony, $l = 0,2$ m, $f = 4$ kHz, G_n je normalizovaný zisk vůči všesměrovému mikrofonu (upraveno z [11])

$$\sin \varphi = \frac{n\lambda}{l} = \frac{nv}{lf} \quad (11)$$

$$\varphi = \arcsin\left(\frac{nv}{lf}\right)$$

$$f = \frac{nv}{l \sin \varphi} \quad (12)$$

Pokud je uvažována uniformní rovinná vlna šířící se v prostoru, lze definovat prostorovou periodou T_{xyz} [m] a absolutní prostorovou frekvenci ω_{xyz} [m^{-1}], popř. prostorovou frekvenci f_{xyz} [m^{-1}] podle vztahů

$$T_{xyz} = \lambda = \sqrt{\lambda_x^2 + \lambda_y^2 + \lambda_z^2},$$

$$\omega_{xyz} = \frac{2\pi}{\lambda} = k = |\mathbf{k}| = \sqrt{k_x^2 + k_y^2 + k_z^2}, \quad (13)$$

$$f_{xyz} = \frac{1}{\lambda}.$$

I pro prostorový akustický signál platí Shannon-Kotělnikovův (Nyquistův) vzorkovací teorém:

$$f_{vz} = \frac{1}{T_{vz}} \geq 2f_{\max}, \quad (14)$$

kde f_{\max} [Hz] je maximální frekvence ze snímaného spektra (např. 15kHz tón). Obecně lze zapsat prostorové frekvence vzhledem k různé poloze apertury mikrofonního pole.

Pro zjednodušení však budou uvedeny vztahy, kdy se ULA nachází např. podél osy y a zdroj zvuku s rovinnou vlnou v libovolném bodě prostoru. Pro ostatní polohy ULA by bylo nutné vztahy upravit.

$$f_{y,vz} = \frac{1}{l} \geq 2f_{y,\max}, \quad (15)$$

kde $f_{y,\max}$ [m^{-1}] je maximální prostorová frekvence v ose y , která se vypočítá podle vztahu (13), a proto

$$\lambda_{y,\min} = \frac{1}{f_{y,\max}} \geq 2l, \quad (16)$$

$$f_{y,vz} = f_{xyzvz} (\sin \vartheta \sin \varphi) = \frac{\sin \vartheta \sin \varphi}{\lambda_{vz}}, \quad (17)$$

což bylo určeno pomocí vztahu (10) pro transformaci do sférických souřadnic.

Ze vztahů (15), (16) a (17) je možné vyjádřit maximální prostorovou frekvenci v ose y nebo minimální vlnovou délku v ose y ze známých (očekávaných) parametrů snímaného zvuku v daném prostředí tak, aby byl splněn vzorkovací teorém. Vztah (17) má být podle (15) maximální, a proto $\vartheta = \varphi = 90^\circ$ (tedy poloha v ose y) a $\lambda_{vz} = \lambda_{\min}/2 = v/(2f_{\max})$.

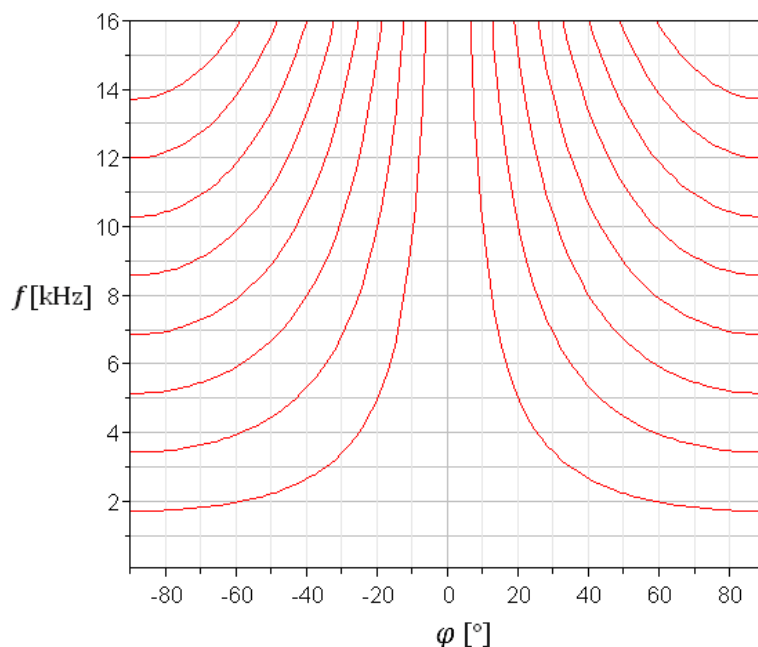
$$f_{y,\max} = \frac{1}{\lambda_{y,\min}} = \frac{1}{\lambda_{\min}} = \frac{1}{2l} = \frac{f_{vz,\min}}{2v} = \frac{f_{\max}}{v}, \quad (18)$$

$$f_{\max} = \frac{v}{2l}, \quad (19)$$

kde maximální frekvence signálu f_{\max} je nepřímo úměrná rozestupu mikrofonů, a odvozený vztah (19) se shoduje se vztahem uvedeným v [7].

Na obr. 2.3 je zobrazen graf podle vztahu (12) pro rozestupy mikrofonů $l = 0,2$ m,

frekvence 0–16 kHz a úhel θ od -90° do 90° , dvojice symetrických křivek (n párů) značí polohu maximálního zisku pro rušivý lalok směrové charakteristiky. Je vidět, že prostorový aliasing nemůže nastat pro přímý dopad vlny a při $l = 0,2$ m může nastat až od cca 1740 Hz (pro $\pm 90^\circ$). Čím menší jsou rozestupy mikrofonů, tím je i menší počet stavů, kdy se objeví rušivé laloky.



Obr. 2.3: Zobrazení křivek pro maxima zisku rušivých laloků při násobcích vlnové délky n 1 (nejníže) až 8 (nejvýše), $l = 0,2$ m, $v = 343$ m·s⁻¹

Pokud by měla být splněna podmínka daná vztahem (19), musely by být např. pro $f_{\max} = 12$ kHz maximální rozestupy mikrofonů $l = 1,4$ cm, což není výhodné z hlediska potřebného počtu mikrofonů a zisku, který se zvyšuje s rostoucími rozestupy a počtem mikrofonů [11].

Vliv prostorového aliasingu se sníží např. metodou uspořádání mikrofonů jako na obr. 1.4 a dobrými (často složitými) metodami filtrace signálu. Filtrace se častěji provádí ve frekvenční oblasti, neboť jdou snáze modifikovat frekvenční charakteristiky číslicových filtrů. To obnáší provádění 2-rozměrné Fourierovy transformace (pro rovinnou vlnu šířící se v rovině pole). Existuje mnoho sofistikovaných metod a algoritmů beamformingu, které tyto (příjem širokopásmových zvukových signálů) a jiné (příjem zarušených či prostorově a časově nestálých signálů) potíže značně potlačí – viz kapitola 2.3.

2.2 Součtový tvarovač se zpožděním (DSB)

Součtový tvarovač se zpožděním (Delay & Sum Beamformer) provádí nejjednodušší typ beamformingu (viz obr. 2.4). Principy jeho fungování lze nejlépe vysvětlit, je-li uvažována diskrétní lineární apertura (pole) s rovnoměrným rozmístěním mikrofonů a rovinná vlna. Pokud budou vstupy každého mikrofonu zpožděny (jako v bloku Delay)

o $\tau_m = m \cdot \tau$ (kde m je pořadové číslo mikrofonu v řadě seřazené podle rostoucího $m = 0, 1, \dots, M-1$, τ je časové zpoždění mezi sousedními mikrofony) a rovinná vlna dorazí právě z takového směru, že do každého mikrofonu dorazí o $\tau_v = -\tau_m$ zpožděna, pak se dílčí zpoždění vykompenzují a signály stejné vlnové délky se v sumačním členu sečtou ve fázi (dojde tak ke konstruktivní interferenci). Výsledný signál bude zesílen v daném směru a signály a šумы z jiných směrů budou do určité míry potlačeny (záleží na směrové charakteristice jednotlivých mikrofonů, jejich rozestupech, počtu, na frekvencích zvuku a intenzitě různých zvuků).

Podle vztahu (8) z kapitoly 1.1 ve shodě s [28], bude stanoveno, že na lineární mikrofonní pole dopadá rovinná vlna s jednotkovou amplitudou (f_m má stejný význam jako x_m z obr. 2.4)

$$f_m(\mathbf{r}_m, t) = e^{j[\omega(t-\tau_m)]} = e^{j(\omega t - \mathbf{k}^T \mathbf{r}_m)} \text{ nebo } \mathbf{f}(\mathbf{r}, t) = e^{j\omega t} \mathbf{v}_k(\mathbf{k}), \quad (20)$$

kde $\mathbf{v}_k(\mathbf{k})$ vektor pole (array manifold vector), který může mít v různých typech beamformingu speciální tvar a popisuje prostorové charakteristiky pole (polohu vlny na všech mikrofonech).

$$\mathbf{v}_k(\mathbf{k}) = \begin{pmatrix} e^{-j\mathbf{k}^T \mathbf{r}_0} & e^{-j\mathbf{k}^T \mathbf{r}_1} & \dots & e^{-j\mathbf{k}^T \mathbf{r}_{M-1}} \end{pmatrix}^T. \quad (21)$$

Podle [28] lze bloky Delay z obr. 2.4 považovat za filtry s impulzní charakteristikou

$$h_m(\tau) = \frac{1}{M} \delta(t + \tau_m), \quad (22)$$

jejíž vzorky lze časově posunout o τ_m . Ve frekvenční oblasti lze považovat tyto filtry za komplexní váhovací funkce (ve vektorovém zápisu) též podle [28]:

$$\mathbf{w}^H = \mathbf{H}^T(\omega) = \begin{pmatrix} w_0^* & w_1^* & \dots & w_{M-1}^* \end{pmatrix} = \frac{1}{M} \mathbf{v}_k^H(\mathbf{k}_s), \quad (23)$$

kde \mathbf{k}_s je vlnový vektor dopadající (detekované) vlny. Signál na výstupu beamformeru bude mít tvar v časové (24) a frekvenční (25) oblasti

$$y(\mathbf{k}, t) = \mathbf{H}^T(\omega) \mathbf{f}(\mathbf{r}, t) = \mathbf{w}^H \mathbf{v}_k(\mathbf{k}) e^{j\omega t}, \quad (24)$$

$$Y(\mathbf{k}, \omega) = \mathbf{H}^T(\omega) F(\mathbf{r}, \omega) = \mathbf{w}^H \mathbf{v}_k(\mathbf{k}). \quad (25)$$

Tyto vztahy je vhodné zjednodušit tím, že bude pole umístěno na osu y (krajním prvkem v $y = 0$) zvoleného souřadnicového systému a dopadající vlna bude popsána polárními souřadnicemi (r, φ) , kde $\varphi \in \langle 0, 2\pi \rangle$ rad. Poté se zjednoduší vektor pole

$$\mathbf{v}_{\mathbf{k}}(k_y) = \left(1 \quad e^{-jk_y d} \quad \dots \quad e^{-jk_y(M-1)d} \right)^T, \quad (26)$$

kde $k_y = -k \sin \varphi$ je vlnový vektor promítnutý do podélné osy pole. Výstupní signál, například ve frekvenční oblasti, bude mít tvar

$$Y(\mathbf{k}, \omega) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m^* e^{-jk_y m d}. \quad (27)$$

Ze vztahu (27) lze podle [28] definovat i směrovou charakteristiku, která je zápisem shodná s výstupní až na to, že nezávisle proměnnou musí být směrový úhel.

$$B_{\varphi}(\varphi) = \mathbf{w}^H \mathbf{v}_{\varphi}(\varphi) = \sum_{m=0}^{M-1} w_m^* e^{-jk m d \sin \varphi} \quad (28)$$

a pokud bude hlavní lalok ve středové poloze (tj. řídicí úhel $\varphi_s = 0^\circ$) a mikrofony budou umístěny na ose y symetricky kolem osy x , potom $w_m = 1/M$ a neřízená směrová charakteristika bude mít tvar

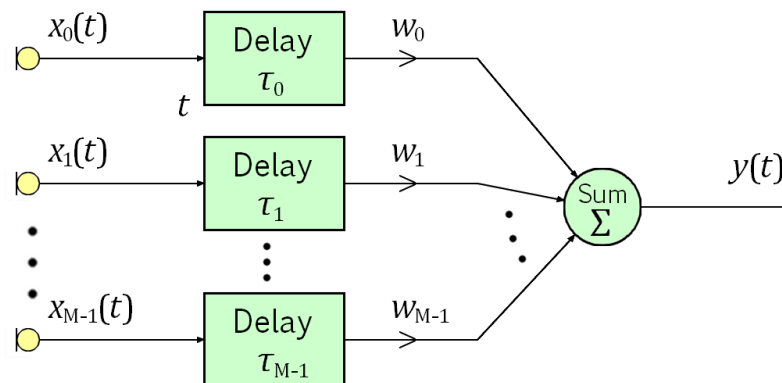
$$\begin{aligned} B_{\varphi}(\varphi) &= \frac{1}{M} e^{-j\left(\frac{M-1}{2}\right)k m d \sin \varphi} \sum_{m=0}^{M-1} e^{-j k m d \sin \varphi} = \\ &= \frac{1}{M} \cdot e^{-j\left(\frac{M-1}{2}\right)k m d \sin \varphi} \frac{1 - e^{-j k M d \sin \varphi}}{1 - e^{-j k d \sin \varphi}} = \frac{1}{M} \frac{\sin(0,5 \cdot M k d \sin \varphi)}{\sin(0,5 \cdot k d \sin \varphi)} \end{aligned} \quad (29)$$

Princip D&S beamformingu lze též zjednodušeně bez popisu polohy pole a směru vlny popsat v časové oblasti jednoduše rovnicí

$$y(t) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} [w_m \cdot x(t - \tau_m)] \quad (30)$$

mající význam diskrétní konvoluce, kde w_m vyjadřuje funkci bloku Delay a $x_m = x(t - \tau_m)$ vyjadřuje vstupní signál m -tého mikrofonu jako na obr. 2.4.

Pomocí nastavení zpoždění v blocích Delay beamformeru (tvarovače) tedy lze měnit směr hlavního laloku (beam) směrové charakteristiky a tím zaměřit oblast snímaného zvuku – to se často nazývá řízením směrové charakteristiky [11].

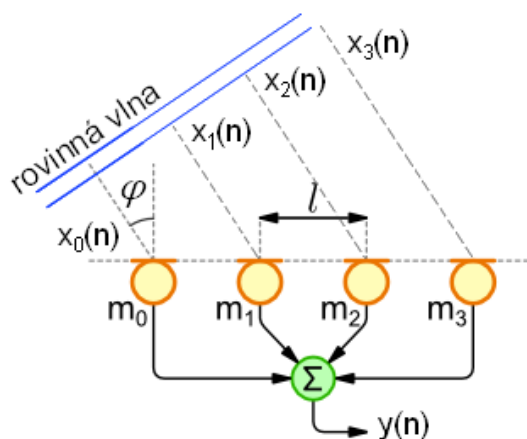


Obr. 2.4: Blokové schéma principu součtového (D&S) beamformeru (upraveno z [13])

Je-li známa poloha zdroje rovinné vlny (nebo je stanoveno, kam svazek nasměrovat), potom je možné určit teoretické časové zpoždění vlny dopadající na aperturu. Z obr. 2.5 je patrné, že pro zpoždění τ_m bude platit rovnice

$$\tau_m = \frac{ml \sin \varphi}{v}, \quad (31)$$

kde $m=0, 1, \dots, M-1$ je pořadové číslo mikrofonu, l jsou rozestupy mikrofonů (konstantní), φ je úhlová odchylka od normály roviny mikrofonů (přímého směru vyzařování).



Obr. 2.5: Vizualizace pro výpočet zpoždění na ULA (upraveno z [11])

Obecně může rovinná vlna na mikrofonní pole dopadat z libovolného směru v prostoru a lineární apertura může být vůči ní jakkoliv natočena. Jsou-li udány úhly zdroje zvuku, potom je výhodné použít přepočítání úhlů (sférických souřadnic) na kartézské – převod je popsán vztahem (10).

2.2.1 Řízení směrové charakteristiky – simulace

Hlavní lalok směrové charakteristiky se dá řídit vložení zpoždění a v prostorové oblasti posunem fáze vlny φ_{mn} . Pro simulaci je třeba upravit vztah (28) a pak i (29) tím, že váha w_m bude zpoždění kompenzovat (tedy bude tvarovat).

$$B_{\varphi}(\varphi) = \left(\frac{1}{M} e^{+jkmd \sin \varphi_{mn}} \right) \cdot e^{-j \left(\frac{M-1}{2} \right) kmd \sin \varphi} \cdot \frac{1 - e^{-jkM d \sin \varphi}}{1 - e^{-jk d \sin \varphi}} =$$

$$= \frac{1}{M} \frac{\sin[0,5 \cdot Mkd(\sin \varphi - \sin \varphi_{mn})]}{\sin[0,5 \cdot kd(\sin \varphi - \sin \varphi_{mn})]} \quad (32)$$

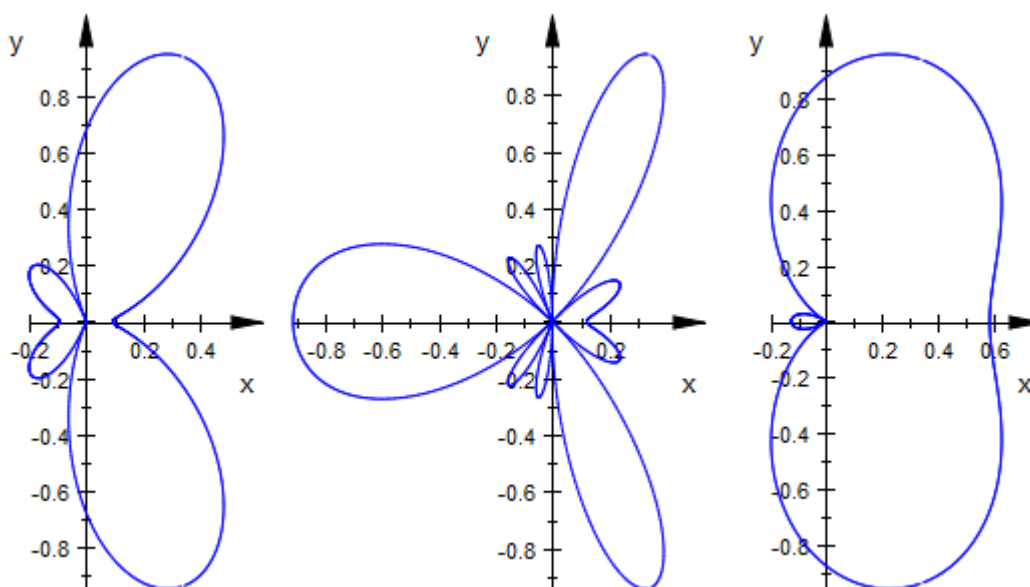
Následující teoretické simulace jsou provedeny pomocí nástroje MuPAD, který je součástí MATLABu R2010.

Tab. 2.1: Ukázka zdrojového kódu (d je zde vzdálenost mezi mikrofony)

```
d:=0.06; f:=2850; lam:=eval(343.0/f); fim:=70;

y1:=Simplify((exp(-I*(N-1)/2*fi)*((1-exp(I*N*fi))/(1-exp(I*fi)))));

plot(plot::Polar([abs(subs(y1/N,N=4,fi=-2*PI/lam*d*(cos(th)-
cos(fim/180*PI)))]),th],th=-1*PI..1*PI,Mesh=1024))
```



Obr. 2.6: Ukázky směrových charakteristik pro úhel řízení 70° od x a pro (2000, 4000, 1200) Hz

Z těchto obrázků je vidět, že pro nižší frekvence se ztrácí směrovost a pro vyšší

zase začíná prostorový aliasing. Dále je to též ovlivněno vzdáleností mezi mikrofony.

2.3 Další typy beamformingu

Existují i sofistikovanější metody beamformingu (některé se používají i v praxi), které mají ve výsledku lepší poměr výkonů signálu k šumu. Mnohé z těchto metod byly dále zdokonaleny a použity na různé účely – detekce mluvího, detekce signálů v blízké oblasti (kulová vlna) atd. Podle [6] se například jedná o:

- Supersměrový beamforming (SDB), kde je maximalizován zisk (směrovost) pomocí speciálních kanálových filtrů.
- Metody adaptivního beamformingu – musí se adaptovat na změněné a měnící se podmínky příjmu (různých signálů a šumů), poskytují lepší možnosti k snížení rušení, ale jsou citlivější na chyby při řízení směrové charakteristiky (kvůli aproximaci zpoždění v blocích Delay).
 - Zobecněná metoda odstranění postranních laloků (GSC) – dokáže více potlačit rušení z jiných směrů, a to díky dvěma cestám zpracování signálu filtračním algoritmem. Adaptivní část obsahuje blokovací matici a sadu adaptivních filtrů. Blokovací matice zablokuje cílený signál. Nakonec jsou signály z obou cest odečteny a je získán výstupní signál s minimálním rušením, který je ještě optimalizován.
 - Metoda AMNOR – dovoluje přítomnost určitého rušení, ale jen takového, které lidské ucho nedokáže zaregistrovat (dané rušení nemá vliv na kvalitu poslechu). Adaptivní filtry dokáží vyfiltrovat periody, kdy je signál velmi zašuměn.

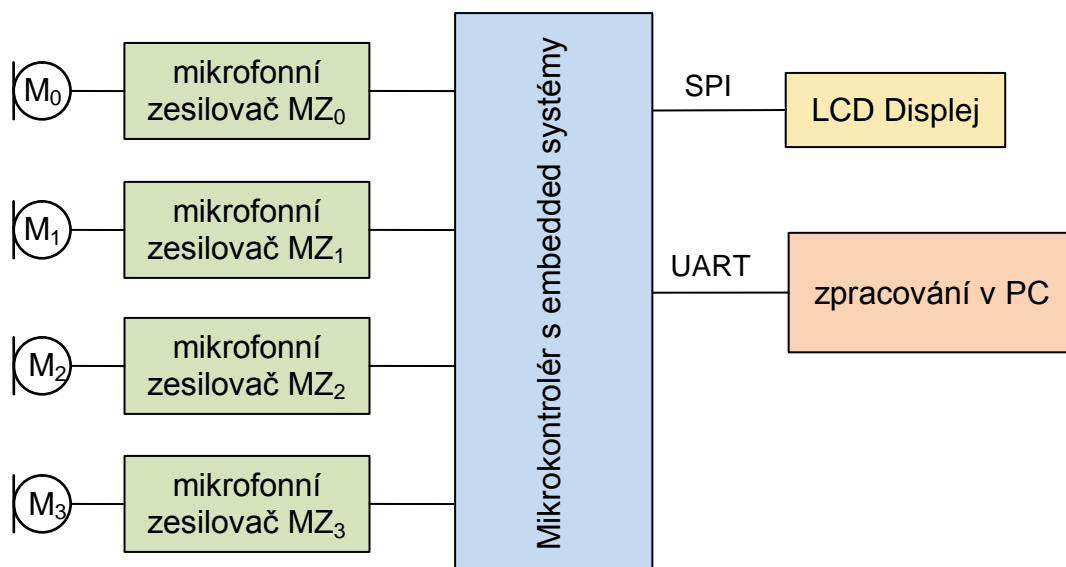
Tyto a jiné pokročilé (adaptivní) typy beamformingu pracují na principech optimální detekce (odhad optimálních parametrů pro splnění kritérií, např. odhad DoA a jeho změny) a mohou využívat algoritmy MPDR, MVDR (minimalizuje rozptyl na výstupu při zachování nezkrácených zadaných parametrů – daný zisk v jediném směru), z kterých vycházejí různé další (sofistikovanější) metody. Dále se využívají algoritmy vycházející z metody nejmenších čtverců (LMS), gradientní a rekursivní algoritmy (RLS). Podrobné pojednání je v [28], kapitolách 6, 7.

Protože šum ve výsledném signálu po beamformingu není tak malý, jak udává teorie, bývá v praxi často aplikována ještě filtrace (post-filtering), např. Wienerova filtrace.

Pro implementaci (popř. praktickou realizaci) a celé pochopení (nastudování) pokročilých metod beamformingu (jak jsou popsány v [28]) však není úroveň matematiky a teorie signálů probíraná na FEKT (v pěti ročnících) dostatečná.

3 HARDWARE

Zařízení pro aplikaci mikrofonního pole bude mít 3 hlavní části (mikrofony se zesilovači, převodní/výpočetní jednotka, zobrazovač/PC). Nejprve bude zařízení zprovozněno se třemi až čtyřmi mikrofony (lineární pole) a bez displeje. Ke každému mikrofonu bude zapojen zesilovač. Analogové signály (časový úsek) budou zpracovány periferiemi vybraného mikrokontroléru, vzniklé číslicové signály uloženy v paměti a poté zpracovány a analyzovány. Jakmile bude aplikace ve stavu, kdy bude možno detekovat signál z určeného (nastavitelného směru) a určit jeho parametry, mohou být digitální data poslána do počítače (PC) a zobrazeny např. obrazové výsledky. Další možností je zobrazit výsledky (úroveň signálu, zpoždění mezi mikrofony, popř. směr hlavního laloku) nebo nastavení beamformeru (natočení směrové charakteristiky) jen na LCD displeji.



Obr. 3.1: Blokové schéma zařízení pro aplikaci mikrofonního pole

3.1 Mikrofony

První člen celého řetězce je mikrofon, tudíž jeho parametry mohou snadno ovlivnit úspěšnost a kvalitu detekce zvuku. Bylo by tedy vhodné vybrat ten nejlepší z dostupných na trhu. Z důvodů finančních a přísně nespecifikovaných požadavků na kvalitu snímání (detekce) byl pro první aplikaci vybrán běžný a dostupný typ mikrofonu (mikrofonové vložky), a to elektretový (ECM). Jejich velikosti se nejčastěji pohybují kolem $9,6 \times 7$ mm, pouzdra bývají kovová válcového tvaru, nebo tvaru kvádra (u spíše dražších, kvalitnějších typů).

Elektretové mikrofony obsahují elektret (trvale polarizované dielektrikum, které reaguje na změny akustického tlaku), z kterého jsou snímány napěťové změny, jež jsou integrovaným FET tranzistorem zesilovány. Pro FET musí být definován proud drainem a výstupní napětí, proto je elektretový mikrofon zvláště napájen na rozdíl od dynamického mikrofonu. Citlivost mikrofonu (popř. i napájecí rozsah) je tedy ovlivněna především integrovaným FET tranzistorem. Doporučené napájecí napětí a zatěžovací impedanci uvádí výrobce mikrofonu. Parametry elektretového mikrofonu MCE100 jsou uvedeny v tab. 3.1.

Dle katalogového listu [21] je garantovaný frekvenční rozsah MCE100 od 50 Hz do 10 kHz a frekvenční charakteristika citlivosti se může odchýlit o ± 3 dB (± 5 dB na krajích pásma). Dle katalogového listu [22] má MP45DT02 garantovaný frekvenční rozsah 100 Hz až 10 kHz, přičemž toleranční odchylky citlivosti jsou ± 2 dB (100 až 8000 Hz) a ± 5 dB na krajích pásma (údajně i pro 20 – 100 Hz). Nikde není uvedeno, že by uvedené typy mikrofonů nebyly schopny snímat i frekvence nad 10 kHz, nicméně charakteristiky a odchylky citlivosti pro tyto rozsahy nejsou u běžných mikrofonů (jako tyto vybrané typy) uváděny.

Tab. 3.1: Parametry elektretového mikrofonu MCE100 (podrobnosti v [21])

| Parametr | Hodnoty | Podmínka měření |
|---|-----------|---|
| Citlivost [dB] | -61 – -55 | $p = 0,1 \text{ Pa}, f = 1 \text{ kHz}$ |
| Minimální SNR [dBA] | 55 | $p = 1 \text{ Pa}, f = 1 \text{ kHz}$ |
| Maximální úroveň akustického tlaku [dB] | 115 | $f = 1 \text{ kHz}, \text{zkreslení} \leq 3 \%$ |
| Provozní napětí [V] | 1 – 10 | |
| Impedance [k Ω] | 2,2 | $p = 0,1 \text{ Pa}, f = 1 \text{ kHz}$ |

Tab. 3.2: Parametry MEMS mikrofonu MP45DT02, výstup PDM (podrobnosti v [22])

| Parametr | Hodnoty | Podmínka měření |
|---|------------|--|
| Citlivost [dBFS] | -29 – -23 | |
| SNR [dBA] | 61 | $p = 1 \text{ Pa}, f = 1 \text{ kHz}$ |
| Maximální úroveň akustického tlaku [dB] | 115 | $f = 1 \text{ kHz}, \text{THD+N} < 5 \%$ |
| Provozní napětí [V] | 1,64 – 3,6 | |
| Frekvence hodinového signálu [MHz] | 1 – 3,25 | |

Ostatní typy (i když méně dostupných) mikrofonů (mikrofonních vložek) byly také brány v úvahu. Dynamické jsou poměrně rozměrné s mírně nižší citlivostí a bývají dražší (mohou mít různé směrové charakteristiky). V posledních letech je možné zakoupit tzv. MEMS mikrofony. Jejich hlavní výhodou jsou malé rozměry (např. $4 \times 4 \times 1 \text{ mm}$, i menší) a různé typy výstupu (analogový, číslicový – PDM, I²S), jsou

většinou všesměrové. Oproti běžným elektretovým mikrofonom mají vyšší citlivost, lepší SNR, minimální odchylky parametrů mezi jednotlivými kusy, je však garantované užší frekvenční pásmo. Pro amatérské podmínky jsou nevýhodou miniaturní SMD pouzdra (typicky LGA).

Známí výrobci jsou např. Knowles Acoustics či Analog Devices, který uvádí i parametry či srovnání MEMS mikrofónů s běžnými elektretovými mikrofony (ECM).

3.2 Mikrofonní zesilovač

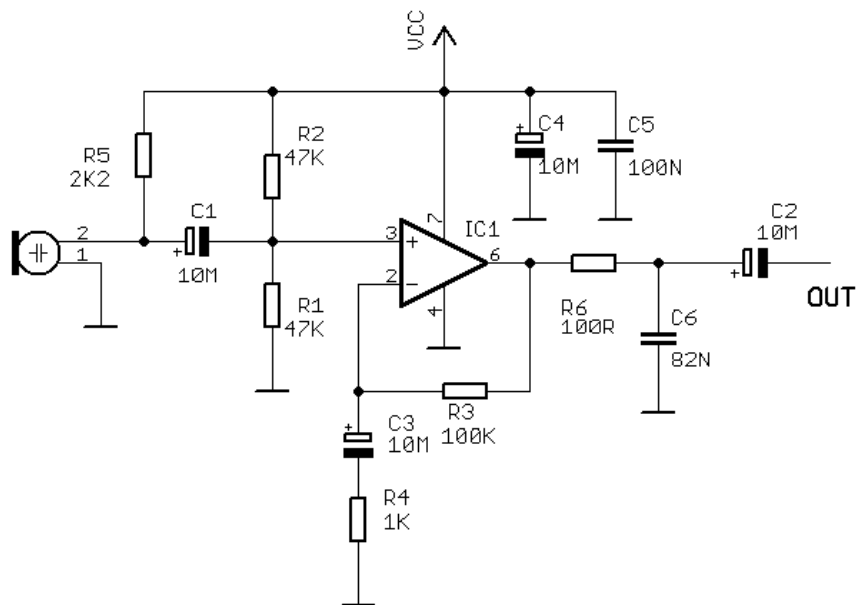
Analogový signál (napětí) z mikrofónu je i přes zesílení FET tranzistorem (uvnitř mikrofónu) velmi slabý, a proto nezbyvá, než jej zesílit na takovou úroveň, aby při předpokládané maximální snímané hladině akustického tlaku (SPL) byl rozkmit napětí nižší než vstupní napětíový rozsah A/D převodníku (ADC). Zároveň je ale důležité, aby i při běžně snímaných SPL (slabších zvucích) bylo napětí na vstupu převodníku dostatečné. Elektrický obvod zesilovače by neměl přidávat ke zvuku (v běžném prostředí již se šumem okolí) další šum – toho se lépe docílí s integrovanými obvody (OZ, speciální obvody), kde hodnoty šumového napětí výrobce definuje a také použitím vhodných typů pasivních součástek (nepoužívat uhlíkové rezistory, které mají větší vlastní šum).

Zesilovač by neměl být příliš rozměrný (musí být tedy z malých součástek SMD, nebo nepříliš složitý), neboť je potřeba zvláště 1 kus ke každému mikrofónu – mikrofony se zesilovači by měly jít přemisťovat (měnit vzájemné vzdálenosti). Vodiče od zesilovačů k mikrokontroléru nebudou dlouhé (zadání práce to nevyžaduje), takže by do signálu nemělo proniknout moc rušení.

Nejdříve bylo tedy uvažováno jednoduché neinvertující zapojení operačního zesilovače podle obr. 3.2, které je upravenou verzí publikovanou v [26].

$$f_m = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (33)$$

Hodnoty RC členů jsou stanoveny tak, aby vymezovaly frekvenční pásmo od nízkých akustických frekvencí (a odstranily stejnosměrnou složku) po frekvence cca 15 kHz (přesnost záleží především na skutečných hodnotách, tolerance kondenzátorů bývá do 20 %, rezistorů 1 %). Mezní frekvence pásma jsou vypočteny dle vztahu (33) a je na nich signál utlumen o cca 30 % (na což je třeba pamatovat a případně posunout mezní frekvenci výše). Zpětnovazební člen obsahuje kondenzátor C3, aby došlo pouze k zesílení střídavého signálu (dle obrázku přibližně 100×). Filtry jsou pouze prvního řádu.



Obr. 3.2: Zapojení mikrofonního zesilovače s jedním OZ

Kromě velikosti má zesilovač s jedním OZ několik nevýhod. Pro zapojení je nutno vyhledat vhodný OZ (nízkošumový, nízkonapěťový), neboť obvod bude napájen z napájecích obvodů mikrokontroléru s úrovní 3 V (nesymetricky). Pro otestování byly nalezeny a vybrány TLC271, alternativně TS271, které mají navíc 3 výkonnostní stupně programovatelné připojením napěťové úrovně na pin 8 (mění se tím parametry OZ). Při návrhu DPS s těmito OZ je však třeba dbát na doporučení výrobce uvedená v katalogovém listě (dobré stínění). Odpor pro mikrofon (2,2 k Ω) musí mít nízký šum, měl by být napájen z nízkošumového zdroje (nejlépe odděleného) – kondenzátory C4, C5 tuto funkci odrušení a vyhlazení částečně plní.

Zesilovač s TLC271AC (nastaven v režimu high-bias, kde má nejnižší ekvivalentní šumové napětí 25 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$, dále viz [24]) byl pro test postaven na kontaktním poli (nejprve bez výstupní dolní propusti). Poblíž mikrofonu MCE100 byl spuštěn zvuk o frekvenci 5 kHz a na vstupu zesilovače (za C1) bylo naměřeno osciloskopem přibližně 800 μV (se šumem), což přibližně odpovídá citlivosti mikrofonu udávané pro 74 dB SPL a 1 kHz. Na výstupu bylo naměřeno přibližně 17 mV efektivní hodnoty střídavého napětí, přestože zesílení (dle vztahu (34) pro lineární oblast napěťového zesílení OZ) bylo nastaveno 101. Zřejmě se projevilo nižší zesílení A_{VD} vlastního zesilovače při vyšších frekvencích a malém napájecím napětí 3 V (zvětšování R3 již příliš zesílení neměnilo). Pro větší zesílení zesilovače by byl zapotřebí další stupeň OZ.

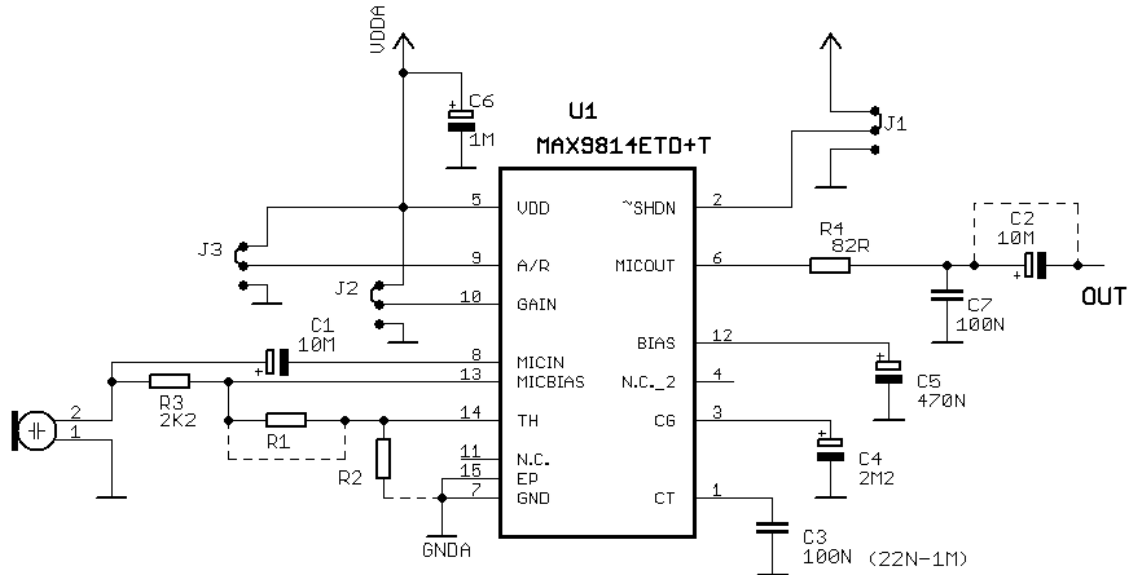
$$A_U \doteq \frac{R3 + R4}{R4 + (R3 + R4)/A_{VD}}, \quad (34)$$

kde A_{VD} je vlastní napěťový zisk zesilovače, který se mění především s frekvencí [24].

Je též pravděpodobné, že existuje několik jiných OZ s potřebnými parametry (především nízké napájecí napětí) a nevysokou cenou, takové se ale nepodařilo

svépomocí najít.

Lepší variantou pro realizaci mikrofonního zesilovače se ukázal být obvod MAX9814 (viz [25]) – mikrofonní zesilovač s AGC a nízkošumovým napětím pro mikrofon (volně přeloženo), s napájením od 2,7 V a odděleným napájením mikrofonu z 2V reference přes rezistor R3.



Obr. 3.3: Zapojení mikrofonního zesilovače s využitím integrovaného obvodu MAX9814

V katalogovém listě obvodu je doporučeno zapojení s dostatečným popisem, jak je možné zesilovač nastavit. Obvod umožňuje automatické řízení zisku (AGC), které se dá vypnout tak, že se vývod 14 (TH, práh AGC) připojí na vývod 13 (MICBIAS), neboli R1 bude zkrat a R2 se nezapojí – není žádoucí, aby se měnila úroveň signálu u každého mikrofonu jinak (odděleně). Lze nastavit též různé hodnoty zisku vnitřního 3. Stupně (8, 18, 28 dB) spojkou J2 a 3 různé hodnoty poměru A/R (zpoždění aktivace AGC – attack time, doba ukončování AGC – release time), přičemž attack time se volí hodnotou C3 od 0,05 ms do 2,4 ms. Celkově lze s tímto obvodem nastavit zisk 40, 50, nebo 60 dB.

Obvod podle obr. 3.3 bude pro splnění požadavků nastaven s těmito parametry:

- AGC vypnuto (není totiž zavedeno na TH napětí menší než 1,25 V),
- zisk celého zesilovače bude 40 dB, což znamená připojit vývod číslo 10 k VDD,
- výstupní dolní propust 1. řádu navržena na cca 16 kHz (popř. upravena),
- kapacita vazebních kondenzátorů C1 a C2 (při zapojení k ADC není C2 zapotřebí) spolu se vstupním a výstupním odporem (vysoká impedance analogových vstupů mikrokontroléru) zaručují odfiltrování stejnosměrné složky na dostatečně nízkých frekvencích,
- kapacita C3 = 100 nF odpovídá „attack time“ 0,24 ms, ale může být i jiná z rozsahu (22 nF – 1 μF), neboť na tom kvůli vypnutému AGC nezáleží, a pin 9 (A/R) může zůstat třeba nezapojen (tzn. A/R = 1:4000, „release time“ = 480 ms).

První nevýhodou tohoto zesilovače je, že umožňuje rozkmit výstupního napětí do 2,5 V (změřeno 2,48 V), poté je napětí natvrdo omezeno (bez AGC). Stejnosměrné

předpětí na výstupu je na pevně přibližně 1,28 V, což umožňuje amplitudu signálu nejvýše 1,2 V. Druhou nevýhodou je velmi malé SMD pouzdro TDFN (14 vývodů, 3×3 mm). Pouzdro bylo nutné osadit manuálně speciálními nástroji v laboratoři ústavu mikroelektroniky (ÚMEL) FEKT, což nebylo snadné.

Zesilovač s MAX9814 byl navržen včetně desky plošných spojů DPS v programu Eagle, realizován (v počtu 4 kusů) a proměřen. DPS, osazovací plán desky a seznam součástek jsou v příloze A.

3.2.1 Měření na zesilovači s obvodem MAX9814

Měření byla prováděna v laboratoři tvůrčí činnosti studentů na ÚREL s tamními přístroji. Měření napětí signálu na výstupech zesilovačů byla prováděna pomocí osciloskopu, a proto nejsou příliš přesná (nepříliš jemný krok měření), což má značný vliv na výpočet zesílení. Nelze též vyloučit, že na koaxiálních přívodech nebo kontaktech (z generátoru a do osciloskopu) došlo k úbytku napětí (desetiny mV). Použitý osciloskop (ani žádný poblíž) neměl výstup na paměťové médium, takže průběhy bohužel nejsou zaznamenány.

Nastavení společné pro všechna měření je zisk $G = 100$ (40 dB) a napájecí napětí $U_{DD} = 2,94$ až $3,0$ V – bylo ověřeno, že zisk se s malou změnou napájecího napětí nemění. Podle tab. 3.3 s ohledem na měření osciloskopem se zesílení jednotlivých zesilovačů příliš neliší.

maximum na vstupu lze 13 mV, pravděpodobně úbytek napětí na přívodech měřicích přístrojů

Tab. 3.3: Porovnání zesílení mikrofonních zesilovačů na 3 frekvencích a 2 vstupních napětích, napájení $U_{DD} = 2,94$ V

| | f [kHz] | $U_{1m} = 10$ mV | | | $U_{1m} = 2$ mV | | |
|------|-----------|------------------|--------------|--------------|-----------------|--------------|--------------|
| | | U_{2max} [V] | U_{2m} [V] | A_{Uz} [-] | U_{2max} [V] | U_{2m} [V] | A_{Uz} [-] |
| MZ 1 | 0,1 | 1,92 | 0,64 | 64 | 1,42 | 0,14 | 70 |
| MZ 2 | | 1,92 | 0,64 | 64 | 1,42 | 0,13 | 65 |
| MZ 3 | | 1,90 | 0,62 | 62 | 1,42 | 0,14 | 70 |
| MZ 4 | | 1,92 | 0,64 | 64 | 1,42 | 0,14 | 70 |
| MZ 1 | 1 | 2,12 | 0,84 | 84 | 1,44 | 0,17 | 85 |
| MZ 2 | | 2,12 | 0,84 | 84 | 1,44 | 0,17 | 85 |
| MZ 3 | | 2,14 | 0,85 | 85 | 1,46 | 0,18 | 90 |
| MZ 4 | | 2,12 | 0,84 | 84 | 1,46 | 0,18 | 90 |
| MZ 1 | 15 | 2,14 | 0,86 | 86 | 1,48 | 0,20 | 100 |
| MZ 2 | | 2,14 | 0,86 | 86 | 1,48 | 0,19 | 95 |
| MZ 3 | | 2,14 | 0,86 | 86 | 1,46 | 0,18 | 90 |
| MZ 4 | | 2,14 | 0,86 | 86 | 1,48 | 0,19 | 95 |

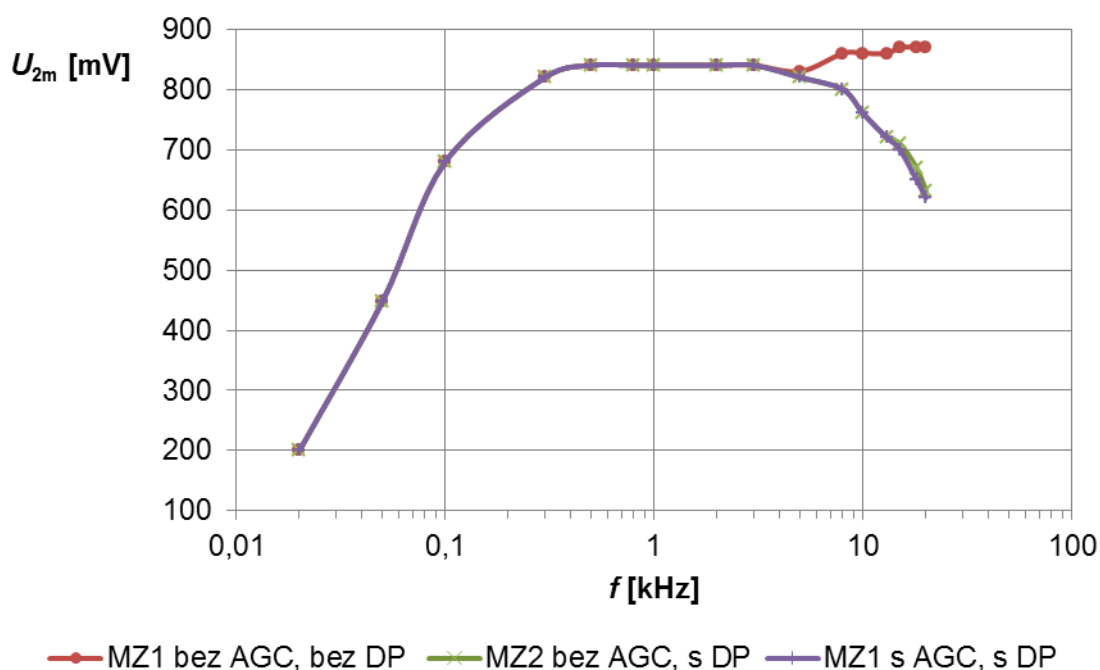
Podle tab. 3.4 a grafu na obr. 3.4 je vidět jasný vliv dolní propusti, že dolní propust

nemá na AGC vliv a že bez dolní propusti se zesílení navíc na vyšších frekvencích ještě zvětšuje. AGC, které však nebude použito, jelikož se může při hlasitém zvuku aktivovat v různém čase na různých mikrofonech, pracuje podle očekávání. Na prahové úrovni spočítané dělicím poměrem odporů R1, R2 na 1,16 V nedocházelo při maximech ke zkreslení sinusového signálu. Na konci tab. 3.4 jsou parametry zapojení popsány. Indexy „m“ u měřených napětí značí amplitudu.

Naopak bez AGC dochází při přebuzení (hlasitém zvuku) k tvrdému omezení signálu a vzniku vyšších (2., 3., ...) harmonických (liché jsou silnější). Při zpracování zvuku procesorem by bylo užitečné alespoň detekovat, když napětí dosáhne maxima (2,5 V).

Tab. 3.4: Změřené hodnoty napětí při frekvencích od 20 Hz do 20 kHz pro 3 zapojení

| | podm1* | podm2* | podm3* |
|--|--------------|--------------|--------------|
| f [kHz] | U_{2m} [V] | U_{2m} [V] | U_{2m} [V] |
| 0,02 | 200 | 200 | 200 |
| 0,05 | 448 | 448 | 448 |
| 0,1 | 680 | 680 | 680 |
| 0,3 | 820 | 820 | 820 |
| 0,5 | 840 | 840 | 840 |
| 0,8 | 840 | 840 | 840 |
| 1 | 840 | 840 | 840 |
| 2 | 840 | 840 | 840 |
| 3 | 840 | 840 | 840 |
| 5 | 830 | 820 | 820 |
| 8 | 860 | 800 | 800 |
| 10 | 860 | 760 | 760 |
| 13 | 860 | 720 | 720 |
| 15 | 870 | 710 | 700 |
| 18 | 870 | 670 | 650 |
| 20 | 870 | 632 | 620 |
| *podm1: MZ1 bez AGC, bez DP | | | |
| *podm2: MZ2 bez AGC, s DP (R4, C7) | | | |
| *podm3: MZ1 s AGC (R1 = 82 Ω , R2 = 114 Ω), s DP (R4, C7) | | | |

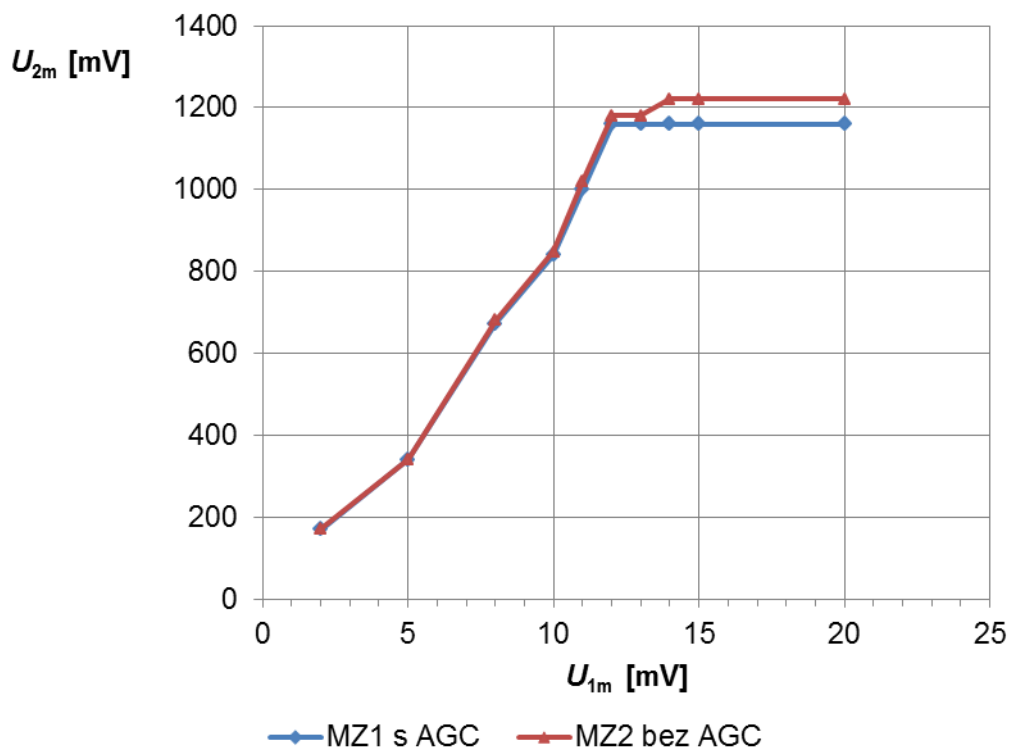


Obr. 3.4: Modulové frekvenční charakteristiky zesilovačů při 3 zapojeních

Měřené hodnoty výstupního napětí (s indexem „mh“) v tab. 3.5 značí, že byla měřena amplituda napětí a po zkreslení horní hranice omezení (maximum). Z grafu na obr. 3.5 je jasné, že při popsanych mezích napětí dochází k omezení. Z grafu však není vidět, že s AGC se průběh nezkrslí (žádné vyšší harmonické), kdežto bez AGC ano. Práh AGC je v souladu s nastavením děliče R1, R2.

Tab. 3.5: Změřené hodnoty převodní charakteristiky zesilovače s AGC a bez AGC

| | MZ1 s AGC | MZ2 bez AGC |
|---------------|----------------|----------------|
| U_{m1} [mV] | U_{2mh} [mV] | U_{2mh} [mV] |
| 2 | 170 | 172 |
| 5 | 340 | 340 |
| 8 | 672 | 680 |
| 10 | 840 | 848 |
| 11 | 1000 | 1020 |
| 12 | 1160 | 1180 |
| 13 | 1160 | 1180 |
| 14 | 1160 | 1220 |
| 15 | 1160 | 1220 |
| 20 | 1160 | 1220 |



Obr. 3.5: Převodní charakteristika zesilovače při $G = 40$ dB

3.3 Mikrokontrolér

Na zpracování analogového a číslicového signálu jsou kladeny především tyto nároky: rychlý a dostatečně přesný A/D převod signálu z 3 a více mikrofonů s možností řízení časových zpoždění mezi vzorky z každého mikrofonu v malých krocích, možnost připojení externí paměti nebo rozhraní pro připojení externího úložiště (PC) a rezervu výpočetního výkonu pro případné aplikace složitějších algoritmů beamformingu (např. s číslicovou filtrací či konvolucí). Jedním z předpokladů rychlého zpracování dat (minimálně 12-bitových čísel z ADC) je šířka sběrnice – měla by být nejméně 16-bitová (lépe 32-bitová).

Jelikož se v poslední době objevilo mnoho nových a výkonných 32-bitových procesorů založených na architektuře ARM, nabízelo se využít některý z nich. Je to výhodné především proto, že se zároveň začaly prodávat celkem levné tzv. (vývojové) kity – aplikovaný procesor s několika periferními obvody, senzory, rozhraními (které procesor přímo ovládá) a vyvedenými piny (pro snadné připojení volitelných elektronických obvodů, komponent).

Jednou z možností bylo využít populární Raspberry Pi, což je přímo miniaturní počítač využívající velmi výkonný procesor z rodiny ARM11 (700 MHz), grafický procesor, přídavné paměti, atd. Na Raspberry Pi lze nainstalovat operační systém (Linux), přistupovat k perifériím (A/D převodníku) přes operační systém a zpracovávat

data v systémové aplikaci. Tato možnost byla zamítnuta, neboť je vyžadována znalost Linuxu, popř. i programovacího jazyka Python.

Více profesionálním řešením by bylo použití signálového procesoru (DSP) – např. TMS320C64xx používaných v některých předmětech na ÚREL a ÚTKO – a k tomu nejlépe externího A/D převodníku (lepší kvality). DSP jsou zpravidla rychlejší (frekvence stovky MHz, paralelní zpracování) než mikrokontroléry, pracují nativně s desetinnými čísly (často VLIW), mají speciální aritmetické instrukce a adresovací režimy. Práce se signálovými procesory však vyžaduje hlubší znalosti o jejich struktuře a implementaci softwaru, popř. absolvování kurzu o DSP.

ARM rodina Cortex-M má charakteristiku mikrokontrolérů a právě kity s těmito procesory/mikrokontroléry vyrábí firma STMicroelectronics (viz [5]). Nejnovější kit s velmi výkonným procesorem STM32F407VGT6 s jádrem Cortex-M4F (obsahuje i DSP) nazvaný STM32F4DISCOVERY [27] byl vybrán pro tuto práci (toho času levnější než samotný procesor). Práce s těmito procesory je podobnější například práci s 8-bitovými MCU než s ryzími DSP.

3.3.1 Možnosti STM32F4

Existuje 33 variant STM32F4 (stejně jádro) lišící se pouzdrem, počtem funkcí, paměťmi. Důležité vlastnosti mikrokontroléru STM32F407VGT6 použitého v kitu jsou:

- FPU a DSP,
- 3 ADC jednotky (každý 16 kanálů), 2 DAC jednotky, pouzdro LQFP100 omezuje využití některých periférií (např. se dají využít jen některé kanály od 3 ADC jednotek současně a celkově nejvýše 16 kanálů),
- maximální frekvence hodinového signálu 168 MHz (hlavní sběrnice AHB2), 84 MHz (periferní sběrnice APB2), 36 MHz (A/D převodník), 100 MHz (GPIO piny),
- ST-LINK/V2 rozhraní pro programování a debugging (připojitelné k PC přes USB),
- napájení elektronických obvodů 5 V přes USB nebo odvozenými 3 V,
- 1 MB Flash paměti, 192 kB SRAM, DMA (2 řadiče po 8 kanálech),
- rozhraní USB-OTG, I²C, I²S, SPI, U(S)ART, SDIO (pro SD/MMC karty), ...

3.3.2 Možnosti integrovaného ADC

Hlavním blokem mikrokontroléru využitým v semestrální práci bude ADC. Budou tedy přiblíženy jeho funkce a možnosti.

V STM32Fx se používají maximálně 12-bitové A/D převodníky s postupnou aproximací (SAR) – v katalogu procesoru [29] jsou popsány elektrické parametry ADC a některé jeho limity. Podle rovnice č. 1 pro výpočet R_{AIN} (externí vstupní impedance) v [29] je nutné volit (v registru) dobu vzorkování nejméně 15 cyklů, aby se stihl vybit vzorkovací kondenzátor, jinak totiž hrozí, že se rapidně sníží rozlišení ADC (méně důležité je to jen u pomalu se měnících vstupních signálů). Dalším limitujícím faktorem kvality konverze je správný návrh desky (u kitu to ale není třeba řešit), jejich rozlišení, EMI dle prostředí, a především ne zcela stabilní referenční napětí (referenční napětí V_{REF+} je interně spojeno s $V_{DDA} = V_{DD}$, $V_{REF-} = V_{SSA} = V_{SS} = 0$ V). Nicméně je

publikováno (na webu STMicroelectronics) několik technik k minimalizování chyb ADC (např. průměrování).

Jedna jednotka ADC dosahuje maximální výkonnosti 2,4 MSa/s při $f_{ADC} = 36$ MHz, vzorkovacím čase 3 ADC cykly, rozlišení 12 bitů, napájecím napětí $V_{DDA} > 2,4$ V. Její maximální vstupní rozsah je pro zmíněné pouzdro $V_{DDA} = 3$ V.

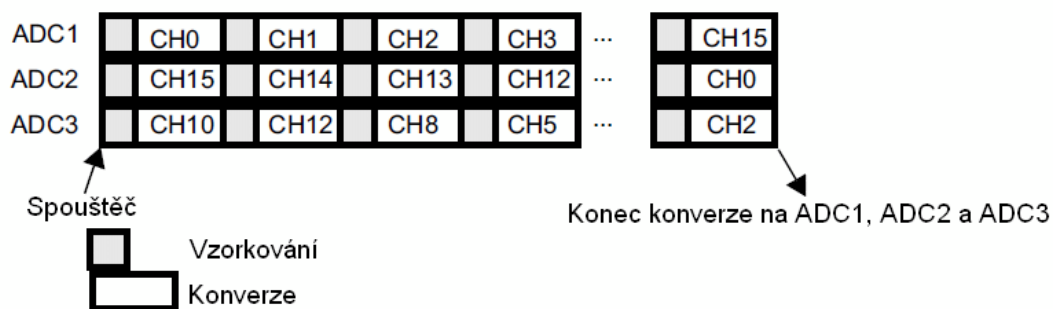
Z pouzdra je vyvedeno 16 vstupů do ADC (existují ještě 3 interní) – 8 z nich může být spojeno s ADC1, ADC2 i ADC3 (v kitu je volných 5 pinů), dalších 8 jen s ADC1, ADC2 (v kitu jsou volné 4 piny).

V ADC existují 2 skupiny kanálů, které mají oddělené časování a registry: 16 regulárních (regular) a 4 injektované (injected). Injektované mají vyšší prioritu a hodí se např. pro nezávislé konverze během konverzí regulárních kanálů (které se přerušují). Nastavený počet použitých kanálů lze konvertovat v definovatelném pořadí. ADC může pracovat v několika režimech (módech):

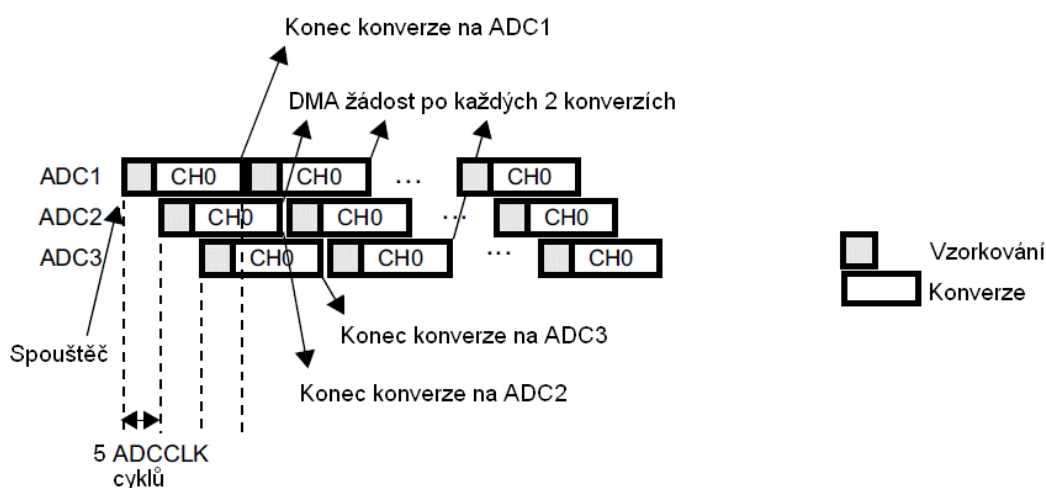
- Jediná konverze – po spuštění se provede 1 konverze (nastaví se EOC flag) a data se uloží do registru,
- plynulá (nepřerušovaná) konverze – provádí se konverze nastaveného počtu kanálů ihned po sobě, posledně zkonvertovaná data jsou uložena do registru (a nastaví se EOC flag), v tomto módu nelze konvertovat injektované kanály,
- skenování – skenuje se nastavený počet kanálů v nastaveném pořadí za sebou, a pokud bit CONT = 1, skenuje se sekvence ihned zase od začátku,
 - je-li bit EOCS = 0, nastaví se flag EOC na 1 po skončení sekvence kanálů,
 - je-li bit EOCS = 1, nastaví se flag EOC na 1 po skončení konverze každého kanálu,
- přerušovaná konverze – používá se pro konverzi krátké sekvence (DISCNUM < 8) kanálů ze sekvence vybraných kanálů, flag EOC je generován až po konverzi všech kanálů (celé dlouhé sekvence) a zase od začátku, konverze po krátkých sekvencích se provádí s každým impulzem např. z externího spouštěče.

Pro všechny módy je možné spouštět další konverzi bitem SWSTART, nebo náhradním spouštěčem (hranou impulzu). Externí spouštěč je možné vybrat z 15 zdrojů interních (časovačů TIMx) a 1 vnějšího zdroje na vybraném pinu (zvlášť pro regulární a injektovanou skupinu).

Registry, kam se ukládají právě zkonvertovaná data, se po každé konverzi přepisují, proto je výhodné použít přenos DMA (přímý přístup do paměti) – právě zkonvertovaná data jsou pravidelně ukládána do oblastí ve SRAM (za sebe) a A/D převod (jednoho či více kanálů) v plynulém módu není přerušován obsluhou přerušování, která by mohla vnášet špatně definovatelné zpoždění.



Obr. 3.6: Simultánní regulární mód na 16 kanálech, trojitý ADC mód; upraveno z [23]



Obr. 3.7: Prokládaný (regulární) mód na 1 kanále, trojitý ADC mód; upraveno z [23]

ADC může pracovat i v multi-ADC módu (dvojitý, trojitý), čímž lze dosáhnout i vyšších vzorkovacích frekvencí. Lze nastavit 4 hlavní multi-ADC módy a dále ještě některé jejich kombinace s výše zmíněnými módy, celkem je jich 14 (podle ADC_CCR registru v [23]), přičemž konverze injektovaných kanálů má před regulárními automaticky přednost:

- Simultánní regulární – v trojitém režimu lze využít alespoň 3 12-bitové kanály (v dvojitém dva) konvertované po trojicích (dvojicích) za sebou, lze tak dosáhnout maximální vzorkovací frekvence až 2,4 MSa/s na každý kanál, stejný kanál nesmí být konvertován ve stejném čase (více ADC jednotkami), ukázka je na obr. 3.6,
- simultánní injektovaný – podobný jako regulární, ale mohou být použity nejvýše 4 kanály,
- prokládaný (jen pro regulární skupinu kanálů) – lze využít i jen jeden (nebo více) 12-bitový kanál konvertovaný za sebou v trojitém módu (vzorkovací doba se nesmí překrývat) a dosáhnout maximální vzorkovací frekvence 7,2 MSa/s, ukázka je na obr. 3.7,

- náhradní spouštění (jen pro injektovanou skupinu kanálů) – vzorkování vybrané sekvence kanálů se započne na ADC1 s 1. impulzem spouštěče, s 2. impulzem na ADC2, popř. s 3. impulzem na ADC3, se 4. impulzem zase na ADC1, mimo to je možný i přerušovaný mód, kdy každý impulz spouští jen jeden kanál postupně na aktivních ADC jednotkách.

4 POUŽITÍ ADC PRO BEAMFORMING

Proces beamformingu musí být podpořen známou topologií mikrofonního pole (rozložením mikrofonů v prostoru). Jak již bylo předznamenáno v kapitole 1.2, bude v této práci použito lineární mikrofonní pole (ULA) a šíření rovinné zvukové vlny. Pro součtový tvarovač (DSB) podle kapitoly 2.2 je nutné měnit zpoždění signálu a toho lze docílit vhodným nastavením doby mezi vzorkováním signálů z jednotlivých mikrofonů.

4.1 Způsoby nastavení zpoždění signálů v ADC

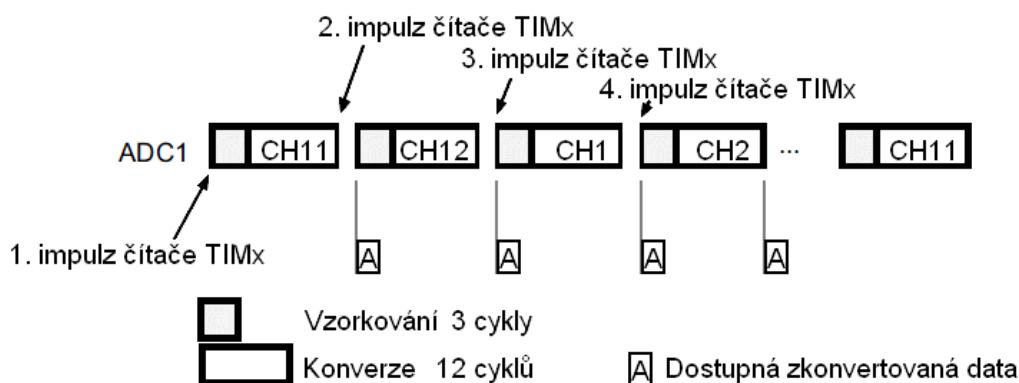
Na kitu s procesorem STM32F407VGT6 (katalogový list [29]) je vyvedeno 9 zcela volných vstupů do ADC a dalších několik ADC vstupů je vyvedeno na externí periférie, které lze však jen mechanicky odpojit (viz [27]). Jelikož bude použito pole 4 mikrofonů, každý z nich bude zapojen na jeden pin – např. mikrofon M0 na pin PC1, M1 na PC2, M2 na PC4 a M3 na PC5. Těmto pinům odpovídají v pořadí kanály CH11, CH12, CH14, CH15 (první 2 jsou společné pro 3 jednotky ADC, druhé 2 jen pro ADC1 a ADC2).

Budou zhodnoceny následující metody (upravené ADC módy), neboť pomocí nich lze v rámci možností procesoru pravděpodobně nejlépe řídit směrovou charakteristiku mikrofonního pole.

4.1.1 Časovaný skenovací převod

Pro tento zvolený režim, jenž není multi-ADC, bude přiřazen třeba ADC1. Jelikož ADC může měnit jen vzorkovací dobu v registru ADC_SMPRx, a to dost nepravidelně v 8 krocích (3, 15, 28, 56, ..., 480), je třeba přistoupit k externímu spouštění převodů. Využít se dá několik kanálů z několika interních 16-bitových i 32-bitových časovačů TIM. Časovače TIM mají maximální frekvenci jako sběrnice APB2 (tj. jestliže je ADCCLK 36 MHz, pak APB2 má PCLK2 = 72 MHz). Jejich základní frekvenci lze dělit koeficienty 1–65536, což je dost jemné. Také je však možné nastavit 16-bitovou hodnotu do porovnávacího registru (capture/compare register) a také si zvolit počáteční či konečnou hodnotu čítače, ta se při správném nastavení (auto-reload register) sama načte při přetečení čítače. Tak lze nastavit zvolenou periodu čítání.

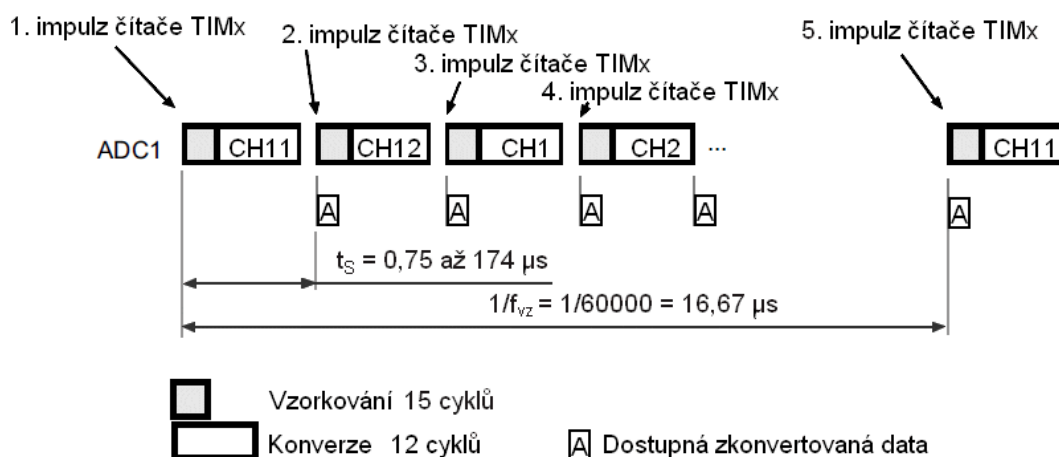
Při shodě čítače s hodnotou v porovnávacím registru a povoleném generování události (capture/compare event), lze tímto eventem spouštět počátek vzorkování vybraných kanálů. V registru ADC (registr ADC1_CR2) musí být nastaveno např. „ADC_ExternalTrigConv_T1_CC1“ – to značí spouštění při eventu z TIM1, kanálu 1.



Obr. 4.1: Znárodnění časovaného skenovacího převodu (upraveno z [23])

Minimální délka kanálů v tomto režimu převodu (určuje i minimální dobu do dalšího převodu) je údajně pro 12-bitové rozlišení 3 + 12 cyklů (to je vidět na obr. 4.1), tudíž časovač TIM měl mít periodu 416,7 ns. Jak již bylo psáno v kapitole 3.3.2, je kvůli vyhovující hodnotě R_{AIN} (externí vstupní impedance ADC) nutné nastavit dobu vzorkování nejméně 15 cyklů. Celková doba konverze jednoho kanálu tak bude trvat 15 + 12 = 27 cyklů a čítač se tedy musí nastavit nejméně na 750 ns.

Je možné též aktivovat DMA2 řadič (bit DMA v registru ADC_CR2 bude 1), aby se data po každém převodu ukládala do paměti SRAM (později převáděla do PC) nezávisle na ostatních operacích na periferní sběrnici.



Obr. 4.2: Zobrazení teoretického časování kanálů ADC

Pro základní odebrání 4 vzorků stačí 4 impulzy (eventy) od čítače a pak „delší“ pauza trvající zbytek běžné vzorkovací periody pro audio signál. Čítač TIM (jeho event) by se dal od ADC dočasně odpojit a spustit opět po uplynutí pauzy. Lepší však bude nastavit (pomocí porovnávacích registrů) spouštění tak, že vytvoří posloupnost jako na obr. 4.2.

Pokud bude zvolena vzorkovací frekvence alespoň 60 kHz (40 kHz je kvůli málo

strmé dolní propusti na výstupu zesilovače a kvalitě signálu s vyššími frekvencemi málo), potom po 4 vzorcích s vzorkovací frekvencí 1,33 MSa/s budou následovat další 4 vzorky po uplynutí $60000^{-1} - 27 \cdot 4 / (36 \cdot 10^6) \approx 13,7 \mu\text{s}$, pokud bude využita maximální frekvence A/D převodníku.

Eventy od čítače TIM by bylo možné vzájemně posouvat (o spočítanou konstantu v porovnávacím registru) a zvětšit tak zpoždění mezi vzorky, takže čím větší bude zpoždění, tím více odkloníme hlavní lalok charakteristiky od středu.

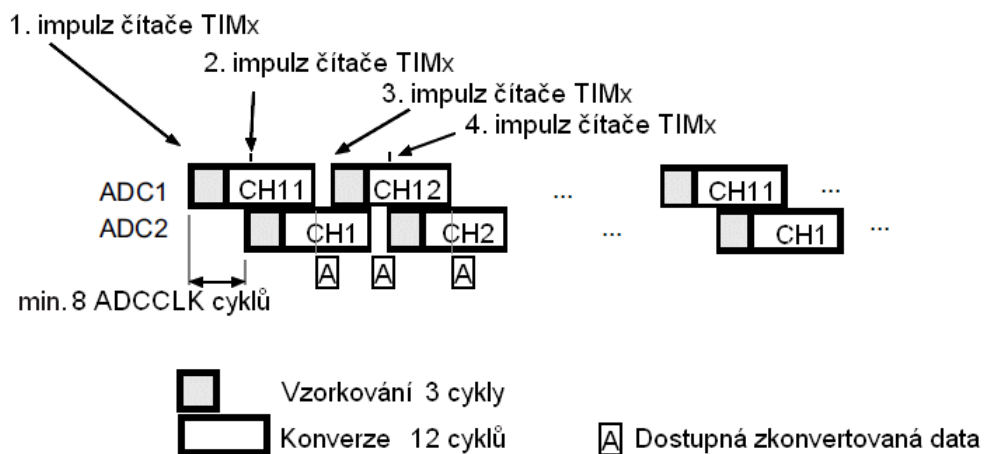
Malou nevýhodou uspořádání je, že nelze nasměrovat charakteristiku přímo na střed (musely by se dít načíst vzorky z každého mikrofonu ve stejný čas), ale odklon bude velmi malý, což bude dále spočítáno. Podstatnou nevýhodou však je, že kvůli zachování vzorkovací periody signálu by bylo možné natáčet hlavní lalok jen po limit cca 16,6 μs a do něj se musí vejít zpoždění mezi 4 vzorky (+ 4 \times doba převodu) což je omezení v natočení na několik jednotek stupňů.

Tento problém asi není řešitelný bez kompromisů, a proto pro natočení hlavního laloku o desítky stupňů se nabídlo následující řešení. Další doba zpoždění mezi vzorky se získá tak, že po 1. vzorku 1. kanálu se 1. vzorek 2. kanálu z výpočtů vyjme a bude ten 2. vzorek 2. kanálu považován jako by byl první. Tím se získá zpoždění o vzorkovací periodu T_{VZ} delší.

4.1.2 Časovaný prokládaný dvojitý převod

Tento režim využívá dva převodníky (např. ADC1 a ADC2) – typ multi-ADC módu. Každé jednotce ADC budou přiřazeny 2 kanály. Bylo by možné použít i 3 ADC jednotky, ale jen při počtu mikrofonů dělitelném třemi (rychlost by byla stejná).

Opět není asi lepší možnost než zapojit do spouštění převodu časovač TIM, jinak se totiž zpoždění nedá lépe regulovat tak, aby se nedefinovaně nepřidávala další zpoždění kvůli zpracování mnoha instrukcí. Dále pro časovač a vzorkování podobná pravidla jako v předchozím režimu.



Obr. 4.3: Znáornění prokládaného dvojitého převodu (upraveno z [23])

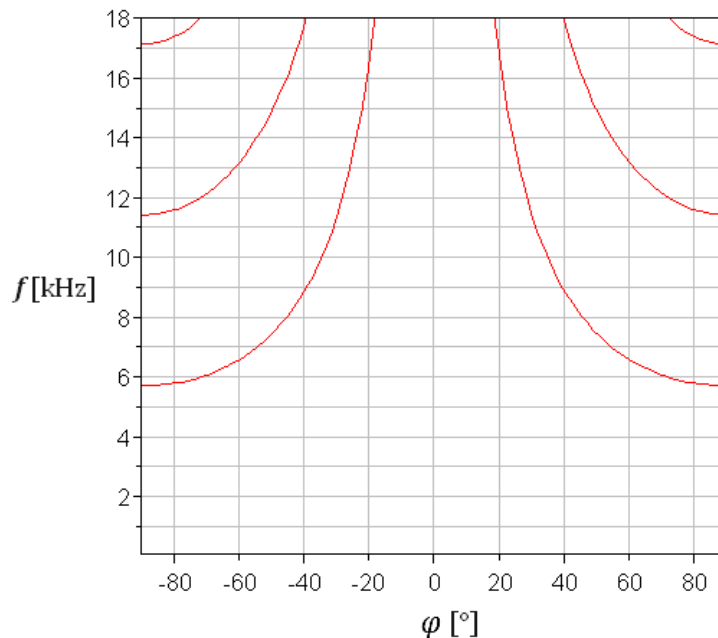
Opět je dobré použít DMA2, tentokrát v multi-ADC módu, což znamená v registru ADC_CCR nastavit dibit na 10, neboli DMA mód 2 (definuje způsob uložení dat do registru ADC_CDR[31:0]). Poté je třeba pamatovat při nastavení TIM na minimální dobu 8 ADCCLK cyklů (viz obr. 4.3), v praxi musí být vyšší opět kvůli R_{AIN} . Nižší hodnotu zvolit nelze, neboť se vždy musí dokončovat konverze předchozího kanálu. Tento mód je však v tomto stavu složitěji nastavitelný než časovaný skenovací, i když je díky prokládání konverzní zpoždění mezi kanály menší.

4.2 Rozlišení beamformingu ve vybraných módech

Vyjdeme-li z popisu na obr. 2.5, pak je možné podle vzorce (35) dle (31) z kapitoly 2.2 vyjádřit úhlovou odchylku od směru kolmého na aperturu, tedy směr, odkud přichází zvuk.

$$\varphi = \arcsin\left(\frac{v \cdot \tau}{l}\right) = \arcsin\left(\frac{d}{l}\right), \quad (35)$$

kde d je vzdálenost, o kterou dorazí zvuk od jednoho z mikrofonů k sousednímu později a l je rozestup mikrofonů. Rozestup mikrofonů je možno pro příklad výpočtu vhodně zvolit jako kompromis mezi úzkou směrovou charakteristikou a mírným omezením prostorového aliasingu, jehož obraz je v grafu na obr. 4.4.



Obr. 4.4: Zobrazení křivek pro maxima zisku rušivých laloků při násobcích vlnové délky n 1 (nejníže) až 3 (nejvýše) v závislosti na prostorovém úhlu φ , $l = 0,06$ m, $v = 343$ m·s⁻¹, (vykresleno v programu Maple)

Byly zvoleny rozestupy $l = 6$ cm. Zcela bez rušivých postranních laloků v místech

vyznačených v grafu je podle vztahu (19) třeba detekovat zvuky s frekvencemi nižšími než cca 2850 Hz.

Pro vyjádření fázového rozdílu ψ (v radiánech) zvukové vlny o jedné frekvenci f mezi sousedními (stejně vzdálenými) mikrofony lze pomocí (31) jednoduše zapsat

$$\psi = 2\pi f \tau = \frac{2\pi f l \sin \varphi}{v}. \quad (36)$$

4.2.1 Časovaný skenovací převod

Pro mód nazvaný „časovaný skenovací převod“ a jeho minimální zpoždění vzorků mezi mikrofony platí

$$t_{Smin} = \left(\frac{f_{ADCmax}}{T_{SC}} \right)^{-1} = \frac{27}{36 \cdot 10^6} \doteq 0,75 \mu s, \quad (37)$$

kde T_{SC} je doba A/D převodu jednoho kanálu. Potom počáteční pootočení hlavního laloku dle (35)

$$\varphi_{Kmin} = \arcsin\left(\frac{v \cdot t_{Smin}}{l}\right) = \arcsin\left(\frac{343 \cdot 7,5 \cdot 10^{-7}}{0,06}\right) \doteq 0,25^\circ. \quad (38)$$

Nejmenší řídicí krok vychýlení středu hlavního laloku φ_K by měl v tomto režimu odpovídat nejmenšímu kroku nastavení komparačního registru ($\Delta TIM = 1$)

$$\varphi_{Ka} = \arcsin\left(\frac{v \cdot \Delta TIM_{presc} / f_{TIM}}{l}\right) = \arcsin\left(\frac{343 \cdot 1}{72 \cdot 10^6 \cdot 0,06}\right) \doteq 0,005^\circ, \quad (39)$$

což je velmi málo, takže stačí nastavovat s krokem např. $\Delta TIM = 2080$. Maximální vychýlení hlavního laloku ale nelze jednoduše udělat pro komparační registr TIM nastavený na vysoké číslo (tzn. nejde jít po jednom cyklu až do maximální hodnoty registru). Je třeba vybírat vzorky až z další vzorkovací periody T_{VZ} v pořadí. Nevýhodou může být nelineární krok vychýlení φ_{Kb} i φ_{Ka} (podle funkce arcus sinus).

$$\varphi_{Kb} = \arcsin\left(\frac{v \cdot f_{ADCmax}^{-1} \cdot 1}{l}\right) = \arcsin\left(\frac{343 \cdot 60000^{-1}}{0,06}\right) \doteq 5,5^\circ. \quad (40)$$

Uvažováním vzorku z 2. kanálu zpožděného o 10 period lze nastavit maximální vychýlení

$$\varphi_{K_{\max}} = \arcsin\left(\frac{v \cdot f_{\text{ADCmax}}^{-1} \cdot 10}{l}\right) = \arcsin\left(\frac{343 \cdot 60000^{-1} \cdot 10}{0,06}\right) \doteq 72,3^\circ. \quad (41)$$

Protože „časovaný prokládaný dvojitý převod“ je po rozboru složitější na nastavení (je to však stále jedna z realizovatelných variant) a jen o málo jiný (několik cyklů), propočet tohoto módu dále není uveden – výsledky by byly podobné. V předchozí verzi dokumentu – semestrální práci – byl uveden jednodušší nečasovaný „prokládaný dvojitý převod“, ale měl výše uvedené nedostatky při vyšším vychýlení svazku.

5 ZÁVĚR

V diplomové práci byly popsány základní mechanismy šíření zvukových vln, neboť pro detekci zvukových signálů je to nezbytné. Byly představeny základní koncepce mikrofonních polí, představeny v praxi často používané metody beamformingu (avšak náročné na realizaci), které slouží k pokročilé detekci zdrojů zvuku. Následně byla prostudována metoda Delay and Sum beamformingu (tvarování směrové charakteristiky) a byly uvedeny pouze teoretické simulace. Základy beamformingu byly stručně matematicky popsány pro nejjednodušší případy šíření zvuku a lineární aperturu (ULA), a to ze vzdáleného oblasti (kde je uvažována rovinná zvuková vlna).

Na zpracování zvuku byl vybrán 32-bitový procesor architektury ARM STM32F407VGT6, jenž je součástí vývojového kitu (Discovery), který má v této konfiguraci 9 ADC kanálů, tudíž je možné připojit několik mikrofonů. Pro aplikaci bylo zvoleno lineární pole 4 mikrofonů. Jako kompromis mezi úzkou směrovou charakteristikou a mírným omezením prostorového aliasingu, který byl v kapitole 2.1 popsán, byla zvolena vzdálenost mezi mikrofony 6 cm. Při této vzdálenosti mikrofonů a nastavitelném zpoždění v ADC bylo vypočteno teoretické rozlišení beamformingu (a modelové příklady).

Důležitým článkem beamformingu je právě číslicové zpracování signálů, tedy vlastní implementace beamformingu do digitálního řetězce (programování mikroprocesoru). Jelikož práce s ARM procesorem bylo něco nového, pořád je čemu se při psaní programu učit. Velkou výhodou procesoru (kitu) od STMicroelectronics je obsáhlý manuál s několika demonstračními příklady.

Po mnoha pokusech byl zprovozněn převod analogových signálů v ADC spolu s dalšími perifériemi (jako DMA). Překážkou byl způsob ukládání vzorků do interní paměti a převod dat do PC, popř. zprovoznění vhodné formy přenosu dat do PC. Nicméně vývojový diagram dosavadního programu je uveden v příloze B a na CD.

Jak je po přečtení práce zřejmé, nepodařilo se mi vůbec přenést data pomocí sériové linky do PC. Což je zásadní problém. Proto jsem nemohl data dále zpracovat a vyvodit praktické závěry.

LITERATURA

- [1] Carbon Transmitter. IEEE. *IEEE global history network* [online]. Last updated 2012-01-26 [cit. 2012-04-28]. Dostupné z: http://www.ieeeahn.org/wiki/index.php/Carbon_Transmitter
- [2] HALLIDAY, D., RESNICK, R., WALKER, J. *Fyzika II : Mechanika, Termodynamika*. 1. vyd. Brno: Vutium, Prometheus, 2000.
- [3] Microphone. IEEE. *IEEE global history network* [online]. Last updated 2012-02-09 [cit. 2012-04-28]. Dostupné z: <http://www.ieeeahn.org/wiki/index.php/Microphone>
- [4] Wildlife Sound Recording Society. Microphones [online]. c2012 [cit. 2012-04-29]. Dostupné z: <http://www.wildlife-sound.org/equipment/newcomersguide/microphones.html>
- [5] STM32 – 32-bit ARM Cortex MCUs. STMicroelectronics. *STMicroelectronics* [online]. c 2012 [cit. 2012-04-29]. Dostupné z: <http://www.st.com/internet/mcu/class/1734.jsp>
- [6] ANGUERA, X. *Robust speaker diarization for meetings* [online]. Barcelona: Universitat Politècnica de Catalunya, Department of Signal Theory and Communications. 2006-10. [cit. 2012-05-03]. PhD Thesis. Dostupné z: <http://www.xavieranguera.com/phdthesis/>
- [7] McCOWAN, I. A microphone array tutorial [online]. 2004-08-20 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z: <http://www.idiap.ch/~mccowan/publications/mccowan-tutorial-pres.pdf>
- [8] RAIDA, Z., ČERNOHORSKÝ, D., GALA, D., et. al. Multimediální učebnice : Elektromagnetické vlny, Mikrovlnná technika [online]. Last updated 2011 [cit. 2012-04-30]. Dostupné z: <http://www.urel.feec.vutbr.cz/~raida/multimedia/index.php>
- [9] DIBLÍK, J., BAŠTINEC, J., HLAVIČKOVÁ, I., et al. *Diferenciální rovnice a jejich použití v elektrotechnice*. Brno: Vysoké učení technické. 215 s.
- [10] KOMRSKA, J. Difrakce světla : Skalární vlna a její matematický popis [online]. Brno : Vysoké učení technické. 2000 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z: <http://physics.fme.vutbr.cz/~komrska/Difrakce/KapD01.pdf>
- [11] GREENSTED, A. Lab Book Pages : Audio [online]. Last updated 2010-12-14 [cit. 2012-05-03]. Dostupné z: <http://www.labbookpages.co.uk/audio.html>
- [12] Webopedia. Beamforming [online]. c 2012 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z: <http://www.webopedia.com/TERM/B/beamforming.html>
- [13] BASS, J., McPHEETERS, C., FINNIGAN, J., et. al. Array Signal Processing [online]. Connexions. 2004 [cit. 2012-05-03]. Dostupné z: <http://cnx.org/content/col10255/1.4>
- [14] GIORDANO, B. Beamforming: 802.11ac promises great Wi-Fi enhancements, but you can get a jump today. Networkworld. 2008-02-28 [cit. 2012-05-01] Dostupné z: <http://www.networkworld.com/news/tech/2012/022812-beamforming-80211ac-256707.html>
- [15] Hyperphysics. Sound Waves in Air [online]. c 2012 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z: <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/sound/tralon.html>
- [16] Em32 Eigenmike® microphone array. *Mattcastille* [online]. 2012-09-22 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z: <http://mattcastille.com/me/2009/09/em32-eigenmike%C2%AE-microphone-array/>
- [17] Supplement 3.1: Polar Coordinates. *SEOS* [online]. 2012 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z: <http://www.seos-project.eu/modules/laser-rs/laser-rs-c03-s01-p01.html>

- [18] Measuring technology for sound source localization. *FKFS* [online]. c 2011 [cit. 2012-05-02]. Dostupné z: <http://www.fkfs.de/index.php?id=2037&L=2>
- [19] Microphone array, Acoustical Camera. *iSEMcon* [online]. [cit. 2012-05-01] Dostupné z: <http://www.acousticsshop.isemcon.com/index.php?cPath=39&osCsid=ae6b5250f0a4095a65fe381be8721ece>
- [20] TASHEV, I. Microphone Array Project [online]. 2012 [cit. 2012-05-01]. Dostupné z: <http://research.microsoft.com/en-us/people/ivantash/projects2.aspx>
- [21] MCE100 NEW2. *GM electronic: Elektretové mikrofony* [online]. c 1990–2012 [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: <http://www.gme.cz/elektretove-mikrofony/mce100-new2-p643-028/#dokumentace>
- [22] MP45DT02: MEMS audio sensor omnidirectional digital microphone. STMICROELECTRONICS. *STMicroelectronics* [online]. c 2012 [cit. 2012-12-05]. Dostupné z: <http://www.st.com/internet/analog/product/251680.jsp>
- [23] RM0090 Reference manual: STM32F40x, STM32F41x, STM32F42x, STM32F43x advanced ARM-based 32-bit MCUs. STMICROELECTRONICS. *STMicroelectronics* [online]. Rev 4. c 2013, November 2012 [cit. 2013-05-07]. Dostupné z: http://www.st.com/web/en/resource/technical/document/reference_manual/DM00031020.pdf
- [24] TLC271: LinCMOS(TM) Programmable Low-Power Operational Amplifier. *Texas Instruments* [online]. c 1995–2012 [cit. 2012-11-10]. Dostupné z: <http://www.ti.com/product/tlc271>
- [25] MAX9814: Microphone Amplifier with AGC and Low-Noise Microphone Bias. *Maxim Integrated* [online]. Last modified: 2010-06-04 [cit. 2012-11-18]. Dostupné z: <http://www.maximintegrated.com/datasheet/index.mvp/id/5433>
- [26] COLLINSON, Andy. Op-Amp Mic Preamp. *Circuit Exchange International* [online]. [2011-05-30] [cit. 2012-12-08]. Dostupné z: http://www.zen22142.zen.co.uk/Circuits/Audio/lf071_mic.htm
- [27] UM1472 User manual: STM32F4DISCOVERY STM32F4 high-performance discovery board. STMICROELECTRONICS. *STMicroelectronics* [online]. Rev 2. c 2012, January 2012 [cit. 2012-12-14]. Dostupné z: http://www.st.com/internet/com/TECHNICAL_RESOURCES/TECHNICAL_LITERATURE/USER_MANUAL/DM00039084.pdf
- [28] VAN TREES, Harry L. *Optimum array processing: Part IV of Detection, estimation, and modulation theory*. New York: John Wiley, 2002, 1443 s. ISBN 04-710-9390-4.
- [29] STM32F405xx, STM32F407xx: ARM Cortex-M4 32b MCU+FPU, 210DMIPS, up to 1MB Flash/192+4KB RAM, USB OTG HS/FS, Ethernet, 17 TIMs, 3 A DCs, 15 comm. interfaces & camera. STMICROELECTRONICS. *STMicroelectronics* [online]. Rev 3. c 2012, 2012-05 [cit. 2013-04-23]. Dostupné z: <http://www.st.com/st-web-ui/static/active/en/resource/technical/document/datasheet/DM00037051.pdf>

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

| | |
|--------------------|--|
| A | Amplituda signálu |
| A_U | Napěťové zesílení |
| C | Komplexní amplituda signálu s modulem A a fází α |
| d | Vzdálenost, o kterou dorazí zvuk od jednoho z mikrofonů k sousednímu později |
| f | Frekvence signálu (zvuku) |
| f_{vz} | Vzorkovací frekvence |
| f_{max} | Maximální akustická frekvence detekovaného zvuku |
| f_{xyz} | Prostorová frekvence obecně v 3-rozměrném prostoru |
| f_y | Prostorová frekvence f_{xyz} promítnutá do souřadnicové osy y |
| K | Modul objemové pružnosti |
| k | Vlnové číslo |
| k | Vlnový vektor |
| L | Největší rozměr mikrofonního pole (délka lineárního pole) |
| l | Vzdálenost mezi mikrofony |
| M | Počet mikrofonů v poli |
| m | Pořadové číslo mikrofону, celočíselný násobek |
| n | Celé nezáporné číslo, celočíselný násobek |
| p | Atmosférický tlak |
| r | Vzdálenost od zvoleného středu souřadnic, 1. sférická souřadnice |
| r | Polohový vektor |
| $s(\mathbf{r}, t)$ | Signál (vlna) v časové oblasti v určitém místě |
| T_{sc} | Doba A/D převodu jednoho kanálu ADC (vzorkování + konverze) |
| T_{vz} | Vzorkovací perioda zvukového signálu (v řádu desítek kHz) |
| t | Čas |
| t_{Smin} | Minimální zpoždění mezi vzorky |
| u | Jednotkový směrový vektor |
| v | Rychlost šíření zvuku za normálních podmínek |

| | |
|----------------------------|---|
| $\mathbf{v}_k(\mathbf{k})$ | Array Manifold Vector, vektor pole (v prostoru) |
| x | Souřadnice v kartézské soustavě souřadnic (1. složka \mathbf{r}) |
| $x(t)$ | Vstupní signál v časové oblasti |
| y | Souřadnice v kartézské soustavě souřadnic (2. složka \mathbf{r}) |
| $y(t)$ | Výstupní signál v časové oblasti |
| z | Souřadnice v kartézské soustavě souřadnic (3. složka \mathbf{r}) |
| α | Počáteční fáze (úhel) signálu |
| ϑ | Úhel svíraný s osou z (od kladné části), elevační úhel |
| λ | Vlnová délka |
| λ_{\min} | Vlnová délka při maximální prostorové frekvenci |
| ρ | Objemová hustota prostředí |
| τ | Časové zpoždění mezi dvěma vlnoplochami |
| φ | Úhel svíraný s osou x (od kladné části), azimutální úhel |
| φ_K | Krok řízení hlavního laloku směrové charakteristiky |
| ψ | Rozdíl fáze signálu (vlny) dopadající na sousední mikrofony |
| ω | Úhlová frekvence |
| | |
| A/D | Analog/Digital, převod z analogového signálu na číslicový |
| ADC | A/D Converter, A/D převodník |
| AGC | Active Gain Control, aktivní řízení zisku |
| AMNOR | Adaptive Microphone-array system for Noise Reduction |
| D&S | Delay and Sum |
| DoA | Direction of Arrival |
| DP | Dolní propust, frekvenční filtr |
| DPS | Deska plošných spojů |
| DSB | Delay and Sum Beamforming (Beamformer) |
| DSP | Digital Signal Processing, číslicové zpracování signálu |
| ECM | Electret Microphone, elektretový mikrofon |
| FET | Field Effect Transistor, unipolární tranzistor |
| GSC | Generalized Sidelobe Cancellor |
| I ² S (I2S) | Inter IC Sound, Inter Integrated Sound |
| LCD | Liquid Crystal Display, zobrazovač na bázi tekutých krystalů |

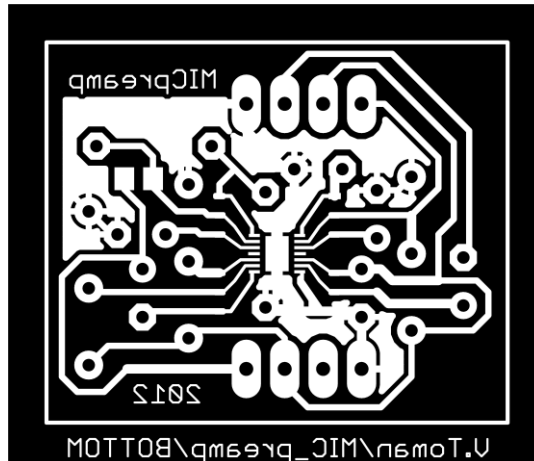
| | |
|-------|--|
| LMS | Least Mean Square |
| MCU | Microcontroller Unit, mikrokontrolér |
| MEMS | Micro Electromechanical Systems |
| MIMO | Multiple Input Multiple Output |
| MPDR | Minimum Power Distorsionless Response |
| MVDR | Minimum Variance Distorsionless Response |
| OZ | Operační zesilovač |
| PC | Personal Computer, počítač |
| PDM | Pulse Density Modulation |
| RLS | Recursive Least Square |
| SDB | Super Directional Beamforming |
| SNR | Signal to Noise Ratio, poměr výkonu signálu ku výkonu šumu |
| SPI | Seriál Peripheral Interface |
| SPL | Sound Pressure Level |
| THD+N | Total Harmonic Distorsion + Noise |
| UART | Universal Asynchronous Receiver Transmitter |
| ULA | Uniform linear array/aperture, uniformní lineární pole/apertura |
| VLIW | Very Long Instruction Word, typ architektury (signálových) procesorů |

SEZNAM PŘÍLOH

| | | |
|----------|--|-----------|
| A | Zesilovač s MAX9814 | 45 |
| A.1 | Deska plošných spojů (4 ks) – BOTTOM | 45 |
| A.2 | Osazovací plán (1 ks) – ze strany spojů..... | 45 |
| A.3 | Seznam součástek zesilovače s MAX9814..... | 46 |
| B | Vývojový diagram programu | 47 |

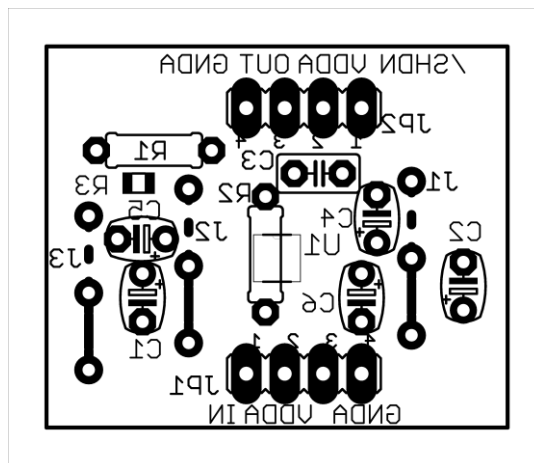
A ZESILOVAČ S MAX9814

A.1 Deska plošných spojů (4 ks) – BOTTOM



Rozměry obrysu desky (1 zesilovač): 30,5 × 25,2 [mm], M 2:1

A.2 Osazovací plán (1 ks) – ze strany spojů



Rozměry obrysu desky (1 zesilovač): 30,5 × 25,2 [mm], M 2:1

A.3 Seznam součástek zesilovače s MAX9814

| Označení | Hodnota | Pouzdro | Popis |
|----------|-----------------------|----------|--|
| C1 | 10 μ F/25 V | C020 | Elektrolytický kondenzátor |
| C2 | 10 μ F/25 V | C020 | Elektrolytický kondenzátor, NEOSAZEN (propojka) |
| C3 | 100 nF/16 V | C025 (A) | Tantalový kondenzátor |
| C4 | 22 μ F/16 V | C025 (A) | Tantalový kondenzátor |
| C5 | 0,47 μ F/63 V | C025 | Elektrolytický kondenzátor |
| C6 | 1 μ F/25 V | C025 (A) | Tantalový kondenzátor |
| C7 | 100 nF/50 V | C1206 | SMD keramický kondenzátor |
| J1 | ~SHDN | 025 | Propojka |
| J2 | GAIN | 025 | Propojka |
| J3 | A/R | 025 | Propojka |
| JP1 | Vstup | JP4 | Kolíková lišta |
| JP2 | Výstup | JP4 | Kolíková lišta |
| R1 | 82 k Ω (test) | R0207 | Metalizovaný rezistor, NEOSAZEN (propojka) |
| R2 | 100 k Ω (test) | R0207 | Metalizovaný rezistor, NEOSAZEN |
| R3 | 2,2 k Ω | R0805 | SMD vrstvý rezistor |
| R4 | 82 Ω | R0207 | Metalizovaný rezistor |
| U1 | MAX9814ETD+T | TDFN-EP | Mikrofonní zesilovač |

B VÝVOJOVÝ DIAGRAM PROGRAMU

