



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

HLUKOMĚR A DETEKTOR ZVUKŮ

NOISE METER AND SOUND DETECTOR

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Petr Jedlička

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Aleš Povalač, Ph.D.

BRNO 2017

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor **Elektronika a sdělovací technika**
Ústav radioelektroniky

Student: Petr Jedlička

ID: 173667

Ročník: 3

Akademický rok: 2016/17

NÁZEV TÉMATU:

Hlukoměr a detektor zvuků

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Pomocí vývojové desky STM32F4 DISCOVERY s integrovaným mikrofonom vytvořte základní desku pro měření úrovně hluku. Zařízení bude obsahovat ovládací prvky a vhodný zobrazovací prvek (LED diody/displej). Zaměřte se na problematiku měření hluku. Vytvořte aplikaci na PC, která bude měření zaznamenávat. Aplikace bude vytvořena v jazyce C# nebo jiném. Porovnejte vytvořené zařízení s dostupnými měřicími přístroji.

Implementujte do zařízení stavový automat jako nezávislý prvek pro samotné měření a analýzu. Stavový automat bude obsahovat pouze logiku, která bude reagovat na definované podněty definovanými akcemi (bude umožněna modifikace automatu, změna jednotlivých kroků a reakcí). Přidejte do zařízení pokročilejší signálovou analýzu (detekce tlesknutí, krátkodobé hlasité impulsy apod.) kdy tyto akce budou oznamovány měřicí aplikací. Celé zařízení otestujte.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] FRÝZA, T., Mikroprocesorová technika. Elektronické skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2008.
- [2] SCHIMMEL, J., Elektroakustika. Brno. Vysoké učení technické v Brně, 2013.

Termín zadání: 6.2.2017

Termín odevzdání: 30.5.2017

Vedoucí práce: Ing. Aleš Povalač, Ph.D.

Konzultant: Ing. Stanislav Horký, Honeywell

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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

Práce se zabývá návrhem a konstrukcí hlukoměru, který vyjadřuje míru hluku pomocí hladiny akustického tlaku. Pro měření hluku je možné nastavit jeden ze dvou váhových filtrů typu A nebo C zohledňujících vlastnosti lidského sluchu, dále je možné přepínat mezi režimy Fast a Slow v závislosti na rychlosti změn měřené hladiny hluku. Zařízení dále umožňuje odesílání naměřených hodnot do počítače pomocí měřící aplikace. Zařízení je napájeno třemi tužkovými bateriemi nebo přes USB rozhraní z počítače. Hlukoměr je možné hlasově ovládat.

KLÍČOVÁ SLOVA

Hlukoměr, číslicové zpracování signálu, decibely, STM32F4 Discovery, ARM, ANSI C, C#, stavový automat, rozpoznání řeči

ABSTRACT

This work deals with design and construction of a noise meter, which measures sound pressure level. The device can be set either for weighting filter A or for weighting filter C considering the characteristics of human hearing, the device also allows two modes, fast and slow, depending on the rate of changes of sound pressure level. It is possible to send measured data to a PC through a measuring application. The noise meter can be powered either by three AA batteries or by a PC through USB interface. The noise meter can be controlled by voice commands.

KEYWORDS

Noise meter, digital signal processing, decibels, STM32F4 Discovery, ARM, ANSI C, C#, state machine, voice recognition

JEDLIČKA, P. *Hlukoměr a detektor zvuků*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky, 2017. 55 s., 3 s. příloh. Bakalářská práce. Vedoucí práce: Ing. Aleš Povalač, Ph.D..

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma Hlukoměr a detektor zvuků jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské 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 bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské 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

Tímto bych rád poděkoval vedoucímu mé bakalářské práce panu Ing. Aleši Povalačovi, Ph.D., odbornému konzultantovi panu Ing. Stanislavovi Horkému, panu Ing. Jířímu Schimmelovi, Ph.D. a panu prof. Ing. Milanovi Sigmundovi, CSc. za odborné vedení a konzultace během vypracovávání této práce.

OBSAH

Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	xi
Úvod	1
1 Úvod do měření hluku	2
1.1 Zvukové vlnění	2
1.2 Působení zvukového vlnění na lidský organismus	3
1.3 Měření hluku.....	5
1.3.1 Váhové filtry	5
1.3.2 Časové konstanty zvukoměrů	8
1.3.3 Výpočet efektivní hodnoty akustického tlaku	8
1.3.4 Třídy přesnosti pro měření hluku.....	8
1.3.5 Uspořádání vnitřní stavby zvukoměrů	9
1.3.6 Kalibrace zvukoměru	9
1.4 Mikrofony	10
1.4.1 Analogové mikrofony	10
1.4.2 Digitální mikrofony	11
1.5 Komunikační protokoly	12
1.5.1 I2S.....	12
1.5.2 USB.....	12
1.6 Číslicové filtry	13
1.6.1 FIR filtry	14
1.6.2 IIR filtry	14
1.6.3 Decimační filtry	15
1.7 Diskrétní Fourierova transformace	18
1.8 Počítačové rozpoznávání hlasu	18
1.9 Stavový automat	19
2 Realizace hlukoměru	20
2.1 Návrh váhových filtrů.....	20

2.1.1	Přenosové funkce váhových filtrů v s-doméně.....	20
2.1.2	Převod váhových filtrů do z-domény.....	21
2.2	Návrh průměrovacích filtrů	23
2.3	Návrh decimačního filtru	25
2.4	Mikrofon hlukoměru.....	26
2.5	Hlasové ovládání.....	28
2.5.1	Detekce samohlásek.....	28
2.5.2	Detekce lusknutí prstem.....	34
2.5.3	Vyhodnocení pokynů	35
2.6	Firmware pro mikrokontrolér	35
2.6.1	Základní struktura programu	36
2.6.2	Ovládání tlačítek a menu hlukoměru	36
2.6.3	Ovládání LCD displeje	38
2.6.4	Implementace CIC filtru	38
2.6.5	Implementace váhových filtrů	39
2.6.6	Implementace průměrovacích filtrů.....	39
2.6.7	Komunikace s PC.....	40
2.7	Počítačová aplikace.....	40
2.8	Návrh hardwarové části hlukoměru.....	41
2.8.1	Napájení hlukoměru.....	41
2.8.2	Připojení vývojové desky.....	41
2.8.3	Ovládací tlačítka	41
2.8.4	Komunikace s počítačem	41
2.8.5	LCD displej.....	42
2.8.6	Výsledné zařízení.....	42
2.9	Modifikovatelný stavový automat	44
2.9.1	Použití stavového automatu pro měření hluku	45
3	Kalibrace a test hlukoměru	46
3.1	Použité přístroje	46
3.2	Kalibrace hlukoměru.....	46
3.3	Frekvenční závislost hlukoměru	46
3.4	Test měření hladiny akustického tlaku šumu.....	49
3.5	Test rozpoznávání pokynů pro hlasové ovládání.....	50

4 Závěr	52
Literatura	53
Seznam symbolů, veličin a zkratk	55
A Návrh zařízení	56
A.1 Obvodové zapojení hlukoměru	56
A.2 Deska plošného spoje hlukoměru – bottom (strana spojů).....	57
B Seznam součástek	58

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1.1	Frekvenční a věková závislost SPL (převzato z [1])	4
Obrázek 1.2	Fletcher-Munsonovy křivky (převzato z [1]).....	4
Obrázek 1.3	Váhové filtry (převzato z [3])	6
Obrázek 1.4	Toleranční pásma modulové kmitočtové charakteristiky: třída 1 (zelená křivka) a třída 2 (modrá křivka) (převzato z [1]).....	8
Obrázek 1.5	Blokové schéma analogového zvukoměru (převzato z [1]).....	9
Obrázek 1.6	Blokové schéma číslicového zvukoměru (převzato z [1])	9
Obrázek 1.7	100 PDM vzorků jedné periody sinusového signálu (modrý pruh znamená log. 1 a bílý pruh znamená log. 0) (převzato z [7])	11
Obrázek 1.8	Průběh signálů po I2S sběrnici pro šířku slova 16 nebo 32 bitů (převzato z [8]).....	13
Obrázek 1.9	Bloková schémata CIC filtrů (převzato z [13])	16
Obrázek 1.10	Tvar modulové frekvenční charakteristiky CIC filtru (převzato z [13])	17
Obrázek 1.11	Typické blokové schéma Moorova stavového automatu (převzato z [18])	19
Obrázek 1.12	Typické blokové schéma Mealyho stavového automatu (převzato z [18])	19
Obrázek 2.1	Frekvenční modulová charakteristika váhového filtru typu A	22
Obrázek 2.2	Frekvenční modulová charakteristika váhového filtru typu C.....	23
Obrázek 2.3	Odezva průměrovacího filtru na stejnosměrný signál pro režim "slow" ..	24
Obrázek 2.4	Odezva průměrovacího filtru na stejnosměrný signál pro režim "fast" ..	24
Obrázek 2.5	Frekvenční modulová charakteristika CIC filtru	26
Obrázek 2.6	Frekvenční charakteristika mikrofonu MP45DT02 (převzato z [5])	27
Obrázek 2.7	Celková frekvenční charakteristika hlukoměru	27
Obrázek 2.8	Spektrum samohlásky 'A'	28
Obrázek 2.9	Spektrum samohlásky 'E'	29
Obrázek 2.10	Spektrum samohlásky 'I'	29
Obrázek 2.11	Spektrum samohlásky 'O'.....	30
Obrázek 2.12	Spektrum samohlásky 'U'	30
Obrázek 2.13	Spektrum samohlásky 'A' po vyhlazení	31
Obrázek 2.14	Spektrum samohlásky 'E' po vyhlazení.....	31

Obrázek 2.15	Spektrum samohlásky 'I' po vyhlazení.....	32
Obrázek 2.16	Spektrum samohlásky 'O' po vyhlazení	32
Obrázek 2.17	Spektrum samohlásky 'U' po vyhlazení	33
Obrázek 2.18	Časový průběh lusknutí prstem.....	34
Obrázek 2.19	Časový průběh slova "nahoru"	35
Obrázek 2.20	Vývojový diagram hlavního programu.....	37
Obrázek 2.21	Počítačová aplikace pro záznam naměřených dat.....	40
Obrázek 2.22	Blokové schéma hlukoměru	42
Obrázek 2.23	Horní strana hlukoměru	43
Obrázek 2.24	Spodní strana hlukoměru	43
Obrázek 3.1	Frekvenční závislost hlukoměrů pro filtr A	48
Obrázek 3.2	Frekvenční závislost hlukoměrů pro filtr C	48
Obrázek 3.3	Přesnost měření šumu, filtr typu A.....	50
Obrázek 3.4	Přesnost měření šumu, filtr typu C	50

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1.1	Moduly přenosových funkcí váhových filtrů (převzato z [2]).....	7
Tabulka 1.2	Útlumy vybraných frekvencí vstupního signálu v závislosti na počtu bloků (převzato z [13])	17
Tabulka 1.3	Frekvenční pásma samohlásek (převzato z [18]).....	18
Tabulka 2.1	Koeficienty váhových filtrů	22
Tabulka 2.2	Koeficienty průměrovacích filtrů.....	25
Tabulka 3.1	Frekvenční závislost hlukoměřů	47
Tabulka 3.2	Výsledky měření SPL pro různový šum	49
Tabulka 3.3	Výsledky testu detekce hlasových pokynů	51

ÚVOD

Vystavení člověka i jiných živočichů příliš velké míře hluku má negativní vliv na jejich zdravotní stav, především na kvalitu sluchu, a proto je s měřením hluku spojeno mnoho oblastí lidské činnosti. Jedná se především o měření hluku v oblasti průmyslu, kdy je potřeba dbát především na dodržení limitů hladiny akustického tlaku na pracovištích, a výrobků, které jsou lidmi používány. Z předchozích slov plyne, že i parametry používaných hlukoměrů musí být normalizovány pro zajištění správnosti měření.

Tato práce se zabývá návrhem a konstrukcí hlukoměru, který je řízen vývojovou deskou STM32F4 Discovery s 32bitovým mikrokontrolérem řady STM32 založeném na architektuře ARM s jádrem Cortex-M4 a s digitálním mikrofonom od firmy ST Microelectronics. Hlukoměr bude určen pro orientační měření hluku v průmyslovém prostředí. Hlukoměr zobrazuje naměřenou hladinu akustického tlaku v decibelech na alfanumerický displej. Deska hlukoměru je osazena pěti tlačítky, pomocí kterých lze nastavovat váhové filtry, rychlost vzorkování a hlasové ovládání přístroje. Zařízení je možné napájet buď třemi AA bateriemi, nebo přes USB rozhraní z počítače. Součástí této práce je naprogramování počítačové aplikace pro záznam naměřených hodnot.

Tato práce je rozdělena do tří hlavních kapitol. První kapitola se zabývá teoretickým rozбором daného tématu, což zahrnuje podstatu zvukového vlnění, význam měřených veličin, metody měření hluku a způsob číslicového zpracování zvukového signálu pro měření hluku a hlasové ovládání pomocí mikroprocesoru. Druhá kapitola se zabývá samotnou realizací měřicího zařízení, což zahrnuje návrh konkrétních číslicových filtrů, naprogramování mikrokontroléru pro příjem a zpracování zvukového signálu z digitálního mikrofону, vývoj algoritmů pro hlasové ovládání, návrh DPS a vytvoření počítačové aplikace pro záznam naměřených hodnot. Třetí kapitola pojednává o kalibraci, vyzkoušení a porovnání již hotového zařízení s jinými komerčně dostupnými hlukoměry.

1 ÚVOD DO MĚŘENÍ HLUKU

Tato kapitola pojednává o celém procesu číslicového měření hluku. Je zde rozebrána fyzikální podstata zvuku, fyzikální veličiny popisující zvuk, vnímání zvuku člověkem, způsob snímání zvuku a jeho číslicové zpracování.

1.1 Zvukové vlnění

Zvuk je mechanické vlnění, které se může šířit v látkovém prostředí, nikoliv ve vakuu, kde nejsou žádné hmotné částice, pomocí kterých by se akustická energie mohla prostředím šířit. Aby se zvukové vlnění mohlo látkovým prostředím šířit, musí být takové prostředí pružné, čímž se rozumí, že jednotlivé částice tohoto prostředí mohou do určité míry změnit svou polohu vzhledem k ostatním částicím, zároveň však tímto vychýlením z rovnovážné polohy musí tyto částice silově působit na ostatní částice ve svém okolí, čímž jsou tyto částice donuceny rovněž k vychýlení ze své rovnovážné polohy. U látek skupenství pevného je vzájemné působení částic zprostředkováno pomocí vazeb mezi jednotlivými částicemi, zatímco v látkách skupenství plynného a kapalného, jejichž částice mají mezi sebou pouze slabé vazby, je vzájemné působení částic způsobeno především vzájemnými nárazy. Z hlediska směru vychýlování jednotlivých částic je možné zvukové vlnění rozdělit na vlnění podélné a příčné. V případě podélného vlnění kmitají částice prostředí kolem své rovnovážné polohy ve směru šíření zvuku, naopak v případě příčného vlnění kmitají částice prostředí ve směru kolmém ke směru šíření zvuku. Kapalnými a plynnými látkami se šíří pouze vlnění podélné, zatímco v pevných látkách se mohou šířit oba typy vlnění [1].

Z předchozího odstavce plyne, že v prostředí, kterým se šíří zvukové vlnění, dochází v jednotlivých místech k periodickému zhušťování a zředování částic, což se v těchto místech projevuje periodickými změnami tlaku, které mají harmonický průběh. V prostředí, kterým se zvuk šíří, je střední hodnota tlaku rovna původní hodnotě tlaku v tomto prostředí. Plocha, která je tvořena částicemi, které kmitají se stejnou fází, se nazývá vlnoplocha. Vlnoplochu je možné v případě dostatečně malého a vzdáleného zdroje zvuku považovat za kulovou [1].

Mezi základní fyzikální veličiny, které popisují zvukové vlnění, je možné zařadit rychlost zvuku, frekvenci, vlnovou délku, akustický tlak, akustický výkon, intenzitu zvuku a hladinu akustického tlaku. Rychlost zvuku je při teplotě 20°C přibližně 343 m/s a s rostoucí teplotou se zvyšuje přibližně o 0,61 m/s na stupeň Celsia. Mezi rychlostí, frekvencí a vlnovou délkou zvuku platí následující vztah [1]:

$$c = \lambda f, \quad (1.1)$$

kde c představuje rychlost zvuku s jednotkou metr za sekundu (m/s), λ je vlnová délka s jednotkou metr (m) a f je frekvence vlnění s jednotkou Hertz (Hz). Akustický tlak je střídavá složka celkového tlaku, který je superpozicí tlaku daného prostředí, kterým se nešíří žádná zvuková vlna, a akustického tlaku. Jednotkou tlaku je Pascal (Pa). Akustický výkon je výkon, který mají částice vlivem akustického tlaku prostředí, ve

kterém se tyto částice nachází. Okamžitá hodnota akustického výkonu je dána následujícím vztahem [1]:

$$P = pSv \cos \Psi, \quad (1.2)$$

kde P je akustický výkon s jednotkou watt (W), p je akustický tlak, S je plocha, na kterou částice působí tlakem p , v je okamžitá rychlost částic a Ψ je úhel, který svírá normála k ploše S s vektorem rychlosti v . Intenzita zvuku je střední hodnota toku energie jednotkovou plochou pro periodické zvukové vlnění a platí pro ni [1]:

$$I = \frac{1}{T} \int_0^T pv \, dt, \quad (1.3)$$

kde I je intenzita zvuku s jednotkou watt na metr čtverečný (W/m^2), T je perioda zvukového vlnění, p je akustický tlak, v je rychlost částic a t značí čas. Hladina akustického tlaku je definována následujícím vztahem [1]:

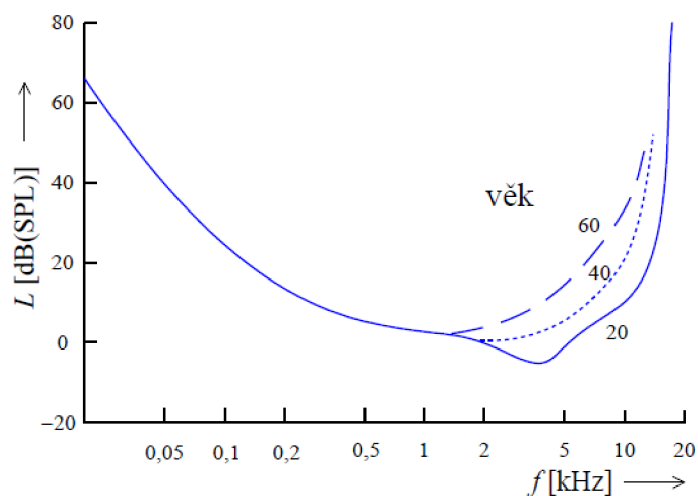
$$L_p = 20 \log \frac{p}{p_0}, \quad (1.4)$$

kde L_p je hladina akustického tlaku v decibelech (dB), p je akustický tlak a p_0 je vztažná hodnota akustického tlaku, kterému odpovídá práh lidského slyšení na kmitočtu 1 kHz, což je $2 \cdot 10^{-5}$ Pa. Hladina akustického tlaku se v praxi často značí písmeny SPL, což jsou počáteční písmena anglického názvu této veličiny (*Sound Pressure Level*) [1].

1.2 Působení zvukového vlnění na lidský organismus

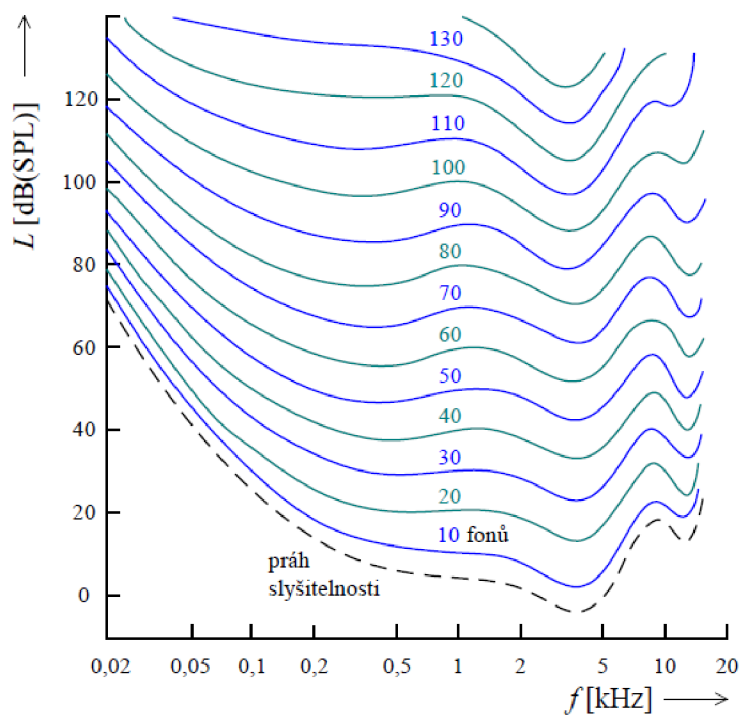
Člověk vnímá zvuk pomocí sluchového orgánu, který se skládá ze tří hlavních částí: zevní ucho, střední ucho a vnitřní ucho. Zevní ucho vede *zvukovodem* zvukové vlnění na *bubínek*, kde zvukové vlnění dále pokračuje do oblasti středního ucha. Ve středním uchu se nachází několik kůstek: kladívko, kovádlínka a třmínek. Tato soustava kůstek umožňuje převod zvukového vlnění z plynného prostředí do kapalného prostředí labyrintu *hlemýžďe*, který se nachází v oblasti vnitřního ucha. Vnitřní ucho má za úkol převod mechanického kmitání částic kapaliny v *hlemýždi* na nervový vzruch, který je dále zpracováván v mozku, kromě toho vnitřní ucho slouží i jako smyslový orgán pro vnímání polohy [1].

Minimální hodnota hladiny akustického tlaku zvuku, který je člověk se zdravým sluchovým ústrojím schopný slyšet, se nazývá práh slyšitelnosti. Práh slyšitelnosti závisí především na frekvenci zvukového vlnění, ale také na tom, jestli je zvuk vnímán pouze jedním uchem (monaurální poslech), nebo oběma ušima (binaurální poslech). Práh slyšitelnosti se zvyšuje s přibývajícím věkem, tato změna se týká především frekvencí vyšších než 1 kHz. Závislost minimální slyšitelné hladiny akustického tlaku na frekvenci a věku člověka je uvedena na obrázku 1.1, na kterém lze vidět, že citlivost sluchu je nejvyšší přibližně v oblasti 2 až 3 kHz, což jsou frekvence, při kterých dochází k nejlepšímu přenosu kmitů do vnitřního ucha, a oblast slyšitelnosti je přibližně v oblasti 16 Hz až 16 kHz, v dětství tato hranice dosahuje až 20 kHz [1].



Obrázek 1.1 Frekvenční a věková závislost SPL (převzato z [1])

Z předchozího odstavce plyne, že tóny se stejnou hladinou akustického tlaku, ale s rozdílnými frekvencemi, jsou člověkem vnímány jako tóny s různou hlasitostí. Subjektivním srovnáváním tónů se stejnou hladinou akustického tlaku a různou frekvencí byly získány křivky hladiny hlasitosti. Jednotkou hladiny hlasitosti je fon (Ph). Tyto křivky se nazývají Fletcherovy-Munsonovy křivky a určují závislost SPL na frekvenci tak, aby člověk vnímal tóny jako stejně hlasité. Tvar Fletcher-Munsonových křivek je na obrázku 1.2 [1].



Obrázek 1.2 Fletcher-Munsonovy křivky (převzato z [1])

Zvuk o hodnotě SPL přesahující přibližně 120 dB začne dráždit i hmatová tělíska ve sluchovém ústrojí, což člověk vnímá jako nepříjemný pocit v uších, tato hodnota SPL se označuje jako hmatový práh. Při hodnotě SPL překračující 130 až 140 dB člověk začíná cítit bolest v uších, tato hodnota SPL se označuje jako práh bolesti. Při hodnotě SPL okolo 160 dB dochází k bezprostřednímu poškození sluchového ústrojí. Při dlouhodobém působení hluku dochází k přizpůsobení prahu slyšení a hluk je vnímán s menší hlasitostí po celou dobu působení. Po odeznění hluku, dochází i k obnovení původního prahu slyšení. Kromě působení na sluchové ústrojí, mají hlasité zvuky i negativní vliv na psychiku člověka [1].

1.3 Měření hluku

Jako hluk jsou označovány nepříjemné a rušivé neperiodické zvuky. Vlastnosti hluku jsou většinou popisovány pomocí hladiny akustického tlaku (SPL), kde je k prahu slyšení vztažena efektivní hodnota akustického tlaku. Zařízení používané k měření SPL hluků ale i jiných zvuků se nazývá hlukoměr nebo také zvukoměr. Pro měření hluku se používá mezinárodní norma IEC 61672, která určuje parametry zvukoměrů pro dvě třídy přesnosti: přesnější třída „class 1“ a méně přesná třída „class 2“ [1].

V některých případech je potřeba měřit SPL v závislosti na daných kmitočtových pásmech, v takovém případě je potřeba měřený zvukový signál filtrovat pomocí odpovídajících pásmových filtrů.

1.3.1 Váhové filtry

Z předchozí kapitoly plyne, že lidský sluch reaguje na různé frekvence zvukového vlnění s různou citlivostí, což je potřeba zohlednit i při měření hluku filtrací zvukového signálu pomocí vhodných váhových filtrů.

Celkem existují čtyři typy váhových filtrů označovaných písmeny A, B, C, D. Všechny čtyři filtry mají přenos 0 dB pro 1 kHz. Modulové kmitočtové charakteristiky filtrů A, B, C (viz obrázek 1.3) mají přibližně tvar odpovídající kmitočtové závislosti citlivosti lidského sluchu, z čehož plyne, že jejich tvar je přibližně inverzní ke tvaru Fletcher-Munsonových křivek na obrázku 1.2 pro tyto hlasitosti [1]:

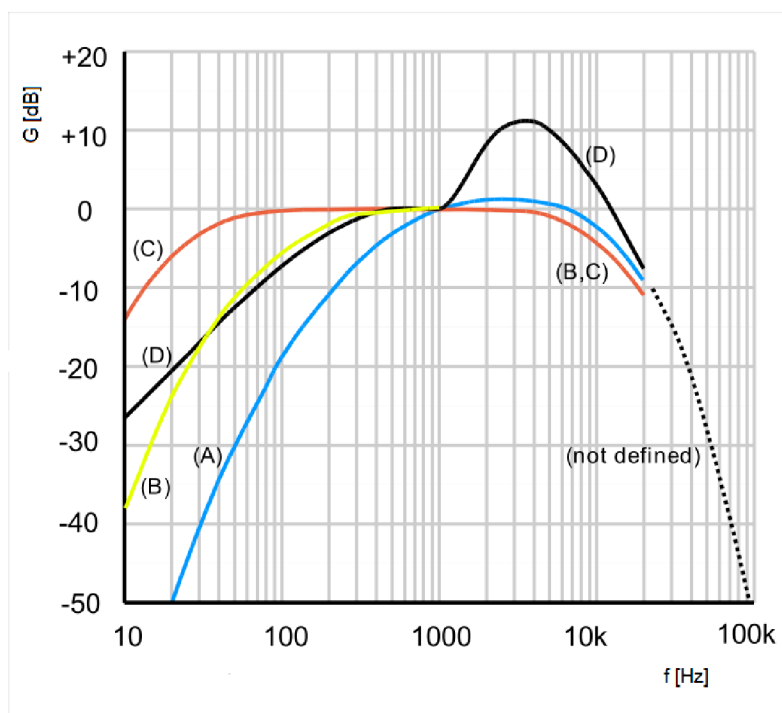
- typ A pro hlasitost 40 Ph
- typ B pro hlasitost 70 Ph
- typ C pro hlasitost 100 Ph.

Váhový filtr typu D neodpovídá žádné křivce hlasitosti, jedná se o speciální typ filtru využívaný pro měření vysokých hodnot SPL především v oblasti letectví. Filtr typu B se používá hlavně pro měření SPL pro rozhlasová vysílání. Pro měření hluku v praxi se nejvíce používají filtry typu A a C, které také bývají součástí běžně dostupných hlukoměrů. Filtr typu A se používá pro měření nižších hodnot SPL a filtr typu C pro vyšší hodnoty SPL. Naměřené hodnoty akustického tlaku nebo SPL jsou označovány indexem použitého filtru, v případě nevyužití žádného váhového filtru se často používá index Z. Například pro filtr typu C se rovnice 1.4 definuje jako [1]:

$$L_C = 20 \log \frac{p_C}{p_0}, \quad (1.5)$$

kde L_C se v případě použití váhového filtru nazývá hladina zvuku a má jednotku decibel (dBC)), p_C je efektivní hodnota akustického tlaku s jednotkou Pascal (Pa) [1].

Na obrázku 1.3 jsou zobrazeny modulové frekvenční charakteristiky jednotlivých váhových filtrů [3].



Obrázek 1.3 Váhové filtry (převzato z [3])

Modulová kmitočtová charakteristika váhového filtru typu A je definována následujícím vztahem [2]:

$$A(f) = 20 \log \left[\frac{f_4^2 f^4}{(f^2 + f_1^2)(f^2 + f_2^2)^{1/2}(f^2 + f_3^2)^{1/2}(f^2 + f_4^2)} \right] - A_{1000}, \quad (1.6)$$

kde $A(f)$ je přenos filtru v decibelech, f je frekvence v hertzech, konstanty f_1, f_2, f_3, f_4 jsou frekvence pólů v hertzech a konstanta A_{1000} je normující konstanta v decibelech pro zajištění přenosu filtru 0 dB na kmitočtu 1000 Hz [2].

Modulová kmitočtová charakteristika váhového filtru typu C je definována následujícím vztahem [2]:

$$C(f) = 20 \log \left[\frac{f_4^2 f^2}{(f^2 + f_1^2)(f^2 + f_4^2)} \right] - C_{1000}, \quad (1.7)$$

kde $C(f)$ je přenos filtru v decibelech, f je frekvence v hertzech, konstanty f_1, f_2, f_3, f_4 jsou frekvence pólů v hertzech a konstanta C_{1000} je normující konstanta v decibelech pro zajištění přenosu filtru 0 dB na kmitočtu 1000 Hz [2].

Podle normy IEC 61672 jsou výše uvedené konstanty pro oba typy filtrů

definovány následujícími hodnotami: $f_1 = 20,6$ Hz, $f_2 = 107,7$ Hz, $f_3 = 737,9$ Hz, $f_4 = 12494$ Hz, $A_{1000} = -2$ dB, $C_{1000} = -0,062$ dB. Normující konstanty A_{1000} a C_{1000} vzniknou dosazením $f = 1000$ do rovnic 1.6 a 1.7 bez uvažování těchto normujících konstant. V tabulce 1.1 jsou shrnuty moduly přenosových funkcí váhových filtrů a jejich tolerance [2].

Tabulka 1.1 Moduly přenosových funkcí váhových filtrů (převzato z [2])

Jmenovitý kmitočet [Hz]	Kmitočtová váhová funkce [dB]			Tolerance [dB]	
				Třída	
	A	C	Z	1	2
10	-70,4	-14,3	0,0	3,5; -∞	5,5; -∞
12.5	-63,4	-11,2	0,0	3,0; -∞	5,5; -∞
16	-56,7	-8,5	0,0	2,5; -4,5	5,5; -∞
20	-50,5	-6,2	0,0	±2,5	±3,5
25	-44,7	-4,4	0,0	2,5; -2,0	±3,5
31.5	-39,4	-3,0	0,0	±2,0	±3,5
40	-34,6	-2,0	0,0	±1,5	±2,5
50	-30,2	-1,3	0,0	±1,5	±2,5
63	-26,2	-0,8	0,0	±1,5	±2,5
80	-22,5	-0,5	0,0	±1,5	±2,5
100	-19,1	-0,3	0,0	±1,5	±2,0
125	-16,1	-0,2	0,0	±1,5	±2,0
160	-13,4	-0,1	0,0	±1,5	±2,0
200	-10,9	0,0	0,0	±1,5	±2,0
250	-8,6	0,0	0,0	±1,4	±1,9
315	-6,6	0,0	0,0	±1,4	±1,9
400	-4,8	0,0	0,0	±1,4	±1,9
500	-3,2	0,0	0,0	±1,4	±1,9
630	-1,9	0,0	0,0	±1,4	±1,9
800	-0,8	0,0	0,0	±1,4	±1,9
1000	0	0	0	±1,1	±1,4
1250	0,6	0,0	0,0	±1,4	±1,9
1600	1,0	-0,1	0,0	±1,6	±2,6
2000	1,2	-0,2	0,0	±1,6	±2,6
2500	1,3	-0,3	0,0	±1,6	±3,1
3150	1,2	-0,5	0,0	±1,6	±3,1
4000	1,0	-0,8	0,0	±1,6	±3,6
5000	0,5	-1,3	0,0	±2,1	±4,1
6300	-0,1	2,0	0,0	2,1; -2,6	±5,1
8000	-1,1	-3,0	0,0	2,1; -3,1	±5,6
10000	-2,5	-4,4	0,0	2,6; -3,6	5,6; -∞
12500	-4,3	-6,2	0,0	3,0; -6,0	6,0; -∞
16000	-6,6	-8,5	0,0	3,5; -17,0	6,0; -∞
20000	-9,3	-11,2	0,0	4,0; -∞	6,0; -∞

1.3.2 Časové konstanty zvukoměrů

Efektivní hodnoty akustického tlaku musí být ve zvukoměrech průměrovány před samotným výpočtem SPL a před zobrazením výsledné hodnoty uživateli měřicího přístroje. K tomuto účelu se nejčastěji používají dolní propusti prvního řádu s dvěma hodnotami časových konstant podle normy IEC 61672 [2]:

- časová konstanta 1 sekunda pro stacionární hluky, tzv. režim „slow“
- časová konstanta 0,125 sekundy pro krátkodobě proměnné hluky, tzv. režim „fast“.

Výše zmíněné filtry mohou být jak v analogové, tak i v digitální formě. Analogový filtr je tvořen integračním RC článkem. Digitální filtr je možné vytvořit Butterworthovou aproximací dolní propusti v s -doméně s mezní frekvencí rovnou převrácené hodnotě časové konstanty vynásobené výrazem 2π a následným převodem do z -domény pomocí bilineární transformace, popřípadě jinou metodou pro převod analogových filtrů do digitální podoby.

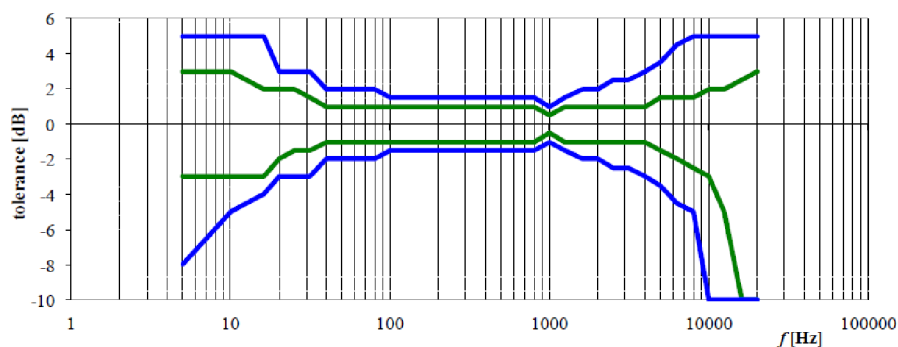
1.3.3 Výpočet efektivní hodnoty akustického tlaku

Norma IEC 61672 definuje dva způsoby vyjádření SPL: časově průměrovaná hladina akustického tlaku, kdy je efektivní hodnota rovna druhé odmocnině průměru druhých mocnin vzorků akustického tlaku za stanovený časový interval, a časově vážená hladina akustického tlaku, kdy je efektivní hodnota rovna druhé odmocnině výstupu filtru zmíněného v kapitole 1.3.2, na jehož vstup je přivedena druhá mocnina vzorků zvukového signálu [2].

1.3.4 Třídy přesnosti pro měření hluku

Jak již bylo dříve zmíněno, norma IEC 61672 definuje pro zvukoměry 2 třídy přesnosti. Největší rozdíl těchto dvou tříd je v tolerančních pásmech modulové kmitočtové charakteristiky celého měřicího řetězce bez uvažování váhového filtru. Modulová frekvenční charakteristika je nejvíce ovlivněna kvalitou použitého mikrofonu, dále mají vliv vlastnosti zesilovače zvukového signálu. Na obrázku 1.4 jsou zobrazena toleranční pole v decibelech v závislosti na frekvenci v hertzech pro obě třídy přesnosti [1].

Pro vybrané frekvence jsou tyto tolerance v decibelech uvedeny v tabulce 1.1.

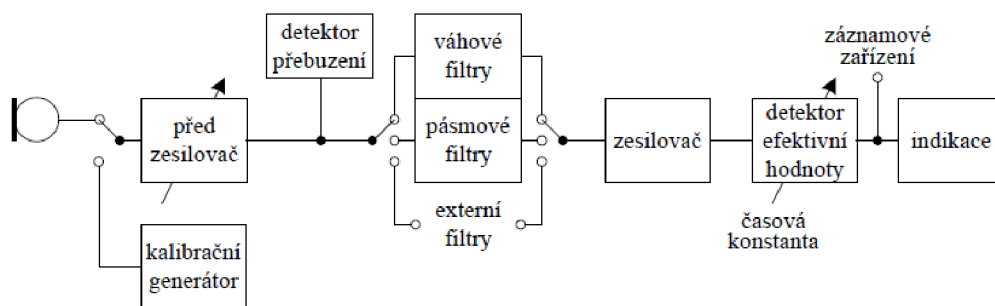


Obrázek 1.4 Toleranční pásma modulové kmitočtové charakteristiky: třída 1 (zelená křivka) a třída 2 (modrá křivka) (převzato z [1])

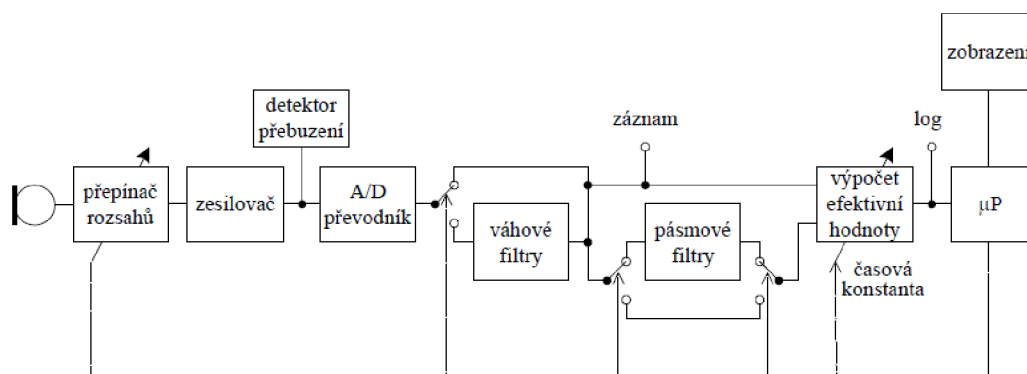
1.3.5 Uspořádání vnitřní stavby zvukoměrů

Obecně se zvukoměr skládá z mikrofону, za kterým může následovat přepínač rozsahů, dále následuje zesilovač, v případě číslicového hlukoměru A/D převodník, váhové filtry, popřípadě i pásmové filtry pro určení SPL v určitých frekvenčních pásmech a blok pro výpočet efektivní hodnoty zvukového signálu. Výstup měřicího mikrofону se může pohybovat od jednotek mikrovoltů až po jednotky voltů, kvůli čemuž je potřeba přepínač rozsahů podle velikosti aktuálně měřené hodnoty SPL. Pro malé hodnoty SPL je potřeba zamezit vlivu šumu měřicího přístroje, naopak pro velké hodnoty SPL je potřeba předejít přebuzení zesilovače, k čemuž slouží detektor přebuzení. V případě analogového zvukoměru je posledním blokem kalibrovaný indikátor naměřené hodnoty SPL. V případě digitálního zvukoměru je číslicová hodnota zvukového signálu vynásobena převodní konstantou, která je spočítána na základě kalibrace hlukoměru, čímž je získána skutečná efektivní hodnota akustického tlaku, která se následně použije pro výpočet SPL podle rovnice 1.4 a nakonec je výsledná hodnota odeslána na dané zobrazovací zařízení [1].

Bloková schémata analogového a digitálního zvukoměru jsou na obrázku 1.5 a na obrázku 1.6.



Obrázek 1.5 Blokové schéma analogového zvukoměru (převzato z [1])



Obrázek 1.6 Blokové schéma číslicového zvukoměru (převzato z [1])

1.3.6 Kalibrace zvukoměru

Efektivní hodnota elektrického napětí, popřípadě číslicová hodnota v digitálních

zvukoměrech neodpovídá číselně hodnotě akustického tlaku, a proto je potřeba provést kalibraci měřicího přístroje, aby zobrazoval správnou hodnotu SPL. Akustická kalibrace je prováděna pomocí pistonfonu nebo tónového kalibrátoru [1].

Pistonfon je tvořen válcovou neprodyšnou komorou, do které je při kalibraci zasunutý mikrofon kalibrovaného zvukoměru. V komůrce pistonfonu se nachází píst, který svým kmitavým pohybem vytváří známý akustický tlak o známé frekvenci. Pistonfon generuje zvukové vlnění do kmitočtu 250 Hz [1].

Tónový kalibrátor je zařízení, které pomocí reproduktoru v dutině, do které je zasunutý kalibrovaný mikrofon, generuje zvukový signál na kmitočtu 1000 Hz s hladinou akustického tlaku 94 dB [1].

Další možností kalibrace, která je však méně přesná než předchozí dvě možnosti, je porovnání naměřených hodnot již kalibrovaného zvukoměru a zvukoměru, který chceme kalibrovat. Kalibrace se provádí v bezodrazové místnosti, ve které je generován zvukový signál o kmitočtu 1000 Hz.

Při kalibraci je získána převodní konstanta pomocí rovnice 1.8 [1]:

$$\eta = \frac{U_{ef}}{p}, \quad (1.8)$$

kde η je převodní konstanta s jednotkou volt na pascal (V/Pa), U_{ef} je efektivní hodnota napětí na výstupu zvukoměru, v případě digitálního zvukoměru se jedná o číslicovou hodnotu, která je výsledkem měření, p je skutečná hodnota akustického tlaku v pascálech (Pa).

Výslednou hladinu akustického tlaku lze pomocí převodní konstanty spočítat pomocí rovnice 1.9 [1]:

$$L_p = 20 \log \frac{U_{ef}}{\eta p_0}, \quad (1.9)$$

kde L_p je hodnota SPL v decibelech (dB) a p_0 je práh slyšení v pascálech (Pa).

1.4 Mikrofony

Mikrofon má za úkol snímat akustický tlak a převádět ho na napětí. Obecně je možné mikrofony rozdělit na analogové, jejichž výstup je napětí úměrné akustickému tlaku a digitální, jejichž výstup je v číslicové podobě.

1.4.1 Analogové mikrofony

Analogové mikrofony se dělí na elektrodynamické a elektrostatické.

U elektrodynamických mikrofonů se vlivem akustického tlaku pohybuje cívka v magnetickém poli a v závislosti na rychlosti pohybu se v ní indukuje elektrické napětí [4].

U elektrostatických mikrofonů je výstupní napětí závislé na kapacitě vnitřního

deskového kondenzátoru nabitého konstantním nábojem. Kondenzátor má jednu elektrodu pevnou a druhou pohyblivou. Pohyblivá elektroda se pohybuje vlivem akustického tlaku, čímž dochází ke změně kapacity a následně ke změně výstupního napětí [4].

Při konstrukci komerčně vyráběných zvukoměrů se používají zejména mikrofony elektrostatické [1].

1.4.2 Digitální mikrofony

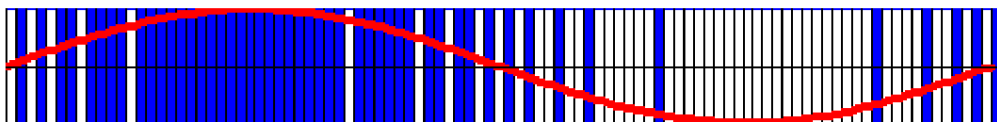
Tato kapitola pojednává o digitálním mikrofonu ve smyslu MEMS (*MicroElectroMechanicle System*) součástky.

Digitální mikrofon se skládá ze dvou hlavních částí: MEMS senzor akustického tlaku a ASIC (*Application Specific Integrated Circuit*). Tyto dvě části jsou umístěny v malé komůrce, která zároveň tvoří pouzdro celé součástky. V pouzdru mikrofonu je malý otvor, kterým vniká zvukové vlnění až k výše zmíněnému senzoru akustického tlaku. Součástí pouzdra je kovová vrstva, která slouží jako stínění proti vnějšímu elektromagnetickému rušení, které by mohlo mít vliv na výstupní data mikrofonu [5].

Senzor funguje na podobném principu jako elektrostatický mikrofon. Senzor je tvořen deskovým kondenzátorem, který má jednu elektrodu pevnou a druhou pohyblivou. Pevná elektroda tvoří vrchní část senzoru a má v sobě mnoho miniaturních otvorů, přes které se zvukové vlnění dostává k druhé pohyblivé elektrodě, která mění svou vzdálenost od pevné elektrody v závislosti na akustickém tlaku, čímž se mění celková kapacita tohoto kondenzátoru, a tím dochází i ke změně výstupního napětí celého senzoru [5].

ASIC je propojen s MEMS senzorem a má za úkol převádět výstupní analogový signál na digitální signál ve formátu PDM (*Pulse Density Modulation*), který je přiváděn na vnější kontakt součástky, odkud je dále zpracováván dalšími obvody, například mikroprocesorem [5].

Formát PDM je tvořen 1bitovými daty s mnohonásobně vyšší vzorkovací frekvencí, než je dvojnásobek frekvence nejvyšší harmonické složky obsažené v daném signálu. Díky převzorkování nedojde ke ztrátě informace, i když vzorky mohou nabývat pouze dvou hodnot. Obvykle je vzorkovací frekvence více jak 60krát vyšší, než je potřeba podle vzorkovacího teorému. Převod analogového signálu do digitálního signálu v tomto formátu je prováděn pomocí sigma-delta modulace. Jako příklad PDM signálu je na obrázku 1.7 znázorněno 100 PDM vzorků jedné periody sinusového signálu [7].



Obrázek 1.7 100 PDM vzorků jedné periody sinusového signálu (modrý pruh znamená log. 1 a bílý pruh znamená log. 0) (převzato z [7])

Velkou výhodou PDM signálu je velký odstup vyšších harmonických složek, způsobených vlivem obdélníkového průběhu tohoto signálu, od harmonických složek

obsažených v původním signálu, který byl do PDM signálu kódován.

Digitální mikrofon má mimo napájecích vývodů další 3 kontakty, které jsou v případě mikrofonu MP45DT02 od firmy ST Microelectronics označovány jako: DOUT, CLK a LR. V závislosti na tom, jestli je LR připojen na zem nebo napájecí napětí, jsou PDM data přítomná na výstupu DOUT buď při sestupné, nebo náběžné hraně hodinového signálu přiváděného na vstup CLK, jinak je na výstupu DOUT stav vysoké impedance. Funkce LR pinu je užitečná v případě stereo nahrávání, kdy je možné pomocí jednoho hodinového signálu řídit dva mikrofony. Při poklesu frekvence hodinového signálu pod určitou hodnotu, která se pro jednotlivé typy mikrofonů může lišit, dojde k přepnutí mikrofonu do úsporného režimu [6].

1.5 Komunikační protokoly

Aby mezi sebou mohly navzájem komunikovat různá zařízení od různých výrobců, bylo potřeba zavést standardy různých komunikačních protokolů, které jsou v těchto zařízeních implementována. Hlukoměr, kterým se tato práce zabývá, využívá pro komunikaci mezi mikrokontrolérem, mikrofonem a počítačem dva komunikační standardy, I2S a USB.

1.5.1 I2S

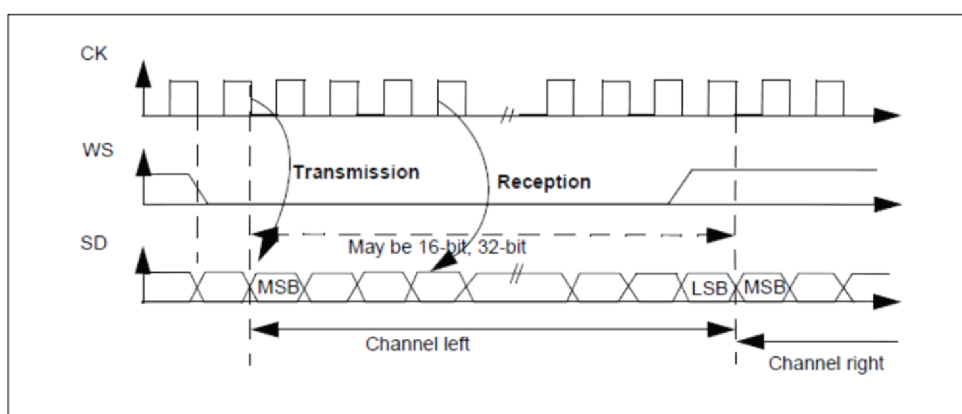
I2S je synchronní sériová komunikační sběrnice, která byla zavedena firmou Philips v roce 1986, a je určena pro přenos digitálního audio signálu [9].

Podle standardu společnosti Philips je I2S sběrnice tvořena třemi signály: WS (*Word Select*), SCK (*Serial Clock*) a SD (*Serial Data*). Signál WS určuje, který kanál je přenášen, v případě logické 1 je přenášen pravý kanál a v případě logické 0 je přenášen kanál levý. Signál WS je aktivován 1 periodu hodinového signálu SCK před začátkem vysílání prvního bitu. Signál SD slouží pro sériový přenos dat, první je přenášen MSB bit. Maximální šířka slova je nejčastěji 32, 16 nebo 24 bitů. V případě 24bitové šířky slova je přeneseno celých 32 bitů, z nichž posledních 8 bitů jsou logické nuly. V případě 16bitové šířky slova je možné přenést pouze 16 datových bitů, nebo opět celých 32 bitů, z nichž posledních 16 bitů jsou logické nuly. Výstup na signálech WS a SD je ze strany vysílače aktivován při sestupné hraně hodinové signálu SCK a čten ze strany přijímače při vzestupné hraně signálu SCK. Průběh I2S signálu je na obrázku 1.8 [8].

Po I2S sběrnici mohou být data přenášeny i podle jiných protokolů, které se však od protokolu zmíněného v předchozím odstavci mohou lišit pouze v polaritě hodinového signálu, šířce slova nebo okamžiku nastavení WS signálu [9].

1.5.2 USB

USB (*Universal Serial Bus*) je v současné době jeden z nejrozšířenějších komunikačních standardů. Tento způsob sériové komunikace používá v dnešní době velké množství komerčně vyráběných zařízení jako například osobní počítače, myši, klávesnice, fotoaparáty, televizory, USB flash disky a mnoho dalších zařízení. Za dobu své existence byly vytvořeny celkem 3 verze této komunikace, které se lišily především maximální přenosovou rychlostí [10].



Obrázek 1.8 Průběh signálů po I2S sběrnici pro šířku slova 16 nebo 32 bitů (převzato z [8])

1.6 Číslicové filtry

Číslicové filtry slouží pro filtrování diskrétního signálu v číslicové podobě. Vlastnosti číslicových filtrů jsou popsány přenosovou funkcí v z -oblasti podle rovnice (1.10) [11]:

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_m z^{-m}}{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_q z^{-q}}, \quad (1.10)$$

kde $H(z)$ je přenosová funkce v komplexním tvaru, a, b jsou koeficienty filtru a pro z platí rovnice (1.11) [11]:

$$z = e^{j \cdot 2\pi f T}, \quad (1.11)$$

kde f je frekvence v hertzech a T je vzorkovací perioda daného signálu.

Modul přenosové funkce $H(z)$ udává velikost přenosu filtru pro daný kmitočet a argument přenosové funkce $H(z)$ udává fázový rozdíl vstupního a výstupního signálu pro daný kmitočet. Při rozšíření lomeného výrazu v rovnici 1.10 výrazem z^q se kořeny čitatele nazývají nulové body filtru a kořeny jmenovatele se nazývají póly filtru. Vzhledem k tomu, že proměnná z je komplexní číslo, i nuly a póly mají komplexní tvar. Stabilní filtr musí mít všechny póly uvnitř jednotkové kružnice Gaussovy roviny, nebo musí být eliminovány nulami [11].

V časové oblasti je filtr vyjádřen pomocí koeficientů a, b z rovnice 1.10 podle rovnice 1.12 [11]:

$$y(n) = \sum_{i=0}^m b_i x(n-i) - \sum_{i=1}^q a_i y(n-i), \quad (1.12)$$

kde y je výstupní signál a x je vstupní signál.

Převod z oblasti časové do oblasti kmitočtové je prováděn pomocí z -transformace, opačný převod se nazývá inverzní z -transformace [11].

Obecně se číslicové filtry dělí na FIR (*Finite Impulse Response*) a IIR (*Infinite*

Impulse Response) filtry, tyto dva typy jsou popsány v následujících 2 podkapitolách.

1.6.1 FIR filtry

FIR filtry jsou filtry s konečnou impulsní charakteristikou, což znamená, že při jednotkovém impulsu na jejich vstupu se na jejich výstupu objeví konečný počet nenulových vzorků, posloupnost těchto vzorků se nazývá impulsní charakteristika. FIR filtry jsou vždy stabilní, protože jejich póly v z -oblasti leží buď v počátku Gaussovy roviny, nebo jsou eliminovány nulami. Dále mohou mít tyto filtry lineární fázovou charakteristiku, díky čemuž nedochází v časové oblasti ke zkreslení signálu, který je tvořen superpozicí harmonických složek, jejichž frekvence leží v propustném pásmu daného filtru. Nevýhodou těchto filtrů je to, že mají často větší výpočetní náročnost než filtry IIR. Výstupní signál FIR filtru je roven konečné diskretní konvoluci vstupního signálu a impulsní charakteristiky, jak ukazuje rovnice 1.13 [11]:

$$y_n = \sum_{k=0}^{N-1} x_{n-k} h_k, \quad (1.13)$$

kde y_n je výstupní diskretní signál, N je délka impulsní charakteristiky, x_{n-k} je vstupní diskretní signál a h_k je impulsní charakteristika. FIR filtr lze vyjádřit i podle rovnice 1.12 s tím, že koeficienty a_i jsou vždy nulové [11].

1.6.2 IIR filtry

IIR filtry jsou filtry s nekonečnou impulsní charakteristikou, což znamená, že při jednotkovém impulsu na jejich vstupu se na jejich výstupu objeví nekonečný počet nenulových vzorků, a proto nelze tento typ filtrů vyjádřit podle rovnice 1.13. Nevýhodou těchto filtrů je, že při špatném návrhu mohou být nestabilní, naopak jejich výhodou je mnohem menší výpočetní náročnost, která je důležitá například při implementaci v procesorech. Pro návrh IIR filtrů se často používají metody založené na podobnosti s analogovými filtry, jednou z těchto metod je metoda bilineární transformace, která je použita v této práci a je popsána v této kapitole [11].

Podobně jako jsou digitální filtry popsány přenosovou funkcí $H(z)$ v z -doméně, analogové filtry jsou popsány přenosovou funkcí $H(s)$ v s -doméně, kde pro s platí rovnice 1.14 [12]:

$$s = j\omega = j \cdot 2\pi f, \quad (1.14)$$

kde f je frekvence v hertzech. Převod z s -domény do z -domény pomocí bilineární transformace se provede substitucí komplexní proměnné s podle vzorce v rovnici 1.15 [12]:

$$s = 2 \frac{z-1}{z+1}. \quad (1.15)$$

Mezi úhlovým kmitočtem analogového a číslicového filtru platí při bilineární transformaci vztah podle rovnice 1.16 [12]:

$$\omega = 2 \tan \frac{\Omega}{2}, \quad (1.16)$$

Kde Ω je normovaný úhlový kmitočet číslicového filtru a ω je úhlový kmitočet analogového filtru v hertzech. Před převodem pomocí rovnice 1.15 se musí všechny úhlové kmitočty v přenosové funkci $H(s)$ navrženého analogového filtru přepočítat pomocí rovnice 1.16 [12].

Při bilineární transformaci se levá strana Gaussovy roviny v s -doméně mapuje dovnitř jednotkové kružnice Gaussovy roviny v z -doméně, imaginární osa se mapuje na jednotkovou kružnici a pravá strana roviny se mapuje vně jednotkové kružnice [12].

Pro návrh analogových filtrů jsou vypracovány různé metody jako například Butterworthova aproximace, která se vyznačuje rovnou přenosovou charakteristikou v propustném pásmu a malou strmostí, nebo Chebyshevova aproximace, která se vyznačuje zvlněním přenosové charakteristiky v propustném pásmu a velkou strmostí [12].

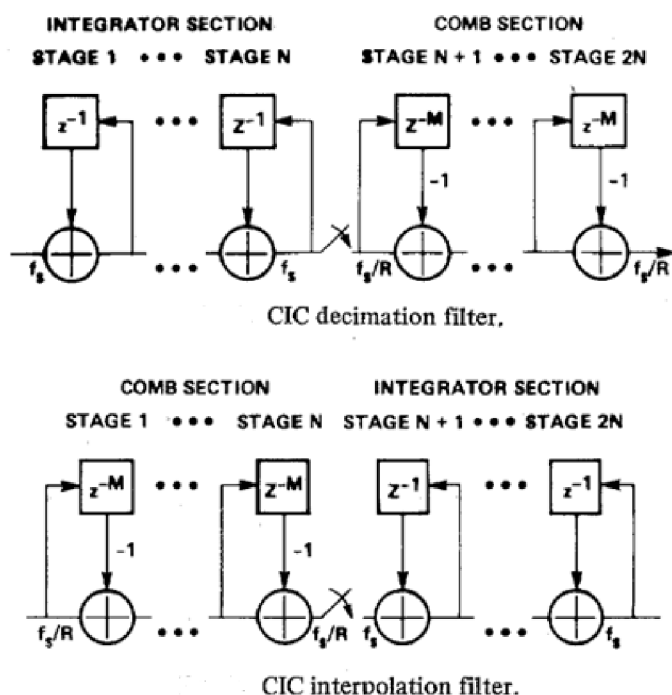
1.6.3 Decimační filtry

Decimační filtry slouží ke snížení vzorkovací frekvence diskrétního signálu. Opakem decimace je interpolace, kdy dochází ke zvýšení vzorkovací frekvence.

Každý decimační filtr musí obsahovat dolní propust s mezní frekvencí, která může odpovídat maximálně polovině nové vzorkovací frekvence, aby po decimaci nedošlo k aliasingu. Zpravidla je mezní frekvence menší než polovina vzorkovací frekvence po decimaci. Podíl původní a nové vzorkovací frekvence se nazývá decimační faktor.

V některých případech je navíc potřeba při decimaci zvýšit bitovou hloubku vzorků a k tomuto účelu je vhodný decimační filtr CIC (*Combinated Integrator and Comb*), který je použit v této práci, a pojednává o něm tato kapitola.

Zkratka CIC pochází z anglického názvu tohoto filtru *Cascaded Integrator-Comb*. Jak anglický název napovídá, CIC decimační filtr se skládá z N kaskádně řazených bloků integrátorů následovaných stejným počtem kaskádně řazených bloků hřebenových filtrů, což jsou filtry, které k aktuálnímu vstupnímu vzorku signálu přičítají nebo odečítají daný násobek zpožděného vstupního vzorku signálu, v případě CIC filtru se zpožděný vstupní vzorek násobí číslem -1 . Mezi kaskádou integrátorů a kaskádou hřebenových filtrů se nachází dělička vzorkovací frekvence, což v praxi znamená, že jako vstupní signál pro kaskádu hřebenových filtrů se použije každý n -tý vzorek výstupního signálu kaskády integrátorů, kde n odpovídá danému decimačnímu faktoru. CIC filtr je možné implementovat i jako interpolační filtr a to tak, že vstupní signál je nejprve filtrován kaskádou hřebenových filtrů a teprve potom vstupuje do kaskády integrátorů. Blokovaná schémata obou typů filtrů jsou na obrázku 1.9 [13].



Obrázek 1.9 Bloková schémata CIC filtrů (převzato z [13])

Z výše uvedeného plyne, že jediné matematické operace, které jsou pro implementaci těchto filtrů například v mikroprocesorech potřeba, jsou sčítání a odečítání, které většinou zaberou pouze jednu instrukci a jeden hodinový cyklus na rozdíl například od dělení, které i na moderních mikrokontrolérech s architekturou ARM s FPU jednotkou zabere 14 hodinových cyklů [14]. Po decimaci, kdy je na jednotlivé operace více času, je možné následně implementovat číslicové filtry s vyšší výpočetní náročností [13].

Pro počet bitů potřebných pro uložení výstupních vzorků signálu platí vztah podle rovnice 1.17 [13]:

$$B_{out} = N \log_2 RM + B_{in}, \quad (1.17)$$

kde N je počet bloků integrátorů nebo hřebenových filtrů v kaskádě, R je decimační faktor, M je zpoždění hřebenových filtrů, které se většinou nastavuje jako 1 a B_{in} je počet bitů vstupního signálu [13].

Pro přenos jednoho bloku integrátoru platí rovnice 1.18 a pro přenos jednoho bloku hřebenového filtru platí rovnice 1.19 [13]:

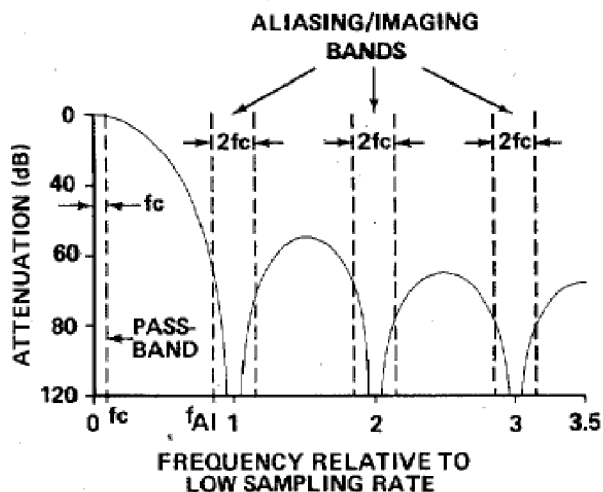
$$H_I(z) = \frac{1}{1-z^{-1}}, \quad (1.18)$$

$$H_C(z) = 1 - z^{-RM}. \quad (1.19)$$

Z výše uvedených rovnic lze pro celkový přenos CIC decimačního filtru odvodit rovnici 1.20 [13]:

$$H(z) = H_I^N(z)H_C^N(z) = \frac{(1-z^{-RM})^N}{(1-z^{-1})^N}. \quad (1.20)$$

Tvar modulové frekvenční charakteristiky CIC decimačního filtru s frekvencí vztaženou k výsledné vzorkovací frekvenci je znázorněn na obrázku 1.10 [13].



Obrázek 1.10 Tvar modulové frekvenční charakteristiky CIC filtru (převzato z [13])

Z obrázku 1.10 plyne, že pro pokud možno co nejmenší útlum a nejmenší vliv aliasingu na přenášený signál je vhodné volit maximální frekvenci spektra výstupního signálu menší, než udává Shannonův teorém, který říká, že maximální frekvence signálu musí být menší než polovina vzorkovací frekvence. V tabulce 1.2 jsou shrnuty útlumy v decibelech pro vybrané frekvence f_c vstupního signálu v závislosti na počtu kaskádně řazených bloků integrátorů, popřípadě hřebenových filtrů. Frekvence vstupního signálu je vztažena ke vzorkovací frekvenci [13].

Tabulka 1.2 Útlumy vybraných frekvencí vstupního signálu v závislosti na počtu bloků (převzato z [13])

Relative Bandwidth-Differential Delay Product (Mf_c)	Passband Attenuation at f_c (dB) As a Function of Number of Stages (N)					
	1	2	3	4	5	6
1/128	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.01
1/64	0.00	0.01	0.01	0.01	0.02	0.02
1/32	0.01	0.03	0.04	0.06	0.07	0.08
1/16	0.06	0.11	0.17	0.22	0.28	0.34
1/8	0.22	0.45	0.67	0.90	1.12	1.35
1/4	0.91	1.82	2.74	3.65	4.56	5.47

Například při volbě 3 bloků a vzorkovací frekvenci 64 kHz je vstupní signál o frekvenci 16 kHz utlumen o 2,74 dB.

1.7 Diskrétní Fourierova transformace

Pomocí diskrétní Fourierovy transformace (zkratka DFT) je možné provést kmitočtovou analýzu diskrétního signálu s konečným počtem vzorků, přičemž je uvažováno, že v signálu vstupujícím do DFT je obsažen celistvý počet period tohoto signálu. Obraz DFT lze spočítat podle rovnice 1.21 [16]:

$$c_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} s_p[n] e^{-jk \frac{2\pi}{N} n}, \quad (1.21)$$

kde N odpovídá počtu vzorků diskrétního signálu s_p vstupujícího do DFT, k nabývá hodnot 0 až $N - 1$ a koeficienty c_k odpovídají jednotlivým frekvenčním složkám signálu od 0 Hz až po vzorkovací frekvenci signálu f_{vz} s krokem $\frac{1}{N} f_{vz}$ [16].

Nevýhodou výpočtu DFT podle rovnice 1.21 je její značná výpočetní náročnost, a proto byly vyvinuty algoritmy pro rychlejší výpočet, které se označují zkratkou FFT (*Fast Fourier Transform*). FFT algoritmy rozkládají N -bodovou DFT na několik M -bodových DFT s následnou kombinací dílčích výsledků. FFT algoritmy mají nejmenší výpočetní náročnost pro délky vstupních signálů odpovídajících mocninám čísla 2.

1.8 Počítačové rozpoznávání hlasu

V této práci je využito rozpoznávání hlasu především na základě detekce samohlásek, a proto i tato kapitola pojednává pouze o této metodě počítačového rozpoznávání hlasu.

Čeština rozlišuje celkem 10 samohlásek: a, á, e, é, i, í, o, ó, u, ú, přičemž se krátké a odpovídající dlouhé samohlásky liší především v délce trvání. Signály všech samohlásek jsou charakteristické kvazi-periodickým průběhem, díky čemuž je poměrně snadné je v řečovém signálu detekovat [17].

Energie signálů samohlásek se ve spektru soustředí především do frekvencí menších než 1 kHz. Frekvenční pásma, ve kterých se nachází dominantní frekvenční složky jednotlivých samohlásek, jsou uvedeny v tabulce 1.3 [17].

Tabulka 1.3 Frekvenční pásma samohlásek (převzato z [18])

Samohlásky	i, í	e, é	a, á	o, ó	u, ú
Frekvenční pásmo [Hz]	300 - 500	480 - 700	700 - 1100	500 - 700	300 - 500

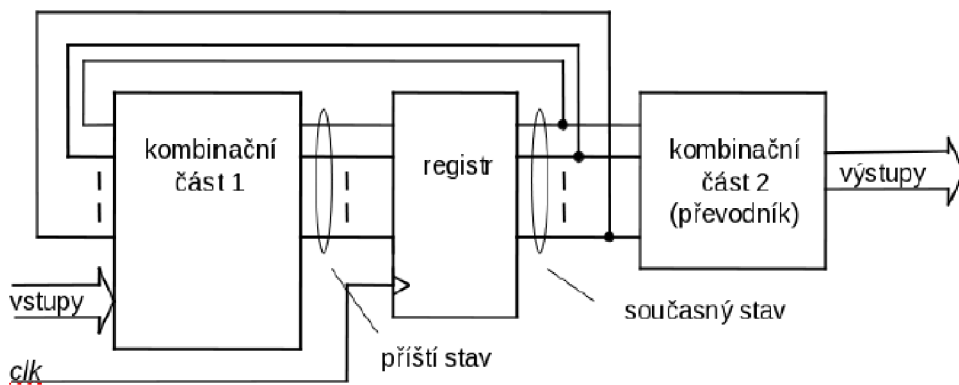
Jednotlivá slova je možné rozpoznat podle pořadí detekovaných samohlásek. Pomocí této metody je možné rozpoznat pouze malý počet slov, zároveň může u této

metody dojít k záměně různých slov se stejným pořadím samohlásek, a proto tato metoda není vhodná pro aplikace, kde nesmí dojít k záměně požadovaných slov se slovy jinými.

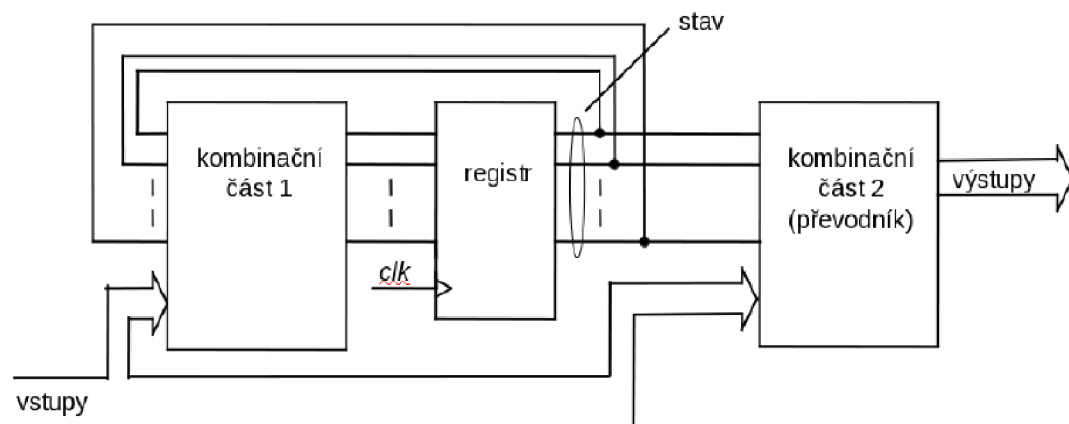
1.9 Stavový automat

Stavové automaty je možné implementovat buď hardwarově (například pomocí jazyka VHDL), nebo softwarově. Stavový automat má vstupní a výstupní signály a skládá z konečného počtu stavů, mezi kterými dochází k různým přechodům na základě stanovených podmínek. Každý stav představuje soubor operací, které jsou provedeny v případě, že se stavový automat nachází právě v tomto stavu.

Existují dva typy stavových automatů a to Moorův typ stavového automatu a Mealyho typ stavového automatu. U Moorova typu závisí výstupní signály jen aktuálním stavu, zatímco u Mealyho typu závisí výstupní signály jak na aktuálním stavu, tak i na vstupních signálech [18]. Obecná bloková schémata obou typů jsou na obrázcích 1.11 a 1.12.



Obrázek 1.11 Typické blokové schéma Moorova stavového automatu (převzato z [18])



Obrázek 1.12 Typické blokové schéma Mealyho stavového automatu (převzato z [18])

2 REALIZACE HLUKOMĚRU

Tato kapitola se zabývá praktickou realizací hlukoměru s využitím teoretických poznatků zmíněných v předchozí kapitole.

2.1 Návrh váhových filtrů

Číslicová forma váhového filtru byla získána vytvořením přenosové funkce v s-doméně pro analogové filtry a následným převodem do z-domény pro číslicové filtry pomocí bilineární transformace, přičemž pro vytvoření přenosové funkce $H(s)$ byly použity frekvenční modulové charakteristiky těchto filtrů určených rovnicemi 1.6 a 1.7. Z přenosové funkce $H(z)$ získané pomocí bilineární transformace bylo již možné získat koeficienty a , b , které se implementovaly do použitého mikrokontroléru.

2.1.1 Přenosové funkce váhových filtrů v s-doméně

Odvození přenosové funkce je ukázáno pro filtr typu A. Nejprve je potřeba modulovou frekvenční charakteristiku určenou rovnicí 1.6 vyjádřit nikoliv v decibelech, ale v absolutní hodnotě přenosu, což je vyjádřeno rovnicí 2.1:

$$H_A(f) = 10^{-\frac{A_{1000}}{20}} \frac{f_4^2 f^4}{(f^2 + f_1^2)(f^2 + f_2^2)^{1/2} (f^2 + f_3^2)^{1/2} (f^2 + f_4^2)}. \quad (2.1)$$

Vzhledem k tomu, že pro absolutní hodnotu algebraického tvaru komplexního čísla platí rovnice 2.2:

$$|a \pm bi| = \sqrt{a^2 + b^2}, \quad (2.2)$$

je možné vyjádřit modulovou frekvenční charakteristiku v rovnici 2.1 jako absolutní hodnotu komplexního přenosu $H_A(jf)$ podle rovnice 2.3, přičemž póly byly zvoleny tak, aby ležely v levé části Gaussovy roviny kvůli stabilitě filtru:

$$|H_A(jf)| = 10^{-\frac{A_{1000}}{20}} f_4^2 \left| \frac{(jf+0)^4}{(jf+f_1)^2(jf+f_2)(jf+f_3)(jf+f_4)^2} \right|. \quad (2.3)$$

Jak čítec společně se členem f_4^2 , tak i jmenovatel pravé strany rovnice 2.3 má jednotku Hz^6 , což znamená, že při rozšíření pravé strany rovnice 2.3 zlomkem $\frac{(2\pi)^6}{(2\pi)^6}$ je možné vyjádřit rovnici 2.3 pomocí úhlového kmitočtu ω , jak ukazuje rovnice 2.4:

$$|H_A(j\omega)| = 10^{-\frac{A_{1000}}{20}} \omega_4^2 \left| \frac{(j\omega+0)^4}{(j\omega+\omega_1)^2(j\omega+\omega_2)(j\omega+\omega_3)(j\omega+\omega_4)^2} \right|, \quad (2.4)$$

z čehož po substituci $s = j\omega$ je získán vztah pro přenos v s-doméně podle rovnice 2.5:

$$H_A(s) = 10^{\frac{A_{1000}}{20}} \omega_4^2 \frac{s^4}{(s+\omega_1)^2(s+\omega_2)(s+\omega_3)(s+\omega_4)^2}, \quad (2.5)$$

kde úhlové kmitočty $\omega_{1...4}$ odpovídají frekvencím $f_{1...4}$.

Přenosová funkce $H_C(s)$ filtru typu C byla odvozena naprosto stejným způsobem jako pro filtr typu A a je vyjádřena rovnicí 2.6:

$$H_C(s) = 10^{\frac{C_{1000}}{20}} \omega_4^2 \frac{s^2}{(s+\omega_1)^2(s+\omega_4)^2}. \quad (2.6)$$

2.1.2 Převod váhových filtrů do z-domény

V případě číslicové implementace filtrů určují úhlové kmitočty $\omega_{1...4}$, popřípadě frekvence $f_{1...4}$, jak se tyto filtry mají chovat právě v číslicové podobě, a proto je potřeba tyto úhlové kmitočty ve vztazích 2.5 a 2.6 nahradit úhlovými kmitočty vypočítanými podle vztahu 1.16, kde jsou normované frekvence číslicového filtru definovány jako podíl frekvencí $f_{1...4}$ a vzorkovací frekvence, normovaná úhlová frekvence je rovna součinu výrazu 2π a normované frekvence. Průběh velikosti přenosové charakteristiky $H(s)$ získané tímto převodem již neodpovídá požadovanému průběhu daného váhového filtru, ale po převodu této přenosové charakteristiky pomocí bilineární transformace podle vztahu 1.15 je výsledkem přenosová charakteristika $H(z)$, jejíž absolutní hodnota již má požadovaný průběh.

Bilineární transformace byla provedena v programu Matlab, kde kromě jiných funkcí byla použita funkce `bilinear`, která bilineární transformaci provede, a jejíž výstupem jsou koeficienty a, b výsledného číslicového filtru. Vzorkovací frekvence byla zvolena na 44100 kHz, jejíž volba bude popsána v kapitole zabývající se návrhem decimálního filtru.

Ze vztahů 2.5 a 2.6 plyne, že filtr typu A je řádu šestého a filtr typu C je řádu čtvrtého. Při řešení takového filtru jako jednoho bloku se některé jeho koeficienty liší až o 16 řádů, což znamená, že zaokrouhlovací chyby některých jeho koeficientů mohou vést k postavení některých pólů mimo jednotkovou kružnici v Gaussově rovině a následné nestabilitě takového filtru. Tímto způsobem byly váhové filtry navrženy v Matlabu ve skriptu s názvem `weighting_filters_AC_high_order.m`. Vzhledem k tomu, že Matlab používá jako výchozí formát pro proměnné formát `double`, navrhnutý filtr se choval jako stabilní i za těchto podmínek, ale při implementaci takového filtru do požadovaného mikrokontroléru pomocí proměnných ve formátu `float`, který je pro zpracování signálu výhodné používat kvůli vestavěné FPU jednotce, se takový filtr stával nestabilním, což se projevovalo tím, že použité proměnné dosahovaly buď hodnoty `nan` (*not a number*), nebo `inf` (*infinity*).

Řešením problému popsaného v předchozím odstavci bylo rozdělení filtru na několik dílčích bloků filtrů nižší řádů, obvykle prvního až druhého řádu, které jsou kaskádně řazeny pro získání výsledné přenosové charakteristiky. Takové rozdělení bylo provedeno vyjádřením celkové přenosové charakteristiky $H(z)$ jako součinu několika

dílčích přenosových charakteristik, které odpovídaly filtrům nižších řádů.

Ve skriptu s názvem `weighting_filters_AC_2nd_order.m` byly váhové filtry A, respektive C rozděleny na tři, respektive dva dílčí filtry druhých řádů, avšak i v tomto případě byly mezi některými koeficienty velké rozdíly.

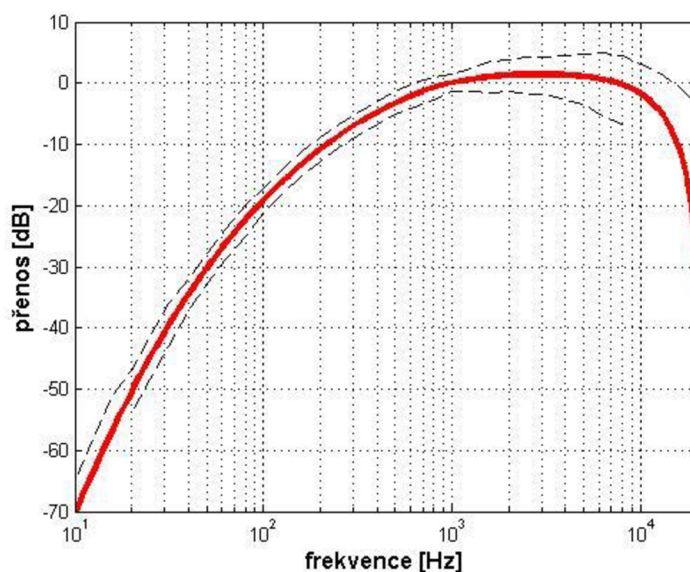
Nakonec byly váhové filtry navrženy ve skriptu s názvem `weighting_filters_AC_1st_order.m` pomocí kaskády filtrů prvního řádu. V tomto případě již nebyly mezi koeficienty tak velké rozdíly jako v předchozích dvou případech a tímto způsobem byly váhové filtry implementovány i do vývojové desky.

V tabulce 2.1 jsou shrnuty zaokrouhlené hodnoty koeficientů váhových filtrů, které byly spočítány podle posledního zmíněného skriptu.

Tabulka 2.1 Koeficienty váhových filtrů

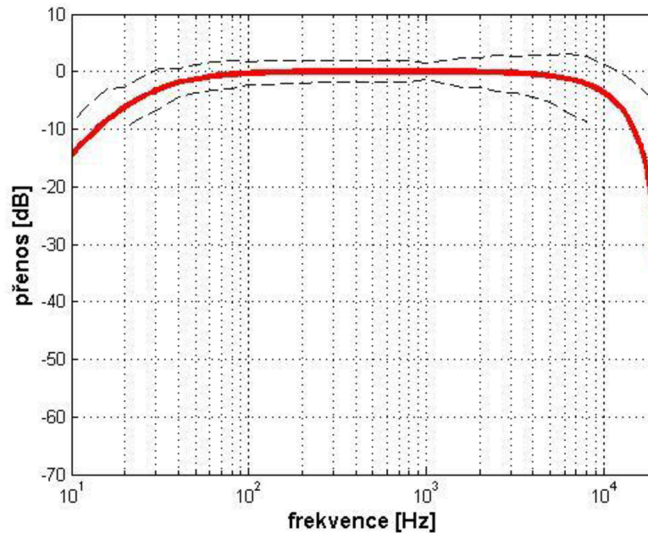
pořadí bloku filtru	typ A				typ C			
	a1	a2	b1	b2	a1	a2	b1	b2
1	1,00	-0,9971	7,0269	-7,0269	1,00	-0,9971	5,6217	-5,6217
2	1,00	-0,9971	0,9985	-0,9985	1,00	-0,9971	0,9985	-0,9985
3	1,00	-0,9848	0,9924	-0,9924	1,00	0,0834	0,2291	0,2291
4	1,00	-0,9000	0,9500	-0,9500	1,00	0,0834	0,2291	0,2291
5	1,00	0,0835	0,2291	0,2291	-	-	-	-
6	1,00	0,0835	0,2291	0,2291	-	-	-	-

Na obrázku 2.1 je pro filtr typu A zobrazena jeho frekvenční modulová charakteristika (červená křivka) a toleranční pole (černé přerušované křivky) vytvořené na základě tolerancí uvedených v tabulce 1.1 pro druhou třídu přesnosti.



Obrázek 2.1 Frekvenční modulová charakteristika váhového filtru typu A

Na obrázku 2.2 je pro filtr typu C zobrazena jeho frekvenční modulová charakteristika (červená křivka) a toleranční pole (černé přerušované křivky) vytvořené na základě tolerancí uvedených v tabulce 1.1 pro druhou třídu přesnosti.



Obrázek 2.2 Frekvenční modulová charakteristika váhového filtru typu C

Frekvenční modulové charakteristiky na obrázcích 2.1 a 2.2 byly vypočítány ve stejném skriptu jako koeficienty těchto filtrů.

Toleranční pole bylo vykresleno pouze pro druhou třídu přesnosti, protože první třídu přesnosti nemá smysl uvažovat vzhledem k vlastnostem použitého mikrofону.

2.2 Návrh průměrovacích filtrů

Realizovaný hlukoměr zobrazuje časově váženou hladinu akustického tlaku, a proto je potřeba druhé mocniny vzorků výsledného signálu průměrovat pomocí filtrů s časovými konstantami, které jsou zmíněny v kapitole 1.3.2.

K průměrování byly pomocí Butterworthovy aproximace vytvořeny dvě dolní propusti prvního řádu, které představují číslicovou podobu analogového integračního článku RC.

V rovnicích 2.7 a 2.8 je znázorněn výpočet mezních frekvencí z časových konstant zmíněných v kapitole 1.3.2:

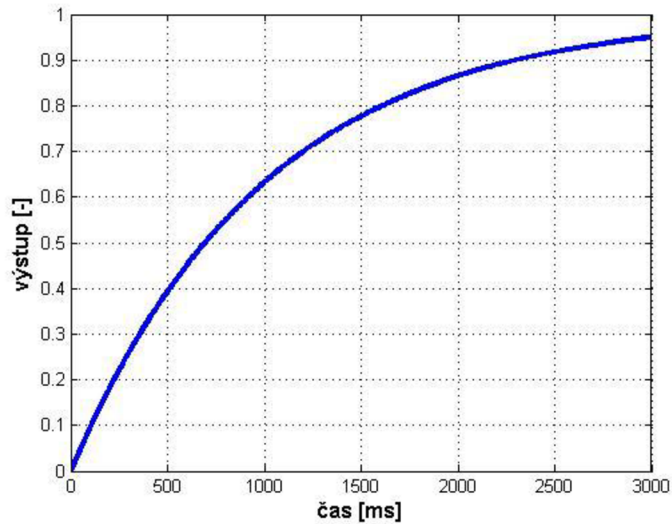
$$f_{m,S} = \frac{1}{2\pi\tau_S} = \frac{1}{2\pi \cdot 1} \text{ Hz} = 0.16 \text{ Hz}, \quad (2.7)$$

$$f_{m,F} = \frac{1}{2\pi\tau_F} = \frac{1}{2\pi \cdot 0.125} \text{ Hz} = 1.27 \text{ Hz}, \quad (2.8)$$

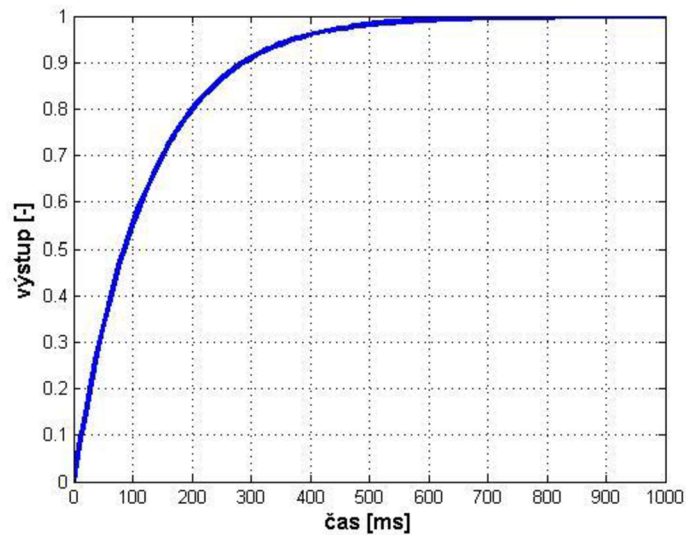
kde $f_{m,S}$ a $f_{m,F}$ jsou mezní frekvence filtrů pro režimy „slow“ a „fast“ a τ_S a τ_F jsou časové konstanty pro odpovídající dva režimy.

Oba filtry byly navrženy v Matlabu ve skriptu s názvem `avrg_filters.m` pomocí funkce `butter`, jejíž vstupem je normovaná mezní frekvence a řád filtru a výstupem jsou koeficienty a, b těchto filtrů.

Funkčnost obou číslicových filtrů byla ověřena v Matlabu přivedením stejnosměrného signálu s hodnotou 1 a vynesení časové závislosti výstupů obou filtrů do grafů, které jsou na obrázcích 2.3 a 2.4.



Obrázek 2.3 Odezva průměrovacího filtru na stejnosměrný signál pro režim "slow"



Obrázek 2.4 Odezva průměrovacího filtru na stejnosměrný signál pro režim "fast"

Podle grafů na obrázcích 2.3 a 2.4 dosahuje výstupní signál obou filtrů v době odpovídající příslušné časové konstantě přibližně 63% hodnoty vstupního signálu, z čehož plyne, že oba filtry byly navrženy správně.

V tabulce 2.2 jsou shrnuty zaokrouhlené hodnoty koeficientů průměrovacích filtrů, které byly v Matlabu vypočítány.

Tabulka 2.2 Koeficienty průměrovacích filtrů

časová konstanta [s]	koeficient	hodnota koeficientu
0.125	a1	1,0
	a2	-0,99982
	b1	0,00009069
	b2	0,00009069
1	a1	1,0
	a2	-0,99998
	b1	0,00001134
	b2	0,00001134

2.3 Návrh decimačního filtru

Při uvažování maximální frekvence zvuku mezi 16 kHz až 20 kHz byla zvolena hodnota výsledné vzorkovací frekvence po decimaci $f_{s,dec} = 44100 \text{ Hz}$. Pro decimaci byl zvolen CIC filtr popsáný v kapitole 1.6.3. Hlavním důvodem použití tohoto filtru je jeho nízká náročnost na výpočetní výkon mikrokontroléru. Pro dostatečnou bitovou hloubku vzorků zvukového signálu byl zvolen počet bloků v kaskádě $N = 2$, decimační faktor $R = 64$ a zpoždění hřebenových filtrů $M = 1$. Z uvedených parametrů plyne pro vzorkovací frekvenci digitálního mikrofonu hodnota $f_s = R \cdot 44100 \text{ Hz} = 64 \cdot 44100 \text{ Hz} = 2.8224 \text{ MHz}$.

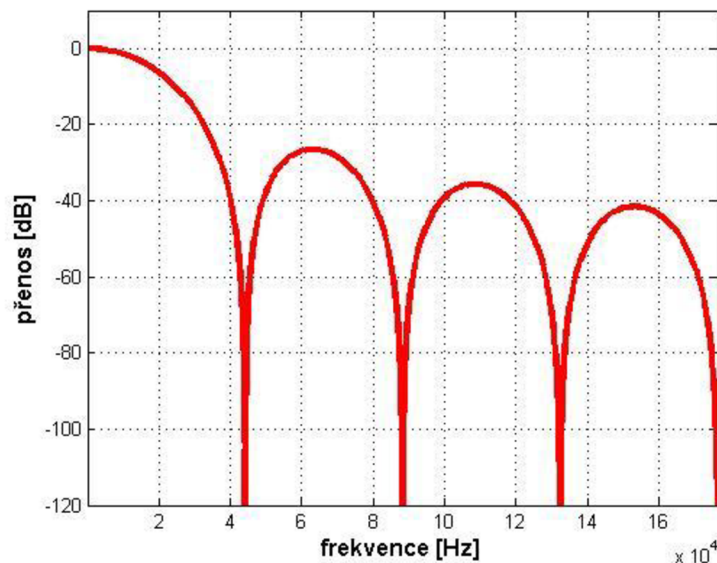
Podle vztahu 1.17 je počet potřebných bitů pro reprezentaci vzorků po decimaci:

$$B_{out} = N \log_2 RM + B_{in} = 2 \cdot \log_2 64 \cdot 1 + 1 = 13. \quad (2.9)$$

Pro výpočet frekvenční modulové charakteristiky navrhnutého decimačního filtru byl v Matlabu napsán skript s názvem `CIC_filter_response.m`, kde byl pro výpočet použit vztah 1.20. Za symbolickou proměnnou z ve vztahu 1.20 bylo dosazeno podle vztahu 1.11. Vzorkovací perioda byla odvozena od vzorkovací frekvence mikrofonu f_s . Výsledný vztah pro přenos po dosazení zbývajících parametrů ukazuje rovnice 2.10:

$$H(j \cdot 2\pi f) = \frac{(1-z^{-RM})^N}{(1-z^{-1})^N} = \frac{(1-e^{-j \cdot 2\pi f f_s^{-1} \cdot RM})^N}{(1-e^{-j \cdot 2\pi f f_s^{-1}})^N} = \frac{(1-e^{-j \cdot 2\pi f 2822400^{-1} \cdot 64 \cdot 1})^2}{(1-e^{-j \cdot 2\pi f 2822400^{-1}})^2}. \quad (2.10)$$

Výsledná frekvenční modulová charakteristika filtru byla vypočítaná jako absolutní hodnota komplexního přenosu vyjádřeného rovnicí 2.10 a v decibelové míře je zobrazena na obrázku 2.5:



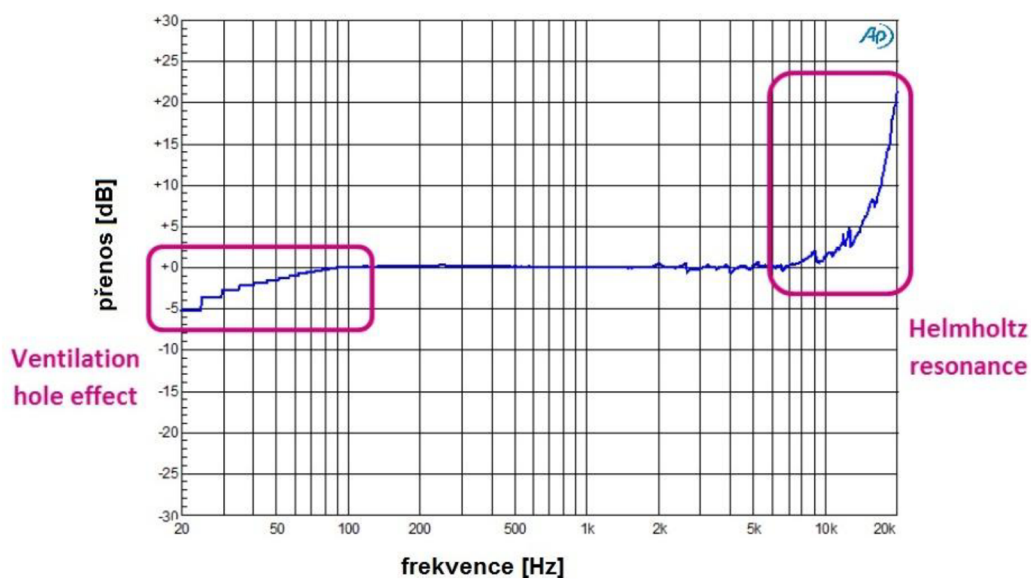
Obrázek 2.5 Frekvenční modulová charakteristika CIC filtru

K implementaci CIC filtru nebyly použity koeficienty a, b , které bylo potřeba vypočítat u předchozích filtrů. Implementaci bylo možné provést na základě blokového schématu filtru podle obrázku 1.9.

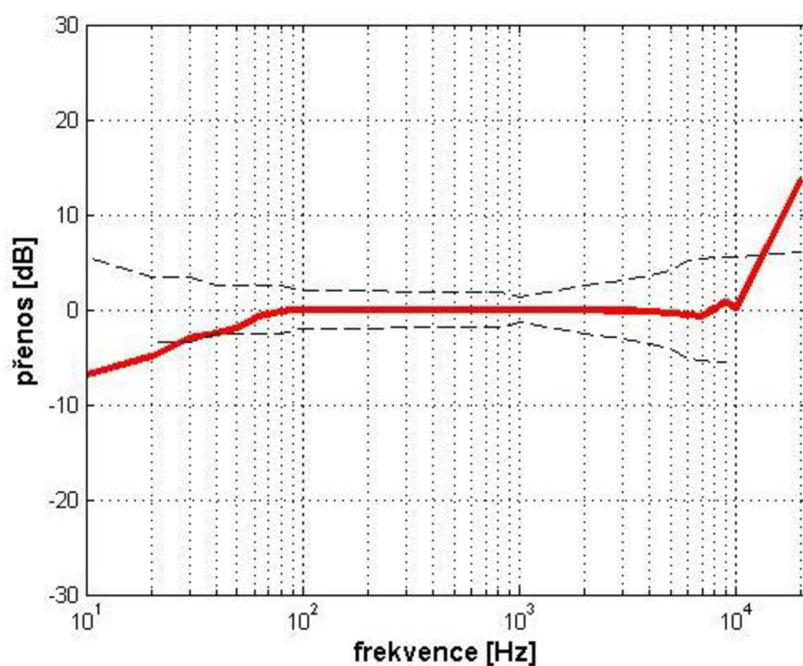
2.4 Mikrofon hlukoměru

Ke snímání zvuku byl použit digitální mikrofon MP45DT02 od firmy STMicroelectronic, který by měl podle dokumentace (viz. [6]) zpracovat zvuk bez zkreslení až do hodnoty SPL = 120 dB. Třída přesnosti je dána především frekvenční charakteristikou tohoto mikrofonu a frekvenční modulovou charakteristikou decimálního filtru. Frekvenční charakteristika mikrofonu MP45DT02 je zobrazena na obrázku 2.6 [5] na následující straně.

Na základě obrázku 2.6 byla ve skriptu s názvem `CIC_filter_response.m` vypočítána frekvenční charakteristika mikrofonu, která se následně sečetla s frekvenční modulovou charakteristikou CIC filtru, čímž byla získána celková frekvenční charakteristika navrhovaného hlukoměru a tato charakteristika je společně s tolerančním polem podle tabulky 1.1 zobrazena na obrázku 2.7, kde červená křivka je frekvenční charakteristika hlukoměru a černé přerušované křivky tvoří toleranční pole pro třídu přesnosti 2.



Obrázek 2.6 Frekvenční charakteristika mikrofonu MP45DT02 (převzato z [5])



Obrázek 2.7 Celková frekvenční charakteristika hlukoměru

Podle obrázku 2.7 lze říci, že navržený hlukoměr by měl pro přibližný rozsah frekvencí 30 Hz až 12 kHz vyhovovat požadavkům pro druhou třídu přesnosti při měření hluků do 120 dB.

Z frekvenčních charakteristik na obrázcích 2.5, 2.6 a 2.7 plyne, že útlum decimálního filtru CIC při frekvencích blízcích se polovině vzorkovací frekvence po decimaci, který je ve většině aplikací nežádoucí, pomohl utlumit vliv rezonance mikrofonu na vyšších frekvencích a tím zvětšit rozsah frekvencí na výše zmíněný interval, ve kterém hlukoměr odpovídá zmíněné třídě přesnosti.

2.5 Hlasové ovládání

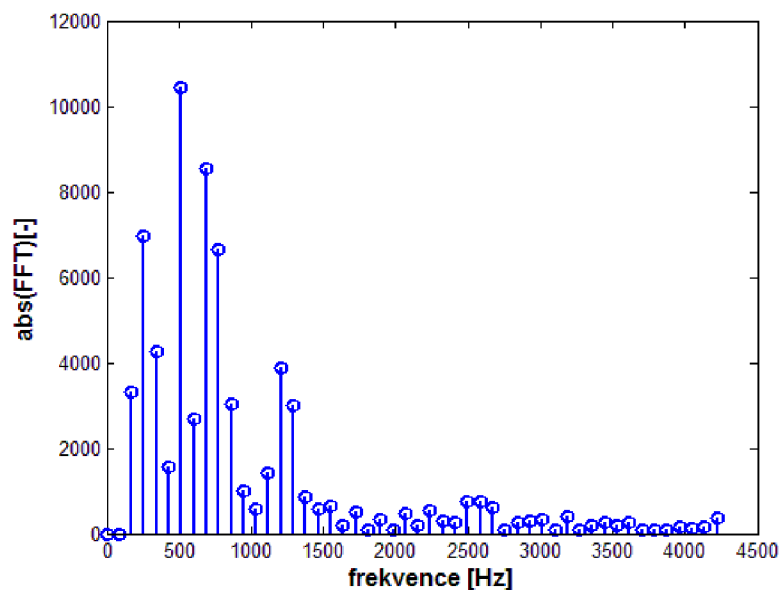
Podle zadání této práce by výsledný hlukoměr měl být schopen rozeznat několik zvuků. Aby tato část zadání měla i praktické využití, byly do použitého mikrokontroléru implementovány algoritmy, pomocí kterých je možné detekovat celkem 5 pokynů, kterými lze hlukoměr hlasově ovládat. Pokynem pro vstup a výstup z menu je lusknutí prstem, popřípadě tlesknutí rukama. Pro pohyb v menu slouží další čtyři řečové pokyny: „nahoru“, „dolů“, „další“ a „předchozí“.

Pro práci na hlasovém ovládání bylo potřeba požadované pokyny nejprve nahrát do počítače, kde mohly být dále zkoumány. Pokyny byly z hlukoměru odesílány do počítače pomocí rozhraní USB. V počítači byla data přijímána a ukládána do souboru pomocí programu PuTTY. Pro každý pokyn bylo nahráno přibližně 10 vzorků.

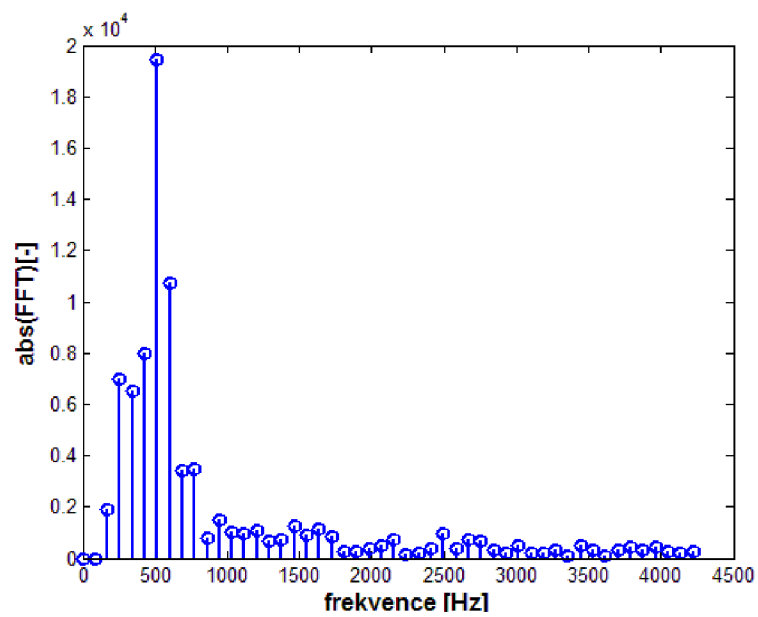
2.5.1 Detekce samohlásek

Detekce samohlásek je založena na jejich kvaziperiodickém průběhu, díky kterému je lze ve frekvenční oblasti relativně snadno odlišit od ostatního signálu. Vzhledem k tomu, že frekvenční spektrum samohlásek ani zdaleka nepokrývá celé slyšitelné spektrum (viz. [17]), byla vzorkovací frekvence nahraných pokynů čtyřikrát snížena na hodnotu 11 025 Hz, díky čemuž se snížila i časová výpočetní náročnost pro mikrokontrolér.

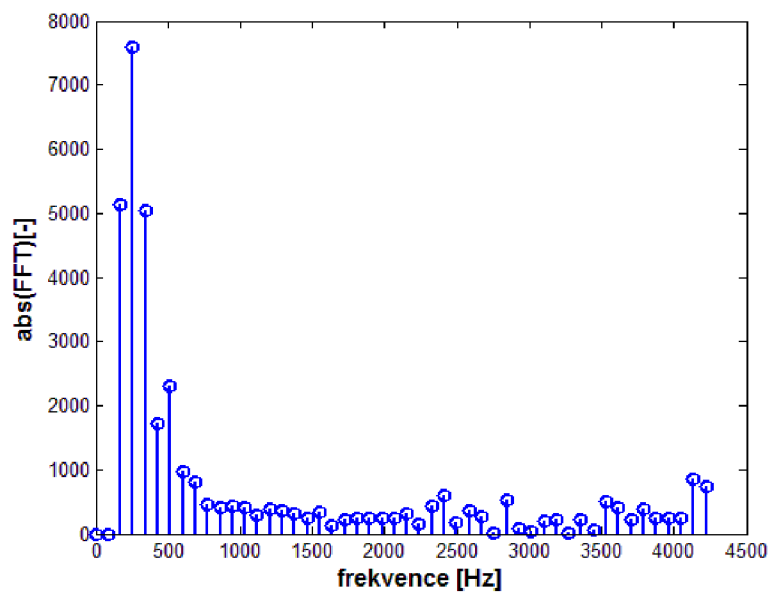
Pro analýzu frekvenčních spekter samohlásek byly v Matlabu napsány celkem čtyři krátké skripty s názvy `Z_speech_recognition_nahoru.m`, `Z_speech_recognition_dolu.m`, `Z_speech_recognition_dalsi.m` a `Z_speech_recognition_predchozi.m`. Spektra samohlásek byla vypočítána pomocí FFT po 128 vzorcích. Typická spektra pro všechny samohlásky jsou na obrázcích 2.8 až 2.12.



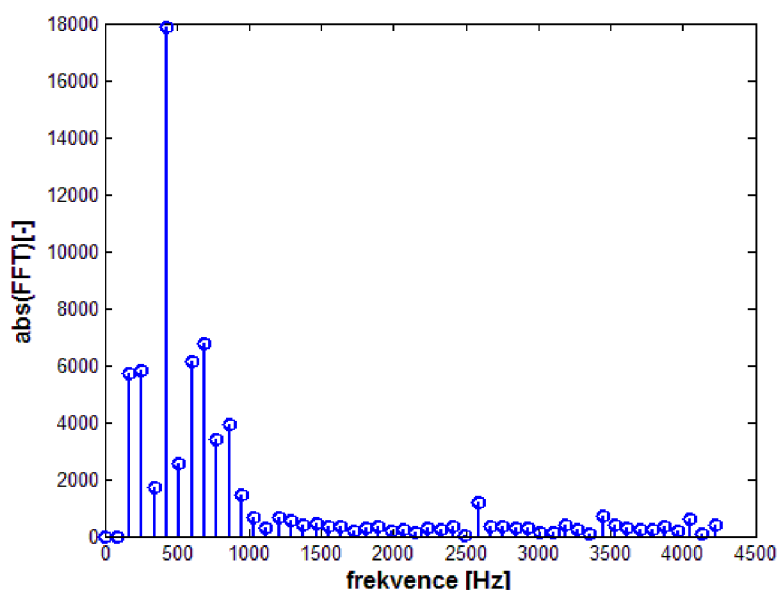
Obrázek 2.8 Spektrum samohlásky 'A'



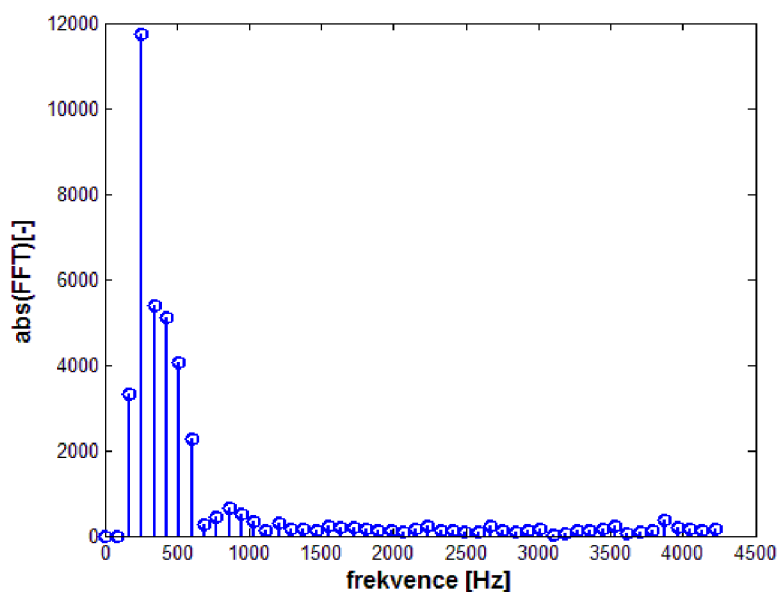
Obrázek 2.9 Spektrum samohlásky 'E'



Obrázek 2.10 Spektrum samohlásky 'I'

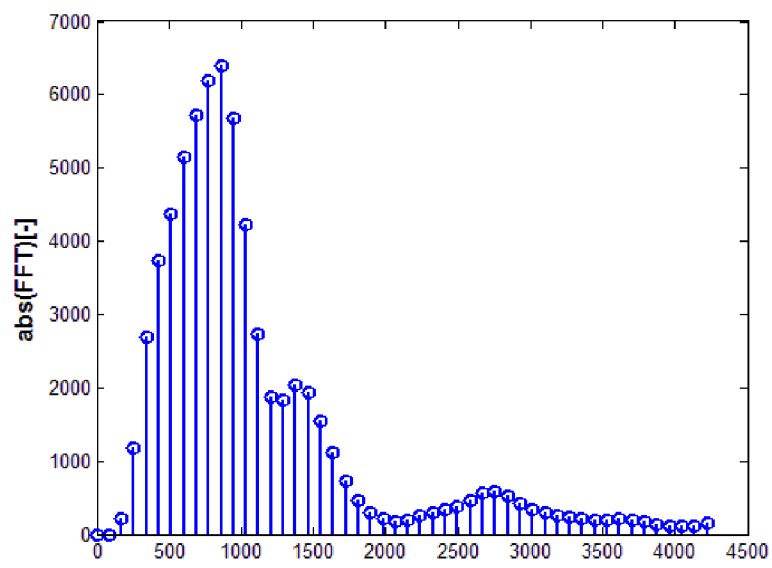


Obrázek 2.11 Spektrum samohlásky 'O'

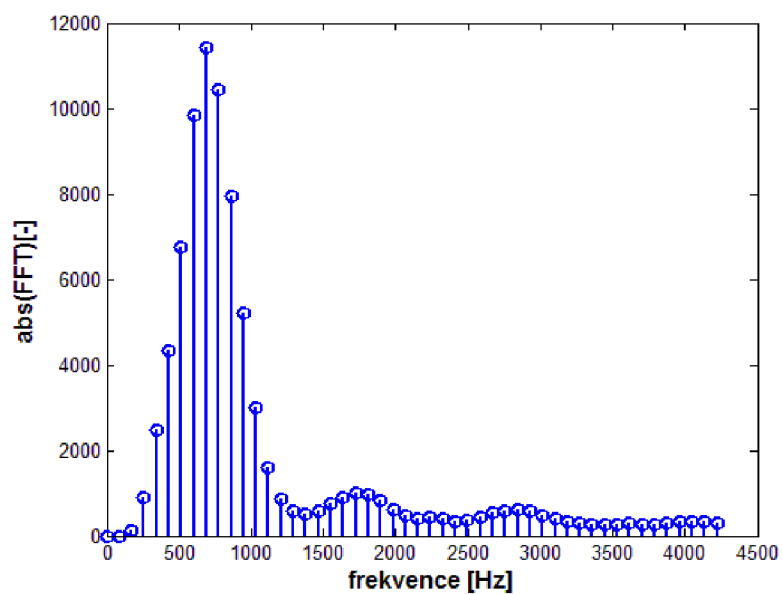


Obrázek 2.12 Spektrum samohlásky 'U'

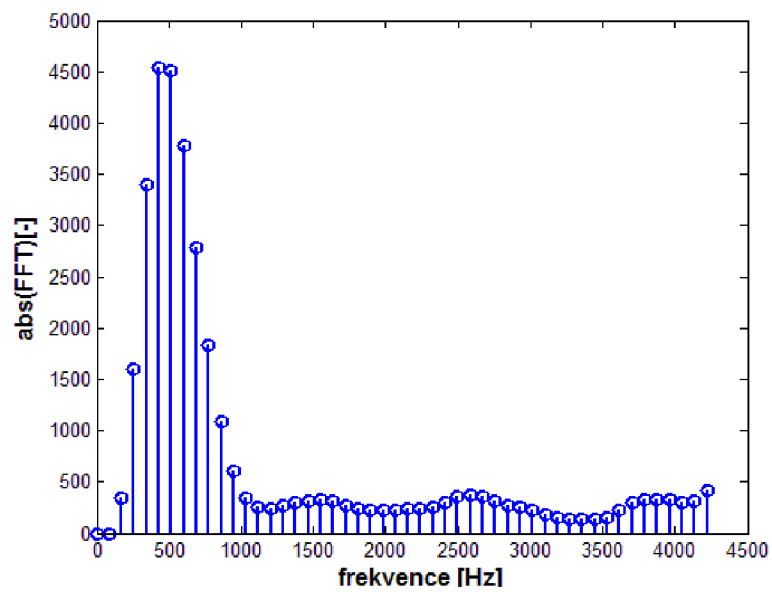
Výsledná spektra samohlásek se v nejsilnějších složkách téměř vždy lišila i v rámci jedné samohlásky, a proto bylo potřeba průběhy těchto spekter dále vyhladit pomocí dolní propusti. Pro vyhlazení byl použit filtr druhého řádu s Butterworthovou aproximací a normovanou mezní frekvencí 0,2. Typická spektra pro všechny samohlásky po vyhlazení spektra jsou na obrázcích 2.13 až 2.17.



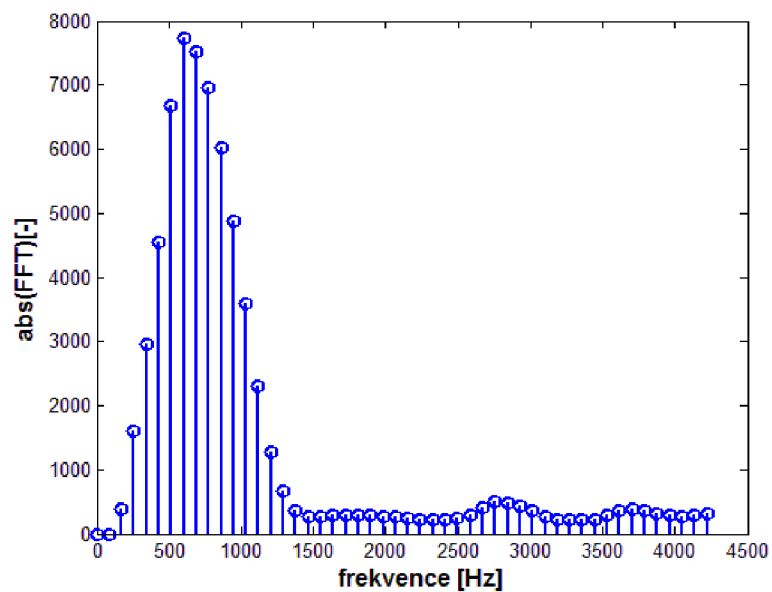
Obrázek 2.13 Spektrum samohlásky 'A' po vyhlazení



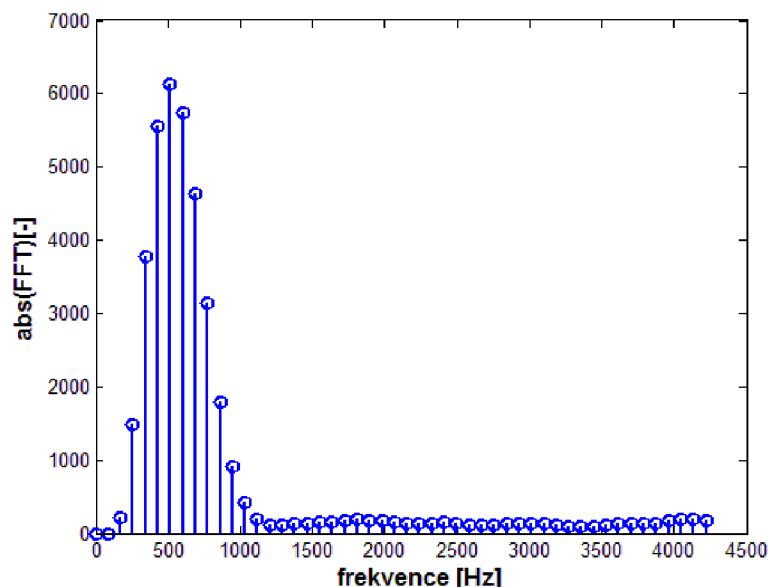
Obrázek 2.14 Spektrum samohlásky 'E' po vyhlazení



Obrázek 2.15 Spektrum samohlásky 'I' po vyhlazení



Obrázek 2.16 Spektrum samohlásky 'O' po vyhlazení



Obrázek 2.17 Spektrum samohlásky 'U' po vyhlazení

Jak lze vidět na obrázcích 2.13 až 2.17, spektra samohlásek ‚E‘ a ‚O‘ a samohlásek ‚I‘ a ‚U‘ se velmi podobají a v řečovém signálu byl problém je rozlišit, proto byly tyto dvojice samohlásek nakonec vyhodnocovány jako dvě stejné samohlásky.

Z výše uvedených spekter po vyhlazení i spekter dalších vzorků příslušných samohlásek byly vytvořeny následující podmínky pro detekci jednotlivých samohlásek.

Aby hlukoměr rozpoznal ve skupině 128 vzorků řečového signálu samohlásku A, musí signál splňovat následující podmínky:

- Při FFT musí mít tři nejsilnější složky frekvence 603 Hz, 689 Hz a 775 Hz, případně může být některá z nich nahrazena vyšší frekvencí.
- Frekvence 603 Hz nesmí být nejsilnější, nebo druhou nejsilnější složkou ve spektru.
- Rozdíl největšího a nejmenšího vzorku ze všech 128 vzorků vstupujících do FFT musí být větší než 580.

Aby hlukoměr rozpoznal ve skupině 128 vzorků řečového signálu samohlásku E nebo O, musí signál splňovat následující podmínky:

- Při FFT musí být frekvence 603 Hz nejsilnější, nebo druhou nejsilnější složkou.
- Součet frekvencí tří nejsilnějších složek nesmí být menší než (517 + 603 + 689) Hz a zároveň nesmí být větší než (603 + 689 + 775) Hz.
- V případě, že třetí nejsilnější složkou je frekvence 689 Hz, musí být tato frekvence větší než 110% velikosti složky frekvence 431 Hz.
- Rozdíl největšího a nejmenšího vzorku ze všech 128 vzorků vstupujících do FFT musí být větší než 580.

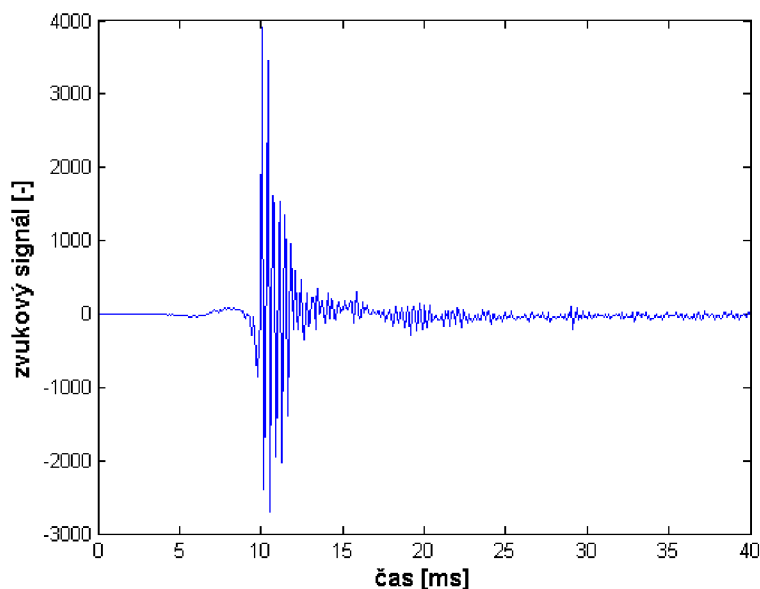
Aby hlukoměr rozpoznal ve skupině 128 vzorků řečového signálu samohlásku I nebo U, musí signál splňovat následující podmínky:

- Při FFT nesmí být součet frekvencí tří nejsilnějších složek menší než $(345 + 431 + 517)$ Hz a zároveň nesmí být větší než $(517 + 603 + 689)$ Hz.
- V případě, že třetí nebo druhou nejsilnější složkou je frekvence 689 Hz, musí být tato frekvence menší než 110% velikosti složky frekvence 431 Hz.
- Rozdíl největšího a nejmenšího vzorku ze všech 128 vzorků vstupujících do FFT musí být větší než 400.

Vzhledem k tomu, že by mohla nastat situace, kdy by výše uvedeným kritériím odpovídal i řečový signál, který by neobsahoval žádnou samohlásku, je požadováno, aby daná samohláska byla detekovaná třikrát za sebou, přičemž maximální povolený interval mezi jednotlivými detekcemi je 256 vzorků.

2.5.2 Detekce lusknutí prstem

Časový průběh jednoho lusknutí prstem je na obrázku 2.18.

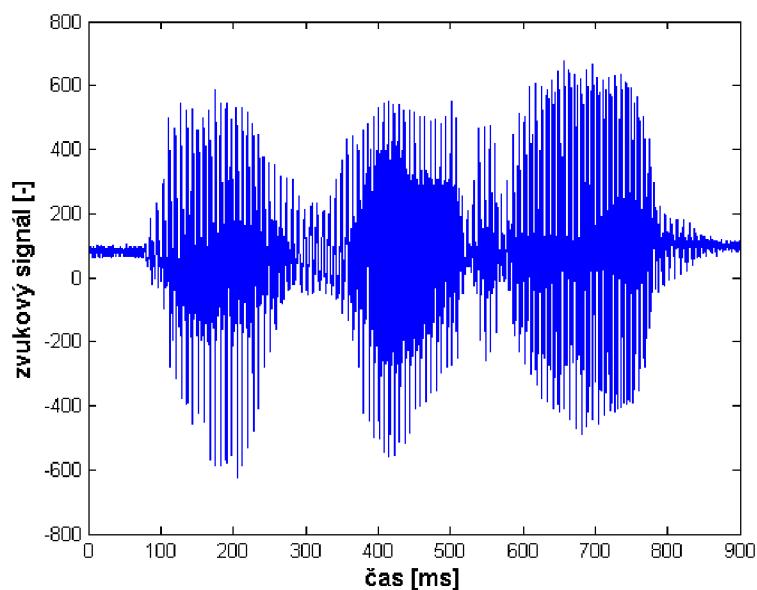


Obrázek 2.18 Časový průběh lusknutí prstem

Z časového průběhu na obrázku 2.18 lze vidět, že samotné lusknutí trvá velmi krátkou dobu, přibližně 15 ms. Zároveň však signál nabývá velmi vysokých hodnot v porovnání s řečovým signálem, který představuje zbývající pokyny. Pro porovnání je na obrázku 2.19 časový průběh slova „nahoru“, kde lze vidět, že maximální hodnoty signálu dosahují přibližně jedné pětiny maximální hodnoty signálu na obrázku 2.18.

Na základě výše uvedených vlastností signálu byly stanoveny následující podmínky pro detekci lusknutí prstem:

- Rozdíl největšího a nejmenšího vzorku ze skupiny 128 vzorků zvukového signálu musí být větší než 3000.
- Před a po průběhu tohoto signálu je rozdíl největšího a nejmenšího vzorku ze skupiny maximálně 150.
- Není detekovaná žádná samohláska.



Obrázek 2.19 Časový průběh slova "nahoru"

2.5.3 Vyhodnocení pokynů

V následujícím textu této podkapitoly je za aktivní signál považovaná skupina vzorků, u nichž rozdíl největšího a nejmenšího vzorku je větší než 150, naopak za neaktivní signál se považuje skupina vzorků s rozdílem menším než 150.

Aby byla mikrokontrolérem vyhodnocena přítomnost některého z pokynů, aktivní signál musí obsahovat maximálně 20000 vzorků, což odpovídá necelým dvěma vteřinám, a zároveň neaktivní signál, po kterém následoval zmíněný aktivní signál, musí obsahovat minimálně 10000 vzorků. Žádný z pokynů nemůže být vyhodnocen z neaktivního signálu. Těmito podmínkami je zamezeno tomu, aby mikrokontrolér vyhodnocoval pokyny ze zvuků, které by nebyly určeny pro hlasové ovládání, ale čistě náhodou by odpovídaly kritériím uvedených v předchozích kapitolách.

Pokyn „nahoru“ je vyhodnocen v případě, že první je samohláska ‚A‘ a druhá je samohláska ‚O‘. Pokyn „další“ je vyhodnocen pro posloupnost samohlásek ‚A‘ a ‚I‘. Pokyn „dolů“ je vyhodnocen pro posloupnost samohlásek ‚O‘ a ‚U‘. Pokyn „předchozí“ je vyhodnocen pro posloupnost samohlásek ‚E‘ a ‚I‘ s tím, že mezi nimi musí signál na malý okamžik poklesnout pod aktivní úroveň. Vyhodnocení lusknutí prstem bylo popsáno již v předchozí podkapitole. Vyhodnocování pokynů bylo testováno v Matlabu ve skriptu s názvem recognize_words.m.

2.6 Firmware pro mikrokontrolér

Pro řízení celého hlukoměru byl použit 32bitový mikrokontrolér STM32F407 s architekturou ARM od firmy STMicroelectronics, který je osazen na vývojové desce STM32F4 Discovery od stejného výrobce.

Mezi úkoly mikrokontroléru patří:

- číslicové zpracování signálu z digitálního mikrofону,
- výpočet hodnoty SPL na základě zpracovaných hodnot vzorků zvukového signálu,
- zobrazování informací na alfanumerickém 16x2 displeji,
- odesílání naměřených hodnot SPL do počítače,
- provádění změn v nastavení hlukoměru na základě stisknutí ovládacích tlačítek nebo hlasových pokynů.

Mikrokontrolér byl naprogramován v jazyce C ve volně stažitelném vývojovém prostředí EmBitz, které je založené na vývojovém prostředí CodeBlocks. Pro vytvoření programu byly použity SPL knihovny od firmy ST Microelectronics a knihovna CMSIS DSP pro výpočet FFT a absolutní hodnoty komplexního čísla.

2.6.1 Základní struktura programu

Na samotném začátku programu je, kromě jiného, nastaven hodinový signál mikroprocesoru na 168 MHz, což je maximální povolená hodnota pro použitý typ mikrokontroléru. Dále je provedena inicializace všech potřebných periférií a dále program pokračuje do nekonečné smyčky, kde jsou opakovaně kontrolovány hodnoty příznakových bitů a na základě jejich hodnot jsou prováděny požadované operace voláním odpovídajících funkcí. Příznakové bity jsou nastavovány v obsluhách přerušení a při uživatelském nastavování hlukoměru a určují stisknutí tlačítek, některé nastavené parametry hlukoměru a uplynutí časového intervalu, po kterém má dojít k obnově hodnoty SPL na displeji. Struktura hlavního programu je znázorněna ve vývojovém diagramu na obrázku 2.20 na následující straně. Pro chod hlavního programu byly napsány následující knihovny funkcí:

- lcd.h – funkce pro ovládání alfanumerického LCD displeje,
- delay.h – funkce pro zpoždění za použití časovače TIM7,
- nmb.h – ostatní funkce pro ovládání desky hlukoměru.

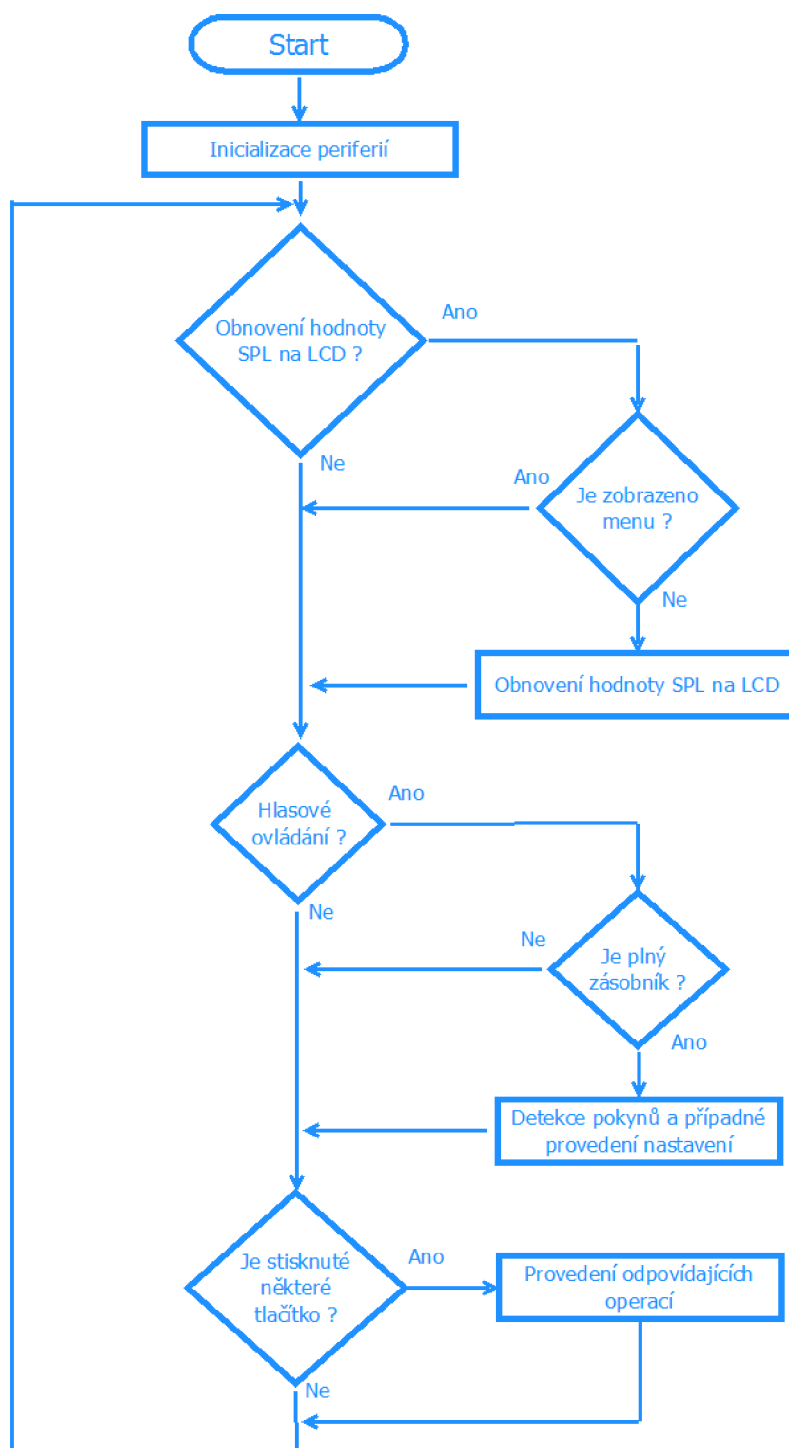
Kromě hlavního programu byly naprogramovány dvě obsluhy přerušení, z nichž jedna obsluha přerušení reaguje na přijetí zvukových dat z mikrofону po sběrnici a druhá obsluha přerušení je pomocí časovače TIM6 volána každých 10 milisekund a zajišťuje testování stisků tlačítek a časování pro zobrazování naměřených hodnot SPL. Zdrojové kódy pro obsluhy přerušení byly napsány v souboru stm32f4xx_it.c.

2.6.2 Ovládání tlačítek a menu hlukoměru

K mikrokontroléru je přes piny PB11...15 připojeno celkem 5 tlačítek, kterými lze pomocí menu na displeji měnit váhové a průměrovací filtry a spouštět hlasové ovládání. Prostřední tlačítko slouží pro vstup a výstup z menu a pomocí okolních tlačítek je možné se v menu pohybovat. Nastavené parametry se ukládají ukončením menu.

Tlačítka jsou vzorkována každých 50 milisekund v obsluze přerušení časovače, kde jsou nastavovány příznakové bity určující jejich stisknutí a na základě těchto příznaků jsou v nekonečné smyčce hlavního programu volány funkce odpovídající stiskům jednotlivých tlačítek. Po prvním stisknutí jsou tlačítka po dobu 200 milisekund zablokována kvůli omezení vlivu zákmitů. Pomocí těchto funkcí se v závislosti na

stiscích tlačítek mění hodnoty proměnných určujících polohu v menu a na základě této polohy jsou na displeji zobrazovány řetězce z dvourozměrného pole a pomocí pole pointerů na funkce jsou volány příslušné funkce, které mění odpovídající parametry hlukoměru.



Obrázek 2.20 Vývojový diagram hlavního programu

2.6.3 Ovládání LCD displeje

K zobrazování informací byl použit alfanumerický LCD displej s vestavěným řadičem ST7066U a na základě dokumentace k tomuto řadiči (viz. [15]) byla k tomuto displeji napsána knihovna lcd.h se zdrojovým souborem lcd.c.

V souboru lcd.c jsou definovány základní funkce pro zobrazování textu na displej. Pomocí těchto funkcí je možné displej inicializovat, vymazat, nastavit pozici pro zápis znaků a zapsat znak, popřípadě řetězec znaků.

Pro dodržení časování definovaného v [15], které je potřeba u řídicích signálů displeje dodržet pro jeho správnou funkčnost, byla dále napsána knihovna pro zpoždění delay.h se zdrojovým souborem delay.c. Tato knihovna používá časovač TIM7, který je nastaven tak, že se při dosažení požadované hodnoty automaticky vypne.

Mikrokontrolér odesílá data do displeje po 8bitové datové sběrnici, která je mikrokontroléru připojena na piny PE8...15. Řídicí signály displeje E, RS a RW jsou k mikrokontroléru připojeny přes piny PB0...2.

2.6.4 Implementace CIC filtru

Vzhledem k tomu, že měření SPL probíhá v reálném čase, číslicové zpracování přijatých vzorků zvukového signálu má nejvyšší prioritu, a proto je i CIC filtr implementován přímo v obsluze přerušení.

Datový registr pro I2S komunikaci má velikost 16 bitů, což znamená, že se do něj vejde 16 1bitových vzorků z mikrofonu, a v obsluze přerušení, která je vyvolána vždy, když je tento registr plný, je potřeba zpracovat všech 16 vzorků. Vzhledem k tomu, že zvolený decimální faktor je 64, pouze v každé čtvrté obsluze přerušení je provedeno číslicové zpracování pomocí hřebenových, váhových a průměrovacích filtrů.

Následující kód ukazuje načtení dat z datového registru pro I2S komunikaci a zpracování prvního 1bitového vzorku pomocí 2 kaskádně řazených integrátorů.

```
PDM_data = SPI2->DR;

//CIC integrators
CIC_a1 = CIC_a1 + ((PDM_data >> 15)&1);
CIC_b1 = CIC_b1 + CIC_a1;
```

Datový registr DR je pojmenován podle SPI komunikace, protože tato periferie zajišťuje i I2S komunikaci. Proměnná CIC_a1 představuje výstup prvního integrátoru a vstup pro druhý integrátor. Tato proměnná neustále integruje vstupní hodnoty vzorků. Výstup druhého integrátoru představuje proměnná CIC_b1. Naprosto stejným způsobem je zpracováno dalších 15 vzorků načtených v proměnné s názvem PDM_data.

I když by bylo elegantnější zpracovat všech 16 vzorků pomocí for cyklu, zpracování každého vzorku je napsáno zvlášť na nový řádek, protože tento způsob vyžaduje menší počet instrukcí vykonaných procesorem, čímž se ušetří čas. Na druhou stranu kód napsaný tímto způsobem zabere více programové paměti, což vzhledem k tomu, že použitý mikrokontrolér má flash paměť o velikosti 1MB, nehraje ani zdaleka takovou roli jako čas potřebný k této operaci.

Následující kód ukazuje implementaci jednoho hřebenového filtru.

```
CIC_c2 = CIC_b1 - CIC_c1;
CIC_c1 = CIC_b1;
```

Proměnná `CIC_c2` představuje výstup filtru a `CIC_b1` představuje vstup filtru. Na prvním řádku je nejprve od současného vstupu odečten předchozí vstup a na následujícím řádku je pro následující vstup uložen vstup současný.

Z ukázek kódů lze vidět, že jediné matematické operace potřebné k implementaci samotného CIC filtru jsou sčítání a odečítání.

Celý CIC filtr byl implementován na základě blokového schématu na obrázku 1.9.

2.6.5 Implementace váhových filtrů

K implementaci váhových filtrů do mikrokontroléru byly použity koeficienty vypočítané v kapitole 2.1.2. Koeficienty byly do mikrokontroléru uloženy jako konstanty ve formátu `float`. Vzhledem k tomu, že pro výpočty s datovým typem `float` byla použita vestavěná FPU jednotka, tak i násobení dvou čísel s plovoucí řádovou čárkou zabere pouze jeden hodinový cyklus [14].

K implementaci filtrů byla použita tzv. kanonická realizace, kdy se filtr rozdělí na část čistě rekurzivní (pouze koeficienty a) a část nerekurzivní (pouze koeficienty b) [11].

Následující kód ukazuje implementaci jednoho z celkem šesti bloků filtrů prvního řádu, které dohromady tvoří váhový filtr typu A, váhový filtr typu C je tvořen pouze čtyřmi bloky.

```
w_iir[0][0] = dec_result - iir_weight_a[0]*w_iir[0][1];
dec_result = iir_weight_b[0][0]*w_iir[0][0] + iir_weight_b[0][1]*
            w_iir[0][1];
w_iir[0][1] = w_iir[0][0];
```

Na začátku kódu představuje proměnná `dec_result` vstupní vzorek signálu do čistě rekurzivní části filtru, kde se počítá pouze s koeficienty a , `w_iir[0][0]` je současný výstupní signál a `w_iir[0][1]` je předchozí výstupní signál této části filtru. Na následujícím řádku představují současné a předchozí vstupní signály do druhé části filtru proměnné `w_iir[0][0]` a `w_iir[0][1]` a `dec_result` zde představuje signál výstupní.

Další funkcí váhového filtru je odstranění stejnosměrné složky zvukového signálu z mikrofonu. Tato stejnosměrná složka nemá stálou hodnotu, takže by ji nebylo možné odstranit prostým odečtením v časové oblasti, ale musel by se pro ni navrhnout filtr. Stejnosměrná složka vykazuje velkou závislost například na osvětlení mikrofonu.

2.6.6 Implementace průměrovacích filtrů

Průměrovací filtry jsou, stejně jako jednotlivé bloky váhových filtrů, IIR filtry prvního řádu, což znamená, že jsou do mikrokontroléru implementovány naprosto stejným

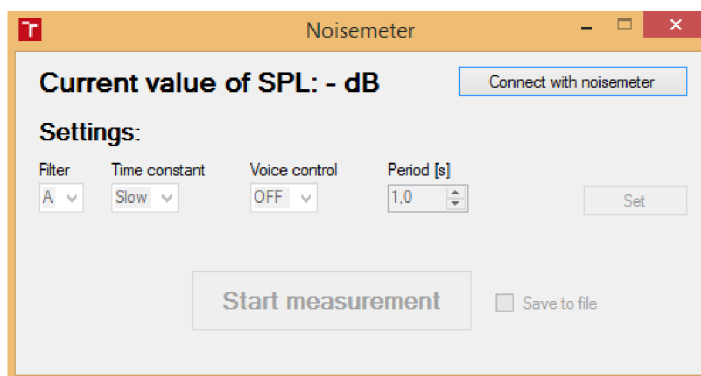
způsobem jako váhové filtry v předchozí kapitole. Jediný rozdíl je v tom, že před vstupem do průměrovacího filtru je provedena druhá mocnina vstupního vzorku kvůli výpočtu efektivní hodnoty, která se poté získá výpočtem druhé odmocniny výstupu průměrovacího filtru. Druhá odmocnina se však provádí pouze v případě, že daná efektivní hodnota je použita k výpočtu SPL zobrazovaného na displeji.

2.6.7 Komunikace s PC

Hlukoměr komunikuje s počítačem pomocí USB rozhraní. Na straně počítače je na hlukoměr nahlíženo jako na zařízení komunikující po sériové lince UART, které je připojeno na virtuální COM port. Při připojení hlukoměru do PC se v pravém dolním rohu displeje objeví nápis „USB“.

2.7 Počítačová aplikace

Pro záznam naměřených dat do počítače byla napsána počítačová aplikace ve vývojovém prostředí Microsoft Visual Studio 2013 v jazyce C#. Nejprve je potřeba navázat komunikaci mezi hlukoměrem a aplikací, což se provede pomocí tlačítka „Connect with noisemeter“. Během připojování aplikace vyhledá všechny aktivní COM porty a na všechny z nich odešle 8bitovou sekvenci, přičemž hlukoměr musí do 100 milisekund odpovědět bitově negovanou hodnotou, což pro aplikaci znamená, že zařízení připojené na daném COM portu je skutečně hlukoměr. Po úspěšném navázání komunikace je možné prostřednictvím této aplikace provádět nastavení filtrů, periody měření v intervalu 100 milisekund až 1 hodina s krokem 100 milisekund, zobrazovat naměřené hodnoty a ukládat je do textového souboru. Navázání komunikace mezi hlukoměrem a počítačovou aplikací je na hlukoměru indikováno nápisem „USB APP“ v pravém dolním rohu displeje. Celá komunikace probíhá tak, že aplikace posílá hlukoměru 8bitové příkazy, na základě kterých hlukoměr buď provádí příslušná nastavení, nebo odešle SPL. Během měření SPL pomocí počítače není možné provádět změny v nastavení hlukoměru jako prevence před nechtěnou změnou požadovaných filtrů. Okno aplikace před navázáním komunikace s hlukoměrem je na obrázku 2.21.



Obrázek 2.21 Počítačová aplikace pro záznam naměřených dat

Po úspěšném navázání komunikace s hlukoměrem se zpřístupní i zbývající tlačítka. Tlačítko „Connect with noisemeter“ se po úspěšném navázání komunikace změní na

„Disconnect with noisemeter“ a tlačítko „Start measurement“ se po zahájení měření změní na „Stop measurement“.

2.8 Návrh hardwarové části hlukoměru

Pro realizaci hlukoměru byla v programu Eagle navržena jednostranná deska plošného spoje na substrátu FR4 o tloušťce 1.5 mm s tloušťkou měděné vrstvy 35 μm s plošnými rozměry 12.4 x 18.1 cm. Celá deska je postavena na celkem 6 rovnoměrně rozmístěných distančních sloupcích.

2.8.1 Napájení hlukoměru

Desku je možné napájet buď pomocí USB rozhraní, nebo třemi AA bateriemi, které jsou přes schottkyho smd diodu BAT60BE v pouzdře SOD323 a spínač připojeny k napájecím vývodům vývojové desky.

Na vývojové desce je osazen lineární stabilizátor napětí 3.3 V. Výstupním napětím tohoto stabilizátoru je napájena jednak samotná vývojová deska, a jednak je toto napětí přivedeno přes výstupní piny vývojové desky i k LCD displeji a k ovládacím tlačítkům.

Deska hlukoměru je osazena slotem na baterie, ve kterém se nachází zmíněné tužkové baterie.

2.8.2 Připojení vývojové desky

Vývojová deska je k desce hlukoměru připojena prostřednictvím dvouřadých kolíkových zásuvek tak, že je možné vývojovou desku kdykoliv odpojit.

2.8.3 Ovládací tlačítka

Na desce hlukoměru je osazeno celkem pět tlačítek do tvaru kříže. Prostřední červené tlačítko slouží pro vstup a výstup z menu. Levé a pravé černé tlačítko slouží pro výběr nastavované položky. Horní a dolní černé tlačítko slouží pro nastavení hodnoty vybrané položky.

Po stisku tlačítka je na vstup mikrokontroléru přivedena logická 1. V případě, že tlačítko není stisknuto, na daném vstupu se prostřednictvím softwarově řízených interních pull-down rezistorů mikrokontroléru nachází logická 0. Tlačítka jsou připojena k pinům PB11...15.

Všechna tlačítka jsou k daným vstupům připojena přes smd rezistory v pouzdře 1206 s hodnotou 220 Ω , aby v případě chybného naprogramování daného pinu jako výstup neprocházel tímto pinem proud, který by mohl zničit mikrokontrolér.

2.8.4 Komunikace s počítačem

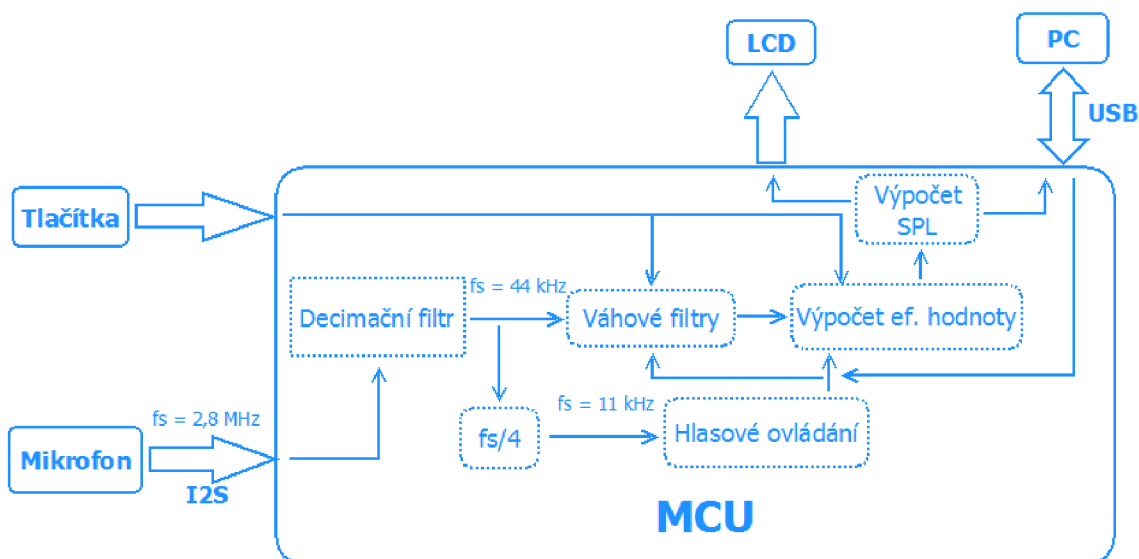
Pro komunikaci s počítačem je použito rozhraní USB, kterým je vybavena vývojová deska. Hlukoměr je osazen i kolíkovou zásuvkou, ke které je možné připojit převodník sériové linky na USB, tento způsob komunikace byl používán při počátečních pracích na hlukoměru, kdy ještě nefungovala komunikace pomocí samotného USB.

2.8.5 LCD displej

Na desce je prostřednictvím 16místné kolíkové zásuvky připojen alfanumerický LCD displej 16x2. Napájecí pin displeje je připojen k 3V3 výstupu vývojové desky. LCD displej má 8bitovou datovou sběrnici, která je k mikrokontroléru připojena přes piny PE8...15 a řídicí signály RW, RS a E, které jsou připojeny přes piny PB0...2. Kontrast displeje je řízen pomocí napětí na pinu VO, ke kterému je připojen potenciometr, pomocí kterého je možné toto napětí nastavit v rozsahu přibližně od -3 V z vnitřního generátoru záporného napětí displeje až po napájecí napětí. Záporné napětí je na výstupu pinu VEE displeje.

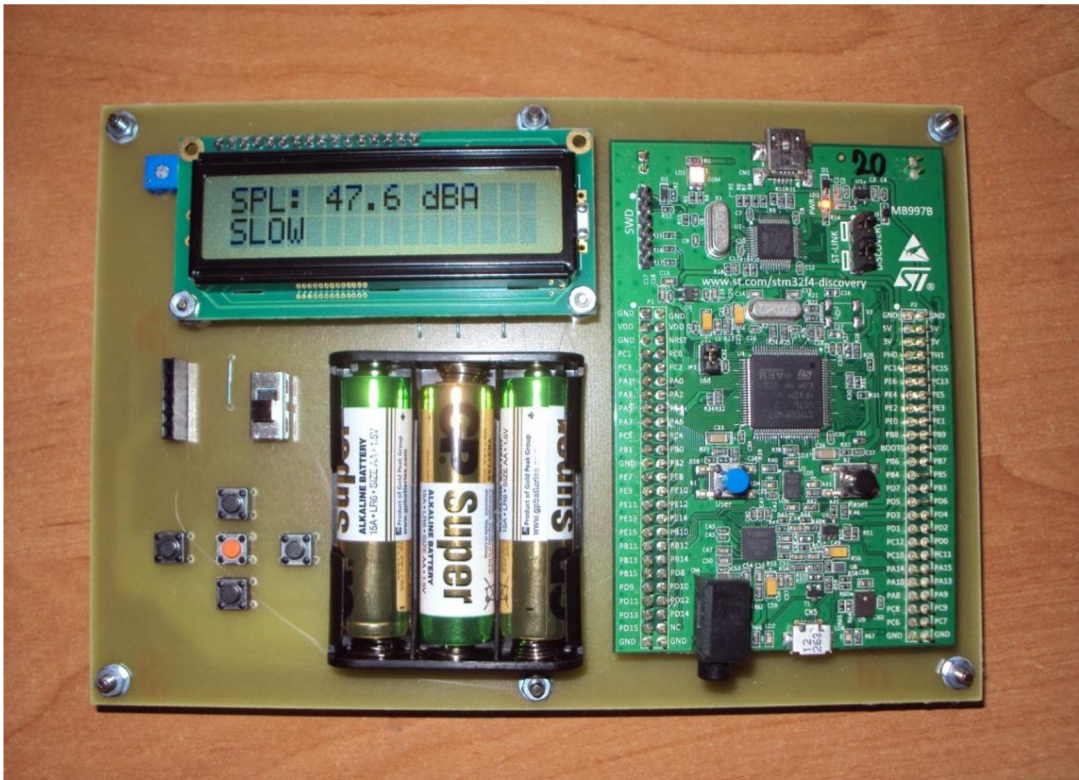
2.8.6 Výsledné zařízení

Na obrázku je 2.22 je zjednodušené blokové schéma celého hlukoměru a na obrázcích 2.23 a 2.24 na následující straně jsou fotografie hotového hlukoměru.

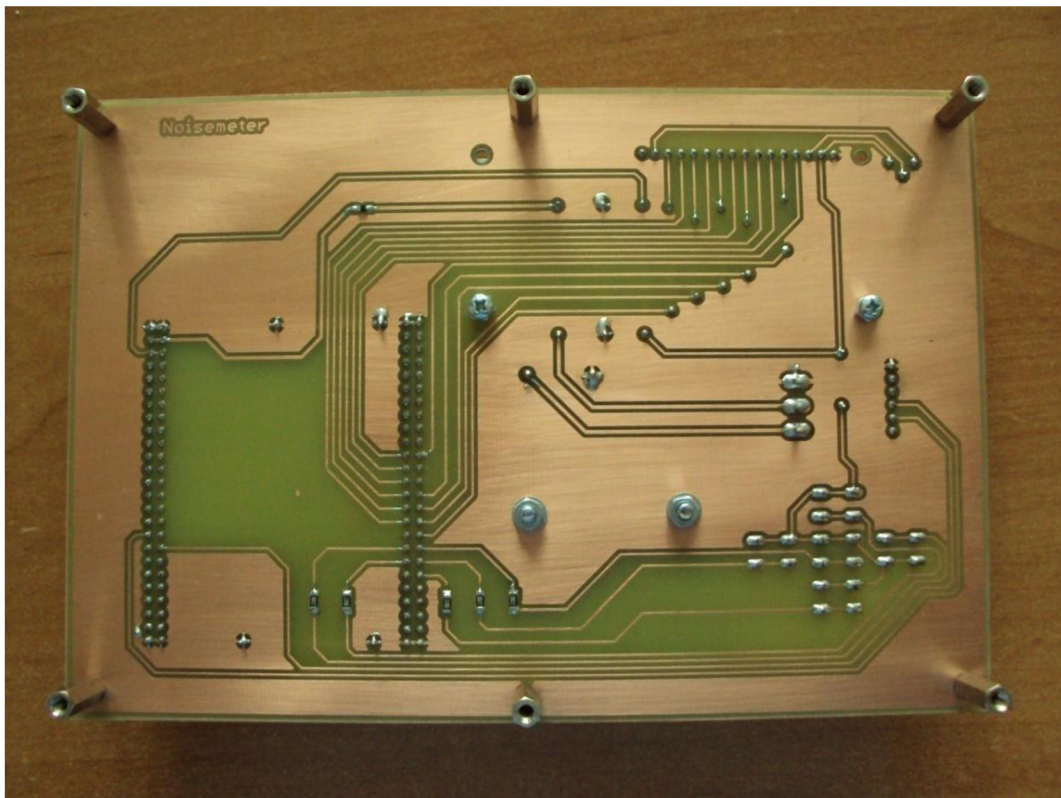


Obrázek 2.22 Blokové schéma hlukoměru

Z blokového schématu na obrázku 2.22 lze vidět, že vzorky signálu pro hlasové ovládání jsou odebírány přímo z výstupu decimačního filtru, díky čemuž není rozpoznávání pokynů ovlivněno nastavením váhových filtrů.



Obrázek 2.23 Horní strana hlukoměru



Obrázek 2.24 Spodní strana hlukoměru

2.9 Modifikovatelný stavový automat

Obecný modifikovatelný stavový automat byl vytvořen jako samostatná knihovna s názvem `state_machine.h`. Pomocí této knihovny je možné v programu mikrokontroléru vytvořit libovolný počet stavových automatů, avšak s ohledem na kapacitu paměti.

Každý stavový automat je definován pomocí struktury s názvem `state_machine_init_typedef` s následujícím kódem.

```
typedef struct
{
    uint8_t states;
    uint8_t next_state;
    void (**fnc_ptr)();
    uint8_t init_state;
    uint8_t buffers;
    uint16_t *buffers_sizes;
    void **buffers_ptrs;
    void *in_buff_ptr;
    void *out_buff_ptr;
}state_machine_init_typedef;
```

Parametr `states` určuje počet stavů, `next_state` je používán funkcemi představujícími jednotlivé stavy pro určení následujícího stavu. Funkce představující jednotlivé stavy jsou stavovému automatu předány prostřednictvím pointeru na pointer na funkci vracející typ `void`, `fnc_ptr`, a to tak, že je do této proměnné uloženo pole pointerů na funkce. Z předchozí věty plyne, že všechny funkce stavů musí mít návratovou hodnotu typu `void`, zároveň všechny funkce musí mít jako vstupní parametr adresu struktury definující daný stavový automat. Parametr `init_state` definuje stav, který následuje po inicializaci stavového automatu. Parametr `buffers` určuje počet zásobníků v paměti, prostřednictvím kterých funkce stavů vzájemně komunikují, velikosti těchto zásobníků v bytech jsou definovány v poli, které je následně předáno parametru `buffers_sizes`. Parametr `buffers_ptrs` je funkcemi stavů používán pro přístup k zásobníkům. Parametry `in_buff_ptr` a `out_buff_ptr` mohou být využity pro přístup ke vstupním a výstupním proměnným, v případě, že mají funkce stavů k těmto proměnným přístup, nemusí být tyto parametry využity.

Inicializace stavového automatu je provedena funkcí s funkčním prototypem `uint8_t state_machine_init(state_machine_init_typedef* st_mach)`. Tato funkce alokuje paměť pro požadované zásobníky a vrátí hodnotu 1 v případě dostatku paměti, jinak vrátí hodnotu 0.

Samotný stavový automat je spuštěn pomocí funkce s funkčním prototypem `void state_machine_perform(state_machine_init_typedef* st_mach)`. Tato funkce volá stavové funkce v závislosti na aktuální hodnotě parametru `st_mach->next_state`. Stavový automat je ukončen v okamžiku, kdy funkce aktuálního stavu určí následující stav jako stav s pořadím 0.

V případě, že stavový automat již nebude používán, je možné uvolnit paměť alokovanou pro zásobníky pomocí funkce s funkčním prototypem `void state_machine_deinit(state_machine_init_typedef* st_mach)`.

Na následujících řádcích jsou uvedeny příklady některých částí kódu potřebného

pro definici stavového automatu.

Nejprve je potřeba deklarovat proměnnou typu `state_machine_init_ttypedef`.

```
state_machine_init_ttypedef st_mach;
```

Představují-li funkce s názvy `fnc1`, `fnc2`, `fnc3` jednotlivé stavy, pak jsou jejich adresy předány stavovému automatu následujícím způsobem.

```
void (*function_ptr[3])() = {fnc1, fnc2, fnc3};  
st_mach.fnc_ptr = function_ptr;
```

V případě, že stavový automat má definované alespoň dva vnitřní zásobníky a ve druhém z nich například proměnné v datovém typu `float`, libovolná funkce představující některý stav může přistupovat k proměnné, která je například na čtvrté pozici ve druhém zásobníku, následujícím způsobem.

```
float *a_ptr = (float *) (*(float **)st_mach->buffers_ptrs[1]);  
float a = a_ptr[3];
```

2.9.1 Použití stavového automatu pro měření hluku

Po úpravě programu mikrokontroléru pro měření hluku pomocí výše popsaného stavového automatu přestal hlukoměr stíhat měření v reálném čase. Důvodem byla velká časová výpočetní náročnost stavového automatu, kdy byly neustále volány různé podfunkce. Řešením tohoto problému bylo vrácení programu do původní podoby, kdy bylo veškeré zpracování signálu pomocí číslicových filtrů prováděno v obsluze přerušení. Obecně by měl program trávit pokud možno co nejméně času v obsluhách přerušení, v případě popisovaného hlukoměru to však byl nejrychlejší způsob, jak signál v reálném čase zpracovávat. Na správnou funkci programu neměl tento způsob řešení žádný vliv, protože číslicové zpracování signálu byla operace s nejvyšší prioritou a zároveň jediná operace, která mikrokontrolér významnějším způsobem časově zatěžovala. Druhou možností, jak vyřešit tento problém by bylo zjednodušit decimální filtr a snížit vzorkovací frekvenci, čímž by ale byla snížena přesnost hlukoměru.

3 KALIBRACE A TEST HLUKOMĚRU

Tato kapitola pojednává o kalibraci hlukoměru tak, aby na výstupu ukazoval skutečnou hodnotu SPL, a o porovnání jeho vlastností s jiným komerčně dostupným hlukoměrem. Kalibrace byla provedena v bezodrazové komoře ústavu telekomunikací na FEKT VUT. Dále je v této kapitole výsledek testu rozpoznávání jednotlivých pokynů pro hlasové ovládání.

3.1 Použité přístroje

Pro kalibraci a testování vyrobeného hlukoměru byly použity následující přístroje:

- přesný hlukoměr NTi Audio XL2,
- měřící mikrofon NTi Audio M2230,
- generátor zvukového signálu NTi Audio Minirator Pro,
- kalibrátor Brüel & Kjær 4231.

3.2 Kalibrace hlukoměru

Kalibrace byla provedena pro tón s frekvencí 1 kHz a SPL 94 dB. Při takové hodnotě SPL je podle vztahu 1.4 efektivní hodnota akustického tlaku 1 Pa.

Nejprve byla pomocí kalibrátoru provedena kalibrace přesného hlukoměru s měřícím mikrofonem. Poté byl měřící mikrofon postaven vedle vyrobeného hlukoměru tak, aby oba mikrofony byly ve stejné výšce k přední straně reproduktoru, ke kterému byl připojen generátor zvukového signálu. Zároveň obě zařízení musela být postavena tak, aby měla stejnou vzdálenost ke středu přední strany reproduktoru.

Během samotné kalibrace byl na generátoru zvukového signálu nastaven harmonický průběh 1 kHz o takovém výkonu, aby přesný hlukoměr ukazoval hodnotu přesně 94 dB, z čehož plyne, že efektivní hodnota akustického tlaku u kalibrovaného hlukoměru byla 1 Pa. Kalibrovaný hlukoměr, který byl v té době naprogramován tak, aby ukazoval pouze efektivní hodnotu akustického tlaku, ukazoval hodnotu 55, z čehož pro převodní konstantu ve vztahu 1.8 plyne právě hodnota 55. Výsledná hodnota SPL, kterou vyrobený hlukoměr ukazuje, byla upravena pomocí převodní konstanty podle vztahu 1.9.

3.3 Frekvenční závislost hlukoměru

V podmínkách, které byly stejné s podmínkami, ve kterých byla provedena kalibrace v předchozí kapitole, bylo provedeno srovnání frekvenční závislosti přesného hlukoměru a vyrobeného hlukoměru.

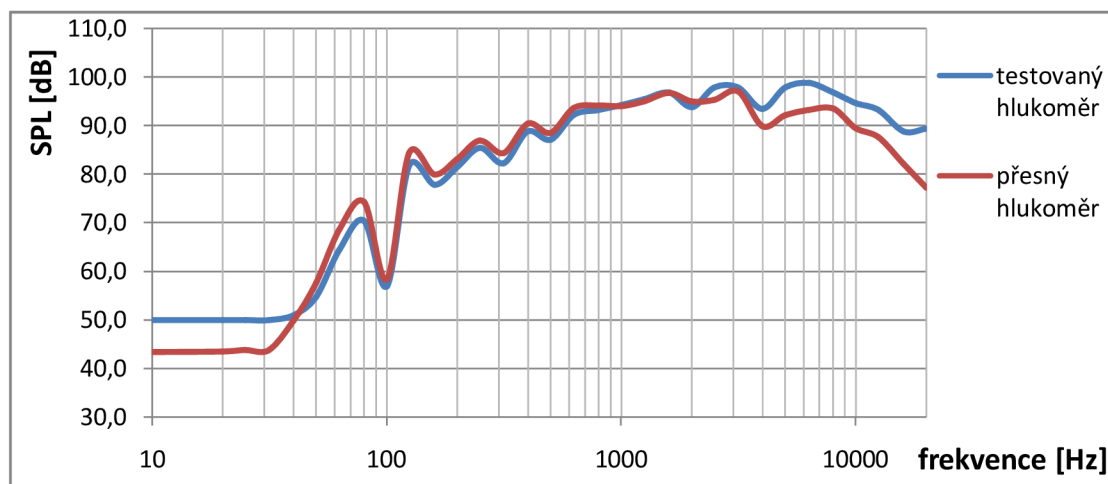
Reproduktor byl buzen generátorem zvukového signálu, na kterém se postupně zvyšovala frekvence. Výstupní efektivní hodnota napětí generátoru zvukového signálu

byla po celou dobu měření nastavena na -7,3 dBV. Výsledky měření pro oba typy váhových filtrů jsou shrnuty v tabulce 3.1.

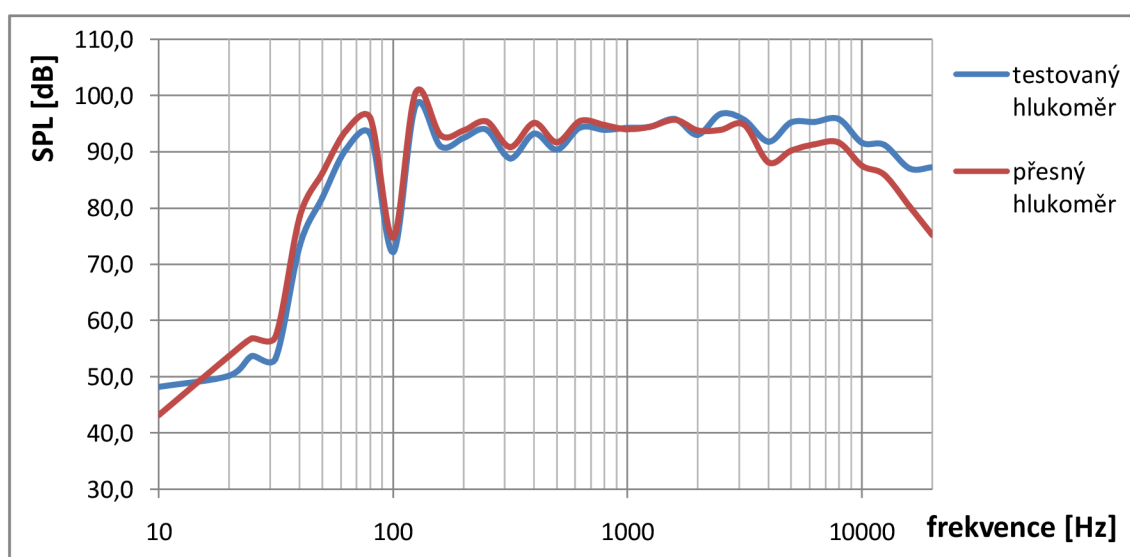
Tabulka 3.1 Frekvenční závislost hlukoměrů

frekvence [Hz]	hodnoty SPL [dB]					
	filtr typu A			filtr typu C		
	testovaný hlukoměr [dB]	přesný hlukoměr [dB]	rozdíl [dB]	testovaný hlukoměr [dB]	přesný hlukoměr [dB]	rozdíl [dB]
10	49,9	43,4	6,5	48,2	43,2	5
20	49,9	43,5	6,4	50,2	53,7	-3,5
25	49,9	43,8	6,1	53,7	56,8	-3,1
31.5	49,9	43,8	6,1	53,2	57,1	-3,9
40	50,9	49,8	1,1	73,4	78,6	-5,2
50	54,7	57,5	-2,8	81,8	86,2	-4,4
63	64,4	68,6	-4,2	90,4	93,7	-3,3
80	70,4	74,3	-3,9	93,1	96	-2,9
100	56,9	58,3	-1,4	72,2	74,7	-2,5
125	81,8	84,4	-2,6	98,2	100,5	-2,3
160	77,8	79,9	-2,1	90,9	92,9	-2
200	81,5	83,1	-1,6	92,4	93,8	-1,4
250	85,4	86,9	-1,5	93,9	95,4	-1,5
315	82,2	84,3	-2,1	88,8	90,8	-2
400	88,8	90,4	-1,6	93,2	95,1	-1,9
500	87,1	88,5	-1,4	90,4	91,7	-1,3
630	92,2	93,6	-1,4	94,3	95,5	-1,2
800	93,2	94,1	-0,9	93,9	94,7	-0,8
1000	94,2	94	0,2	94,2	94	0,2
1250	95,4	95	0,4	94,4	94,4	0
1600	96,8	96,7	0,1	95,8	95,7	0,1
2000	93,8	95	-1,2	93	93,8	-0,8
2500	97,8	95,3	2,5	96,7	93,9	2,8
3150	97,8	97	0,8	95,7	94,8	0,9
4000	93,4	89,9	3,5	91,8	88,1	3,7
5000	97,8	92,1	5,7	95,2	90,2	5
6300	98,8	93,2	5,6	95,3	91,3	4
8000	96,8	93,5	3,3	95,8	91,6	4,2
10000	94,6	89,5	5,1	91,6	87,5	4,1
12500	93,2	87,6	5,6	91,2	85,9	5,3
16000	88,8	82,1	6,7	87	80,3	6,7
20000	89,4	77,2	12,2	87,2	75,2	12

Z tabulky 3.1 lze vidět, že pro oba typy váhových filtrů se naměřené hodnoty obou hlukoměrů liší nejvíce při frekvencích nad 16 kHz, což je s největší pravděpodobností způsobeno rezonancí digitálního mikrofonu, která je na obrázku 2.6. Naopak nejnižší rozdíly byly naměřeny v okolí frekvence 1 kHz, při které byl hlukoměr kalibrován. Výsledky pro filtr typu A jsou shrnuty v grafu na obrázku 3.1 a pro filtr typu C v grafu na obrázku 3.2.



Obrázek 3.1 Frekvenční závislost hlukoměrů pro filtr A



Obrázek 3.2 Frekvenční závislost hlukoměrů pro filtr C

Vzhledem k tomu, že frekvenční závislost bylo porovnávána s hlukoměrem, jehož mikrofon má na rozdíl od mikrofonu testovaného hlukoměru v podstatě konstantní odezvu pro celé slyšitelné spektrum frekvencí, lze na základě grafů na obrázcích 3.1 a 3.2 považovat frekvenční závislost testovaného hlukoměru za dobrou.

I když byl generátor zvukového signálu nastaven po celou dobu měření na stejnou efektivní hodnotu výstupního napětí, reproduktor nereagoval na všechny frekvence stejnou efektivní hodnotou akustického tlaku, a proto nelze křivky na obrázcích 3.1 a

3.2 srovnávat z frekvenčními modulovými charakteristikami váhových filtrů. Grafy na obrázcích 3.1 a 3.2 vypovídají především o tom, jak moc se liší odezva testovaného hlukoměru od odezvy přesného hlukoměru v závislosti na frekvenci zvukového signálu.

3.4 Test měření hladiny akustického tlaku šumu

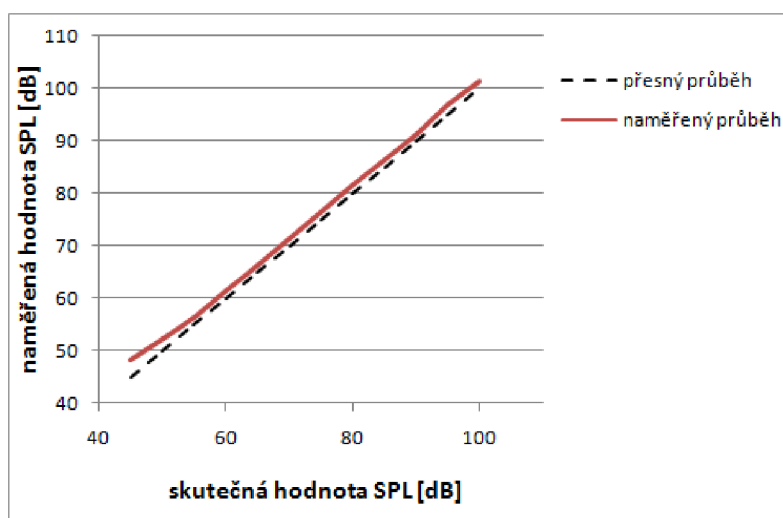
V této podkapitole je porovnávána odezva testovaného a přesného hlukoměru na růžový šum pro různé hladiny akustického tlaku.

Růžový šum byl vytvářen pomocí generátoru zvukového signálu, kterým byly na přesném hlukoměru nastaveny hodnoty SPL v intervalu 45 dB až 100 dB s krokem 5 dB a s těmito hodnotami byly porovnávány hodnoty SPL na testovaném hlukoměru. Obě měření byla provedena pro oba typy váhových filtrů. Výsledky měření jsou shrnuty v tabulce 3.2.

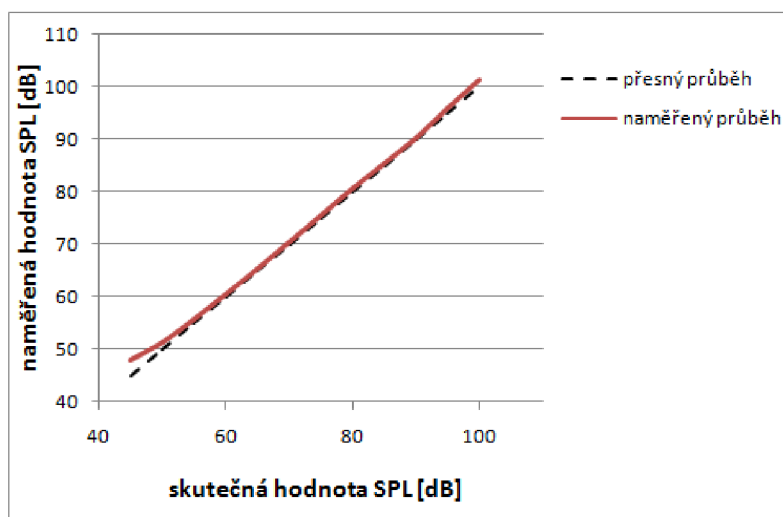
Tabulka 3.2 Výsledky měření SPL pro růžový šum

filtr A			filtr C		
testovaný hlukoměr [dB]	přesný hlukoměr [dB]	rozdíl [dB]	testovaný hlukoměr [dB]	přesný hlukoměr [dB]	rozdíl [dB]
48,1	45	3,1	47,9	45	2,9
52,2	50	2,2	51,4	50	1,4
56,4	55	1,4	55,7	55	0,7
61,2	60	1,2	60,3	60	0,3
66,3	65	1,3	65,5	65	0,5
71,4	70	1,4	70,3	70	0,3
76,4	75	1,4	75,4	75	0,4
81,5	80	1,5	80,6	80	0,6
86,4	85	1,4	85,5	85	0,5
91,4	90	1,4	90,3	90	0,3
96,8	95	1,8	95,8	95	0,8
101,4	100	1,4	101,1	100	1,1

Z naměřených hodnot v tabulce 3.2 plyne, že pro váhový filtr typu A ukazuje testovaný hlukoměr pro většinu hodnot SPL hodnotu, která je přibližně o 1.5 dB větší než hodnota indikovaná přesným hlukoměrem. Pro váhový filtr typu C je tato nepřesnost dokonce většinou menší než 1 dB. Závislosti pro oba typy váhových filtrů jsou na obrázcích 3.3 a 3.4.



Obrázek 3.3 Přesnost měření šumu, filtr typu A



Obrázek 3.4 Přesnost měření šumu, filtr typu C

3.5 Test rozpoznávání pokynů pro hlasové ovládání

Každý hlasový pokyn byl hlukoměru řečen celkem dvacetkrát. Testování bylo provedeno v tiché místnosti, kde hlukoměr nebyl ovlivňován žádnými jinými zvuky. Výsledky testu jsou shrnuty v tabulce 3.3 na následující straně. Pro každý pokyn je uveden počet správných detekcí, záměn za jiné pokyny a počet nedetekovaných pokynů. Nejlepších výsledků bylo dosaženo pro detekci slova „nahoru“ a lusknutí prstem, kdy byly všechny pokyny správně rozpoznány. Poměrně dobře dopadla i detekce slov „další“ a „dolů“, kdy nebylo detekováno, nebo bylo detekováno chybně pouze několik pokynů. Nejhorších výsledků bylo dosaženo u slova „předchozí“, kde se úspěšnost detekce pohybovala přibližně kolem 50%.

Tabulka 3.3 Výsledky testu detekce hlasových pokynů

hlasový pokyn	počty jednotlivých reakcí hlukoměru		
	správná detekce	záměna za jiný pokyn	žádná detekce
"nahoru"	20	0	0
"dolů"	17	3	0
"další"	16	0	4
"předchozí"	11	4	5
lusknutí prstem	20	0	0

4 ZÁVĚR

Výsledkem této práce je funkční hlukoměr, který je schopen měřit hladinu akustického tlaku do hodnoty přibližně 120dB a odpovídá druhé třídě přesnosti v rozsahu frekvencí 30 Hz až 12 kHz. Hlukoměr je vybaven hlasovým ovládním.

Hlukoměr je možné nastavit pro měření s váhovým filtrem typu A nebo C, dále je možné přepínat mezi pomalým a rychlým průměrováním v závislosti na tom, jestli jsou měřeny stacionární nebo časově proměnlivé hluky. Všechny potřebné informace jsou uživateli zobrazovány na LCD displeji. Naměřená data je možné odesílat pomocí USB rozhraní do počítače, kde jsou naměřené hodnoty zobrazovány měřicí aplikací a ukládány do souboru. Napájení hlukoměru je možné buď třemi tužkovými bateriemi, nebo přes USB rozhraní. Hlasové ovládní hlukoměru je spíše okrajovou částí zadání této práce, a tomu také odpovídá zvolená metoda pro detekci pokynů, která je sice relativně jednoduchá a nenáročná na výpočetní výkon, ale na druhou stranu není touto metodou dosaženo bezchybné detekce.

Součástí práce je modifikovatelný stavový automat, který byl vytvořen formou knihovny v jazyce C. Stavový automat je plně funkční, ale není vhodný pro výpočetně náročné aplikace, a proto nakonec nebyl pro hlukoměr použit. Stavový automat by bylo možné použít například pro hlukoměr ve formě senzoru, který by neměřil hladinu hluku v reálném čase.

Hlukoměr je určen k orientačnímu měření hluku v průmyslovém prostředí a tomu také odpovídá jeho přesnost, která je limitována především přesností použitého mikrofonu, jehož cena se pohybuje v řádu desítek korun na rozdíl od profesionálních měřících mikrofonů, jejichž cena se může pohybovat až v řádu desítek tisíc korun. I přesto, že hlukoměr vykazuje poměrně velké odchylky při měření na frekvencích blížících se spodní nebo horní hranici spektra, které je pro člověka slyšitelné, vykazuje zároveň poměrně velkou přesnost při měření šumu, ve kterém jsou obsaženy všechny frekvenční složky, což je pro měření hluku v průmyslovém prostředí důležitější.

Vzhledem k výše uvedenému byly splněny všechny body zadání této bakalářské práce.

LITERATURA

- [1] SCHIMMEL, J., *Elektroakustika*. Brno. Vysoké učení technické v Brně, 2013.
- [2] ČSN EN 61672-1: *Elektroakustika – Zvukoměry – Část 1: Technické požadavky*. Česká technická norma, Český normalizační institut, listopad 2003.
- [3] A-weighting. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2016-12-11]. Dostupné z: <http://en.wikipedia.org/wiki/A-weighting>.
- [4] KRATOCHVÍL, T., *Prezentace z předmětu BNFE*, 2016.
- [5] ST MICROELECTRONICS. *Tutorial for MEMS microphones* [pdf]. 2014 [cit. 2016-12-11]. Dostupné z: http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/application_note/46/0b/3e/74/cf/fb/4b/13/DM00103199.pdf/files/DM00103199.pdf/jcr:content/translations/en.DM00103199.pdf.
- [6] ST MICROELECTRONICS. *MP45DT02-M* [pdf]. 2016 [cit. 2016-12-11]. Dostupné z: <http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/group3/27/62/48/98/44/54/4d/36/DM00303211/files/DM00303211.pdf/jcr:content/translations/en.DM00303211.pdf>.
- [7] Pulse-density Modulation. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2016-12-11]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Pulse-density_modulation.
- [8] ST MICROELECTRONICS. *Reference manual - STM32F405/415, STM32F407/417, STM32F427/437 and STM32F429/439 advanced ARM-based 32-bit MCUs* [pdf]. 2016 [cit. 2016-12-11]. Dostupné z: http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/reference_manual/3d/6d/5a/66/b4/99/40/d4/DM00031020.pdf/files/DM00031020.pdf/jcr:content/translations/en.DM00031020.pdf.
- [9] ANALOG DEVICES. *Common Inter-IC Digital Interfaces for Audio Data transfer* [pdf]. 2012 [cit. 2016-12-11]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/technical-articles/MS-2275.pdf?doc=an-1327.pdf>
- [10] Universal Serial Bus. In: *Wikipedia: the free encyclopedia* [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [cit. 2016-12-11]. Dostupné z: https://cs.wikipedia.org/wiki/Universal_Serial_Bus.
- [11] KOLÁŘ R., *Prezentace z předmětu BCZA*, 2016.
- [12] INGLE, VINAY K. a PROAKIS, JOHN G. *Digital signal processing using MATLAB*. 3rd ed. Stamford, Conn.: Cengage Learning, c2012. ISBN 1111427372.
- [13] E. B. HOGENAUER. An economical class of digital filters for decimation and interpolation. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, ASSP-29(2):155-162, 1981.
- [14] ST MICROELECTRONICS. *Floating point unit demonstration on STM32 microcontrollers* [pdf]. 2016 [cit. 2016-12-11]. Dostupné z: http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/reference_manual/3d/6d/5a/66/b4/99/40/d4/DM00031020.pdf/files/DM00031020.pdf/jcr:content/translations/en.DM00031020.pdf

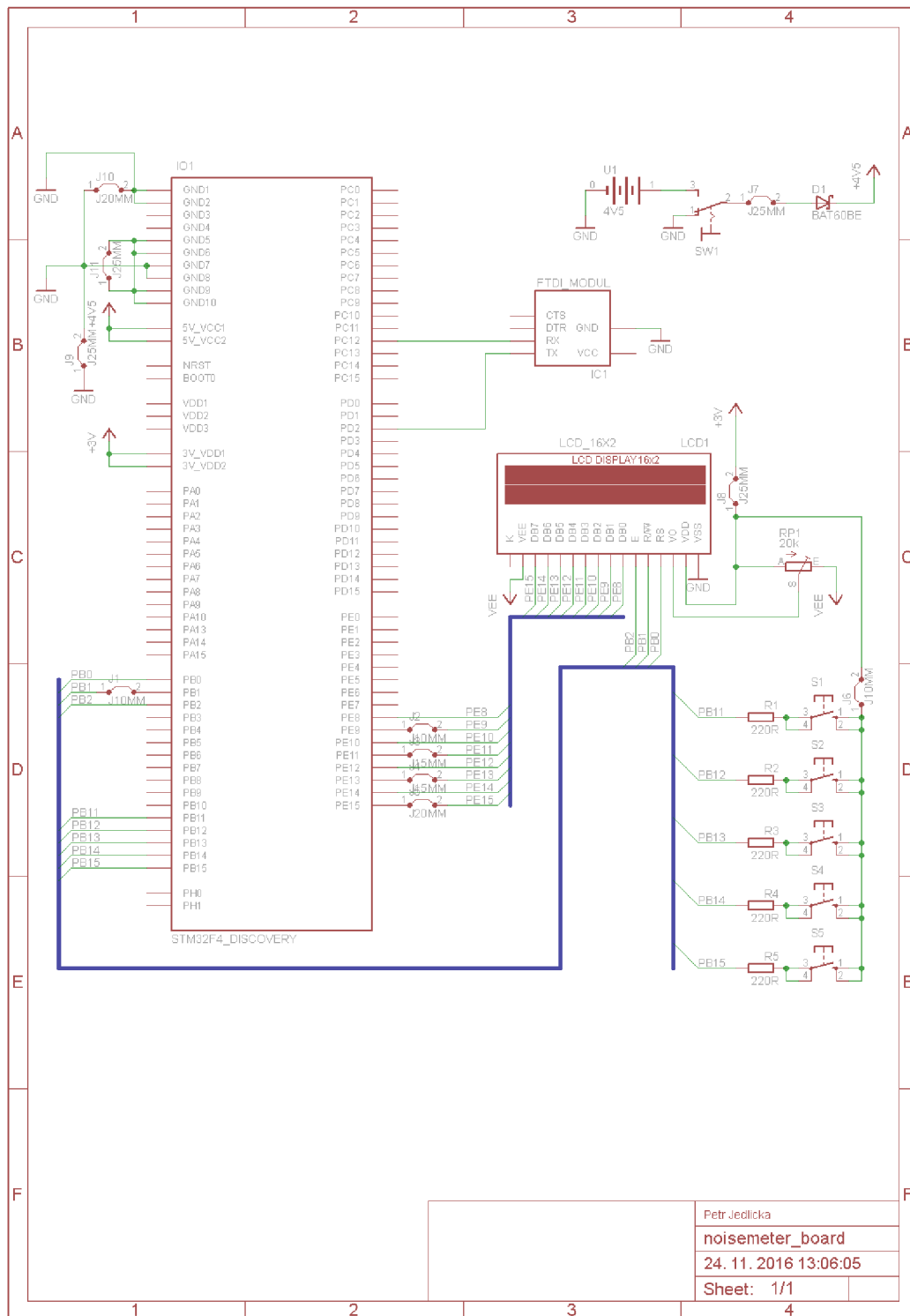
- [15] SITRONICS. *ST7066U Dot Matrix LCD Controller/Driver* [pdf]. 2006 [cit. 2016-12-11]. Dostupné z: http://www.newhavendisplay.com/app_notes/ST7066U.pdf
- [16] MIŠUREC, J a SMÉKAL Z., *Číslicové zpracování signálu*. Brno. Vysoké učení technické v Brně, 2011.
- [17] PSUTKA, J., MÜLLER L., MATOUŠEK J., RADOVÁ V., *Mluvíme s počítačem česky*, 1. vydání. Academia, 2006. ISBN 80-200-1309-1.
- [18] FRÝZA, T., *Prezentace z předmětu BICT*, 2016.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

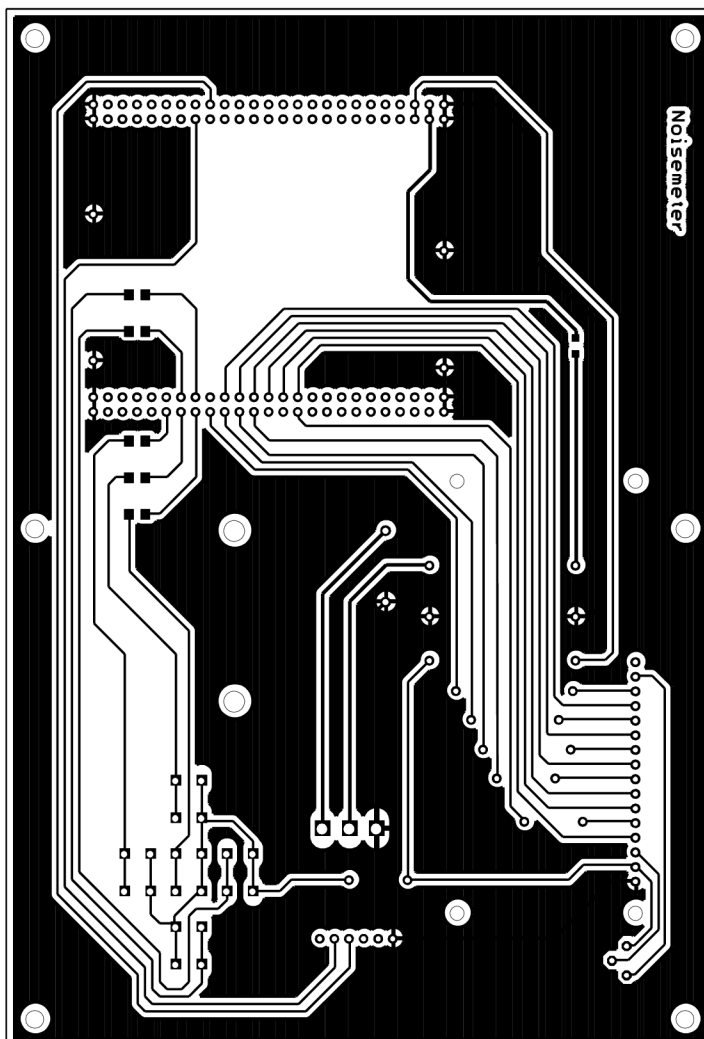
dB	decibel
SPL	Sound Pressure Level
Ph	Phon
MEMS	Micro Electro-Mechanical System
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
PDM	Pulse-Density Modulation
CLK	hodinový signál
DOUT	Data Out
LR	Left-Right, signál I2S sběrnice
I2S	Inter-IC sound
UART	Universal Asynchronous Receiver-Transmitter
USB	Universal Serial Bus
WS	Word Select
SCK	Serial Clock
SD	Serial Data
TxD	Transmitted Data
RxD	Received Data
GND	Ground
FIR	Finite Impulse Response
IIR	Infinite Impulse Response
CIC	Combinated Integrator-Comb
ARM	Advanced RISC Machine
LCD	Liquid Crystal Display
FFT	Fast Fourier Transform
DSP	Digital Signal Processing
CMSIS	Cortex Microcontroller Software Standard
DFT	Diskrétní Fourierova Transformace

A NÁVRH ZAŘÍZENÍ

A.1 Obvodové zapojení hlukoměru



A.2 Deska plošného spoje hlukoměru – bottom (strana spojů)



Rozměr desky 180 x 123 [mm], měřítko M1:1,25

B SEZNAM SOUČÁSTEK

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
R1	220R	1206	Rezistor
R2	220R	1206	Rezistor
R3	220R	1206	Rezistor
R4	220R	1206	Rezistor
R5	220R	1206	Rezistor
D1	BAT60BE	SOD323	Schottkyho dioda
IO1	STM32F4 Discovery Board	-	Vývojová deska
IC1	FT232	-	FTDI modul
J1	10 mm	-	Propojka
J2	10 mm	-	Propojka
J3	15 mm	-	Propojka
J4	15 mm	-	Propojka
J5	20 mm	-	Propojka
J6	20 mm	-	Propojka
J7	25 mm	-	Propojka
J8	25 mm	-	Propojka
J9	25 mm	-	Propojka
J10	20 mm	-	Propojka
J11	25 mm	-	Propojka
SW1	-	M9040P	Spínač
U1	-	3AA	Slot na baterie
RP1	20k	B25P	Potenciometr
S1	-	B3F-10XX	Tlačítko
S2	-	B3F-10XX	Tlačítko
S3	-	B3F-10XX	Tlačítko
S4	-	B3F-10XX	Tlačítko
S5	-	B3F-10XX	Tlačítko
LCD1	16x2	TUXGR16x2	LCD displej