

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

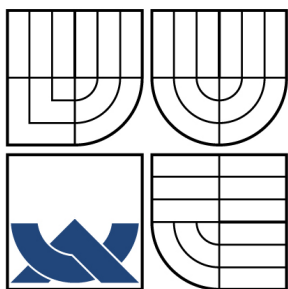
UNIVERZÁLNÍ VOX (SPÍNAČ OVLÁDANÝ ZVUKEM)

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

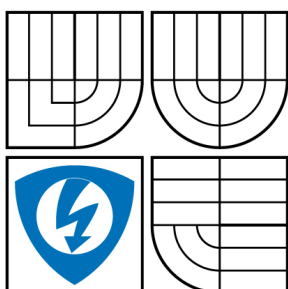
Bc. JAN KOUBA

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

UNIVERZÁLNÍ VOX (SPÍNAČ OVLÁDANÝ ZVUKEM)

UNIVERSAL VOX (VOICE OPERATED SWITCH)

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

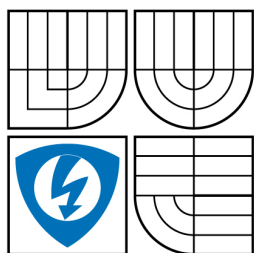
Bc. JAN KOUBA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. ZBYNĚK FEDRA, Ph.D.

BRNO 2009



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Bc. Jan Kouba

ID: 83613

Ročník: 2

Akademický rok: 2008/2009

NÁZEV TÉMATU:

Univerzální VOX (spínač ovládaný zvukem)

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Prostudujte možnosti návrhu a realizace univerzálního akustického spínače - VOX, sloužícího k přepínání příjmu a vysílání u PMR radiostanice. Spínač bude taktéž periodicky kontrolovat vzájemný dosah radiostanic, v případě nemožnosti navázat spojení (příliš velká vzdálenost) bude obsluhu akusticky informovat. Realizace bude obsahovat pro kontrolu mikrokontrolér ATtiny, popř. ATmega.

Proved'te konkrétní návrh zařízení. Důraz je kladen na co nejmenší vlastní spotřebu zařízení. Navrhněte a otestujte i potřebný SW pro mikrokontroler.

Sestavte dané zařízení a otestujte jeho funkčnost. Změřte dobu chodu radiostanic při použití VOX zařízení v různých situacích (různé intervaly pro kontrolu spojení, různé poměry trvání klid/příjem/vysílání). Ověřte spolehlivost indikace ztráty spojení v případech rušení kanálu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] VÁŇA, V. Programování v jazyce C - popis a práce ve vývojovém prostředí CodeVisionAVR C. Praha: BEN - technická literatura, 2003.

[2] MATOUŠEK, D. Práce s mikrokontroléry Atmel AVR. Praha: BEN - technická literatura, 2003.

Termín zadání: 9.2.2009

Termín odevzdání: 29.5.2009

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

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida
Předseda oborové rady

Abstrakt

Práce pojednává o návrhu univerzálního akustického spínače (VOX) pro radiostanice PMR. Kromě akustického spínače má mít zařízení možnost datové komunikace s protikusem. Provedení je zaměřeno na efektivitu a nízkou spotřebu celého zařízení.

Klíčová slova

Akustický spínač, VOX, AVR mikrokontrolér, PMR, IIR filtr

Abstract

Work treat of proposal universal acoustic switch (VOX) for handie - talkie PMR. Except acoustic switch has have arrangement possibility datal communication with mate. Fulfilment is bent on effectiveness and low consumption of all arrangement.

Keywords

Acoustic switch, VOX, AVR microcontroller, PMR, IIR filter

KOUBA, J. *Univerzální VOX (spínač ovládaný zvukem)*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2009. 82 s. Vedoucí diplomové práce Ing. Zbyněk Fedra, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Univerzální VOX (spínač ovládaný zvukem) jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

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

V Brně dne 29. května 2009

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucím diplomové práce Ing. Zbyňku Fedrovi, Ph.D. a Ing. Ondřejovi Pavelkovi za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce.

V Brně dne 29. května 2009

.....
podpis autora

Obsah

1 ÚVOD	3
2 PMR RADIOSTANICE	4
2.1 STANDARD PMR446	4
2.2 ROZŠÍŘENÍ STANDARDNÍCH RADIOSTANIC	5
2.2.1 Skenování kanálů	5
2.2.2 Šumová brána	5
2.2.3 Funkce šetření baterií	5
2.2.4 Akustický spínač	6
2.2.5 Typy selektivních voleb	6
2.3 FREKVENČNÍ OKOLÍ PÁSMO PMR446	7
2.4 STRUČNĚ O DIGITÁLNÍM PMR 446	8
2.5 SOUHRN PŘEDCHOZÍHO TEXTU	8
3 TEORETICKÝ NÁVRH	9
3.1 ZPRACOVÁNÍ HLASU	9
3.1.1 Mikrofonní zesilovač	10
3.1.2 Rečový filtr	10
3.1.3 Prahování signálu	12
3.2 MODEM	13
3.2.1 Výběr nosiče informace	13
3.2.2 Způsob modulace	14
3.2.3 Způsob demodulace	16
3.3 OVĚŘOVÁNÍ STAVU	18
3.3.1 Teplota	18
3.3.2 Baterie	18
3.4 PŘEPÍNAČE	18
3.4.1 Volič „rodič/dítě“	18
3.4.2 Přepínač řeč/data	19
3.4.3 Vypínač reproduktoru	19
3.5 ŘÍDÍCÍ JEDNOTKA	19
3.5.1 ATmega16L	21
3.6 STRUKTURA RÁMCŮ A PŘENOSOVÝ PROTOKOL	23
4 PRAKTICKÝ NÁVRH ZAŘÍZENÍ	26
4.1 OBVODY ZPRACOVÁNÍ HLASU	26
4.1.1 Hardwarové řešení	26
4.1.2 Softwarové řešení	33
4.1.3 Porovnání variant	36
4.1.4 Analýza zvuků	37
4.1.5 Návrh softwarového filtru	40
4.2 MODULÁTOR	46
4.3 DEMODULÁTOR	47
4.4 NAPÁJECÍ ZDROJ	47
4.4.1 Akumulátor	48
4.4.2 Stabilizátor	49
4.4.3 Nabíjení akumulátorů	49
4.5 MĚŘENÍ TEPLoty A NAPĚTÍ BATERIÍ	50
4.6 VOLIČE SIGNÁLOVÉ CESTY	51
5 ZAPOJENÍ A OŽIVENÍ	53
5.1 ZKUŠEBNÍ DESKA	53
5.2 NÁVRH DPS	53
5.2.1 Mikrospínač	55
5.3 ZPŮSOB PROGRAMOVÁNÍ	55

5.4	PROGRAMOVÉ VYBAVENÍ.....	56
5.4.1	Volba „Dítě“.....	57
5.4.2	Volba „Rodič“.....	59
5.5	TESTOVÁNÍ VOXu.....	60
5.5.1	Parametry testovaných vysílaček.....	60
5.5.2	Testování DPS.....	61
5.5.3	Proudový odběr a výdrž VOXu.....	64
5.5.4	Možné rozšíření VOXu.....	69
5.6	UNIVERZÁLNOST ZAŘÍZENÍ.....	69
6	ZÁVĚR.....	71
7	LITERATURA.....	72
8	SEZNAM ZKRATEK.....	74
9	SEZNAM PŘÍLOH.....	75
10	PŘÍLOHY.....	76

1 Úvod

Cílem diplomové práce je návrh univerzálního akustického spínače pro radiostanice PMR (Personal Mobile Radio – osobní přenosné radiostanice), který bude plnit především funkci tzv. „dětské chůvičky“, monitorující hlasovou aktivitu dítěte.

Výsledkem by mělo být zařízení připojitelné ke kterékoliv radiostanici PMR (případně jiné), které by v první řadě zajišťovalo automatické vysílání v reakci na zvukový podnět. Spínač by takto reagoval pouze na určité spektrum zvuků, aby nedocházelo k náhodnému spínání okolním ruchem. V neposlední řadě je cílem navrhnout zapojení s co nejnižším odběrem, kvůli mobilitě a z ní plynoucí použití vestavěných akumulátorů. Jelikož je požadavkem použití mikrokontroléru AVR jako řídicí jednotky, bude vhodné zaměřit se na to, zda je možné snížit spotřebu softwarovou implementací některých bloků zařízení.

Dalšími funkcemi by pak mělo být sledování dostupnosti dvou radiostanic, hlídání stavu baterií a teploty.

2 PMR radiostanice

Tato kapitola uvádí základní principy PMR radiostanic používaných pro veřejnou komunikaci na krátkou vzdálenost, z nichž ty důležitější pro konstrukci tohoto zařízení budou rozebrány podrobněji.

2.1 Standard PMR446

Dnešnímu světu bezdrátových komunikací vládou mobilní telefony, jejichž signál (u technicky vyspělých států) pokrývá převážnou část území, případně méně rozšířené, avšak (dalo by se říci) ze kteréhokoliv místa dostupné, satelitní telefony. Nevýhodou druhého případu jsou velké nároky na výkon se kterými je v dnešní době samozřejmě spjata i velikost zdroje a u obou dvou zmíněných potom cena, za kterou můžeme hovořit s osobou vlastnící podobné zařízení.

Nevýhody tohoto typu řeší právě radiostanice PMR (a jí podobné), u kterých nejen, že je provoz zdarma (nepočítáme-li náklady na pořízení vysílačky a cenu baterií), ale díky omezenému výkonu nejsou příliš rozměrné. Blokové schéma typické PMR stanice je vyobrazeno v příloze **Příloha 1.** Je zde patrné, že signál z mikrofonu je zesílen (limitován) a frekvenčně omezen. Především s těmito operacemi bude nutné počítat při návrhu. Samozřejmě, kdyby měly radiostanice PMR jen samé výhody, zajisté by byly v popředí zájmu a na ostatní komunikační prostředky by se zapomnělo. To však neplatí a to zejména kvůli již zmíněnému nízkému povolenému výkonu EIRP (Equivalent Isotropically Radiated Power – ekvivalentní izotropně vyzářený výkon). Uvedením této zkratky je znemožněno směřování vyzářeného výkonu, který činí pouhých 0,5W a komunikaci je tak možné provozovat ve volném prostranství na malé vzdálenosti (v řádu desítek kilometrů) a v městských částech dokonce pouze v okruhu několika kilometrů. Navíc se, na rozdíl od mobilních telefonů, jedná o analogovou formu komunikace, což znemožňuje kódování hovoru, komprimaci a zabezpečení dat nutné k nerušenému a „bezpečnému“ přenosu informací. Systém je tak také ochuzen o časový či kódový multiplex pro zefektivnění využití pásma. Je tak potřeba přistoupit na možnost, že při hovoru budou účastníci rušeni případnými dalšími „zájemci“ o stejný kanál nebo dokonce odposlouchávání.

Jak uvádí [1], radiostanicím PMR je v České republice vyhrazeno pásmo 446 – 446,1 MHz, proto je můžeme v literatuře často nalézt pod názvem PMR446 . Toto frekvenční rozmezí je lineárně rozděleno na 8 kanálů, z nichž má každý šířku 12,5 kHz. Přesné obsazení pásma jednotlivými kanály zobrazuje **Tabulka 2.1.** Dále stojí za zmínku, že pro přenos signálu používají tyto radiostanice kmitočtové modulace (FM – Frequency Modulation – frekvenční modulace) a takzvaný „Poloviční duplex“, což v podstatě znamená obousměrný provoz s možností komunikace vždy jen jedním směrem v daný časový okamžik.

Aby byl vývoj tohoto univerzálního zařízení možný, měly by všechny PMR stanice obsahovat standardizované konektory pro připojení externího mikrofonu a reproduktoru. Bohužel, každý výrobce může mít svůj vlastní standard připojení náhlavních souprav a to proto, že si tyto prvky vyrábí sám. Ve finálním návrhu tedy bude nutné s touto skutečností počítat a umožnit například připojení různých typů redukci.

Tabulka 2.1. Frekvence nosných pro každý z osmi kanálu PMR

Kanál	Frekvence [MHz]
1	446,00625
2	446,01875
3	446,03125
4	446,04375
5	446,05625
6	446,06875
7	446,08125
8	446,09375

2.2 Rozšíření standardních radiostanic

Většina druhů radiostanic v pásmu PMR446 disponuje mnoha funkcemi pro pohodlnější používání [1]. Významnějšími z nich jsou skenování kanálů, šumová brána, přepínání výkonu, tzv. „battery save“ (šetření baterií) mód, VOX (z latiny „hlas“ – zde ve významu akustického spínače) a selektivní volby.

2.2.1 Skenování kanálů

Slouží k nalezení případné komunikace na některém z osmi kanálů. Probíhá tak, že stanice cyklicky přepíná frekvence a hledá úroveň signálu, která by překročila stanovenou mez danou šumovou branou nazývanou „squelch“.

2.2.2 Šumová brána

Nastavení šumové brány zajišťuje odfiltrování rušivých signálů. Přepnutím na minimální úroveň lze zaslechnout vzdálené stanice za cenu eventuálního rušení. Naopak nastavením nejvyšší hladiny squelche zajistíme příjem pouze blízkých signálů, přičemž vzdálenými (a tedy rušivými) signály nebude účastník obtěžován. Toho se s výhodou využívá například při komunikaci v rámci jedné firmy apod.

2.2.3 Funkce šetření baterií

V případě, že jsou stanice v blízkosti sebe a úroveň signálu je vysoká, dokáží některé radiostanice snížit výkon a tímto způsobem prodloužit výdrž baterií. Jinou možností úspory energie může být mód nazvaný „battery save“. Pokud není na vstupu přijímače žádná aktivita, dojde k vypnutí NF (nízkofrekvenční) části přijímače. Poté dochází k cyklické kontrole aktivity na vstupu stanice a pokud je nějaká zjištěna, teprve potom se NF obvody zapnou.

2.2.4 Akustický spínač

Další, dnes již téměř standardní funkcí je spínač ovládaný hlasem (tzv. VOX). Jeho smyslem je přepnutí radiostanice do režimu vysílání v reakci na řečový podnět. Většinou se tento režim používá dohromady s náhlavní soupravou (sluchátko s mikrofonom). Ta částečně zajistí, že nebude docházet k náhodnému spínání okolním ruchem díky blízkosti mikrofonu k řečníkovi, případně jeho směrové charakteristice. Ať už se soupravou nebo bez ní, dá se funkce automatického spínání využít všude tam, kde potřebuje mít majitel radiostanice volné ruce.

2.2.5 Typy selektivních voleb

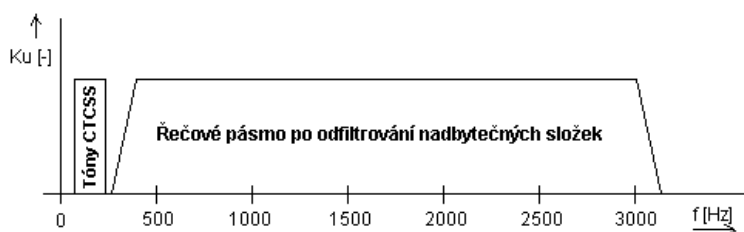
Posledním zmiňovaným rozšířením základu PMR stanic jsou selektivní volby. Jedná se o zdánlivé rozšíření počtu kanálů přidáním určitého druhu kódu do přenášeného signálu. Zvukové spektrum je omezeno na pásmo používané v běžné telefonii pro řečový signál. Spodní hranice se pohybuje okolo 300 Hz a horní potom 3400 Hz, což plně postačuje pro dobrou srozumitelnost mluvy. Vzniklá mezera od 0 do 300 Hz tedy může sloužit jinému účelu.

Nejčastěji je obsazena tóny CTCSS (Continuous Tone-Coded Squelch System – tónem kódovaná šumová brána; slouží pro odlišení účastníků). Pro PMR stanice se používá 38 různých frekvencí, jejichž zastoupení ve spektru zobrazuje **Tabulka 2.2.** Tyto tóny lze použít pro každý z kanálů a celkově tak vytvořit 304 subkanálů. Situaci na jednom kanále před FM modulací ukazuje obrázek **Obr. 2.1.** V principu to pracuje tak, že přijímací stanice hlídá, zda se na jejím vstupu neobjeví nastavený tón. Pokud ano, otevře cestu demodulovanému signálu do reproduktoru k naslouchající osobě. Z toho tedy vyplývá, že se domluví pouze účastníci na stejném kanále se stejným tónem CTCSS. Pokud ovšem chce na tomtéž kanále hovořit více účastníků s různými frekvencemi tónu, je situace komplikovaná a záleží zejména na vzdálenosti stanic od přijímače a tedy na příchozí výkonové úrovni jejich signálů. Pokud tedy v kanálu hovoří někdo se stejnou tónovou volbou jako má přijímací stanice a zároveň začne do kanálu zasahovat i jiný účastník s vyšším příchozím výkonem (ale s odlišným CTCSS), je možné, že bude tento zaslechnut v přijímací stanici (byť za doprovodu velkého šumu) a zároveň účastník s menším výkonem slyšet nebude.

CTCSS systémy nejsou příliš odolné vůči náhodnému rušení a tak byly zavedeny vylepšené techniky. První z nich je DCS (Digital-Coded Squelch - digitální kódovaná šumová brána). V podstatě se jedná o stejný princip s malou obměnou. Tou je využívání kombinace tónů, která dává lepší zabezpečení vůči rušení a znásobení počtu selektivních voleb. Nevýhodou může být použití složitějších obvodů pro detekci tohoto kódu a zřejmě proto se využívá jen zřídka.

Další případ se používá taktéž velice málo. Jedná se o dvou tónový přenos informací pomocí několika frekvencí (DTMF - Dual-Tone Multi-Frequency – dva tóny a více frekvencí). Jak již napovídá název, tón je tvořen dvěma frekvencemi (první z pásma 697-941 Hz, druhá 1209-1633 Hz). V každém pásmu jsou zastoupeny čtyři kmitočty a dohromady je tedy možné vytvořit šestnáct kombinací. Velikou výhodou je, že je tento princip často využíván v telefonních systémech pro tónovou volbu pomocí tlačítek klávesnice a obvod

realizující DTMF je tedy snadno dostupný. Naopak nevýhoda spočívá v použitých frekvencích, které jsou všechny obsaženy v pásmu hovorového telefonního signálu a mohou být tedy snadno poškozené rušivým signálem, nebo mohou naopak rušit.



Obr. 2.1. Obsazení jednoho z kanálů systémem CTCSS

Tabulka 2.2. Kmitočty tónů selektivní volby CTCSS

Číslo tónu	Frekvence tónu [Hz]	Číslo tónu	Frekvence tónu [Hz]
1	67	20	131,8
2	71,9	21	136,5
3	74,4	22	141,3
4	77	23	146,2
5	79,7	24	151,4
6	82,5	25	156,7
7	85,4	26	162,2
8	88,5	27	167,9
9	91,5	28	173,8
10	94,8	29	179,9
11	97,4	30	186,2
12	100	31	192,8
13	103,5	32	203,5
14	107,2	33	210,7
15	110,9	34	218,1
16	114,8	35	225,7
17	118,8	36	233,6
18	123	37	241,8
19	127,3	38	250,3

2.3 Frekvenční okolí pásma PMR446

Významnou roli pro dobrý příjem můžou sehrát signály frekvenčně blízké pásmu PMR. Zde záleží na tom jak kvalitní má stanice vstupní filtr a tedy jak moc dokáže neúčinný signál potlačit. Tato vlastnost vysílaček bude zřejmě u každého výrobce jiná. V pásmu okolo PMR446 vysílá hned několik služeb, které by mohly zejména svým výkonem ovlivnit kvalitu příjmu [1]. Jednak to mohou být radioamatéři na frekvencích 430 – 440 MHz, dále pak končící licence s názvem GL 16/R/2000 (448,49 – 449,81) pro výkonné přenosné radiostanice a největší zdroj rušení v podobě služby „Eurotel data express“ se systémem CDMA (Code Division Multiple Access – kódově dělený multiplex) v pásmu okolo 450 MHz.

2.4 Stručně o digitálním PMR 446

Moderní době nastupuje trend digitalizace a tak jistě nepřekvapí, že pomalu začíná pronikat i do oblasti amatérského vysílání a standardu PMR446. Nová odnož [2] nese název dPMR446, nebo někdy též digital PMR446 a oproti starší analogové verzi přináší několik změn. Jak již napovídá název, jedná se o digitální kódování řeči s možnostmi zabezpečení a posílání stavových zpráv. Tomuto provozu je přidělena nová část pásma (446,103125 – 446,196875 MHz) a tedy hned za analogovou variantou. Přenosům je tedy přidělena šířka pásma 100 kHz, přičemž díky digitalizaci a zdrojovému kódování je každý kanál dvakrát menší a tudíž jich je v daném frekvenčním rozsahu dvojnásobný počet – tedy 16.

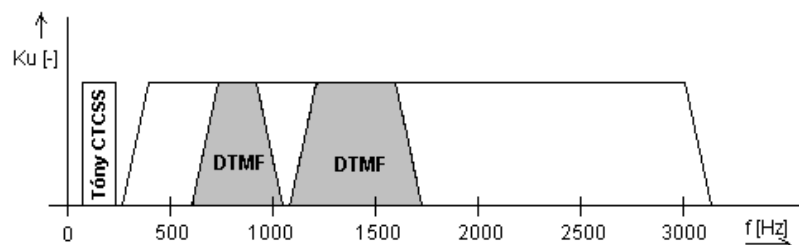
Digitální stanice PMR jsou novinkou na trhu a zřejmě ještě pár let potrvá, než se stanou běžnou rekvizitou radioamatérů. Přesto, že se výrobci snaží nalákat zákazníky na podporu obou druhů provozu (analogový, digitální), nepřináší digitální systém (kromě zdvojnásobení počtu kanálů) mnoho nového. Roli při rozšiřování mezi populaci hraje zajištění také vysoká cena výrobku.

2.5 Souhrn předchozího textu

Většina stanic disponuje mnoha funkcemi popsány výše, které bohužel nemůžeme při návrhu zařízení využít (radiostanice nemají žádné datové výstupy), ale musíme s nimi naopak počítat.

Mezi takové funkce patří šumová brána, kterou je možné nastavit pouze na radiostanici a je nutné ji mít v dostatečné úrovni, aby bylo možné přijímat data z protistanice. Další nepříjemností může být zapnutá funkce „battery save“. Je-li toto vylepšení zapnuté, nastane odpojení nf obvodů v případě, že není na vstupu přijímače žádný signál a dochází pouze k periodické kontrole aktivity (zhruba po 1 sekundě). Pokud by tedy byl v okamžiku mezi testováním na vstupu vysílačky datový signál, došlo by k jeho ztrátě.

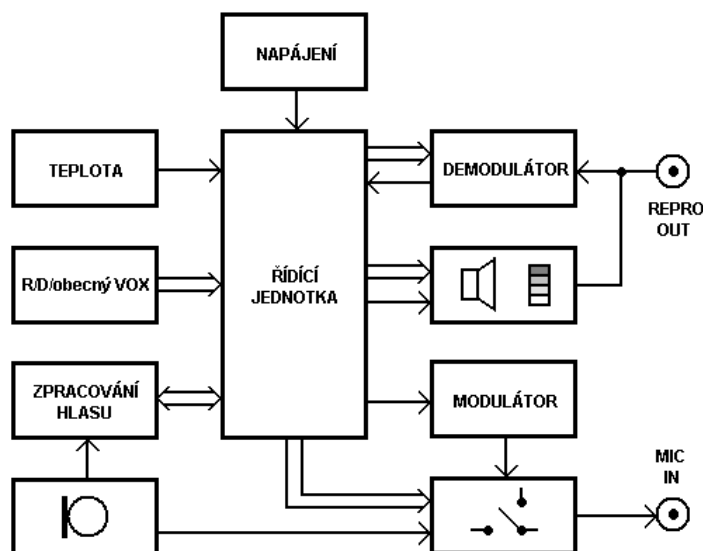
Dále pak musíme uvažovat se šířkou pásma určenou pro hlasovou komunikaci. Ta, jak bylo řečeno a jak zobrazuje obrázek **Obr. 2.1.**, je shora omezena zhruba 3 kHz a zdola pásmem selektivních voleb CTCSS (do 250 Hz). Tyto hodnoty jsou dané a platné prakticky pro každou radiostanici PMR. Pokud ovšem chceme být důslední, měli bychom brát v potaz i málo používanou tónovou volbu DTMF. Tato selektivní volba zabírá pásmo podle obrázku **Obr. 2.2.** a mělo by se s ní počítat v závislosti na volbě datové přenosové techniky.



Obr. 2.2. Obsazení hlasového pásma selektivní volbou DTMF

3 Teoretický návrh

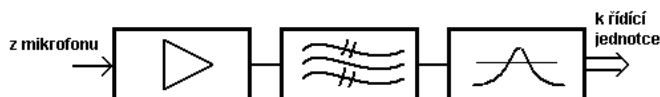
V této části budou porovnány možnosti návrhu jednotlivých bloků zařízení z hlediska spotřeby energie a vhodnosti použití. Blokové schéma je vyobrazeno na **Obr. 3.1.** a sestává z bloku zpracování hlasu, řídicí jednotky, modulátoru/demodulátoru, teploměru, napájecí části, přepínače signálového proudu, akustického snímače a reproduktoru.. Jelikož se má jednat o univerzální zařízení bude snaha ztotožnit modul pro „dítě“ i „rodiče“ do jediného výrobku. Příslušná funkce pak bude zvolena ve schématu symbolicky naznačeném přepínači.



Obr. 3.1. Blokové schéma zařízení

3.1 Zpracování hlasu

Činností tohoto bloku je zpracování vstupního signálu z mikrofону a určení, zda se jedná o rušivé vlivy, či užitečný signál. Měl by tedy posloužit k rozpoznání dítěte od ostatních zdrojů zvuku. K tomu by mohla částečně přispět volba mikrofónu se směrovou charakteristikou například doutníkového typu, který ovšem není k dostání v běžných obchodech s elektrosoučástkami. To, zda je či není v provozu, určuje přepínač „rodič/dítě“, který tak šetří energii baterií v případě, že daný modul používá právě dozor dítěte. Odpojení modulu zpracování hlasu je možné, neboť u rodiče není třeba analyzovat zvukové spektrum a dokonce ani přenášet zvuk ve směru k dítěti.



Obr. 3.2. Obsah bloku zpracování hlasu

Funkce zpracování hlasu se dá rozdělit ještě do dalších tří bloků. Schéma zobrazuje obrázek **Obr. 3.2.** a jeho vysvětlení bude náplní následujících podkapitol.

3.1.1 Mikrofonní zesilovač

Jelikož je signál z mikrofonu velice slabý, je nutné jej pro další zpracování zesílit. Za příklad si můžeme zvolit běžný mikrofon MCE102 [3] prodáváný například firmou GM Electronic.

Příklad 3.1. Výpočet výstupního napětí mikrofonu a jeho zesílení

$S_{dB} = -54dB$ citlivost mikrofonu při $0dB = 1V/Pa$ na frekvenci 1 kHz

$$S = 10^{\frac{S_{dB}}{20}} = 10^{\frac{-54}{20}} \approx 2mV/Pa$$

Pro různé úrovně akustického tlaku pak můžeme vypočítat napěťovou odezvu. Zde je proveden výpočet pro jednu hodnotu a výsledek pro více úrovní pak udává **Tabulka 3.1.**

$$S.P.L._{dB} = 20 \cdot \log \frac{p}{p_0} = 20 \cdot \log \frac{p}{20 \cdot 10^{-6}} [dB] \quad (3.1)$$

$$p = p_0 \cdot 10^{\frac{S.P.L._{dB}}{20}} = 20 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{\frac{40}{20}} = 0,002Pa$$

$$U = S \cdot p = 0,002 \cdot 0,002 = 4\mu V$$

kde p_0 je smluvená referenční hodnota tlaku.

Tabulka 3.1. Napětí dodávané mikrofonem pro různou intenzitu zvuku

S.P.L. [dB]	U [mV]
20	0,0004
40	0,004
60	0,04
80	0,4
100	4
120	40

Z tabulky se dá snadno zjistit, že při uvažování napěťového maxima 2,5 V by zesílení pro zvuk s hodnotou akustického tlaku 120 dB muselo být 62,5, což by naopak pro nejnižší hodnotu tlaku v tabulce odpovídalo napětí pouhých 25 μV . Interval tlaků bude ještě upraven v závislosti na výsledcích analýzy na dítěti.

3.1.2 Řečový filtr

K vylepšení detekce, zda se jedná o dětský hlas, může přispět filtrace vstupního signálu. V podstatě by se mělo jednat o pásmovou propust s možností přeladění obou mezních frekvencí pro konkrétní případ.

Spektrum zvuků dítěte (kojenec, batolete, novorozenec) obvykle začíná kolem frekvence 300 Hz a důležité složky se mohou objevit až do 600 Hz. Dolní mezní kmitočet

s věkem klesá, což je dáno postupným utvářením řečového traktu. Odfiltrováním okolního pásma je možné alespoň částečně zabránit aktivaci spínače pro vysílání (tzv. zaklíčování radiostanice) v případě, že hluk nezpůsobuje dítě.

Při návrhu takového filtru můžeme uvažovat nad dvěma možnostmi. První variantou je analogové řešení realizovaná diskrétními součástkami. Podle požadovaného řádu filtru by byl v zapojení zapotřebí i adekvátní počet akumulacních prvků, což by nejen zvětšilo velikost zařízení, ale především znesnadnilo přeladitelnost při jiných parametrech hlasu. Na druhou stranu je pravděpodobné, že ladění nebude nutné. Navíc existují filtry, u kterých je změna středního kmitočtu poměrně jednoduchou záležitostí (viz kapitola 4).

Jelikož je požadavkem, aby zařízení obsahovalo mikrokontrolér, nabízí se druhá možnost návrhu takového filtru a to sice v číslicové podobě. Řešení tohoto typu je možné (jak uvádí např. [4]) díky současnému stavu jednočipů, kdy se výpočetní výkon může rovnat hodinové frekvenci a má hned několik výhod. Jednak není zapotřebí žádných externích součástí (když opomeneme antialiasingový filtr nutný pro omezení spektra pro vzorkování signálu). Velkým přínosem je možnost vytvoření různých druhů filtru pouhou úpravou programu stejně jako změna mezních kmitočtů či řádu filtru. Změny samozřejmě nemohou být libovolné a jejich rozsah by závisel na volbě mikroprocesoru.

Při volbě digitálního filtru můžeme vybírat ze dvou variant. Prvním druhem je typ FIR (Finite Impulse Response - konečná odezva na jednotkový impuls). Tyto filtry nemají své analogové protějšky. Jejich struktura je ve většině případů přímá (bez zpětné vazby), podoba je tedy názorná a snadno se navrhuje. Výhodou FIR filtrů je možnost návrhu s lineární fázovou charakteristikou. To je však vlastnost využitelná pouze v případě, že by nám šlo o další zpracování signálu (například videosignály). V této aplikaci to zas až tak důležité není.

Druhým typem filtrů jsou takzvané IIR (Infinite Impulse Response - nekonečná impulsní odezva). Vyznačují se zavedením zpětné vazby lepším tvarem frekvenční charakteristiky při stejném počtu řádu oproti FIR filtrům, což může být při omezených systémových parametrech velkou výhodou. Jejich tvorba a optimalizace sice není názorná ani jednoduchá, ale díky množství návrhových aplikací (např. FDATool v programu MATLAB, případně [5]) by vytvoření takového filtru neměl být problém. Při výpočtech musíme uvažovat se systémovými koeficienty [6] s konečným počtem desetinných míst (podle možností hardwaru) a tak vzniká zaokrouhlovací chyba, která se může vlivem zpětné vazby kumulovat, což může vést až k nestabilitě takového filtru. Další nepříjemností by mohlo být, že po spuštění filtrace dostáváme po určité době na výstupu filtru nesmyslné hodnoty. Tento možný problém se bude řešit až s konkrétním typem procesoru a podobou filtru.

Třetí možností by bylo využití Fourierovy transformace (respektive algoritmu FFT – Fast Fourier Transform – rychlá Fourierova transformace) pro analýzu spektra. Tento typ řešení je ale náročný (i když ne nemožný [7]) na implementaci do mikrokontroléru a poskytuje (na rozdíl od filtrace) informace o konkrétních frekvencích závislých na řádu FFT. V případě odlišných frekvencí, než se kterými transformace počítá, by docházelo k takzvanému „rozmazení spektra“.

Uvažováním mikrokontroléru AVR s největší operační pamětí (4 kB) by byla realizovatelná 128mi bodová FFT [7]. Užitečný signál by se měl vyskytovat zhruba do 500 – 600 Hz. Volba 2 kHz vzorkovacího kmitočtu by pak znamenala rozlišení 15 Hz ve

frekvenci. Zde by před samotným vzorkováním bylo zapotřebí signál omezit kvalitním antialiasingovým filtrem v podobě dolní propusti vyššího řádu. Jelikož je ale potřebný zvukový signál v pásmu 300 – 500 Hz, dalo by se ještě uvažovat o podvzorkování. Porušení Shannon-Kotelnikova teorému by zde nemělo fatální důsledky na degradaci informace ve spektru za předpokladu, že by se signál před vzorkováním omezil velice kvalitní pásmovou propustí. To by samozřejmě zkomplikovalo celé zapojení, nemluvě o vyšší spotřebě zařízení. Nicméně by tato úprava zlepšila frekvenční rozlišení 4 Hz, s čímž už by se dalo pracovat. Algoritmus FFT tedy v mikrokontroléru tohoto typu není nemožný, avšak dosti složitý jak na návrh, tak i využití prostředků procesoru.

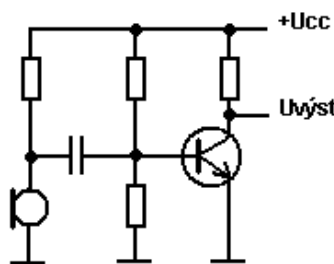
Volbou tedy bude buď filtr typu IIR, který je možné v případě nestability snadno přeprogramovat (případně i zaměnit za FIR či FFT) bez nutnosti měnit zapojení zařízení, nebo filtr analogový, případně oba. Bude záležet zejména na odběru zařízení.

3.1.3 Prahování signálu

Blok zapojený na výstup mikrofonního zesilovače je obvod nazvaný prahování. Jeho úkolem je zjistit hladinu vstupního signálu a podle hodnoty prahu, nastavitelné například potenciometrem, rozhodnout, zda je signál v dostatečné úrovni.

Zjišťování úrovně řečového signálu by se mělo dít kontinuálně (tedy analogově) pomocí usměrnění signálu a nalezení jeho střední (popř. efektivní) hodnoty. Otázkou je zda by pro jednoduchost stačilo jednocestné usměrnění, (které by dávalo menší střední hodnotu napětí a tudíž by bylo třeba pro stejnou hodnotu prahu dodávat více zesílený signál) nebo použít dvoucestné usměrnění a zvýšit tím střední hodnotu výstupního napětí. Na rozdíl od první varianty, kde by mohl být obvod velice jednoduchý, by druhé řešení zkomplikovalo zapojení a zvýšilo spotřebu obvodu.

Pro jednocestné řešení by šel výsledný obvod dokonce spojit s mikrofonním zesilovačem do jednoduchého zapojení, jehož principiální schéma je na obrázku **Obr. 3.3.**, kde tranzistor nastavený ve třídě B působí i jako usměrňovač.



Obr. 3.3. Principiální zapojení pro jednocestné usměrnění a zesílení signálu

Dále by se signál přiváděl na komparátor, kde by se podle nastavené rozhodovací úrovně určilo, jestli má intenzita zvuku na mikrofonu dostatečnou hodnotu pro „zaklíčování“ radiostanice. To by platilo v případě použití analogového řešení. U digitalizovaného signálu by se usměrnění realizovalo odečtením stejnosměrné složky od každého vzorku a

vynulováním (či převrácením) záporných vzorků. Pak by stačilo sečíst váhované vzorky za určitý čas (obdélníkové okno) a tím získat aktuální úroveň hlasitosti.

Výstupem celého bloku zpracování hlasu bude informace řídicí jednotce, zda se jedná o dětský hlas.

3.2 Modem

Jedním z požadavků je, aby zařízení připojené k radiostanicím bylo schopné vysílat a přijímat (zpracovávat) určitá data. Pro tuto činnost je k dispozici pásmo používané pro hlasovou komunikaci (zhruba 300 – 3400 Hz s mírnými odchylkami stanice od stanice).

Náplní tohoto oddílu tedy bude výběr nejlepší datové přenosové techniky a její realizace pomocí modulátoru a demodulátoru.

3.2.1 Výběr nosiče informace

Pro přenos binární informace máme několik možností [8]. Jednak to může být některý druh digitální modulace (ASK, FSK, PSK – Amplitude, Frequency, Phase Shift Keying – amplitudové, frekvenční a fázové klíčování), popřípadě jejich modifikace. Další možností je použití jednoho z takzvaných linkových kódů, což jsou kódy pro přenos v základním pásmu pomocí obdélníkového signálu.

V případě linkového kódu je důležité, aby se dal přenášet bez stejnosměrné složky, neboť se jedná o přenos v rádiovém kanálu. Takový kód pak můžeme vytvořit standardním způsobem (0,1) a poté jednoduše SS (stejnosemernou) složku odfiltrovat (není tedy nutné, aby bylo zařízení napájeno symetricky – filtrace SS se děje až v PMR stanici). Dalším parametrem pak může být například vlastní synchronizace. Pojem vlastní synchronizace znamená, že je v signálu obsažena informace právě o synchronizaci. Typickým kódem, který spojuje tento princip s nulovou stejnosměrnou složkou je Manchester. Pro přenos omezeným kanálem je nutné obdélníkový signál frekvenčně ořezat. Pro to, aby se dal v přijímači správně dekódovat, je třeba u signálu zamezit takzvaným inter-symbolovým interferencím. Nejlepším způsobem jak toto provést by bylo použití Raised Cosine filtru na přijímací a vysílací straně. Obvodová realizace přenosové charakteristiky takového filtru ovšem není vůbec jednoduchá. Navíc by mezi těmito filtry v přijímači a vysílači hrál roli také přenosový kanál a vlastní obvody radiostanic, které by se zřejmě na datovém toku podepsaly. To jsou hlavní důvody, proč bude další text zaměřen na modulace s nosnou vlnou.

Zbývá tedy vybrat jeden ze základních typů modulací s nosnou vlnou. První možností je modulace pomocí změny fáze (PSK). Její výhodou je použití pouze jediného kmitočtu a tím pádem větší spektrální účinnost oproti FSK. Nevýhodou je potom menší výkonová účinnost [9] a problémy se zjišťováním počáteční fáze při demodulaci. Ve vymezeném kanálu budeme přenášet pouze jeden druh informace a tak spektrální účinnost modulace nehraje hlavní roli.

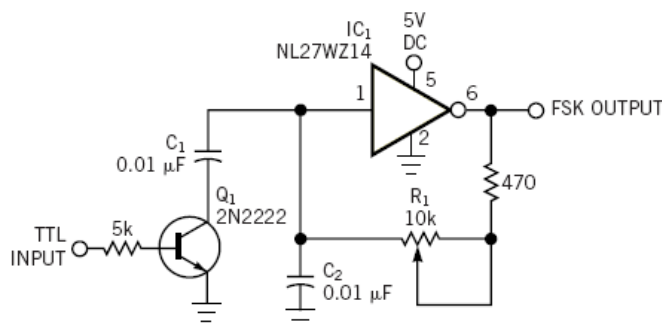
Další variantou je tedy FSK, případně její upřesnění – MSK (Minimum Shift Keying – frekvenční klíčování s minimálním zdvihem), kdy nedochází ke skokové změně fáze při změnách frekvence, což vede na zúžení potřebného spektra. Vyznačuje se snadnou modulací

a v jistých případech i demodulací. Její variantou je ASK, kdy se místo dvou kmitočtů používá pouze jeden a druhý je nahrazen „prázdným místem“. Takto se však nedá s jistotou určit, zda se jedná o symbol, nebo se právě nevysílá (popřípadě dochází k úniku).

Další text bude tedy zaměřen na obvodové provedení modulátoru a demodulátoru frekvenčního klíčování.

3.2.2 Způsob modulace

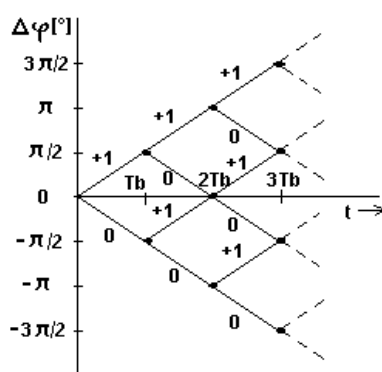
Způsobů, jak generovat FSK signál je mnoho. První který každého v této souvislosti napadne, je klasický LC (indukčnosti, kapacity) oscilátor. U něho se však nemůžeme spolehnout na přesnost kmitočtu v čase. Vylepšení stability by mohl přinést oscilátor s krystalem. Pro tuto možnost by bylo zapotřebí navrhnout oscilátor se dvěma krystaly. Třetí možností je použít některý z obvodů vyráběný přímo pro FSK modulaci. Takovým může být například XR2211 firmy Exar, nebo TCM3105 od Texas Instruments, ve kterém je implementován rovněž demodulátor. Obvody tohoto typu ovšem vyžadují napětí přinejmenším 4,5V, přičemž v této aplikaci bude snaha napájet zařízení nižším napětím a tak můžeme tuto myšlenku opustit. Jednou z možností je také zpětnovazební RC oscilátor jako například ten na obrázku (**Obr. 3.4**). Logickými úrovněmi je zde řízeno připojování a odpojování kapacitoru, čímž se mění oscilační kmitočet.



Obr. 3.4. Zapojení řízeného zpětnovazebního FSK modulátoru (převzato z [14])

Dobrym řešením se zdá být vytváření FSK z obdélkového signálu následně filtrovaného dolní propustí. Takto lze zajistit poměrně přesný kmitočet a přitom není (kromě dolní propusti) potřeba přidávat další pomocné obvody. Navíc lze signál generovat mikroprocesorem. Tato varianta dává (v případě potřeby) možnost jednoduché změny generovaných kmitočtů pouhou úpravou programu mikrokontroléru. V případě použití kmitočtů na okraji přenášeného pásma je navíc možné, že nebude filtrování dolní propustí zapotřebí. O to by se měl postarat filtr v radiostanici (na to se ovšem nemůžeme úplně spolehnout – může být u každé stanice jiný). Každopádně je výhodnější dolní propust použít, aby byl vstupní signál pro obvody radiostanice schůdnější. Při uvažování generace signálu mikroprocesorem by přišla v úvahu ještě jedna možnost a to sice vyčítání sinusového signálu z tabulky. Toto řešení by si ale vyžádalo použití D/A (digitálně - analogového) převodníku, který ještě starší mikrokontroléry AVR typu „mega“ a „tiny“ neobsahují a nové „XMEGA“ prozatím nejsou k dostání (duben 2008). Forma bez D/A převodníku by se dala ještě realizovat pomocí PWM, kde bychom se opět nevyhnuli vyčítání hodnot z dané tabulky.

Jak vyplývá z obrázku **Obr. 2.3.**, pásmo by mohlo být vyhrazeno pro tóny DTMF, což by vhodné frekvence pro přenos FSK omezovalo zespoda na kmitočtu 1700 Hz. Druhým mezníkem by potom byla odhadovaná horní mez takového pásma. Tu můžeme předpokládat do kmitočtu 3400 Hz. Pro zajištění chodu na všech stanicích ale bude dobré snížit tuto hodnotu zhruba na 3 kHz. Vzhledem k těmto nepříjemnostem bude dobré počítat s použitelností pásma mezi frekvencemi 1800 – 3000 Hz. Takto je možné uvažovat v případě, že bude vybrána demodulační technika využívající pásmové filtrace signálu. Jak bylo zmíněno výše, místo obecné FSK modulace, je lepší použít její speciální případ MSK [9], kdy při změně klíčových kmitočtů nedochází k prudké změně fáze, ale ta se děje spojitě podle takzvané fázové mříže (**Obr. 3.5.**). Z ní je potom návaznost fáze φ (změna oproti fázi nosné vlny) dobře vidět.



Obr. 3.5. Fázová mříž pro modulaci MSK (čísla +1 a 0 značí příchozí bit)

Modulace MSK má minimální odstup obou signalizačních kmitočtů, kdy se ještě oba kmitočty při demodulaci neovlivní (jsou ortogonální). Rozdíl mezi frekvencí nosné a oběma signalizačními kmitočty Δf udává vzorec (3.2),

$$\Delta f = \frac{f_b}{4} \quad (3.2)$$

kde f_b značí bitovou rychlost vysílaného signálu. Dále musí nosná frekvence této modulace splňovat podmínku (3.3),

$$f_c = n \cdot \frac{f_b}{4} \quad n = 1, 2, \dots \quad (3.3)$$

aby bylo možné kontinuální fázi realizovat. Při uvažování výše zvoleného pásma 1800 - 3000 Hz se nabízí možnost nastavit nosnou frekvenci do jejího středu (2400 Hz). Dále se musíme rozhodnout, zda nám záleží na šířce zabraného pásma, nebo přenosové rychlosti. Při využití celého možného pásma je pak pomocí vzorce (3.4) a předchozích dvou (3.2, 3.3) možné vypočítat bitovou rychlost a odstup signalizačních kmitočtů od nosné [8].

$$B_{FSK} \approx f_b + 2 \cdot \Delta f \quad (3.4)$$

Příklad 3.2. Výpočet bitové rychlosti a frekvenčního zdvihu pro maximální možné pásmo

$$B_{FSK} \approx f_b + 2 \cdot \Delta f$$

$$3000 - 1800 \approx f_b + 2 \cdot \Delta f$$

$$1200 \approx 4 \cdot \Delta f + 2 \cdot \Delta f$$

$$\Delta f \approx \underline{200\text{Hz}} \Rightarrow f_b = 4 \cdot \Delta f = 4 \cdot 200 = \underline{800\text{Bd}}$$

Rychlost 800 Bd je dostačující a podle vzorce (3.3) odpovídá i vybrané frekvenci nosné vlny (při $n = 12$). Podobně můžeme odvodit parametry pro menší přenosovou rychlost, která by mohla být výhodnější z hlediska obsazení frekvenčního pásma.

Příklad 3.3. Výpočet pásma pro danou bitovou rychlost

$$f_b = 600\text{Bd}$$

$$\Delta f = \frac{f_b}{4} = \frac{600}{4} = 150\text{Hz}$$

$$B_{FSK} \approx f_b + 2 \cdot \Delta f$$

$$B_{FSK} \approx 600 + 2 \cdot 150 \approx \underline{900\text{Hz}}$$

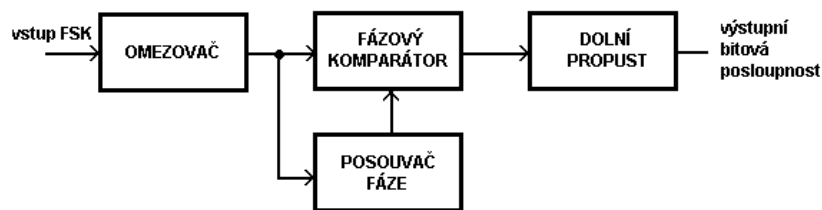
Snížení bitové rychlosti by tedy přineslo redukci šířky pásma o 300 Hz, přičemž by byl vzorec (3.3) pro frekvenci nosné 2400 Hz stále v platnosti (tentokrát při $n = 16$). Nové hodnoty signalizačních kmitočtů by se potom usadily na 1950 a 2850 Hz.

Toto vše by platilo při nutnosti použít stejné (konkrétní) délky bitových period, kterou by si vyžadovalo dekódování za pomoci opakovaného čtení analogového komparátoru (například 10 krát za bitovou periodu). Jak bude ale popsáno v následující kapitole, zabývající se demulací signálu, není tato podmínka bezpodmínečně nutná, naopak by znamenala komplikaci. Bude tedy použita přenosová technika podobná, avšak nikoliv totožná s frekvenčním klíčováním.

3.2.3 Způsob demodulace

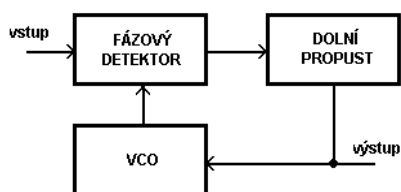
Frekvenčně klíčovaná data je potřeba v přijímači správně dekódovat. Pro FSK signál existuje několik způsobů, jak demulaci provést.

Jedním z nich může být například koincidenční demulátor [9], který pracuje na principu zpoždění vstupního (amplitudově omezeného) signálu o konstantní hodnotu $\Delta \varphi$ (**Obr. 3.6.**). Oba dva průběhy se poté porovnávají komparátorem, přičemž jeho výstup dává nenulovou hodnotu v případě, že jsou oba vstupy komparátoru nenulové. Podle přijímané frekvence tak vlastně vznikají PWM (Pulse Width Modulation – pulsně šířková modulace) impulsy, ze kterých se průchodem dolní propustí vytvoří střední hodnota. Ta pak již dává jasnou informaci o hodnotě přijatého bitu.



Obr. 3.6. Blokové schéma koincidenčního demodulátoru

Další možností je PLL (Phase Locked Loop - smyčka fázového závěsu). Ta funguje tak, že se obvod snaží fázově i frekvenčně „zavěsit“ na vstupní modulovaný signál. Děje se tak pomocí tří bloků zobrazených na obrázku **Obr. 3.7.** Modulovaný signál přivedený na jeden vstup fázového detektoru a harmonický signál VCO (Voltage Controlled Oscillator – napětím řízený oscilátor) přivedený na druhý vstup jsou porovnány a z odchylky jejich fáze je generováno chybové napětí. Pakliže mají signály pouze rozdílnou (avšak konstantní) fázi, je na výstupu fázového detektoru stejnosměrné napětí odpovídající právě jejich rozdílu. V případě, že mají oba signály rozdílnou frekvenci, lineárně se mění jejich fázový rozdíl a jelikož se vždy po určité době sejdou ve fázi, vznikalo by tímto způsobem pilovité napětí. Bylo by tam pouze v případě, že by nebyl chybový signál z fázového detektoru přiváděn přes dolnofrekvenční filtr (potlačení rušivých vlivů) na vstup napětím řízeného oscilátoru. Ten podle tohoto napětí mění frekvenci a tím se snaží na výstupu fázového detektoru vytvořit nulové napětí. Můžeme tedy očekávat, že místo pilovitého průběhu budeme registrovat zaoblený tvar. Jak uvádí [10], je s pomocí smyčky PLL, komparátoru a tvarovače signálu možné FSK signál demodulovat.



Obr. 3.7. Blokové schéma fázového závěsu

Nejjednodušším (ale nejvíce náchylným na rušení) řešením je demodulovat signál pomocí komparátoru a počítání intervalu mezi dvěma průchody „nulou“. Předpokladem tohoto řešení je skutečnost, že v kanále nebude přítomen jiný signál a šum bude minimální. Výhoda této varianty spočívá v jednoduchosti a také v tom, že prakticky celý demodulátor může být implementován v jednočipu. Jako její nedostatek se může jevit nejednoznačnost přenosové rychlosti, kterou by bylo možné určit pouze v případě vyslání samých jedniček, či pouze nulových bitů. Z konkrétního použití demodulace ve zdrojovém kódu programu ale bude zřejmé, že při odeslání malého počtu bitů s velkou periodou opakování (vytvořenou časovačem procesoru) nebude tento jev překážkou. Navíc bude zajištěna i poměrně dobrá synchronizace (při uvažování signálu bez úniků, které by však stejně znamenaly chybný příjem dat). Z použití komparátoru, pro počítání intervalu mezi jednotlivými průchody střídavého signálu nulovou úrovní, pak plyne další výhoda v podobě postačující púlperiody každého ze signálů k detekování hodnoty bitu a tudíž "dvakrát" větší přenosová rychlost oproti FSK. Dvakrát v uvozovkách protože, jak už bylo napsáno výše, bitová perioda není pro nulovou a jednotkovou úroveň totožná.

Dále bude nutné zvolit kompromis ve frekvenčním odstupu obou signálů (a z něho vyplývající diskontinuitě ve změně fáze) při dostatečném zabezpečení rozlišení obou frekvencí. Zde je nutné počítat s určitým rozptylem vzniklým například v nastavení hladiny detekce. Jednotlivé frekvence budou zvoleny až při testování na reálném obvodu.

3.3 Ověřování stavu

Další položkou v blokovém schématu zařízení (**Obr. 3.1.**) jsou funkce hlídání teploty a stavu napětí baterie.

3.3.1 Teplota

Měření teploty bude probíhat pouze v modulu pro „dítě“. Zaznamenaná hodnota bude odesílána stanici „rodič“, který jí v případě zájmu bude moci zobrazit. Vzhledem k potřebě nízkého proudového odběru nebude na prohlédnutí teploty k dispozici LCD (Liquid crystal display – displej z tekutých krystalů) displej, ale místo toho nějaká alternativní metoda jako například počet bliknutí LED (Light Emission Diode – světlo emitující dioda) apod.

Pro snímání teploty bude bohatě postačovat některé z jednoduchých dvoupinových čidel z řady KTY81 s přesností na 1°C, které se připojí na vstup A/D převodníku mikrokontroléru. Zde bude analogové výstupní napětí čidla převedeno do digitální podoby a vyhodnoceno.

3.3.2 Baterie

Podobně jako v případě teploty i hlídání stavu baterie bude ze zřejmých důvodů probíhat pouze na straně u „dítěte“. Pro to, aby nebylo nečekaně ukončeno monitorování dítěte, bude v určitých časových intervalech měřeno napětí baterie jak v samotném zařízení tak i v radiostanici. Toto bude opět probíhat pomocí A/D vstupů mikrokontroléru.

3.4 Přepínače

Kromě klasických bloků, které byly až doposud popisovány, zařízení také obsahuje pro funkčnost důležité přepínače. Jejich stručný popis bude tématem následujících řádků.

3.4.1 Volič „rodič/dítě“

Funkce tohoto přepínače je velmi jednoduchá a to sice vybrat, k jakému účelu bude zařízení využito. Jak již napovídá název kapitoly, máme na výběr z funkcí „rodič“ nebo „dítě“. Volič pomocí nastavené polohy dává informaci mikrokontroléru, který mód byl vybrán a ten poté zpracovává jen určitou část kódu určenou právě nastavenému režimu. Již v kapitole 3.1 bylo nastíněno, že v případě funkce „rodič“ není nutné nechávat v činnosti

obvody zpracování hlasu z mikrofonu a dokonce ani samotný mikrofon, neboť hlas se přenáší pouze jednosměrně a to od dítěte.

3.4.2 Přepínač řeč/data

Nejedná se o žádný mechanický přepínač, ale o volič signálové cesty realizovaný diskrétními součástkami (např. tranzistory). Bude ovládaný programem v mikroprocesoru v závislosti na informaci o mikrofonem zachyceném zvuku, nebo požadavku na vyslání dat.

3.4.3 Vypínač reproduktoru

Posledním důležitým spínacím prvkem v obvodu je odpojovač reproduktoru. V zařízení je zapojen z důvodu, aby nedocházelo k akustické odezvě reproduktoru na přenášená data. Vzhledem ke dvěma režimům práce, popsaným v kapitole 3.4.1, je tento spínač nastaven podle následujícího modelu:

- ve funkci „**dítě**“ – reproduktor odpojen, neboť se ve směru k dítěti nepřenáší zvuky a není ani třeba nějak jinak akusticky dítě informovat
- ve funkci „**rodič**“ – při inicializaci zařízení je reproduktor odpojen (přenos dat) a poté se vypíná po nastavených časových intervalech, kdy jsou očekávána data (bude rozebráno v dalším textu)

V případě umístění zařízení v hlučných prostorách bude v zařízení také indikace vybuzení (např. bargraf – sloupec LED diod) a při aktivitě dítěte bude podávána nejen akustická, ale současně také světelná informace. V této situaci, kdy je intenzita zvuku vydávaného dítětem měřena až v přijímači, závisí velikost vybuzení sloupce led (resp. reproduktoru) na nastavení hlasitosti na stanici PMR. Nabízí se tedy druhá možnost a to sice zjišťování akustické intenzity na straně u dítěte a její přenos v digitalizované podobě. Zajistila by se tak přesná odezva bargrafu v reakci na hlas dítěte, ale vzniklo by zde jedno velké omezení. Tím by byl časový interval, kdy nejsou informace přenášeny (rozebráno v kapitole 3.6), což by bylo dosti nepraktické.

3.5 Řídící jednotka

Jak bylo napsáno již dříve, požadavkem je, aby dané zařízení obsluhoval mikrokontrolér AVR firmy ATMEL a tak budou v této kapitole rozebrány požadavky na jeho funkce uvedené v předchozím textu.

Z hlediska napájení se obvody AVR vyrábějí již pro napětí od 1,8V, takže vyžadované nízké napájecí napětí popsané v článku (4.4) není nereálné. Výběr procesorů splňujících tento a dále popsané požadavky je uveden v souhrnné tabulce (**Tabulka 3.1.**) na konci oddílu.

Ze schématu na obrázku **Obr. 3.1.** je zřejmé, že pro zajištění chodu budou periférie dodávat procesoru informace o svém aktuálním nastavení a podobně mikrokontrolér bude informovat připojené bloky o svém záměru. Bude zde tedy uveden výčet nutných vstupně

výstupních portů a taktéž množství pinů se speciálními funkcemi, které by mikroprocesor měl obsahovat.

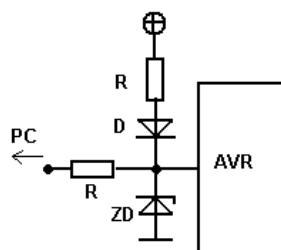
„Obyčejné“ vstupně výstupní porty:

- 2 na odpojení mikrofonu a zesilovače (blok zpracování řeči) v případě módu „rodič“
- 2 pro přepínání signálového toku „data/řeč“
- 1 na zaklíčování radiostanice
- 1 pro indikaci teploty a stavu baterií
- 1 na detekci hlasu pro případ hardwarového řešení
- 2 na informační výstup na piezoz
- 1 na odpojení reproduktoru
- 1 na tlačítko
- 5 pro bargraf

Když k tomuto počtu přičteme ještě tři piny nutné pro funkci programování mikrokontroléru přímo v systému (tzv. ISP), vyšplhá se jejich počet na **19**. Následuje výpis pinů se speciální funkcí:

- 2 pro hlídání stavu baterií (A/D převodník)
- 1 na vstup digitální zpracovávané řeči (A/D převodník)
- 2 pro demodulátor (komparátor)
- 1 na bargraf (A/D převodník)
- 1 pro měření teploty (A/D převodník)
- 1 nastavovací (A/D převodník)

V mikrokontroléru je tedy nutný minimálně šesti vstupů A/D převodník a pokud započteme i napájení a reset, měl by procesor disponovat minimálně 30-ti nožičkami. Počet potřebných pinů se dá ještě snížit, například připojením části bargrafu na programovací piny (podle **Obr. 3.8.**) procesoru. Toto zapojení je možné, neboť diody bargrafu neovlivňují úroveň dodávané programátorem. Obvod přináší další výhodu v podobě blikání LD diod v průběhu programování a tak i informaci o tom, zda je vše v pořádku a přenos dat probíhá.



Obr. 3.8. Zapojení bargrafu na programovací piny procesoru

Přínosem pro dodržování přesných časových intervalů v programu mikrokontroléru jsou časovače. Jednočipy řady AVR obsahují minimálně jeden osmibitový čítač/časovač a v lepších případech i 16-ti bitovou verzi.

Pro to, aby mohl procesor vykonávat naprogramované instrukce, musí obsahovat dostatečně velkou programovatelnou paměť. V případě mikrokontrolérů AVR jde o typ Flash. K dostání je široká škála velikostí a to od 1 až po 128 kB. Velikost kódu se nedá předem odhadnout a tak bude lepší pro účely testování uvažovat spíše s vyššími hodnotami (8, nebo 16 kB) typ procesoru změnit až s konkrétní velikostí kódu .

Tabulka 3.2. Srovnání vhodných mikrokontrolérů typu AVR firmy ATMEL

Mikrokontrolér	Flash [KB]	I/O piny	f_{max} [MHz]	Ucc [V]	kanály A/D	16-bit časovače	8-bit časovače
ATmega8535	8	32	16	2.7-5.5	8	1	2
ATmega16	16	32	16	2.7-5.5	8	1	2

Poslední důležitou věcí, podle které bude procesor vybírán je jeho maximální taktovací frekvence. Ta má opět vzhledem k typům AVR značné rozmezí a pohybuje se v hodnotách 1 – 24 MHz. Příznakem, který může maximální frekvenci snížit, je používání mikrokontroléru s redukováným napájecím napětím. Standardně se totiž tyto jednočipy napájí pěti volty a v případě menšího napětí se omezuje maximum jejich hodinového signálu zhruba na polovinu. Kmitočet pak bude hrát důležitou roli při digitální filtraci signálu. Nesmíme také opomenout dostupnost mikrokontroléru. Po uvážení předchozího textu připadají v úvahu mikroprocesory zanesené v tabulce **Tabulka 3.2.** Volbou bude ATmega16 (**Obr. 3.9.**) v nízkonapěťovém provedení L.

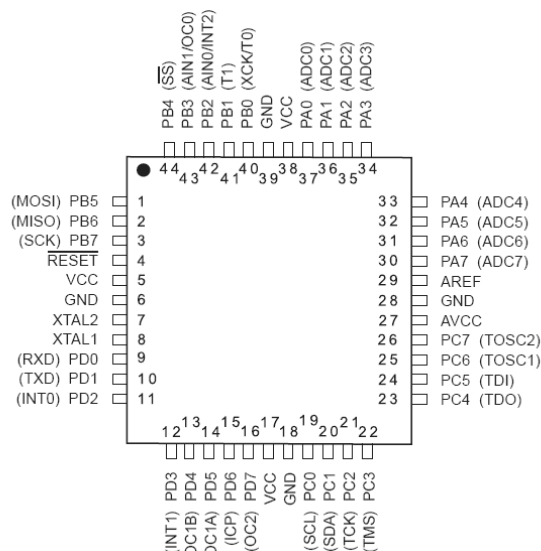
3.5.1 ATmega16L

3.5.1.1 Vnitřní periférie

Obvod obsahuje 4 vstupně výstupní registry po osmi pinech [15], které je možné využít jednak pro „obyčejnou“ komunikaci s okolím, nebo jako vývody periférií umístěných přímo na čipu, neboť každý z těchto pinů má i svou speciální funkci (jak je patrné z obrázku **Obr. 3.7.**). Pak je ovšem nutné povolit tuto funkci v ovládacích registrech přidružených právě k dané periférii.

Zapojení VOXu využívá z vnitřních periférií ATmega16L šest vstupů osmikanálového desetibitového A/D převodníku umístěného na Portu A (PA0-PA7), obvod pro programování přímo v systému – SPI a analogový komparátor na Portu B (PB5-PB7), výstup PWM, vstup pro externí přerušení a případné rozšíření o rozhraní USART pro komunikaci s PC na Portu D (PD0-PD1).

Dostí důležitou periférií jsou i čítače/časovače, které lze využít k přesnému spouštění určitých akcí jako jsou hodiny či zápis do paměti. ATmega16L obsahuje hned 3 takové obvody. Dva 8-mi bitové a jeden 16-ti bitový, které je možné řídit buď externím signálem, nebo hodinovým kmitočtem mikroprocesoru (u ATmega16L až 8MHz) s možností využití vnitřní předděličky. Pokud nebude pro přesnost dostačující hodnota čítačů ani v kombinaci s předděličem, je zde ještě možnost použití komparačního módu. Čítání pulsů probíhá pouze do předem definované hodnoty.



Obr. 3.9. Pouzdro mikroprocesoru ATmega16L typu TQFP s rozložením vývodů (převzato z [15])

3.5.1.2 Paměti

Jak již napovídá číslo v názvu mikrokontroléru, ATmega16 vlastní 16kB v systému programovatelné paměti Flash [15] s garantovanými 10000 cykly přepsání. Velikost paměti je také dostačující. Zvolením vhodné optimalizace programu napsaném v jazyce C se kód pro ovládání VOXu do této paměti vejde.

Další paměť je vnitřní EEPROM s prostorem pro 512B informací a 100000 cykly přepsání. Ta by mohla být využita pro ukládání koeficientů filtru. Vnitřní EEPROM se zaplní jen z malé části a není tak nutné uvažovat o externí paměti.

3.5.1.3 Programování

Programování mikrokontroléru je při vývoji aplikace dosti častou záležitostí [15] a neustálé vyjímání a vkládání do programátoru je pro součástku nevhodné. Naštěstí se u procesoru ATmega16L vyskytuje rozhraní SPI, které umožňuje pomocí tří vodičů (MISO, MOSI, SCK) spolehlivé programování obvodu přímo v systému bez nutnosti jakékoliv manipulace. Existuje řada programovacích prostředí pro ladění kódu (například AVRstudio přímo od výrobce AVR - ATMELu) nejen v assembleru, ale i ve vyšším programovacím jazyce C, který spolu s knihovnami značně ulehčuje programování a přehlednost kódu. K transformaci do jazyka symbolických adres pak slouží překladač (např. hojně používaný GCC). Dále se napsaný program převede do strojového kódu (obvykle přípona *.hex) a ten je již možné nahrát do procesoru. AVRstudio podporuje několik druhů programátorů, takže s jejich použitím odpadá další přenášení souboru mezi programy.

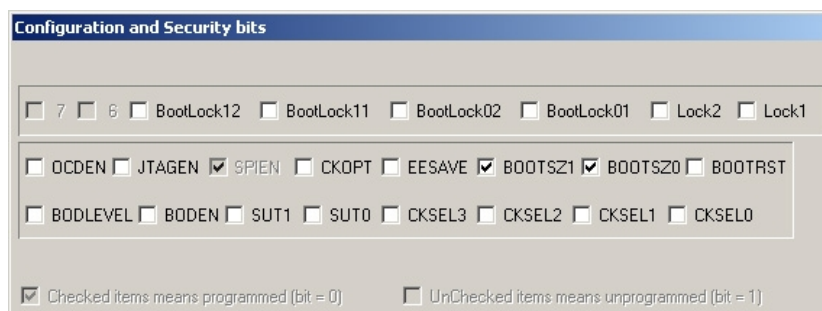
Dobrou možností programování přes rozhraní sériové RS232 je známý programovací software PonyProg, který je volně ke stažení na [16].

3.5.1.4 Vnitřní konfigurace ATmega16

Kromě nastavení vnitřních obvodů, jako jsou například čítač/časovač, které se děje přímo v uživatelském programu, existují takzvané „lock“ a „fuse“ bity [15]. Tyto bity jsou nutné pro správný chod mikroprocesoru a dají se přenastavit pouze při programování. Je možné s nimi ovlivnit například:

- zdroj hodinového signálu (a v případě vnitřního RC oscilátoru pak jeho kmitočet)
- zablokování paměti Flash proti přepsání či přečtení
- a další

Při změně tohoto nastavení je tedy nutné dávat pozor, neboť by mohlo dojít například k nenávratnému zablokování procesoru proti programování. Bit je naprogramován při „log.0“ a nenaprogramován v „log.1“. Následující obrázek (**Obr. 3.10.**) ukazuje nastavení procesoru použitého ve VOXu a je nutné pro správný chod programu.



Obr. 3.10.. Nastavení konfiguračních bitů v programu „PonyProg“. Toto nastavení (CKSELx) určuje zdroj hodin jako externí krystal s maximální hodnotou $s f=8\text{MHz}$.

3.6 Struktura rámců a přenosový protokol

K přenosu dat fyzickou vrstvou byla vybrána modulace podobná FSK a nyní je zapotřebí vymyslet přenosový protokol a strukturu rámců.

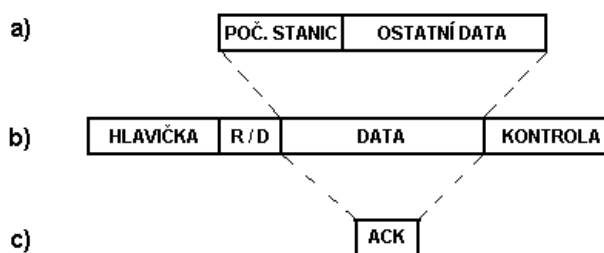
Pro zajištění správného přijetí a interpretace dat je nutné, aby měl odesílaný bitový tok nějakou formu. Základní princip, s jehož různými variantami se můžeme setkat u všech druhů sítí, je vyobrazen na **Obr. 3.11.b**. Hlavička nám udává, že se jedná o tok dat, který chceme, nebo nechceme přijmout a musí být tudíž nezaměnitelná s dalšími případnými hlavičkami v daném přenosovém pásmu. Další možné využití by pak mohla mít pro synchronizaci. Následuje rozlišovací kód, jehož účelem je oznámit, kdo má být příjemcem dat. V podstatě jde o rozeznání dětské stanice od rodičovské a může mu tedy být vyhrazen pouze jeden bit. Poté jsou přenášena samotná data (jako například informace o teplotě), která se budou lišit v závislosti na typu rámce (od dítěte **Obr. 3.11.a**, od rodičů **Obr. 3.11.c**), mají pevnou délku a tudíž nemusí na konci rámce následovat ukončovací znak. Po datech je dobré ještě přidat nějaký druh ochranného kódu, například jednoduchou paritu.

Přenosový protokol by bylo možné vytvořit následovně. Po zapnutí stanice „dítě“, by docházelo k periodickému (např. 10-ti sekundové intervaly) odesílání tzv. broadcastového

paketu (rámce, který mohou přijímat všechny okolní stanice). Po zapnutí rodičovského modulu by zde byl v minimálně tak dlouhém časovém rozmezí zapnut demodulátor, který by očekával příchozí data. Tady mohou nastat tři případy:

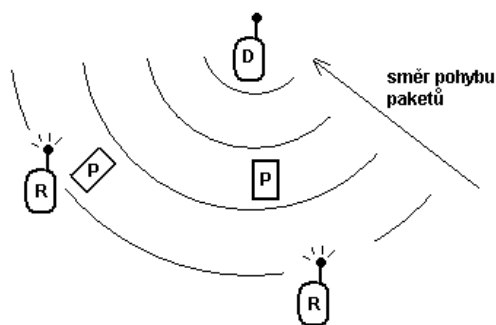
- dětský modul není zapnut, nebo je nedostupný a tudíž žádná data nepřijdou – pak by mohlo dojít k odpojení rodičovského modulu na delší dobu (z důvodu úspory energie) s indikací nenavázaného spojení
- dětský modul je v provozu, data přicházejí, ale jsou chybná – potom by zůstal rodičovský modul v pohotovosti, ale bylo by indikováno špatné spojení
- dětský modul pracuje a přicházejí bezchybná data – vše je v pořádku a nic není potřeba ohlašovat

V případě neúspěšného příjmu datového rámce by bylo dobré vyžádat si jeho opětovné vyslání. Otázkou ale je, jestli by se taková akce vyplatila při uvažování zmíněného 10-ti sekundového intervalu pro vysílání dat. Komunikace by probíhala pouze jednosměrně a protokol by se tak výrazně zjednodušil. Pakliže by byla tato doba prodloužena, opakované odeslání rámce by mohlo probíhat takto. Nejprve by si rodičovská stanice znovu odeslání vyžádala pomocí ACK (Acknowledgement - potvrzení) bitu (**Obr. 3.11.c**) v rámci (**Obr. 3.11.b**) nastaveném na 0. Po příjmu tohoto paketu by dětský modul opět odeslal aktuální informace.



Obr. 3.11. Struktura přenosového rámce

Tato modelová situace předpokládala pouze jednu rodičovskou stanicí. Pokud by bylo sledování umožněno více „rodičům“, situace by byla komplikovanější. Předpokládejme nejprve postupné připojování rodičovských radiostanic. Pokud by první z nich zachytila signál od „dítěte“, odpověděla by, zda rozuměla či ne. V případě, že by dětská stanice jeho potvrzení zachytila a správně přečetla, zvětšil by se „počet stanic“ (**Obr. 3.11.a vlevo**) udávaný dvěma bity (možnost připojení až 3 stanic) o jedna. Tak by se vlastně při dalším odeslání paketu ze stanice u dítěte jiný (právě zapnutý) rodičovský modul dozvěděl, že již některý podobný aparát dětské stanici odpovídá a posunul by odpověď o určitý časový úsek (**Obr. 3.12.**) daný zejména velikostí rámce a možným zpožděním vzhledem k rozdílné vzdálenosti rodičovských stanic. Pro případ, že by se některá rodičovská stanice odhlásila, měla by se snížit i hodnota „počet stanic“. Zbylé stanice by tuto změnu rozpoznaly v následujícím odeslaném paketu z dětského modulu a časové intervaly odeslání potvrzení by upravily (tedy snížily o čas vyhrazený jedné stanici).



Obr. 3.12. Zpoždění ve vysílání (*D,R* – stanice „dítě“, „rodič“; *P* - paket)

Předchozí úvaha nepočítá s možností zapnutí dvou radiostanic „rodič“ ve stejném okamžiku (případně v intervalu mezi vysíláním, nebo „dítěte“ až po „rodičích“). Pak by zřejmě došlo ke kolizi rámců a situace by se musela řešit například vygenerováním náhodného zpoždovacího intervalu u každé ze stanic. Tento způsob komunikace se nazývá ALOHA a je možné jej najít například v družicové komunikaci.

Lepší možností by byla datová komunikace bez nutnosti zpětného potvrzení přijatých paketů. Jak již bylo napsáno výše, potvrzování je využitelné pouze v případě, že dochází k chybám v komunikaci. Pokud by tyto byly v každém paketu, ani opětovné odesílání by nebylo řešením. Uvažováním 10-ti vteřinových intervalů by se navíc násobné odesílání dat nevyplatilo nejen z hlediska náročnosti, ale také s ohledem na spotřebu energie. S přihlédnutím k těmto skutečnostem z protokolu zmizí informace o počtu stanic, typu stanice (rodič / dítě) a potvrzovací ACK bit. Odesílání dat bude tedy probíhat pouze ve směru od „dítěte“ k rodičovské stanici.

4 Praktický návrh zařízení

V dalším textu budou převedeny poznatky z předchozích kapitol do praxe a bude navržen, odsimulován a proměřen výsledný obvod univerzálního akustického spínače.

4.1 Obvody zpracování hlasu

Teoretický úvod k této části byl napsán v odstavci 3.1. Zde bylo nastíněno, z jakých částí by měl tento obvod sestávat a nezbyvá tedy nic jiného, než jeho praktická realizace. Varianty jsou dvě a mají své výhody i nedostatky. Po návrhu a otestování bude vybrána lepší z nich.

4.1.1 Hardwarové řešení

4.1.1.1 Předzesilovač

Jako první v cestě signálu z mikrofonu stojí předzesilovač, který signál pozvedne na takovou úroveň, aby s ním bylo možné dále pracovat. Tato činnost je důležitá zejména kvůli následujícímu bloku – filtru. Podle [11] by plačící dítě mělo vydávat hluk o maximální hodnotě S.P.L. zhruba 83 dB. To by podle vzorců v *Příkladu 3.1* znamenalo výstupní střídavé napětí 0,56 mV na svorkách mikrofonu. V případě 3V napájení by pak amplifikace vycházela na 5357. Je jasné, že takovýchto hodnot nedosahuje obyčejný jednostupňový tranzistorový zesilovač a bylo by tedy zapotřebí zesílení víceúrovňové (popřípadě Darlingtonovo zapojení). Naštěstí tento blok sestává ze tří pod obvodů, z nichž každý může úroveň signálu zvýšit. Bude tedy vhodné zvolit pro předzesilovač amplifikaci například 100.

Pro jednoduchost zapojení byl zvolen operační zesilovač. Tyto prvky sice nejsou pro nesymetrické napájení do 3V nijak rozšířené, ale sehnat se dají. Jelikož má pracovat s nízkým napájecím napětím, je požadavkem, aby byl typu „rail to rail“. Toto označení znamená, že operační zesilovač bude dávat výstupní napětí téměř v rozsahu napětí napájecího. Další podmínkou je možnost nesymetrického napájení, dostatečné zesílení a v neposlední řadě také nízký odběr a cena prvku. Tyto vlastnosti splňuje typ AD8605 od firmy Analog Devices. Jeho parametry udává následující tabulka (*Tabulka 4.1.*)

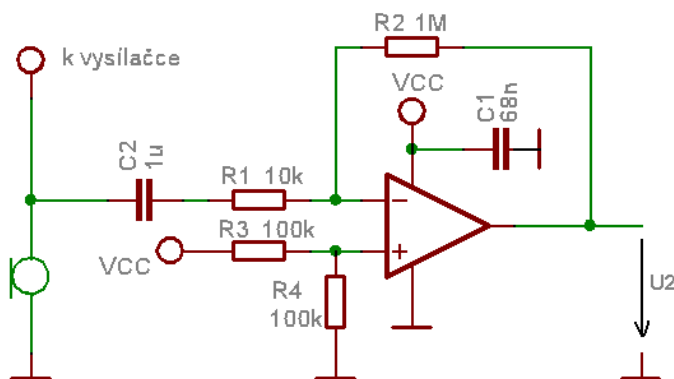
Tabulka 4.1. Významné parametry operačního zesilovače AD8605

Nesymetrické napájecí napětí [V]	2,7 – 6
Proudový odběr [mA]	1,15
Napět'ové zesílení [V/mV]	350
Výstupní napětí	+40 mV až (Vcc – 40 mV)

Zvukový signál bude snímán elektretovým mikrofonem, který je ideálním z hlediska poměru cena/kvalita. Ten je napájen stejnosměrným proudem z vysílačky a po stejném vodiči je elektrický signál (vzniklý s převodem řádově jednotky mV/Pa) do vysílačky přiveden. Zde

by se měl od napájecího napětí oddělit kapacitorem. Střídavá odezva mikrofonu je přes vazební kondenzátor přivedena taktéž na vstup zesilovače s OZ, který je v klasickém invertujícím zapojení podle obrázku (**Obr. 4.1**). Vazební kondenzátor slouží samozřejmě pouze k oddělení stejnosměrné složky a aby co nejméně tlumil signál z mikrofonu, měla by být jeho kapacita co největší. Rezistory $R1$ a $R2$ slouží k nastavení napěťového přenosu podle vzorce (4.1) a pro zesílení -100 tedy musí být $R1 : R2$ v poměru $1 : 100$. Odporů $R3$ a $R4$ potom slouží ke stejnosměrnému posuvu signálu do poloviny pracovního rozsahu a mají tedy stejnou hodnotu. Je dobré volit větší hodnoty, aby zbytečně nedocházelo k velkému proudovému odběru.

$$Ku = -\frac{R2}{R1} \quad (4.1)$$



Obr. 4.1 Zapojení invertujícího zesilovače mikrofonního signálu

Zesílený signál by měl být dále filtrován pásmovou propustí pro potlačení nežádoucích složek spektra. Možností návrhu takového filtru máme hned několik [12].

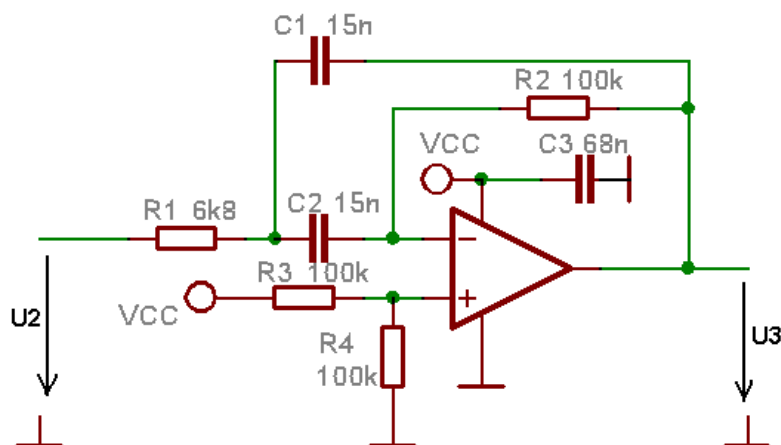
4.1.1.2 Pásmový filtr

Tou nejjednodušší variantou je RC filtr. Používá se zejména v jednoduchých aplikacích a to maximálně do druhého řádu. Jeho předností je jednoduchost a cena, nevýhodou potom velmi nízký činitel jakosti (do hodnoty $0,5$). Zlepšení v tomto směru přinášejí rezonanční obvody RLC. Ty se však používají převážně na kmitočtech řádově od desítek kHz, neboť s klesajícím kmitočtem roste velikost (a s ní cena) induktorů. Taktéž krystalové, či filtry s povrchovou akustickou vlnou se používají spíše na vyšších kmitočtech.

Do této chvíle byla řeč o pasivních filtrech. Kromě výše zmíněných nedostatků je jejich hlavním neduhem změna vlastností nepřímo úměrně s velikostí připojené zátěže. Zde přicházejí na řadu aktivní filtry s operačním zesilovačem. Mezi ty méně známé patří filtry ASC (se spínaným kapacitorem). Fungují na principu přenosu náboje v rytmu spínacího kmitočtu. Byly vyvinuty kvůli možnosti plné integrace a jejich největší výhodou je snadné ladění pouhou změnou spínacího kmitočtu. Na druhou stranu jsou tyto vlastnosti vykoupeny průnikem spínacího signálu na výstup, schodovitostí výstupního napětí a omezením jen na nejběžnější typy filtrů jako integrovaných obvodů.

Posledním zmíněným typem jsou filtry ARC druhého řádu (aktivní RC). Jak již název napovídá, neobsahují cívky a tudíž jsou použitelné i pro nízké kmitočty. Vycházejí z obvodů RLC, přičemž využívají buď principu syntetických induktorů (složené z aktivních prvků, kondenzátorů a rezistorů), nebo dvojného kapacitoru (Brutonova transformace pasivních prvků). Mohou být realizovány tak, že cívka je v původním zapojení RLC nahrazena přímo, nebo v častějším případě není indukčnost v obvodu na první pohled patrná (obvod je zjednodušený). Vlastnosti nejlépe vystihneme při dělení podle počtu OZ. S jedním operačním zesilovačem lze vytvořit jednoduché filtry, jejichž typickým představitelem je obvod Sallen-Key. V tomto případě můžeme simulovat pouze ztrátovou cívku. Jejich výhodou je použití pouze jednoho aktivního prvku a minimum součástek. Se dvěma OZ je již možné realizovat bezeztrátové induktory za cenu větší složitosti (a taktéž odběru) obvodu. Více operačních zesilovačů se pak používá pouze v případě, že chceme dostat univerzální filtr (PP, DP, HP z jednoho zapojení).

Volbou tedy bude první varianta (s jedním OZ) a není důvod proč nevyužít stejný typ operačního zesilovače, tedy AD8605. Při návrhu pásmové propusti druhého řádu můžeme volit mezi dvěma možnostmi [12]. První z nich se nazývá „se shodnými kapacitami“ (**Obr. 4.2**) a její velkou výhodou je možnost přizpůsobení ke zdroji signálu. Nevýhoda potom tkví v přeladitelnosti, kdy by se souběžná změna kapacit obou kondenzátorů realizovala obtížně. V případě pevně nastavených parametrů filtru je tato varianta ideální. Když je nastavování středního kmitočtu nezbytné, je možné využít druhé varianty (se shodnými rezistory), která se již dá realizovat například tandemovým potenciometrem, či optočleny.



Obr. 4.2 Pásmová propust druhého řádu „se shodnými kapacitami“

V následujícím příkladu (**Příklad 4.1**) bude navržena aktivní pásmová propust druhého řádu se shodnými kapacitami.

Příklad 4.1 Návrh pásmové propusti „se shodnými kapacitami“ (podle [12])

$$f_D = 300 \text{ Hz}$$

$$f_H = 500 \text{ Hz}$$

$$B = 200 \text{ Hz}$$

$$f_0 = \sqrt{f_D \cdot f_H} = \sqrt{300 \cdot 500} = 387 \text{ Hz} \quad (4.2)$$

$$Q = \frac{f_0}{B} = \frac{387}{200} = 1,935 \quad (4.3)$$

$$\alpha_{min} = 4 \cdot Q^2 = 4 \cdot 1,935^2 = 15 \quad (4.4)$$

$$C = C_1 = C_2 = \frac{3 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{f_0}} = \frac{3 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{387}} = 15,25 \text{ nF} \quad \Rightarrow \quad C = 15 \text{ nF} \quad (4.5)$$

$$C_{min} > 4 \cdot 10^{-11} \cdot Q^2 \quad \Rightarrow \quad C_{min} > 150 \text{ pF} \quad (4.6)$$

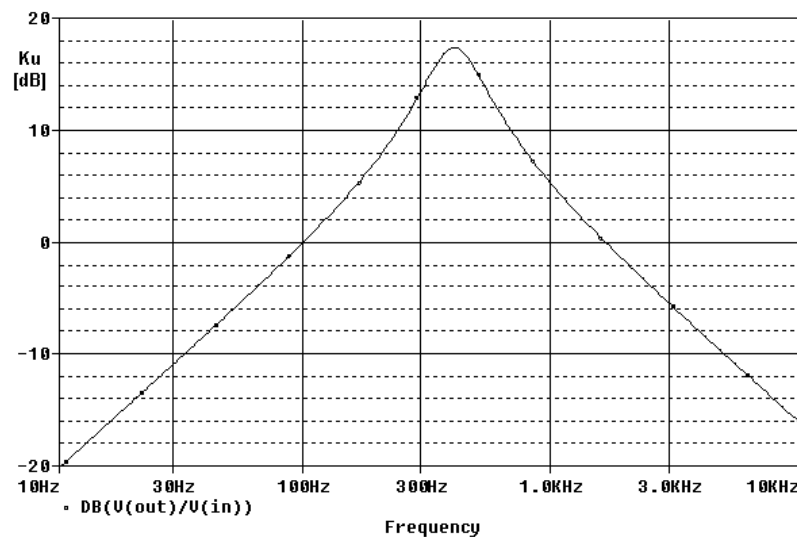
$$R = \frac{1}{2 \Pi f_0 C} = \frac{1}{2 \Pi 387 \cdot 15 \cdot 10^{-9}} = 27430 \Omega \quad (4.7)$$

$$R_1 = \frac{R}{\sqrt{\alpha_{min}}} = \frac{27430}{\sqrt{15}} = 7082 \Omega \quad \Rightarrow \quad R_1 = 6800 \Omega \quad (4.8)$$

$$R_2 = R \cdot \sqrt{\alpha_{min}} = 27430 \cdot \sqrt{15} = 106236 \Omega \quad \Rightarrow \quad R_2 = 100 \text{ k}\Omega \quad (4.9)$$

$$K(f_0) = \sqrt{\alpha_{min}} \cdot Q = \sqrt{15} \cdot 1,935 = 7,5 \approx 17,5 \text{ dB} \quad (4.10)$$

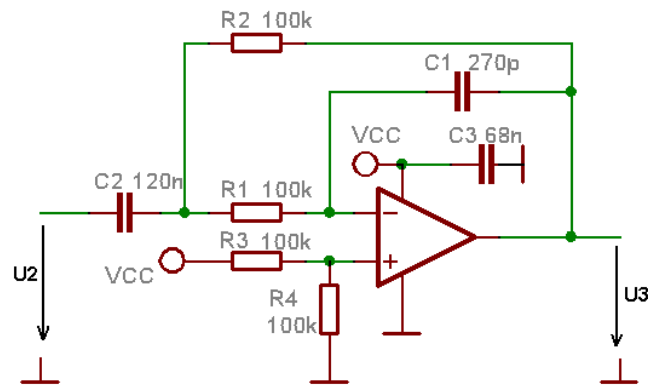
kde f_D a f_H jsou mezní kmitočty, B je šířka pásma pro 3dB pokles, f_0 střední frekvence, Q je činitel jakosti filtru, α_{min} minimální poměr rezistorů, C_{min} je minimální hodnota kapacity a $K(f_0)$ přenos filtru na středním kmitočtu.



Obr. 4.3 Přenosová charakteristika pásmové propusti „se shodnými kapacitami“

Přenosová charakteristika filtru (**Obr. 4.3**) splňuje požadavky a ten byl tedy navržen správně. To, že nemá jednotkový přenos, ale zesiluje 7,5 krát, není vůbec na škodu. Naopak tak ulehčuje práci předzesilovači. Nevýhodou je zde nízký činitel jakosti, který je ve vztahu (4.3) pevně spjat se střední frekvencí a šířkou pásma. Samozřejmě by bylo možné zapojit více takovýchto bloků do kaskády. S každým z nich by se strmost přenosové charakteristiky zlepšila o 20 dB/dek, na druhou stranu by došlo k navýšení odběru zařízení. V případě, že

bude nutné pásmovou propust ladit, využila by se varianta „se shodnými rezistory“ (**Obr. 4.4**). V tomto případě by se zřejmě zúžilo propustné pásmo a tím by se zvýšil činitel jakosti. Návrh takového přeladitelného filtru ukazuje **Příklad 4.2**.



Obr. 4.4 Pásmová propust druhého řádu „se shodnými rezistory“

Příklad 4.2. Návrh pásmové propusti „se shodnými rezistory“ (podle [12])

$$f_0 = 300 \text{ Hz} \quad Q = 10$$

$$B = \frac{f_0}{Q} = \frac{300}{10} = 30 \text{ Hz} \quad (4.11)$$

$$\beta_{\min} = 4 \cdot Q^2 = 4 \cdot 10^2 = 400 \quad (4.12)$$

$$C = \frac{3 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{f_0}} = \frac{3 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{300}} = 5,77 \text{ nF} \quad (4.13)$$

$$C_{1\max} = \frac{C}{\sqrt{\beta_{\min}}} = \frac{5,77 \cdot 10^{-9}}{\sqrt{400}} = 290 \text{ pF} \quad \Rightarrow \quad C_1 = 270 \text{ pF} \quad (4.14)$$

$$C_{2\min} = C \cdot \sqrt{\beta_{\min}} = 5,77 \cdot 10^{-9} \cdot \sqrt{400} = 115,47 \text{ nF} \quad \Rightarrow \quad C_2 = 120 \text{ nF} \quad (4.15)$$

$$\beta = \frac{C_2}{C_1} = \frac{120}{0,27} = 444,4 \quad (4.16)$$

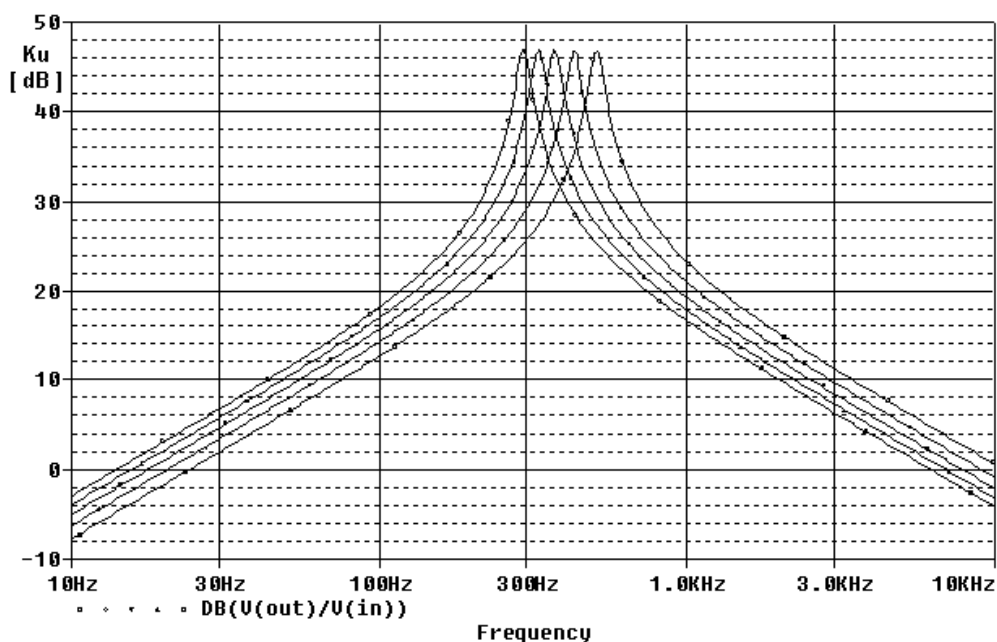
$$K(f_0) = \sqrt{\beta_{\min}} \cdot Q = \sqrt{444,4} \cdot 10 = 210,8 \approx 46,5 \text{ dB} \quad (4.17)$$

$$R = \frac{1}{2\pi f_0 \sqrt{C_1 \cdot C_2}} = \frac{1}{2\pi \cdot 300 \sqrt{0,27 \cdot 10^{-9} \cdot 120 \cdot 10^{-9}}} = 93202 \Omega \quad (4.18)$$

$$R_i < \frac{0,01}{f_0 \cdot C_2 \cdot Q} \quad R_i < \frac{0,01}{300 \cdot 120 \cdot 10^{-9} \cdot 10} \quad R_i < 28 \Omega \quad (4.19)$$

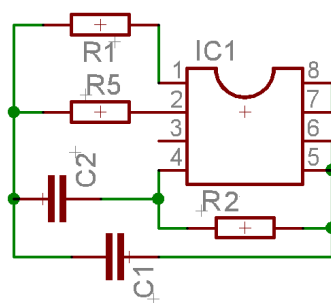
kde f_0 je střední frekvence, B je šířka pásma pro $3dB$ pokles, Q je činitel jakosti filtru, β_{min} minimální poměr kapacitorů, C_{1max} a C_{2min} jsou mezní hodnoty kapacit, R_i udává vnitřní odpor zdroje napětí a $K(f_0)$ přenos filtru na středním kmitočtu.

Z přenosových charakteristik (**Obr. 4.5**) je patrné, že filtr mnohem lépe omezuje signál mimo propustné pásmo. Je to dáno vyšším zvoleným činitelem jakosti ($Q = 10$) na úkor šíře pásma. V tomto konkrétním případě byly tandemově laděny rezistory $R1$ a $R2$ ve schématu (**Obr. 4.4**) a výsledky jsou zobrazeny (**Obr. 4.5**) pro jejich konkrétní hodnoty ($55 k\Omega$, $65 k\Omega$, $75 k\Omega$, $85 k\Omega$, $95 k\Omega$). Přenos na středním kmitočtu je $46,5 dB$. Tuto hodnotu by bylo samozřejmě možné snížit zařazením kapacitního děliče na vstup filtru.



Obr. 4.5. Přenosové charakteristiky přeladitelné pásmové propusti

Na desce plošných spojů se pásmová propust nachází v podobě DIL8 patice, do které je možné vložit část filtru v podobě ne o moc větší destičky (**Obr. 4.6**). Na ní jsou kapacitory a rezistory, přičemž operační zesilovač je součástí hlavní desky. Takto zvolené řešení je výhodné z hlediska snadné výměny za jinak frekvenčně laděný filtr, případně úplně jiný exemplář. Dodržet je potřeba akorát správné zapojení, které se vztahuje k obrázku **Obr. 4.2** a je následující.

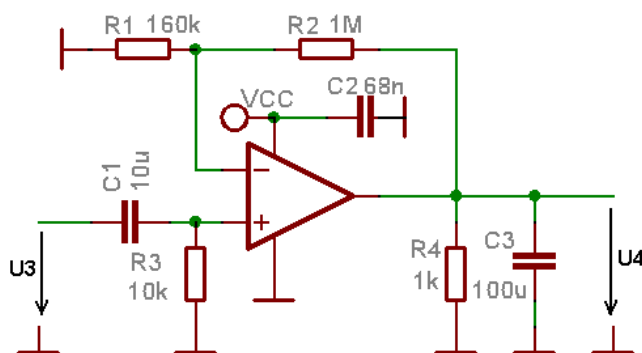


Obr. 4.6. Vyměnitelná pásmová propust se shodnými kapacitami

Odpory i kondenzátory si odpovídají, přičemž rezistor R5 je výjimka a tvoří s R1 dělič na vstupu pro případ snížení zesílení filtru. Pouhou záměnou kapacit za odpory a naopak (samozřejmě s odlišnými hodnotami) by vznikl filtr z **Obr. 4.4**, kde by bylo navíc možné namísto R1 a R2 vložit tandemový potenciometr a vytvořit tak laditelný obvod popsany výše.

4.1.1.3 Prahování signálu

Předposlední částí řetězce zpracování hlasu je blok prahování signálu (**Obr. 4.7**). Sestává z neinvertujícího operačního zesilovače před nímž je vazební kondenzátor C1 pro odstranění stejnosměrné složky a nezbytný rezistor R3, aby nedocházelo ke hromadění náboje na kladné svorce OZ vlivem jeho velkého vstupního odporu. Signál vstupující do operačního zesilovače (AD8606, který má společné pouzdro s následujícím blokem - komparátorem) je tedy symetrický podle nulového napětí a jelikož OZ pracuje s nesymetrickým napájením (0 – 3,3V), je jeho záporná část ořezána (viz **Příloha 2.**). Tímto způsobem je realizováno jednocestné usměrnění spolu se zesílením signálu.



Obr. 4.7 Obvod usměrnění a prahování signálu

Rezistor R1 ve zpětné vazbě je zastoupen trimrem z důvodu případné úpravy zesílení. Nyní je však zesílení nastaveno na 7 (podle vzorce 4.20), aby zapojení splňovalo podmínku o amplifikaci uvedenou na začátku kapitoly. Usměrněný signál je dále přiveden na paralelní kombinaci rezistoru a kondenzátoru a tímto způsobem je získávána stejnosměrná složka. Ta je přiváděna na jeden vstup Schmittova komparátoru (**Obr. 4.8.**), který vyhodnocuje, zda je aktuální hodnota napětí vyšší, než hodnota nastavená na druhém vstupu (v tomto případě nastavitelným děličem napětí s potenciometrem).

Samozřejmě by bylo možné místo tohoto zapojení použít klasický diodový usměrňovač, nebo specializovaný obvod (AD737), který dává na výstupu skutečnou hodnotu RMS (tedy efektivní hodnotu napětí). V tomto případě tkví problém v nedostupnosti integrovaného obvodu.. Poté by se tedy s jeho zakomponováním dalo již počítat.

4.1.1.4 Komparátor

Komparátor je připojen na vstup INT1 procesoru a umožňuje ponechání procesoru v „power down“ módu do doby, než dojde k překlopení (to je možné pouze pro případ, že by nebylo nutné odesílat skrz vysílačky data – nutnost běhu časovačů, které v tomto úsporném

módu nepracují) „Power down“ mód se sice nedá využít pro rodičovskou, ani dětskou stanici, ale je možný a dokonce velmi výhodný pro obecný VOX. Ten se dá použít při použití stanice v nastavení pro dítě, vybranou hardwarovou větví zpracování zvuku, vyjmutým pásmovým filtrem a drobnou úpravou ovládacího programu mikrokontroléru. Nastalo by tak snížení odběru zařízení (v aktivním módu odebírá 7 mA, při „power down“ režimu pouhých 0,5 μ A) v případě, že není mikrofonom detekován žádný hluk, případně zvuk pod nastavenou hladinou sepnutí komparátoru. Použití Schmittova obvodu má jednu velkou výhodu. Tou je nastavení hystereze spínání v určitém rozmezí napětí definovaném vztahy (4.21), což se hodí právě v případě jednocestného usměrnění, kde dochází k poklesu napětí stabilizovaného signálu v půl periodách, kdy by měla amplituda zápornou hodnotu. Potenciometrem P4 je pak možné dostavovat úroveň spínání komparátoru.

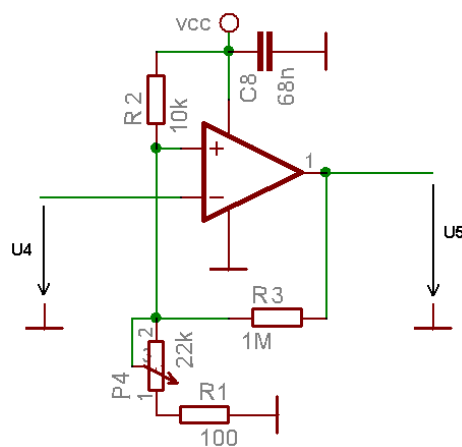
$$Au = 1 + \frac{R2}{R1} \quad (4.20)$$

$$U_4 = \frac{R_{123}}{R_2} \cdot U_{CC} + \frac{R_{123}}{R_3} \cdot U_{CC}$$

$$U'_4 = \frac{R_{123}}{R_2} \cdot U_{CC} - \frac{R_{123}}{R_3} \cdot U_{CC} \quad (4.21)$$

$$R_{123} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3$$

$$\Delta U = U_4 - U'_4 \dots \dots \dots \text{hystereze}$$



Obr. 4.8. Zapojení Schmittova komparátoru

4.1.2 Softwarové řešení

Méně součástkově náročnou variantou je řešení filtrace a průměrování signálu digitálně. Z hardwarového řešení by se využil pouze první blok – zesílení signálu. Zde by bylo nutné nastavit jeho zisk téměř na maximum. Některé operační zesilovače nabízejí při pracovních frekvencích 300-600 Hz napěťové zesílení až 80 dB (tedy 10000x), což by bylo dostačující. Po zesílení by se signál vedl přes jednoduchý antialiasingový filtr, v podobě dolní propusti druhého řádu (**Příklad 4.3**), na vstup analogově-digitálního převodníku

integrovaného v mikroprocesoru. Zde by se z digitalizovaných vzorků signálu mohla získávat střední hodnota hned několika způsoby:

- a) Bylo by možné od každého vzorku odečíst stejnosměrnou složku a na určitém počtu hodnot pak provádět průměrování (takzvané obdélníkové okno). Záporné vzorky by se nulovaly. Takto by vznikl podobný případ, jako ten uvedený v hardwarovém řešení.
- b) V tomto případě (po odečtení stejnosměrné složky) by však šlo jednoduše realizovat také dvoucestné usměrnění a to sice tak, že by se u záporných vzorků změnilo znaménko.
- c) Podobnou variantou by bylo sčítat původní vzorky a ty, které by byly menší než hodnota stejnosměrné složky potom nastavovat právě na tuto úroveň. Po sečtení vzorků a podělení daným oknem by se stejnosměrná složka odečetla. Zde by se u každého vzorku ušetřila jedna operace odečítání, která by se provedla pro všechny sečtené vzorky najednou. Tato varianta by byla tím méně časově náročnější (oproti první), čím delší by bylo průměrovací okno.
- d) Je zde ještě jedna možnost, která se zdá být velmi efektivní. Ta vyžaduje nejprve určení stejnosměrné hladiny, která se v tomto případě může nastavit do poloviny rozsahu převodník, tedy na hodnotu 128 (při 8-mi bitovém rozlišení). Příchozí vzorky se buď přičítají v nezměněné podobě (pokud jsou nad touto hladinou), nebo se odečtou od maximální hodnoty převodníku. Tento postup je reálný, protože pokud je hodnota pod stejnosměrnou hladinou, odpovídá doplňku do plného rozsahu převodníku za předpokladu dvoucestného usměrnění. Tato poslední varianta je výhodná jak z hlediska výpočetní náročnosti tak i získané střední (efektivní) hodnoty signálu.

Obdélníkové okno by bylo možné realizovat také jako kontinuálně plovoucí, kdy by se nejmladší příchozí vzorek od zprůměrovaného celku odečetl a naopak nově příchozí přičetl.

4.1.2.1 Antialiasingový filtr

Jak bude vysvětleno později, fundamentální frekvence dětského pláče se vyskytuje v rozmezí 300 – 600 Hz. Mezní kmitočet filtru by bylo možné navrhnout kousek nad tuto hranici. Pro případ, že by bylo potřeba využít další spektrální složku (600 – 1200 Hz) bude dobré hranici mezní frekvence posunout na hodnotu 1,3 kHz. Filtr je pro jednoduchost zvolen jako kaskáda RC článků druhého řádu. Jednotlivé sekce je dobré volit s určitou progresí [17] a to tím způsobem, že následující sekce bude vždy méně zatěžovat tu předchozí. Tím se dosáhne lepších vlastností (menšího útlumu) na mezní frekvenci filtru.

Příklad 4.3. Návrh antialiasingového filtru

$$f_m = 1,3 \text{ kHz}$$

$$C_1 = \frac{3 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{f_m}} = \frac{3 \cdot 10^{-7}}{\sqrt{1300}} = 8,3 \text{ nF} \quad \Rightarrow \quad C_1 = 8,2 \text{ nF} \quad (4.22)$$

$$R_1 = \frac{1}{2\pi f_m C_1} = \frac{1}{2\pi 1300 \cdot 8,2 \cdot 10^{-9}} = 14,93 \text{ k}\Omega \quad \Rightarrow \quad R_1 = 15 \text{ k}\Omega \quad (4.23)$$

Protože není možné použít přímo navržené součástky, ale je nutné volit z dostupných hodnot, dojde dozajista ke změně mezního kmitočtu. Jak velký rozdíl to bude, je možné se přesvědčit z následujícího vztahu (4.24). Je patrné, že kmitočty se příliš nezměnily a první sekce je vyhovující.

$$f_m = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} = \frac{1}{2\pi 15 \cdot 10^3 \cdot 8,2 \cdot 10^{-9}} = 1294 \text{ Hz} \quad (4.24)$$

Před návrhem druhé sekce je nutné zvolit činitel progresse α , u kterého platí, že čím větší hodnota, tím lepší průběh frekvenční amplitudové charakteristiky filtru. Hodnota α se samozřejmě nemůže zvyšovat do nekonečna a je omezena zejména možnými hodnotami součástek. Jako první bude navržen kapacitor. Pro něj platí vztah (4.25) a možné hodnoty uvádí tabulka **Tabulka 4.2**.

$$C_2 = \frac{C_1}{\alpha} \quad (4.25)$$

Tabulka 4.2. Možné hodnoty kapacitoru

Činitel progresse α	Odpovídající hodnota kapacitoru [nF]
2	4,1
3	2,73
4	2,05
5	1,64
6	1,37

Z vypočtených hodnot kondenzátoru nejlépe sedí $2,73 \text{ nF}$, která má nejbližší velikosti $2,7 \text{ nF}$, z kondenzátorové řady. Této hodnotě odpovídá činitel progresse $\alpha = 3$ a je nyní možné vypočítat i druhý odpor filtru.

$$R_2 = R_1 \cdot \alpha = 15 \cdot 10^3 \cdot 3 = 45 \text{ k}\Omega \quad \Rightarrow \quad 47 \text{ k}\Omega \quad (4.26)$$

Jelikož byly opět zvoleny jen přibližné hodnoty součástek, je dobré podívat se, jak se změnila mezní frekvence pro tento případ.

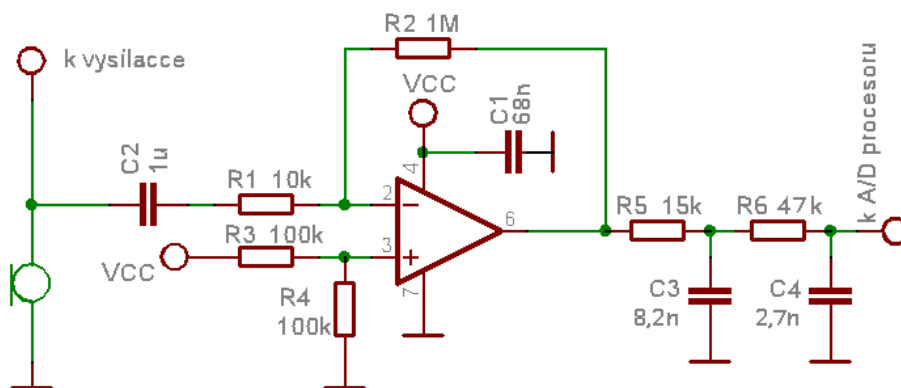
$$f_m = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} = \frac{1}{2\pi 45 \cdot 10^3 \cdot 2,7 \cdot 10^{-9}} = 1254 \text{ Hz} \quad (4.27)$$

V rámci možností hodnota kmitočtu také odpovídá zadání a filtr je možné považovat za správně navržený.

Dále je nutné zvolit vzorkovací kmitočty ten musí splňovat takzvaný Shannon-Kotelnikovův teorém (4.28) :

$$f_{vz} > 2 \cdot f_m \quad (4.28)$$

Protože ale antialiasingový filtr není ideální a tudíž má místo strmého přechodu z propustného do nepropustného pásma útlum pouze 40 dB / dek., bude dobré mezní kmitočet ještě zvýšit. Jako dostačující je možné vzít frekvenci, kde dosáhne útlum filtru 20 dB oproti hodnotě na nulovém kmitočtu. To odpovídá frekvenci 3,9 kHz a vzorkovací kmitočet bude tedy postačující volit nad hodnotou 7,8 kHz. Výsledné zapojení by pak bylo v následující podobě (**Obr. 4.9**).



Obr. 4.9 Schéma zapojení k softwarovému řešení zpracování hlasu

4.1.3 Porovnání variant

Hardwarové řešení je výhodnější z hlediska vypnutého A/D převodníku a možnosti uspaní procesoru [18]. Jeho spotřeba je dána součtem spotřeb 4 operačních zesilovačů (každý s 0,85 mA) a odběrem procesoru v Idle módu (2,5 mA). Naopak při softwarovém návrhu ušetříme tři operační zesilovače za cenu nutnosti běhu analogově-digitálního převodníku (spotřeba 0,2 mA) a tedy i procesoru v aktivním režimu (7 mA). Kromě těchto proudových zátěží je ještě zapotřebí jednoho OZ ve funkci předzesilovače signálu z mikrofonu. Tyto údaje jsou platné v případě, že není na mikrofonu žádný signál a v opačném případě samozřejmě ke zvýšení spotřeby dojde. Zde záleží také na tom v jakém poměru bude zvuková aktivita dítěte a klid. Dá se předpokládat, že nečinnost bude převládat a tak by první navržené řešení bylo výhodnější. **Tabulka 4.3.** pak doplňuje předchozí předpoklad. Je ještě nutné dodat, že je možné provést určité úpravy v softwarovém řešení a to by pak mohlo být z hlediska spotřeby výhodnější (bude rozebráno později v textu).

Pro doplnění ještě uvádím případ, kdy by se stanice v dětském módu využilo pro funkci obecného VOXu. Tedy pro případ, že by nebylo nutné odesílání dat a s tím spojené nutnosti běhu časovačů procesoru. Zde by bylo možné ponechat mikrokontrolér v takzvaném „power down“ módu, kdy je jeho odběr pouhých 8 μ A a je možné jej vzbudit externím přerušením, na které je v tomto případě připojený právě obvod HW řešení. Celková spotřeba by tak byla dána opět pouze spotřebou operačních zesilovačů a přídavných obvodů, což dává proudový odběr zhruba 3,7 mA. Jak je patrné z tabulky **Tabulka 4.3.**, spotřeba je téměř totožná s SW variantou v pulsním provozu (při uspaném procesoru) a je zřejmě pro obecný

VOX velice výhodná. Aby byla použitelná, je pouze potřeba upravit řídicí program mikrkontroléru a ponechat stanici přepnutou do dětského módu. Řešení je to sice dobré, ale v dnešní době obsahuje obecný VOX téměř každá ruční radiostanice a tak je použitelné jen ve výjimečných případech (zastaralé stanice).

Tabulka 4.3 Proudová spotřeba v závislosti na režimu činnosti

	Proudový odběr zařízení [mA]
HW řešení (pro dítě)	5.9
HW řešení (pro obecný VOX)	3.7
SW řešení (kontin.)	8.1
SW řešení (Idle mód)	3.4

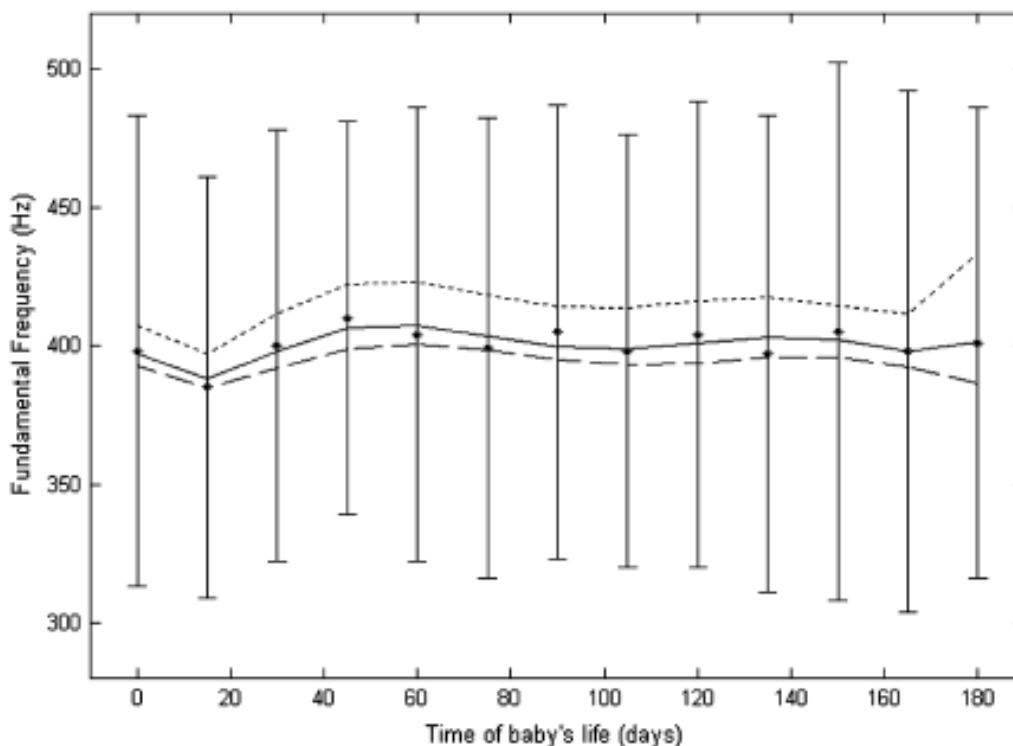
Jedná se o periodické spínání A/D převodníku a uvádění procesoru do režimu spánku mezi těmito intervaly. Proudový odběr v této situaci při režimu spánku doplňuje předchozí údaje v tabulce **Tabulka 4.3**. K této informaci je však potřeba podotknout, že podobné úpravy by se mohly podniknout taktéž v HW řešení, avšak spínání napájecího napětí k zesilovačům by nebylo příliš vhodné.

4.1.4 Analýza zvuků

Proto, aby bylo možné spouštět VOX jen v případě hlasové aktivity dítěte, bylo zapotřebí zjistit, jak se dětský hlas projevuje ve spektru a provést analýzu také pro ostatní rušivé jevy, které by mohly nastat.

Dětský pláč (potenciálně bohatý na informace) motivoval mnoho vědců k jeho prozkoumání. V dnešní době je již možné podle pláče detekovat rozpoložení dítěte. Příkladem může být analyzátor "Why cry?" [19] od vynálezce Pedra Monagae Asensia, který je založen na zpracovávání digitálních signálů v reálném čase. Přístroj zachycuje všechny zvuky vydané v rámci hovorového pásma, to znamená ve frekvenci 100 až 6 000 Hz a srovná zlomek zvuku vydávaného dítětem s univerzálním vzorem.. Vynález analyzuje frekvenci a dočasné parametry zvuku jako dosah, rytmus opakování, obsah energie, délku doby, tvar kmitu, autokorelaci, amplitudu a jiné a definuje algoritmus výpočtu. Doba analýzy je asi 20 vteřin, během nichž je prognóza několikrát potvrzena a je vybrán nejpravděpodobnější z pěti možných stavů dítěte (nervozita, ospalost, nespokojenost, nuda, nebo hlad). Poté se rozsvítí příslušná ikona na displeji.

Ač by byl tento monitoring v zařízení univerzálního VOXu velmi užitečný, není jej možné implementovat do jednoduchého procesoru typu AVR (potřeba realtime monitoringu), nehledě pak na náročnost, která přesahuje rámec této práce. Je však vhodné si ukázat alespoň příklad dopadu stavu dítěte na fundamentální frekvenci f_0 . Zdroj [20] uvádí zastoupení f_0 ve spektru pro hladové plačící děti ve věku od narození do 6-ti měsíců života. Výsledky studie jsou patrné z obrázku (**Obr. 4.10.**) a je z nich vidět, že průměrná fundamentální frekvence se jak pro děvčata, tak i chlapce pohybuje okolo 400 Hz s frekvenčním rozptylem zhruba 100 Hz oběma směry.



Obr. 4.10. Zastoupení f_0 ve spektru pro hladové plačící děti ve věku od narození do 6-ti měsíců života (převzato z [20])

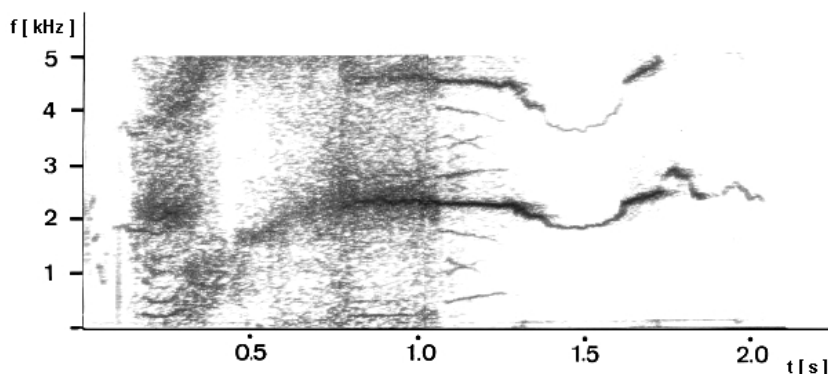
Tento graf má vypovídající hodnotu pouze o dětech, které pláčou kvůli hladu. V následující tabulce (**Tabulka 4.4.**) je srovnání průměrných frekvencí f_0 pro spontánní pláč a pláč hladových dětí. Je patrné, že se z tohoto hlediska obě situace příliš neliší a úprava charakteristiky frekvenčního filtru (bude navržen v následující kapitole) nebude nutná.

Tabulka 4.4. Srovnání průměrných frekvencí f_0 pro spontánní pláč a pláč hladových dětí (zdroj [21])

	f_0 [Hz]	
Den života	Hladové děti	Spontánně nlačící děti
15	385	378
30	400	398
45	410	419
60	404	420
75	399	399
90	405	416

Spektrální analýzy zvuku ukazují, že se f_0 u novorozeňat a kojenců pohybuje mezi 300 - 600 Hz. Kontura melodie má často stoupavé a klesající části. U nemocných dětí se objevuje vyšší f_0 a zároveň nestability v melodii. Pokud by tedy dítě po narození trpělo například meningitidou (**Obr. 4.11.**), nemusel by VOX jeho pláč zaznamenat. Pokud by bylo potřeba zahrnout i tento stav, jednoduše by se změnila šířka pásma filtru hlasu (bude popsán

dále). Toto řešení by však bylo velmi neefektivní a zvyšovalo by pravděpodobnost detekce i pro jiné zdroje zvuku.



Obr. 4.11. Hlasový projev nemocného dítěte (převzato z [22])

Dále byly zkoumány rušivé zdroje zvuku a jejich zásah do užitečného spektra. Pro tyto experimenty byly použity volně dostupné nahrávky z internetového zdroje [23] a bylo u nich nástrojem RTA firmy Yoshimasa Electronic [24] zkoumáno frekvenční spektrum a délka jejich trvání. Vybrané spektrogramy jsou součástí přílohy (*Příloha 3, 4, 5*) a výsledky shrnuje tabulka **Tabulka 4.5**.

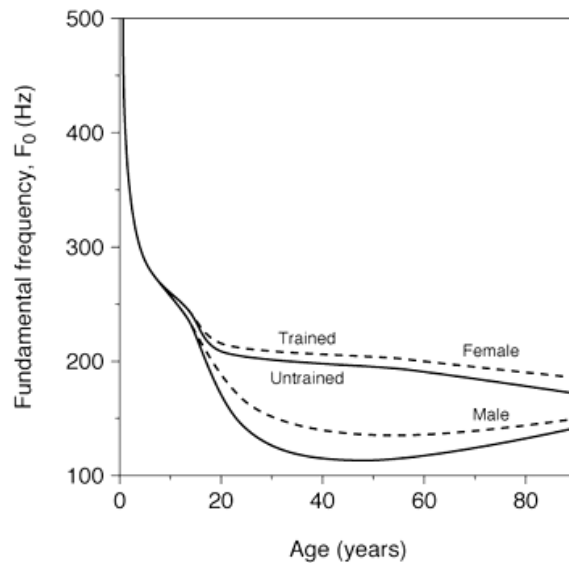
Tabulka 4.5. Frekvenční spektra různých zvukových projevů

Zdroj	Složky ve spektru [Hz]	Délka trvání [ms]
Dětský pláč (do jednoho roku)	$f_0 = 300 - 600$	-
Blesk	50 - 2000	-
Tlesk	500 - 1000	70
Lusk	2000	70
Chůze	400 - 1000	-
Tramvai	200 - 500	60
Zvonek (ding dong)	600 - 1000	-
Telefon	400 -->	-
Alarm	500 -->	-

Tyto hodnoty samozřejmě slouží pouze jako orientační, neboť je jasné, že například zvuk od telefonu nebude mít ve všech případech stejné vyzvánění (zejména v dnešním světě mobilních telefonů). Je možné si všimnout, že téměř všechny rušivé zdroje zvuku se vyskytují v rozsahu frekvencí dětského pláče a mohou tak způsobovat nechtěné spínání VOXu. Porovnáním délky trvání zvuku by se daly některé nepatřičné zvuky odfiltrovat, jenže aby se tento proces vyplatil, musela by být délka trvání těchto ruchů mnohem kratší, případně velká délka okna.

Dále bylo zjištěno, že fundamentální frekvence f_0 dětského pláče klesá s věkem a někde okolo třetího roku se pohybuje kolem 230 Hz. Posun fundamentální frekvence až do

stáří zobrazuje **Obr. 4.12**. Podle zjištěných skutečností bude v další kapitole následovat návrh a optimalizace konkrétního filtru.



Obr. 4.12. Pokles fundamentální frekvence s věkem (převzato z [31])

4.1.5 Návrh softwarového filtru

V předchozích kapitolách byl pro případ softwarového řešení zvolen filtr typu IIR a nyní dojde i na jeho návrh. Kromě postupu pro pevný filtr popsaného níže je možné vytvořit také takzvaný „parametrický filtr“ [25], jež by bylo možné jednoduše přeladovat přímo za běhu mikrokontroléru bez nutnosti použití několika sad koeficientů. V jeho návrhu by však bylo nezbytné použití výpočtu funkce tangens a tak zůstává tento typ filtru použitelný spíše až pro signálové procesory. V případě potřeby je však na zařízení VOXu připravený potenciometr připojený k AD převodníku, kterým by bylo možné ovládat výběr sady koeficientů (například z paměti EEPROM) v případě nutnosti ladění filtru.

Po zesílení a frekvenčním omezení signálu z mikrofonu přichází na řadu převedení do digitální podoby, srozumitelné pro mikroprocesor. Toto se děje pomocí analogové digitálního převodníku vestavěného přímo v mikrokontroléru AVR. Ten nabízí množství nastavení, se kterými se dá dobře manipulovat i při jednom konkrétním hardwarovém řešení. Významné parametry, které jsou využité v této aplikaci, uvádí tabulka **Tabulka 4.6**. Z těchto parametrů pak vychází řada dalších výpočtů a nastavení popisovaných v textu.

Pro případ vzorkování signálu je vhodné nastavit AD převodník do režimu volného běhu a zajistit tak výpočet dalšího vzorku ihned po dokončení převodu předchozího. Z hlediska referenčního napětí bude v tomto případě výhodnější volba napájecího napětí, neboť je vstupní napětí převodníku stejnosměrně posunuto z předchozího bloku do úrovně 1,65V. Tato reference může být použita, protože je předpoklad relativně stálého napětí ze stabilizátoru a navíc v tomto konkrétním případě má jedna kvantovací hladina zhruba 13 mV, takže by převod neměl být zatížen nijak velkou chybou i při jemném kolísání referenčního napětí.

Tabulka 4.6. Významné parametry A/D převodníku procesoru

Parametr	Možné nastavení
Rozlišení	10-bit (a nižší)
Reference	Interní (2,56V) Napájení (3,3V)
Doba převodu	13 hodinových cyklů
Předdělička hodin	2, 4, 8, 16, 32, 64, 128
Módy převodu	Jedna konverze, volný běh, spouštění přerušením
Počet vstupů	7 (využitelné i pro komparátor)

Architektura procesorů AVR není založena na pohyblivé řádové čárce, jako tomu je například u signálových procesorů, a tak je třeba se spokojit s menší přesností v návrhu filtru. Podle aplikační poznámky k AVR mikrokontrolérům [26] by bylo záhodno zvolit co nejvyšší rozlišení jak signálových vzorků, tak i koeficientů filtru. Z tabulky **Tabulka 4.6** je jasné, že je možné počítat s maximálním rozlišením signálu na 10 bitů. Vycházejí z této hodnoty a s uvažováním vzorce (4.29).

$$N = K_1 + K_2 + \frac{\log_2(M)}{2} \quad (4.29)$$

kde K_1 je bitové rozlišení vstupních hodnot, K_2 rozlišení koeficientů, M počet násobení v jedné sumě a N potom bitové rozlišení výsledku, by mohly být koeficienty filtru čtvrtého řádu 16-ti bitové. V tomto případě by se využila celá velikost registru (akumulátoru) mikroprocesoru., tedy plných 32 bitů. Možnou úsporou by bylo snížení objemu koeficientů na 12 bitů. To by přineslo zrychlení výpočtu o 27%. Je vidět, že úspora je značná a ve snižování rozlišení jak koeficientů, tak i vstupních datových hodnot by se dalo pokračovat. Samozřejmě jsou zde určitá omezení, která budou vzpomenuta dále.

Pro IIR filtry je typická zpětná vazba a póly mimo počátek jednotkové kružnice ve zobrazení v rovině Z . Póly se často umísťují co nejbližší jednotkové kružnici, neboť má pak amplitudová frekvenční charakteristika takového filtru strmý přechod z propustné, do nepropustné oblasti. Tato zajímavá vlastnost je vykoupěna tím, že se filtr může stát nestabilním, díky přemístění pólů vně jednotkové kružnice, v důsledku kvantování koeficientů nedostatečným počtem hladin. Tento jev je tím markantnější, čím má daný filtr vyšší řád a tím i větší počet koeficientů, které je nutné kvantovat.

Volba rozlišení je tedy velice důležitá pro správné navržení rekurzivního filtru a odvíjí se od konkrétního uspořádání pólů. Pro tuto aplikaci je postačující rozlišení jak koeficientů, tak i vstupních hodnot signálu na osm bitů, které jsou výhodné z hlediska 8-mi bitové architektury procesorů AVR. Že je toto řešení plně dostačující, bude rozebráno s konkrétním návrhem filtru, který je náplní následujících odstavců.

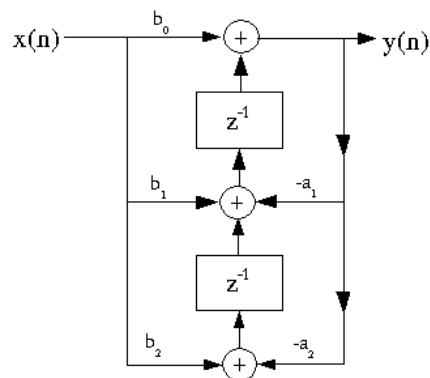
Filtry typu IIR je možné popsat diferenční rovnicí [27], která je ve zkrácené podobě (pomocí sum) vzpomenuta ve vzorci (4.30).

$$y[n] = \sum_{k=0}^N b_k \cdot x[n-k] + \sum_{m=1}^M -a_m \cdot y[n-m] \quad (4.30)$$

Za pomoci Z transformace použité na předchozí zápis je dále možné vypočítat přenosovou charakteristiku filtru (4.31)

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{\sum_{k=0}^N b_k \cdot z^k}{1 + \sum_{m=1}^M a_m \cdot z^m} \quad (4.31)$$

kde $X(z)$ je přímá a $Y(z)$ rekurzivní část. Hodnoty M a N bývají totožné a určují řád filtru. V obou vztazích se předpokládá hodnota koeficientu $a_0 = 1$. Tato struktura se nazývá „1. přímá“ a je možné z ní filtr názorně realizovat. Její nevýhodou je dvojnásobný počet zpožďovacích členů oproti řádu filtru. Tuto formu je možné dále upravit prohozením přímé a rekurzivní části a sloučením členů se stejným zpožděním. Tímto způsobem se ušetří polovina zpožďovacích bloků. Struktura pak nese název „První kanonická“ (**Obr. 4.13**).



Obr. 4.13. První kanonická forma IIR filtru druhého řádu (převzato z [32])

Protože s řádem filtru roste i počet součinů kořenů (pólů) funkce, roste také citlivost na kvantování koeficientů. Proto je vhodné filtry vyšších řádů rozkládat na kaskádu sekcí druhého řádu a to tím způsobem, že se sloučí vždy dva komplexně sdružené póly a nuly. To se provádí tak, že se vždy vezmou póly a nuly od sebe nejvíce vzdálené a postupně bližší (pro další sekce). Toto vylepšení nese název „Třetí kanonická“ a je součástí této realizace. Výsledné rovnice pro každou sekci druhého řádu jsou uvedeny níže.

$$\begin{aligned} v_1[n+1] &= b_1 \cdot x[n] + a_1 \cdot y[n] + v_2[n] \\ v_2[n+1] &= b_2 \cdot x[n] - a_2 \cdot y[n] \\ y[n] &= \frac{b_0}{a_0} \cdot x[n] + \frac{1}{a_0} \cdot v_1[n] \end{aligned} \quad (4.32)$$

kde a a b jsou koeficienty filtru, x a y vstupní respektive výstupní hodnoty a v jsou takzvané stavové proměnné. Protože každá dílčí sekce mívá zesílení v maximu větší než 1, je vhodné vstupní signál vynásobit převrácenou hodnotou maximálního zesílení, aby nedošlo k přetékání mezi sekcemi. Konstantu je také dobré volit jako mocninu dvou, z důvodu snadné

náhrady dělení operací bitového posunu, která je výpočetně mnohem méně náročná. Další optimalizací by mohlo být vynechání násobení koeficientů s nulovou hodnotou v případě, že by navržený filtr takové měl. Tato část naznačila vhodný postup řešení filtru a dále bude jeden takový navržen.

S uvažováním kmitočtu krystalového oscilátoru procesoru (7,3728 Mhz – vybrán z důvodu snadné dělitelnosti mocninou čísla 2), 13-ti hodinovými cykly na dokončení jednoho převodu a vhodné vzorkovací frekvenci okolo 8 kHz (viz. kapitola 4.1.2.1) vychází nastavení předděličky převodníku na 64. Upřesněná vzorkovací frekvence má pak hodnotu 8861 Hz. To, že převod trvá dohromady 13 krát 64 (= 832) cyklů procesoru, dává možnost realizovat výpočet filtrem v období mezi vzorky signálu a tedy v reálném čase. Jako startovní meta byla zvolena pásmová propust čtvrtého řádu, jejíž výpočet se buď vejde s rezervou do mezidobí mezi vzorky a bude možné řád filtru zvýšit, případně naopak. Poslední možností je, že bude tato hodnota ideální a další změna již nebude potřeba.

Pro zjednodušení návrhu bylo využito webové rozhraní [web filtr], kde se zadají požadované parametry. Jako typ filtru byl vybrán Chebyshev, neboť má strmý přechod z propustného do útlumového pásma (např. na rozdíl od Bessela). Další zadané parametry shrnuje tabulka **Tabulka 4.7.**

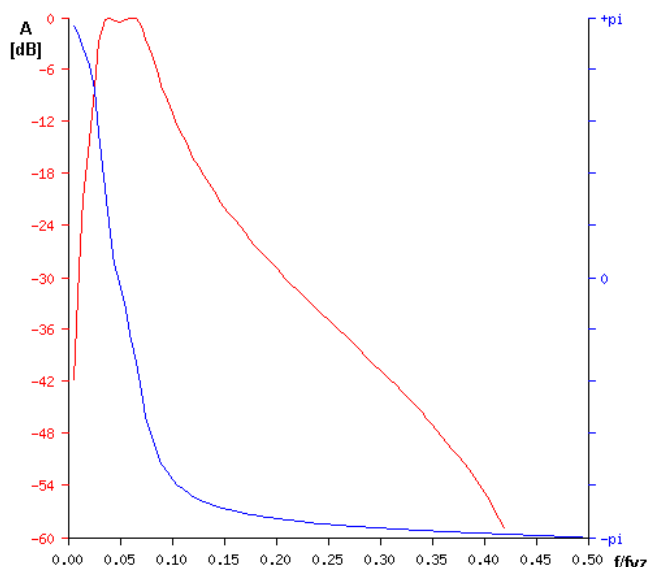
Tabulka 4.7. Parametry navrhovaného filtru typu PP

Parametr	Hodnota
Zvlnění v propustném pásmu	0,5 dB
Řád filtru	4
Vzorkovací frekvence	8861 Hz
Mezní frekvence	300 Hz, 600 Hz

Výstupem tohoto návrhového prostředí je potom množina parametrů, mezi nimiž nechybí soubor nulových bodů a pólů v rovině Z uvedený v tabulce **Tabulka 4.8.**, frekvenční charakteristika (amplitudová i fázová) na **Obr. 4.14.** a impulsní odezva, ze kterých je patrné, že frekvenční rozmezí je správné a filtr je stabilní.

Tabulka 4.8. Nulové body a póly filtru čtvrtého řádu

Póly	
0.8260686968 + j	0.3680092296
0.8260686968 + j	-0.3680092296
0.9312631807 + j	-0.1929511287
0.9312631807 + j	0.1929511287
Nulové body	
1.0000000000 + j	0.0000000000
1.0000000000 + j	0.0000000000
-1.0000000000 + j	0.0000000000
-1.0000000000 + j	0.0000000000



Obr. 4.14. Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika filtru

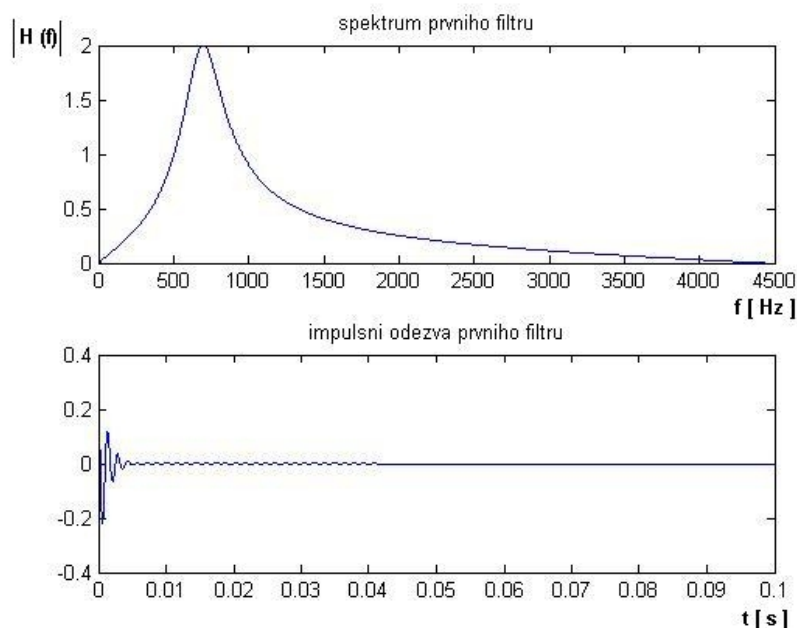
Nyní zbývá rozdělit filtr na sekce druhého řádu (**Obr. 4.13.**) podle výše popsaného postupu a kvantovat jejich koeficienty na zvolený počet bitů. Při rozdělávání, kromě obecných pravidel popsaných výše, je v tomto případě ještě dobré nedávat do jedné sekce dvojnásobný nulový bod, ale v každé sekci použít odlišné. Tímto způsobem je možné se vyhnout velkým rezonančním špičkám a tím pádem nutnosti použití velkých normalizačních konstant mezi bloky (což je v v případě omezených prostředků obzvláště výhodné). Výsledkem jsou v tomto případě dvě přenosové funkce druhého řádu a z každé vychází šest koeficientů (4.33). Pro ověření funkce každého dílčího filtru je možné použít například nástroje MATLAB, ve kterém je vhodné (příkazy `freqz`, `impz`) zobrazit přenosové funkce a impulsní odezvy. Jak je možné se přesvědčit z obrázků (**Obr. 4.15.** a **Obr. 4.16.**), filtry jsou stabilní (konvergující impulsní odezva) a složením frekvenčních amplitudových charakteristik vznikne požadovaná pásmová propust čtvrtého řádu zobrazená na předchozím (**Obr. 4.14.**).

$$H_1(z) = \frac{b_{01} \cdot z^{-2} + b_{11} \cdot z^{-1} + b_{21}}{a_{01} \cdot z^{-2} + a_{11} \cdot z^{-1} + a_{21}} = \frac{0,171875 \cdot z^{-2} + 0 \cdot z^{-1} - 0,171875}{1 \cdot z^{-2} - 1,609375 \cdot z^{-1} + 0,828125} \quad (4.33)$$

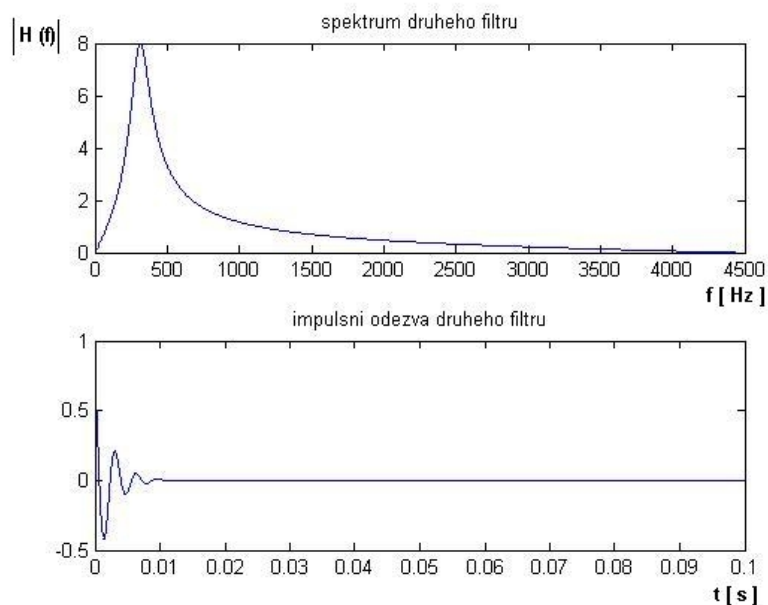
$$H_2(z) = \frac{b_{01} \cdot z^{-2} + b_{11} \cdot z^{-1} + b_{21}}{a_{01} \cdot z^{-2} + a_{11} \cdot z^{-1} + a_{21}} = \frac{0,375 \cdot z^{-2} + 0 \cdot z^{-1} - 0,375}{1 \cdot z^{-2} - 1,859375 \cdot z^{-1} + 0,90625}$$

Doplněním kvantovaných koeficientů do rovnic (4.33) vzniknou zápisy, které je možné v této formě implementovat do programu mikrokontroléru. Z obrázků (**Obr. 4.15.** a **Obr. 4.16.**) je také vidět, že maxima přenosu neleží na jednotkové úrovni a k tomu, aby nedocházelo k přetékání, je nutné vstupní data podělit nejbližší vyšší mocninou čísla 2. Přenos první sekce je dvojnásobný a je tedy požadováno vydělení vstupních vzorků dvěma. Druhý blok má maximum přenosové charakteristiky 8 a pokud by byl použit samostatně, musel by se vstup podělit osmi. Jelikož je zde předchozí sekce, ve které je (na hodnotě maxima v druhé sekci) „zesílení“ pouze jedna polovina a tato hodnota byla ještě normována

dvěma, hodnota normalizační konstanty se snížila na 2. Tento výsledek je potěšující a znamená to, že bude možné uvažovat o 8-mi bitovém rozlišení filtru.



Obr. 4.15. Amplitudová frekvenční charakteristika a impulsní odezva prvního filtru

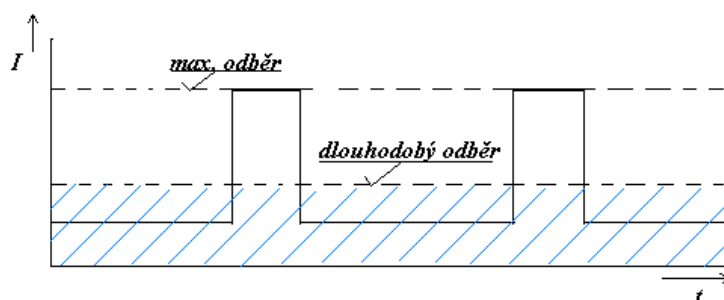


Obr. 4.16. Amplitudová frekvenční charakteristika a impulsní odezva prvního filtru

Po implementaci kódu bylo v programu AVR studio zjištěno, že výpočet obou sekcí zabere zhruba 207 hodinových cyklů pro kód psaný v jazyce C. Toto číslo se vejde až 4 krát do doby mezi vzorky AD převodníku a bylo by tedy možné vytvořit stejně jednoduchým způsobem filtr 16. řádu při zachování zpracování v reálném čase. Tato úvaha ale nepočítá s dalším zpracováním signálu po filtraci, které jistě pár hodinových cyklů vezme a také s tím, že v tomto filtru byly některé koeficienty nulové. Další nepříjemností u filtru takového řádu by byl počet neplatných vzorků na začátku každé filtrace (v tomto případě konkrétně 16).

I tak je ale jisté, že řád filtru může být vysoký. Pro srovnání bych uvedl výsledky kolegy který se zabýval možnostmi AVR procesorů při návrhu filtrů [29]. Zde jsou pro osmibitové rozlišení, 4. řád a IIR v kanonické struktuře uvedeny dva výsledky. Jednak je to číslo 1081 cyklů pro jazyk C a také 192 cyklů pro kód psaný v assembleru. Porovnáním úsporností pro „Céčko“ vychází tento filtr 5 krát lépe a s assemblerovským kódem je srovnatelný (bez použití optimalizace). Není tedy nutné pro úspornost psát filtr v jazyce symbolických adres.

Aby se softwarové řešení vyplatilo oproti hardwarovému, bude nutné nenechávat mikrokontrolér a AD převodník v neustálém běhu, ale snížit spotřebu periodickým uspáváním procesoru a jeho probouzením jen na čas převodu. Ze závislosti na tomto poměru pak bude dlouhodobý odběr odvozen podle obrázku **Obr. 4.17**.



Obr. 4.17. Úprava proudového odběru mikrokontroléru

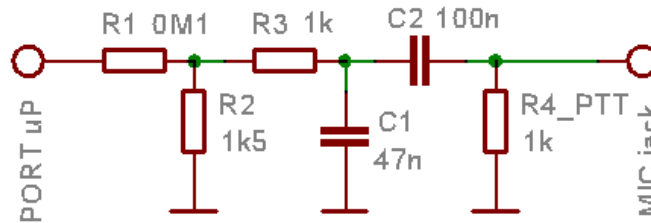
Z tabulky (**Tabulka 4.3**) vyplývá, že by tento poměr měl být větší než 1 : 2. Dále je potřeba zajistit, aby mezi intervaly pro kontrolu aktivity na mikrofonu nebyl příliš velký rozestup. To by jednak mohlo znamenat možnost nedetekování dítěte, nebo v každém případě relativně velké časové zpoždění mezi začátkem pláče a propojení obou modulů VOXu. S ohledem na tyto požadavky a přihlédnutím k tomu aby se do vzorkovaného signálu vešla alespoň jedna perioda nejnižšího kmitočtu bylo odvozeno, že je potřeba vzít v potaz alespoň 32 vzorků signálu. Tato hodnota odpovídá 4 ms a při nastavení časovače 0 procesoru na nejvyšší interval (přetečení po 35 ms) dostáváme poměr větší než 1:8, což je postačující pro snížení spotřeby oproti hardwarovému řešení. Zde je také patrné, proč není vhodné klasifikování zvuků podle délky jejich působení.

V aplikaci jsou z důvodu univerzálnosti zachovány obě varianty (hardwarová i softwarová) a pokud by bylo uživateli příjemnější kontrolovat aktivitu dítěte kontinuálně, může jednoduchým přepnutím vypnout softwarovou a zapnout hardwarovou část. Oba druhy detekce jsou nastaveny tak, aby měly nulový proudový odběr pokud se zrovna nepoužívají.

4.2 Modulátor

V kapitole 3.2 byl návrh tohoto bloku rozebrán teoreticky. Zde vyplynulo, že nejlepší variantou bude generování FSK signálu pomocí programu mikroprocesoru. Takový modulátor přímo určený pro ruční vysílačky je podrobně popsán v [13]. Jak ukazuje obrázek (**Obr. 4.18**), skládá se pouze z integračního článku (pro potlačení vyšších harmonických obdélkového signálu generovaného procesorem) doplněného derivačním článkem (odstranění stejnosměrné složky). Oproti variantě [13] je před celým zapojením zařazen ještě dělič napětí, který sníží úroveň signálu na požadovanou hodnotu pro vstup do vysílačky. Zde je totiž na vstupu limiter, který by kvazi-sinusový signál ořezal opět na obdélník a předchozí

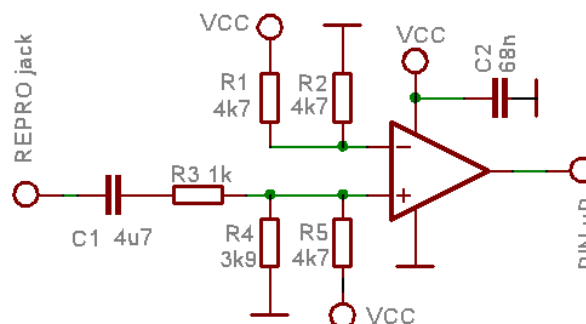
dolnofrekvenční filtrace by pozbývala smyslu. Z měření na vysílačkách LTX345 firmy Midland (pro které je VOX primárně určen) vyplynulo, že maximální špičková hodnota na mikrofonním vstupu před limitací je 45mV. Vstupní dělič tedy bude nutné nastavit v poměru vyšším než 65:1. Integroační článek je navržen pro nejvyšší možný generovaný kmitočet a má mezní frekvenci 3390 Hz.



Obr. 4.18. Modulátor FSK

4.3 Demodulátor

Podobně jako modulátor, je i tento blok navržen v jednoduché podobě podle [13]. Jeho základem je komparátor, na jehož jeden vstup je přiveden signál z reproduktorového výstupu vysílačky stejnosměrně posunutý nepatrně nížeji, než do poloviny napájecího napětí. Na druhý vstup komparátoru je pak přivedena právě polovina napájecího napětí. Tímto rozdílem je zaručeno, že bez přítomnosti datového signálu nebude docházet k neustálému překlápění vlivem přítomnosti šumu. Obvod v této podobě registruje datový FSK signál v podobě harmonických složek dvou různých kmitočtů a komparátor reaguje na každý průchod „nulou“ v podobě stejnosměrné složky. Intervaly mezi jednotlivými průchody je pak možné počítat pomocí čítače/časovače integrovaného v mikrokontroléru a tím určovat přijímaný kmitočet, z něhož plynou hodnoty jednotlivých datových bitů. Celý funkční blok pak zobrazuje obrázek (*Obr. 4.19*).



Obr. 4.19. Demodulátor FSK

4.4 Napájecí zdroj

Jak tomu v dnešní době bývá, podstatnou část zařízení tvoří vždy zdroj elektrické energie. Je tedy snahou použít co nejmenší možné napájení a tím (většinou) rozměry zdroje

zmenšit. Kromě toho, zařízení s menším napájecím napětím mají také menší spotřebu, což je právě prioritou tohoto návrhu.

Pro činnost obvodů bude nutné dodávat napětí vyšší než 2,7V a tak se na první pohled jeví jako ideální použití standardního řešení a to sice dvou olověných monočlánků s napětím 1,5 V, které jsou snadno k dostání. Nesmíme však zapomenout, že kvůli zatížení bude nutné napětí stabilizovat. Dnešní moderní stabilizátory se mohou chlubit přídomek „low drop-out“ a tak je potřeba na jeho vstup přivádět minimální napětí například pouze o 0,2V vyšší, než je stabilizační úroveň. Ani tato vlastnost však nestačí k tomu, aby mohlo být zařízení takto napájeno. Použití tří článků by se zase nevyplatilo z hlediska výkonu ztraceného na stabilizátoru.

Jelikož bude zařízení připojeno k vysílače pomocí mikrofonního jacku, kde je možné detekovat 3,6V stejnosměrné napětí určené pro napájení FET předzesilovače přímo v mikrofonu, nabízí se možnost brát napájení právě odsud. Toto řešení by bylo ideální, kdybychom se mohli spolehnout na schopnost vysílaček dodávat dostatečný proud. Je totiž docela možné, že budou obsahovat nějaký druh proudové ochrany (kvůli případnému zkratu na mikrofonu). Druhým důvodem proč tuto variantu nepoužít je pokles napětí při režimu vysílání (připojení 1 k Ω rezistoru na mikrofonní vstup).

4.4.1 Akumulátor

Další možností by mohl být některý typ akumulátoru. Dnešní trh v podstatě ovládají dva typy článků. Jednak to jsou Ni-MH (Níkl-MetalHydridové) s napětím 1,2V na článek a jednak Li-ion (Lithium-iontové), které dávají napětí 3,6 – 3,7 V. Zatímco u prvního typu by byly zapotřebí tři exempláře, u druhého zmíněného pouze jeden. Navíc mají baterie Li-ion přednosti (**Tabulka 4.9.**) v podobě malého samo vybíjení a dobrého poměru kapacita/hmotnost, což se pro tuto aplikaci výtečně hodí. Tyto dobré vlastnosti jsou zde vykoupěny nutností přesného postupu nabíjení. Volbou tedy bude akumulátor Li-ion, ke kterému bude v konečné fázi potřeba navrhnout také nabíjecí obvod. Jedním z dostupných kusů je baterie LI – 18650 firmy Sanyo s výdrží 2300 mA \cdot h, což je pro zařízení postačující.

Tabulka 4.9. Srovnání typů baterií (převzato z [15])

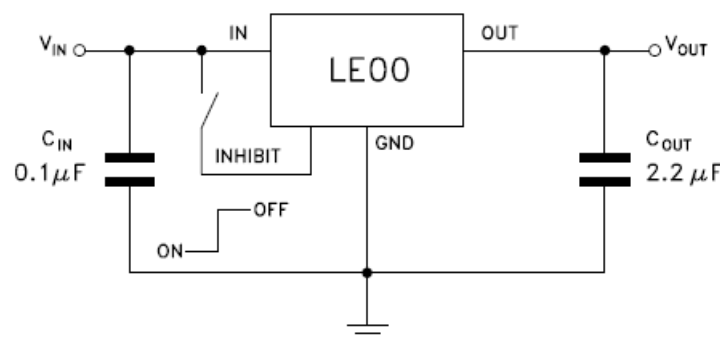
Typ	Jmen. napětí [V]	Výhody	Nevýhody
NiCd	1,2	Cena, životnost, spolehlivost, bezpečnost	Malý poměr kapacita / hmotnost
NiMH	1,2	Větší poměr kapacita / hmotnost než NiCd, bezpečnost	Citlivé na správné nabíjení, relativně velké samovybíjení
Li-ion, Li-pol	3,6 (3,7)	Vysoký poměr kapacita / hmotnost, malé samovybíjení	Nutnost přesného nabíjení

4.4.2 Stabilizátor

Pro zajištění tvrdého zdroje napětí s pevně danou hodnotou je potřeba ještě vybrat správný stabilizátor. Jak bylo naznačeno výše, existují „low dropout“ stabilizátory, bez kterých by použití článků Li-ion nebylo možné. Jedním z představitelů je LE33 (**Obr. 4.20.**) firmy STMicroelectronics. Významné hodnoty uvádí tabulka (**Tabulka 4.10**). Vlastnosti tohoto stabilizátoru jsou zcela postačující. Takto nízký „dropout“ zajistí funkčnost zařízení až do hodnoty napětí baterie přibližně 3,5V a tedy relativně dlouhou dobu funkčnosti.

Tabulka 4.10 Parametry napěťového stabilizátoru LE33

Parametr	Hodnota (typická)
Maximální vstupní napětí [V]	18
Napěťový „dropout“ [V]	0,2
Maximální výstupní proud [mA]	150
Klidový odběr [mA]	0,5
Tolerance výstupního napětí [V]	$3,3 \pm 0,07$

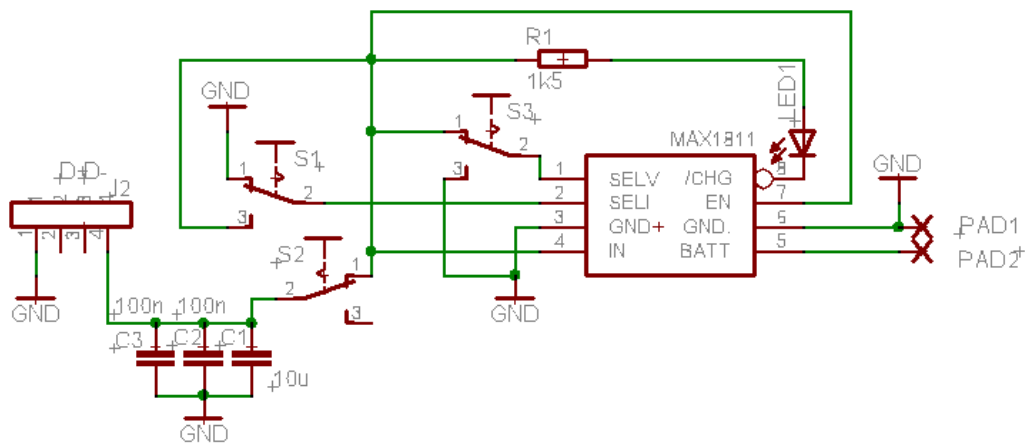


Obr. 4.20. Doporučené zapojení stabilizátoru LE33C; (převzato z [15])

4.4.3 Nabíjení akumulátorů

Byl tedy vybrán akumulátor Li-ion a úkolem je nyní zajistit možnost jeho dobíjení [15]. Obvodů v integrovaném provedení, které zajišťují nabíjení s plnou kontrolou tohoto procesu dnes přibývá a nabíjení baterií se tak stává jednodušší záležitostí. Některé z nich jsou speciálně vyrobeny pro připojení přes rozhraní USB, které má možnost dodávat do připojeného zařízení proud až 500mA a nabízí se tedy možnost využití právě k nabíjení akumulátoru. Jedním takovým je MAX1811 od Maxim/Dallas. Je určen pro akumulátory Li-ion a nabízí práci ve dvou proudových režimech (100 a 500mA), výběr maximálního nabíjecího napětí a možnost indikace nabíjecího procesu pomocí LED diody. Maximální nabíjecí napětí je pro li-ion akumulátory zvláště důležité, neboť u nich může překročením této veličiny dojít k poškození. Obvod také dokáže rozpoznat takzvaný „near-dead“ článek (vybitý pod stanovenou mez) a následně upravit začátek nabíjecího procesu tak, aby nedošlo k

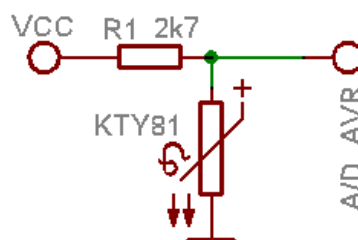
poškození baterie. Zapojení tohoto obvodu se spojením s doporučením pro napájení USB ukazuje **Obr. 4.21**.



Obr. 4.21. Zapojení nabíječky Li-ion akumulátorů

4.5 Měření teploty a napětí baterií

Jako teplotní čidlo bylo vybráno KTY81-222, které má z této řady největší odpor při pokojové teplotě a tím pádem snižuje i proudový odběr. Samozřejmě ale jen v případě, že je testováno v děliči napětí se stále stejným rezistorem. Při výběru druhého rezistoru do děliče musíme volit kompromis mezi proudovým odběrem a rozsahem vstupních napětí. S rostoucí hodnotou rezistoru klesá proudová spotřeba, ale také klesá rozsah možných napěťových úrovní vyskytujících se na analogově digitálním převodníku a naopak. Jednoduchost zapojení bloku je patrná z obrázku (**Obr. 4.22.**) a volbu rezistoru lze podložit výpočtem v příkladu (**Příklad 4.4**). Proudem do A/D převodníku procesoru se nemusíme zabývat, jelikož tento má vstupní odpor typicky 100 MΩ.



Obr. 4.22. Zapojení teplotního čidla

Příklad 4.4 Výpočet odporu do děliče napětí

$$U_{ref} = 3V \quad s_{AD} = 8bit = 256 \text{ úrovní} \Rightarrow 11,7 mV / bit$$

Pro čidlo KTY81-222 s pozitivním teplotním koeficientem platí tyto převody a v daném rozmezí se dají aproximovat přímkovou závislostí.

$$\begin{aligned} -10^{\circ}C &\equiv 1510\Omega \\ +40^{\circ}C &\equiv 2267\Omega \end{aligned}$$

Pro rozlišení $1^{\circ}C$ by bylo zapotřebí 50 hodnot s napětovým rozpětím 0,586 V. K vypočtení hodnoty druhého odporu do děliče je zapotřebí řešit kvadratickou rovnici (4.25). V tomto případě však výsledek vede na imaginární hodnoty a tak bylo nutné upravit rozlišení teploměru na $2^{\circ}C$ a tím pádem snížit napětové rozmezí na polovinu (tedy 0,293 V).

$$\frac{1510}{R_1+1510} \cdot 3 = \frac{2267}{R_1+2267} \cdot 3 - 0,293 \quad (4.24)$$

$$a R_1^2 - b R_1 + c = 0,293 R_1^2 - 1164 R_1 + 1002988 = 0$$

$$R_{1,2} = \frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4ac}}{2a} = \frac{1164 \pm \sqrt{-1164^2 - 4 \cdot 0,293 \cdot 1002988}}{2 \cdot 0,293} \quad (4.25)$$

$$R_{I_1} = 2709 \Omega$$

$$R_{I_2} = 1264 \Omega$$

Pro měření teploty bude vybráno první řešení, jelikož je výhodnější jak z hlediska spotřeby, tak i výběru z odporové řady.

Měření napětí baterií je pro funkčnost dětské stanice velice důležité. Má za úkol zajistit, aby nedošlo k náhlému vypnutí zařízení či vysílačky bez předchozího upozornění. To by mohlo být považováno za špatné radiové spojení. Měření v zařízení probíhá tím způsobem, že je napětí z baterie přivedeno na vstup A/D převodníku. Jelikož je ale napětí akumulátoru vyšší, než procesorové napájení, musí být do cesty zařazen odporový dělič a to nejlépe s co nejvyššími hodnotami rezistorů v poměru 10:43 a nižším (s ohledem na to, že nezátížený akumulátor má napětí vyšší, než jmenovité). Měření napětí zdroje ve vysílačce je naprosto totožné. Zde však záleží na typu použité baterie. Buď to může být opět Li-ion akumulátor (pak by platila předchozí úvaha), nebo v případě vysílačky LTX 345 čtyři olověné monočlánky dohromady dávající napětí 6V. Bude tedy samozřejmě lepší uvažovat s vyšší hodnotou a změnu typu napájení ošetřit softwarově. Výsledný poměr rezistorů v děliči potom bude 1:1 a nižší.

4.6 Voliče signálové cesty

V kapitole 3.4.2 bylo řečeno, k čemu se tyto přepínače použijí a nyní je důležité vybrat vhodný typ, který by splňoval podmínku rozsahu napájecího napětí a taktéž nízký odpor v sepnutém stavu.

Z běžně dostupných součástek by připadal v úvahu 74HC4066. Jedná se o obvod obsahující 4 nezávislé spínače. Jeho odpor v sepnutém stavu je relativně slušný s hodnotou 50 Ω . Je bohužel konstruovaný zejména pro logické obvody a tudíž má značnou nevýhodu v nízké proudové propustnosti, která činí slabých 20 mA. Tato hodnota by sice nemusela být překročena, ale zejména v případě spínání reproduktoru by se k ní odběr dosti blížil.

Další variantou je obvod, který se sice nedá běžně koupit, ale je možné si jej nechat poslat. Jedná se o ADG812 od firmy Analog Devices určený přímo pro spínání

nízkofrekvenčních signálů. Obsahuje také čtyři nezávislé spínače, tentokrát však s odporem $0,5 \Omega$. Jeho maximální průchozí proud je 300 mA , což vysoce převyšuje požadavky. Je možné jej napájet až 3,6-ti volty s maximálním proudovým odběrem pouze $1 \mu\text{A}$. Tento typ spínače je tedy ideálním pro tuto aplikaci a bude v ní také použit.

Jeho použití je následující. První spínač slouží k propojení mikrofonu v zařízení s mikrofonním vstupem vysílačky, druhý potom jako spojení mezi modulátorem v zařízení a vstupem mikrofonu radiostanice. Je nutné použít oba spínače z toho důvodu, aby signál z modulátoru nepronikal do části pro detekci zvuku a naopak. Třetí přepínač má za úkol provést zaklíčování radiostanice. Děje se tak pomocí připojení mikrofonního vstupu k zemi skrze $1 \text{ k}\Omega$. Poslední ze spínačů otevírá cestu k reproduktoru a bargrafu. Nutný zde je pro to, aby přijímaná data nerušila uživatele svým zvukovým projevem.

5 Zapojení a oživení

5.1 Zkušební deska

Pro účely testování se zařízení nacházelo na nepájivém poli (viz **Příloha 6**) kde se jednotlivé bloky zkoumaly z hlediska proudové náročnosti a funkce v závislosti na teoretických předpokladech. Obvod byl napájen z 9-ti voltové baterie, jelikož ještě nebyl vybrán vhodný typ zdroje. Rovněž mikrokontrolér zde byl prozatím pro potřeby testování v podobě ATmega8. Kromě jiných byla odzkoušena funkce operačního zesilovače jako usměrňovače, jejíž výsledek je součástí přílohy (**Příloha 2**).

5.2 Návrh DPS

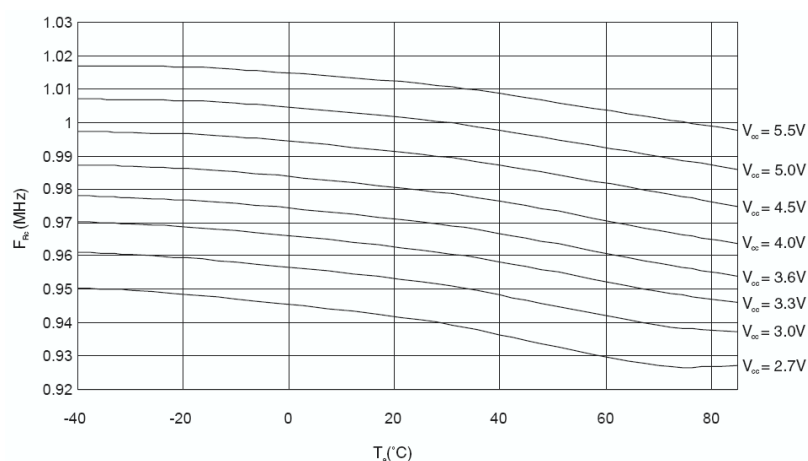
Základním prvkem zapojení je mikroprocesor [15] a ačkoli je řešen tak, že by pro svoji funkci žádné součástky nepotřeboval, v [18] jsou uvedena některá vylepšení, kterých se dosáhne s pomocí externích součástek. ATmega16L obsahuje vnitřní RC oscilátor pro taktování hodin nastavitelný na kmitočty 1, 2, 4 a 8 MHz. Tento oscilátor je kalibrován na hodnotu napětí 5V a teplotu prostředí 25°C. Odchyly od přesné frekvence v závislosti na změně obou parametrů zobrazuje obrázek **Obr. 5.1**. Větší odchylka by pak způsobila nepřesnosti v měření času (viz **Příklad 5.1**). Použitím krystalového oscilátoru s minimální závislostí na teplotě a napětí se tato veličina zpřesní. Při používání vnitřního A/D převodníku je ještě doporučeno zapojit mezi napájecí napětí a napětí řídicí převodník filtrační LC člunek.

Příklad 5.1. Výpočet odchylky v měření času

$T = 0^\circ\text{C}$, $U = 3,3\text{V}$. --> z grafu odečteme chybu oscilátoru, která činí 35kHz což je 3,5%

$t = 1\text{h} = 3600\text{s}$ --> chyba: $3,5\% * 3600\text{s} = 126\text{s}$

Po jedné hodině by se tedy čas v mikroprocesoru předbíhal o 126 vteřin.



Obr. 5.1. Odchyly frekvence RC oscilátoru v závislosti na teplotě a přiloženém napětí; (obrázek převzat z [18])

Zapojení se nachází na oboustranné desce plošných spojů a je realizováno z větší části pomocí SMD součástek. To je hlavně z důvodu, aby zařízení zbytečně nezabíralo příliš mnoho místa, jelikož se připojuje k mobilním zařízením – vysílačkám. „Nejvýznamnější součástí“ v obvodu je přepínač „rodič“ / „dítě“. Jeho funkcí není pouze vybrat k jakému účelu bude zařízení použito, ale také přivést napájení pouze k těm blokům, které budou využity. Tímto způsobem se významně šetří energie.

Další spínače sloužící k úspoře energie jsou již digitální. Jedná se o MOS tranzistor BSS83P s P kanálem, což znamená, že spíná při záporném napětí přiloženém na „Gate“ tranzistoru. Jeho parametry jsou shrnuty v tabulce (*Tabulka 5.1.*) a jsou použity pro přivedení napájení pro operační zesilovače AD8605..

Tabulka 5.1. Důležité parametry tranzistoru BSS83P

Odnor v sennutém stavu Ω 	2
Maximální průchozí proud mA 	330
Spínací napětí V_{GS} 	-2

Výrobek taktéž obsahuje několik trimrů k případnému doladění hodnot a to zejména u zpětných vazeb OZ a usměrňovačů. Kromě nich jsou tu také potenciometry. Jejich význam je následující (*Tabulka 5.2.*).

Tabulka 5.2. Význam použitých potenciometrů

Označení notenciometru	Hodnota $k\Omega$ 	Funkce
P1	25	Mikrofonní předzesilovač
P5	25	Bargraf
P9	250	Různá nastavení v softwaru

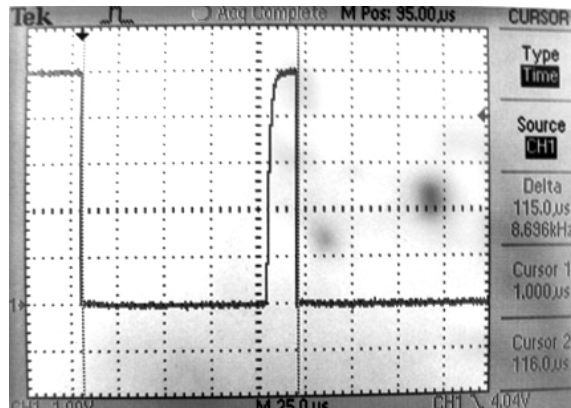
Pro zvukovou signalizaci je v obvodu zapojen piezzo měnič. Nejsilnější zvuk poskytuje v okolí frekvence 1 kHz, kde je také lidské ucho nejcitlivější. Pro zvýšení hodnoty akustického tlaku je vhodné nezapojovat piezzo proti zemi, ale na dva výstupy procesoru současně, kdy se na každý z nich přivádí vždy odlišná hodnota napětí.

Dále je v zařízení možné najít také vstup pro nabíjení v podobě cinch konektoru, vstup pro externí mikrofon (jack), konektor na programátor (5-pin Mini din), konektor pro připojení k vysílačce (4-pin Mini din) a rozhraní pro testování digitálního filtru v podobě vstupu z externího signálového generátoru a výstupu na PWM pin mikrkontroléru.

Celé schéma zapojení je k dispozici v příloze *Příloha 7.* Dále je DPS VOXu v přílohách *Příloha 8, 9,* nabíječky (*Příloha 10*) a programátoru (*Příloha 12*). Kromě toho je ještě do přílohy zařazená fotka vytvořeného VOXu (*Příloha 13*).

5.2.1 Mikrospínač

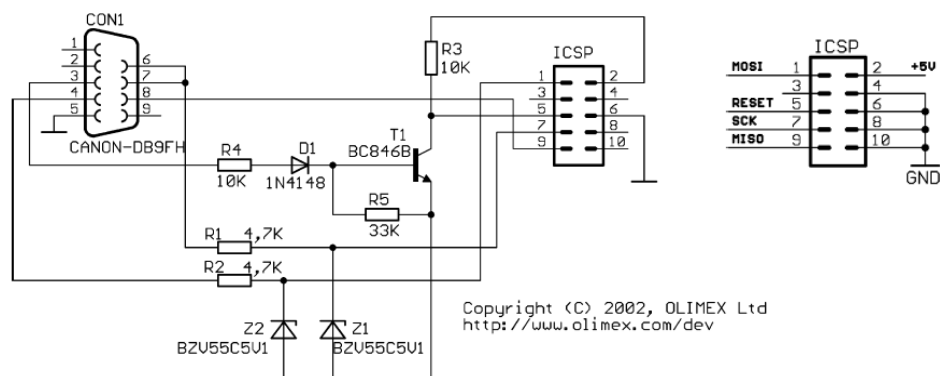
V obvodu je taktěž připojeno tlačítko v podobě mikrospínače, které má sloužit ke zobrazování stavu baterií a teploty na opačné stanici. Jelikož jsou tlačítka mechanické prvky [15], může u nich dojít při spínání k zákmitům (tedy mnoho násobnému sepnutí) vlivem setrvačných jevů. Tento jev byl proměřen pomocí osciloskopu a bylo zjištěno, že ve většině případů k zákmitům nedochází. Přesto je ale nutné uvažovat i ojedinělé případy spínání se zákmity při psaní programu. Jeden z průběhů sepnutí kontaktu se vzniklými zákmity zobrazuje obrázek (**Obr. 5.2.**). Je na něm patrný jeden překmit po 100 μ s od sepnutí kontaktu. Tato skutečnost bude uvažována při psaní programu.



Obr. 5.2. Zákmit tačítka

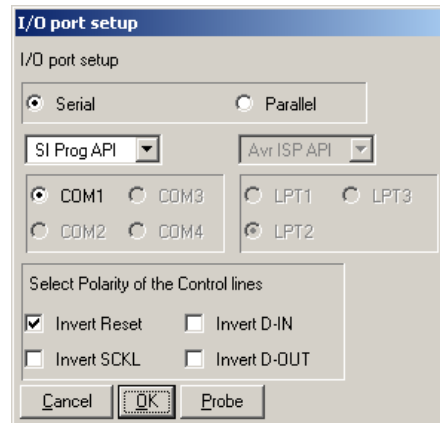
5.3 Způsob programování

Zařízení je možné programovat pomocí k Mini din konektoru připojenému programátoru. Ten je vytvořený přímo pro programovacího nástroje Ponyprog a jeho schema zapojení je součástí přílohy jako **Příloha 12**. Ponyprog [15] je prostředí s intuitivním nastavením a ovládáním umožňující snadno naprogramovat procesor buď přímo v systému nebo vložením do externího programátoru. Jejich zapojení můžeme nalézt například na internetové adrese tvůrce softwaru [16], případně v přehlednější formě (viz **Obr. 5.3.**).



Obr. 5.3. Programátor AVR přes RS232(převzato z [15])

Zde je na lince ovládající RESET procesoru zapojen tranzistor ve funkci invertoru, jehož účelem je resetovat procesor pouze při logické 1 vyslané ze softwaru. Toto zapojení pro RS232 je ještě možné upravit tak, že součástky na této lince nahradíme pouze kombinací Zenerovy diody a rezistoru, jak je tomu na jiných větvích. Poté je potřeba pouze nepatrná změna v nastavení programovacího prostředí – invertování resetu (**Obr. 5.4**). Software Ponyprog má výhodu v tom, že s ním lze programovat mikroprocesor pomocí rozhraní RS232, u kterého se pouze sníží napěťové úrovně pomocí zenerovy diody a odporu.



Obr. 5.4. Nastavení prostředí Ponyprog pro správnou funkci

Následuje krátký popis postupu programování. Nejprve se například v AVRstudiu vytvoří program (pro C, nebo Assembler) a následně se tento program zkompiluje. Vzniklý *.hex soubor se otevře v Ponyprogu. Zde se nastaví pouze typ procesoru a v menu pod položkou Setup → Interface setup... pak některé parametry pro správný chod programování (**Obr. 5.4**). Nezbytně nutné před programováním čipu je připojení napájení k obvodu.

Dalším krokem je smazání čipu (Command → Erase), poté naprogramování EEPROM (Command → Write data) a nakonec nahrání programové paměti FLASH (Command → Write program), přičemž máme možnost pokaždé zrušit verifikaci, která trvá většinou déle než samotné programování. Tato možnost se sice nedoporučuje, ale pravděpodobnost chyby je velice malá. Po naprogramování je zase nutné odpojit programátor a rozpojit tím RESET pin Atmega16L, který je v tomto případě v nule a procesor je tím pádem v resetu..

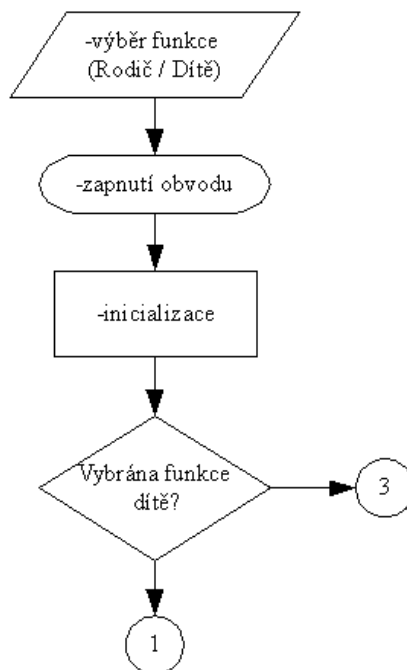
5.4 Programové vybavení

Oba mikrokontroléry je nutné vybavit stejným programem pro ponechání možnosti volby režimu činnosti. Výběr funkce se provádí přepínačem R/D, který je nutné nastavit před zapnutím obvodu. Bylo by samozřejmě možné hlídat nastavení i po zapnutí a to následujícím způsobem:

- Jelikož je k čidlu teploty připojeno napájení pouze v dětské stanici, stačilo by zkontrolovat zda je na teplotním čidle nějaké napětí.

- Druhou možností je kontrola pomocí komparátoru. Ten zase funguje pouze u rodiče. Zde by se místo kladného vstupu vnitřně připojila takzvaná Bandgap reference a zkontroloval by se stav přepnutí komparátoru, který by ukázal 0 v případě, že by byla rodičovská funkce vypnutá, jedničku v opačném.

To by však do programu vneslo další smyčky a celý kód by se stal ještě méně přehledným. Dále podle vývojového diagramu (**Obr. 5.5.**) následuje zapnutí obvodu, jeho inicializace a nakonec podle předchozího postupu výběr funkce.

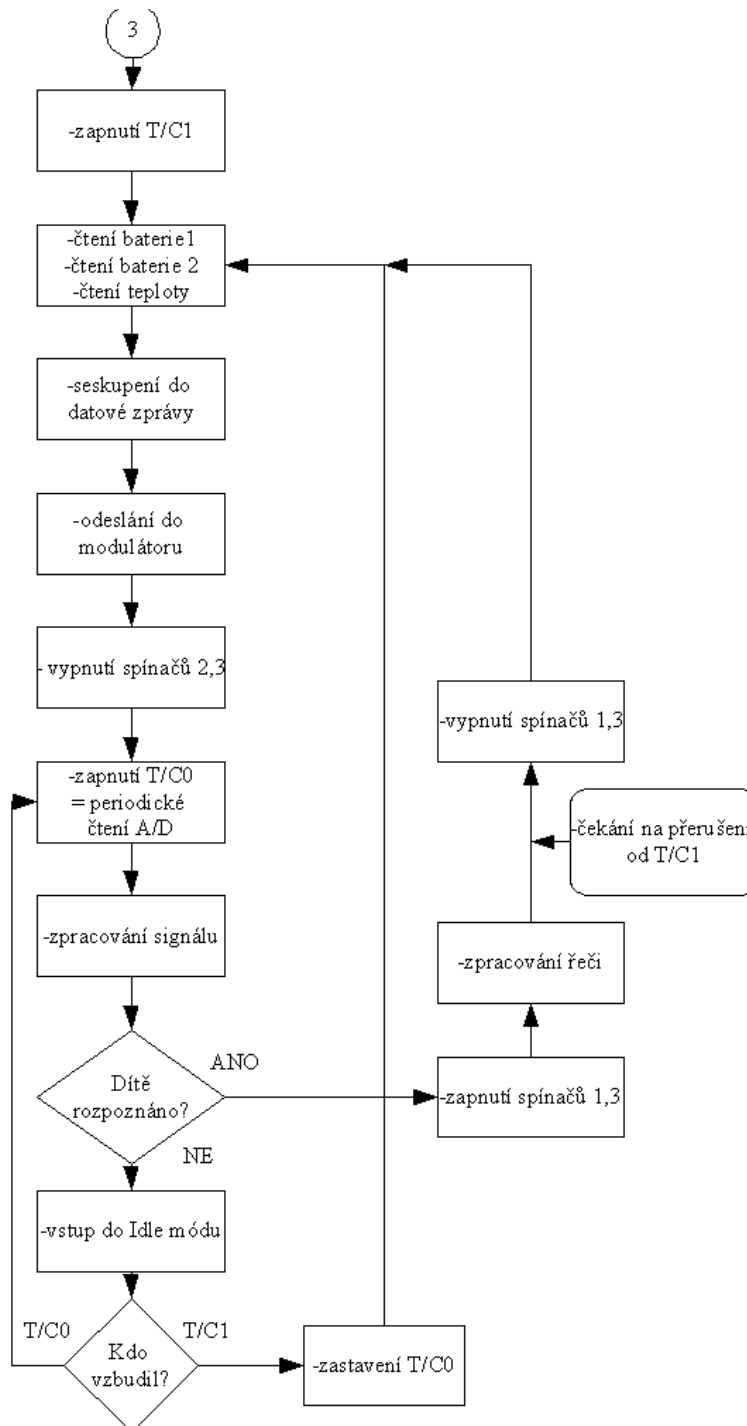


Obr. 5.5. Volba funkce stanice

5.4.1 Volba „Dítě“

Zařízení ve funkci dětské stanice plní pořád dokola stejnou funkci (viz **Obr. 5.6.**). Po zapnutí a výběru této volby se zapíná časovač T/C1, který určuje interval mezi odesláním dat. Hodnota je určena velikostí krystalu (7,3728 Mhz), maximální možnou předděličkou (1024) a maximem načítané hodnoty (65535). Tyto parametry dávají dohromady 9,1 vteřiny. Čas je vhodné upravovat pouze směrem dolů, jelikož pak nedochází ke zbytečnému volání přerušování. Následuje přečtení převodníků, ke kterým jsou připojené : baterie zařízení, akumulátor ve vysílače a teplotní čidlo. Tato data se seskupují do zprávy a je k nim přidána patřičná hlavička a taktéž paritní bit. Pro propojení zařízení a vysílačky se sepnou spínače 2 a 3 a dojde k odeslání datového slova na modulátor. Poté se spojení s vysílačkou přeruší (vypnutím spínačů 2,3) a spustí se časovač, který v přetečení (po 35-ti ms) kontroluje po dobu 4 ms aktivitu mikrofónu pomocí dvoucestného usměrňovače a pásmového filtru vestavěného v procesoru. Čtyři milisekundy jsou nastavené kvůli tomu, aby se do tohoto času vešla alespoň jedna perioda nejnižší frekvenčně položeného signálu a to v tomto případě odpovídá 32 vzorkům. Po přečtení následuje zpracování tohoto signálu, kdy se určí, zda se jeho úroveň nachází nad určitou hladinou. Jestliže je tomu tak, dítě bylo rozpoznáno a pomocí spínačů 1 a 3 začne vysílačka vysílat tento zvuk k protistanici. Takto se vysílá po dobu, než dojde na

přetečení T/C1, což znamená další odesílání dat. V případě nerozpoznání dítěte přejde stanice do Idle módu kde vyčkává na probuzení od časovače. To může nastat od dvou zdrojů. Jednak ho může vzbudit časovač T/C0, což znamená další čtení převodníku pro signál z mikrofonu, nebo v druhém případě ho probudí přerušení T/C1, které si žádá další čtení čidel a odesílání dat, přičemž se odpojí časovač 0, aby neobtěžoval program žádostmi o čtení mikrofonního signálu.

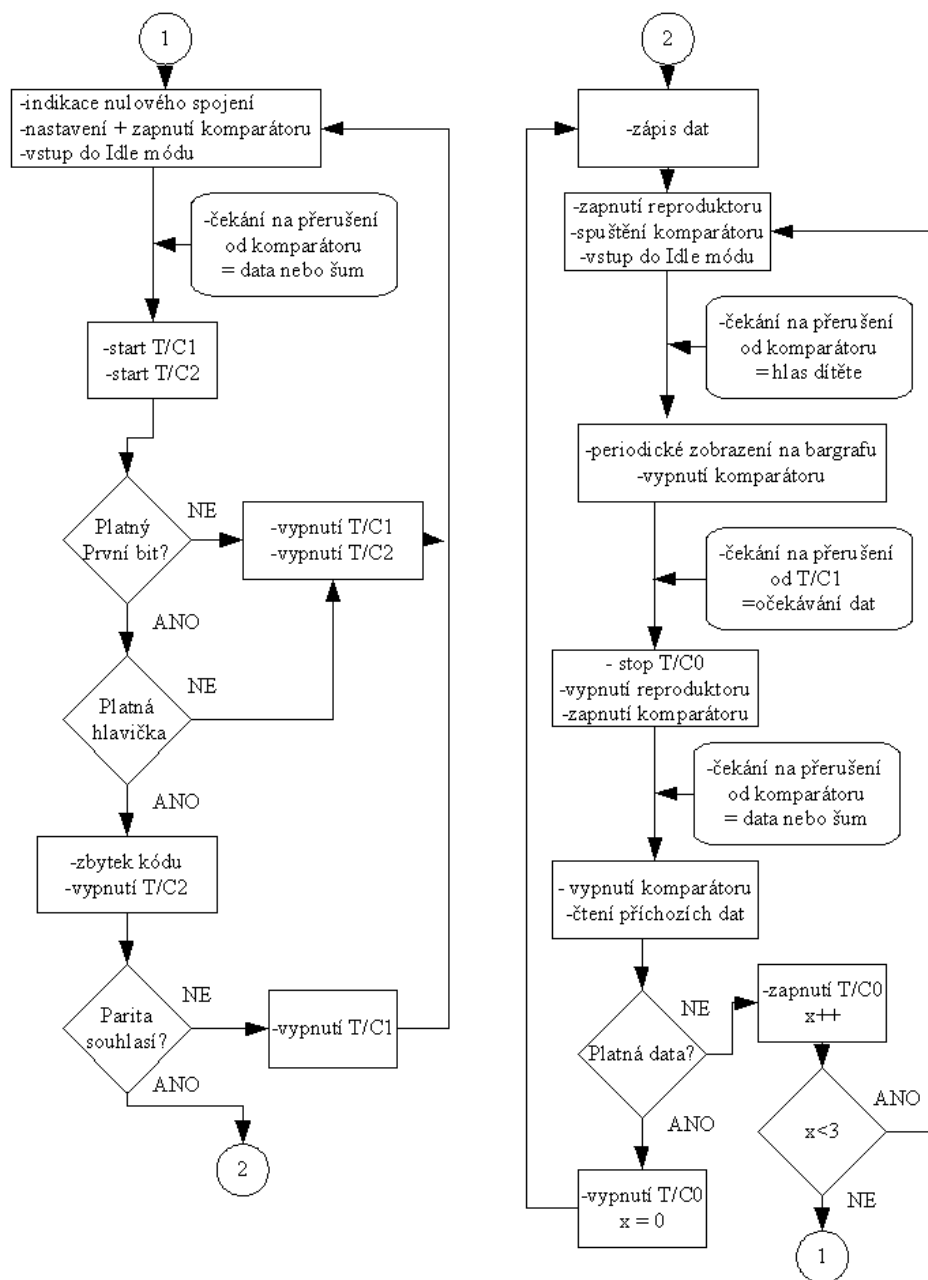


Obr. 5.6. Vývojový diagram pro dětskou stanici

5.4.2 Volba „Rodič“

Výběrem této volby se dostáváme do cyklu, jehož vývojový diagram je zobrazen na **Obr. 5.7**. Nejprve dojde k nastavení indikace nulového spojení a to z důvodu toho, že obvod není synchronizován na data přicházející od dětské stanice. Tento stav je indikován poblikáváním červené LDE diody. Následuje nastavení komparátoru pro detekci příchozích informací a usnutí procesoru do Idle módu, ze kterého může procesor vzbudit právě komparátor. Existují tři příčiny probuzení a pouze jedna je ta správná. První, nejméně vhodnou je vzbuzení následkem přijatého rušení (šumu) z nekvalitního kanálu. Druhou může být zvuk detekovaný v druhé stanici a třetí potom užitečná data. Po přerušení od komparátoru se tedy spustí časovač T/C2, který hlídá průchody signálu nulovou úrovní a z nich určuje, zda jde o platný první bit (interval mezi průchody je v určitém rozmezí). Zároveň T/C2 se spouští také T/C1, který je užitečný až pro případ kdy je stanice zasynchronizovaná na příchod dat. Je také vhodné nastavit jeho startovní pozici na hodnotu větší než 0 a to z důvodu zpoždění mezi příchodem dat a zaznamenáním prvního bitu. V následujícím cyklu dojde tedy k přetečení časovače ještě před očekávaným příchodem dat, což je žádoucí. Pokud tedy T/C2 rozpozná první bit (který je dopředu stanovený na konkrétní hodnotu), pokračuje program čtením dalších bitů v délce hlavičky. Ta když je platná, dojde k přečtení celého kódu, vypnutí komparátoru a kontrole parity. Pokud tyto tři body proběhnou s kladným výsledkem, je zasynchronizováno. Tato třibodová detekce, kdy se nejprve kontroluje pouze první bit je užitečná z toho důvodu, že stanice neztrácí čas se špatnými daty, kdy by mohla propásnout příchod pravého prvního bit. Pokud se ve kterémkoliv předchozím bodu stane, že jsou data určena jako neplatná, dojde k vypnutí obou časovačů a program se vrací na úplný začátek s očekáváním dalšího vzbuzení od komparátoru.

Nyní, když je zasynchronizováno, dojde k zápisu přijatých dat a jejich rozdělení na užitečné informace (napětí baterií, teplota). To všechno podle předem dohodnutého formátu, kdy teplota může zabírat 4 – 5 bitů, a napětí baterií 2. Čtyři bity teploměru jsou výhodnější z hlediska snadnější práce s daty, ale s tím, že neobsáhnou celý požadovaný rozsah teploměru. Pokud by ale u baterií šlo pouze o určení, zda jsou pod určitou úrovní napětí, mohla by se velikost části pro teplotu zvětšit až na 6 bitů. Po rozpoznání dat následuje zapnutí spínače pro reproduktor z důvodu očekávání pláče dítěte a opět zapnutí komparátoru a „sleep“ módu. Pokud je zjištěna nějaká zvuková odezva, dojde k vypnutí komparátoru a periodicky se začne kontrolovat stav A/D převodníku u bargrafu. Jeho stav se pak vypisuje na příslušné LED diody podle intenzity zvuku a zároveň při překročení určité intenzity se spouští zvuková signalizace pomocí hlasitého pískání piezza. Tento stav je aktivní až do přerušení od časovače T/C1, které je nyní nastaveno na zhruba 10 vteřin. To signalizuje brzký příchod dalších dat. Provedou se tedy patřičná opatření, jako je vypnutí časovače T/C0, odpojení reproduktoru a zapnutí komparátoru, jehož přerušení znamená příchozí data. Nyní se tedy komparátor odstaví a zjistí se, zda jsou data platná. Pakliže ano, pokračuje se od bodu, kdy bylo zasynchronizováno a tedy dojde k zápisu dat. Jestliže data platná nejsou, zvětší se hodnota proměnné určující počet přečtení špatných dat za sebou a v následujícím bloku se rozhodne (podle předem nastavené hodnoty proměnné), zda byl počet takovýchto cyklů překročen a synchronizace byla ztracena (pak by program pokračoval od úplného začátku), nebo jde o pouhé jednorázové rušení a přijímač zkusí přečíst data v následujícím přerušení T/C1. V tomto druhém případě by se pokračovalo od bloku následujícím po zápisu dat v synchronizovaném módu.



Obr. 5.7. Vývojový diagram programu pro rodičovskou stanicí

5.5 Testování VOXu

5.5.1 Parametry testovaných vysílaček

Pro účely testování byly použity zahraniční radiostanice PMR s výkonem 5W a vysílací frekvencí v pásmu 451,3–455,74 / 461,3–465,74

MHz určeny k provozování celoplošné mobilní sítě elektronických komunikací využívající širokopásmovou digitální technologii. Je tedy možné, že signál bude rušen a příjem tak bude znemožněn.

Pro to aby se zjistila propustnost signálu skrz soustavu vysílačka – vysílačka, byl do jedné radiostanice pouštěn frekvenčně rozmítaný signál a na druhé stanici zjišťován jeho útlum. Tímto způsobem byla ověřena šíře pásma této soustavy, která pro útlum 3 dB vykazovala frekvenční rozpětí 450 až 3000 Hz. Vysílačky mají dále možnosti zvýšení či snížení hlasitosti přijímaného zvukového signálu celkem na 8 úrovní, jejichž přibližné rozložení uvádí **Tabulka 5.3.** (nutno dodat, že vysílač byl buzen harmonickým signálem 5 mVpp).

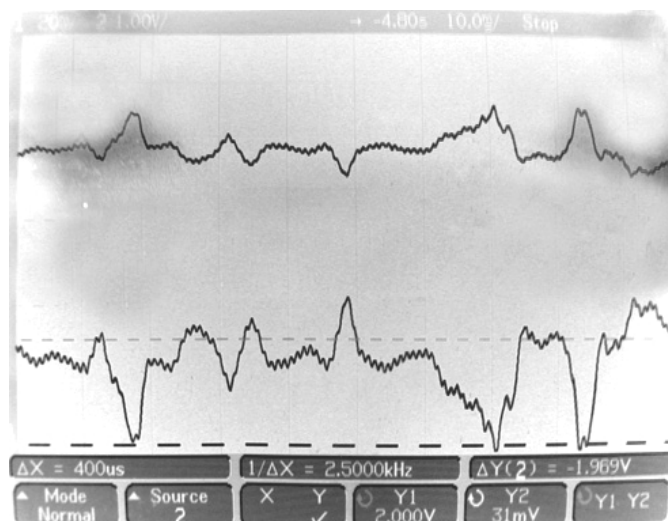
Tabulka 5.3. Napětí na přijímači v závislosti na nastavení hlasitosti vysílaček

Hlasitost	Napětí na přijímači V _{pp}
0	0.69
1	0.74
2	0.8
3	0.86
4	1.9
5	2.3
6	2.7
7	3.5

Pro připojení vysílače k zařízení slouží 2,5 Jack stereo konektor (původně určený pro připojení externího mikrofону). Tento konektor má kromě signálu pro mikrofón vyvedený také vodič sloužící pro nabíjení vysílačky. Mohlo by se zdát, že prostřednictvím tohoto vstupu bude možné kontrolovat napětí baterie vysílačky, ale bohužel je nejspíše mezi konektorem a baterií obvod (zjednodušeně řečeno: dioda), který zabraňuje zjištění hodnoty napětí baterie. Druhý konektor nese označení 3,5 Jack mono a jeho původní funkcí je možnost připojení externího reproduktoru. Zde v zařízení slouží pro příjem příchozího zvuku a dat.

5.5.2 Testování DPS

Nyní přišlo na řadu testování navržených DPS. Nejprve bez připojených vysílaček se zkoušela funkčnost bloků zpracování řeči pro signál bez a s filtrací. K tomu sloužily zkušební programy, které jsou součástí CD. Na následujícím obrázku (**Obr. 5.8.**) zobrazuje křivka ve vrchní části signál měřený na mikrofónu a spodní potom signál zesílený invertujícím zapojením operačního zesilovače. Je z něj dobře patrné, že vše pracuje správně a je s takto upraveným signálem možné dále pracovat.

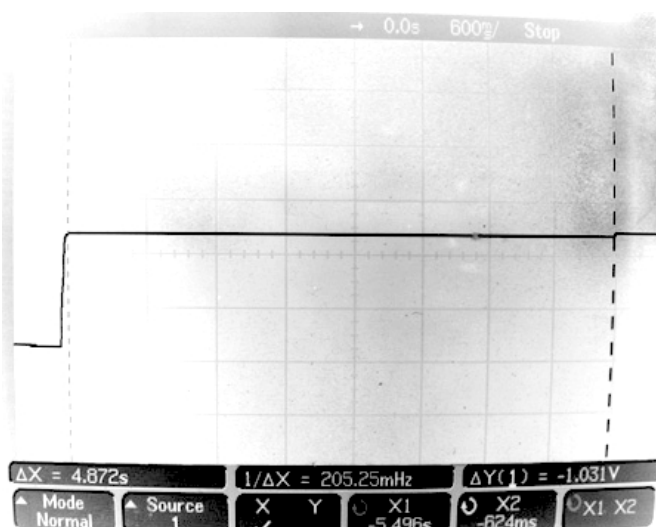


Obr. 5.8. Funkčnost invertujícího předzesilovače

Následovalo tedy úspěšné zkoušení programu mikrokontroléru pro filtraci a dvoucestné usměrnění. Testovací program byl uzpůsoben tak, že se na bargrafu zobrazovala intenzita zvuku pomocí rozsvícených LED diod, přičemž bez zmáčknutého tlačítka byl signál bez filtrace a se stlačením spínače potom filtrovaný signál. Mezi těmito situacemi byl rozdíl pouze v počtu rozsvícených LED, což samozřejmě znamenalo to, že filtr pracuje a část spektra ořezává. Dále byly úspěšně testovány spínače a spínací tranzistory, modulátor, demodulátor, a čidla. Toto vše zatím bez připojených vysílaček.

5.5.2.1 Problémy a úpravy při připojení vysílaček

Se zapojením vysílaček k obvodům vyvstalo hned několik problémů. Prvním z nich byla po zapnutí vysílačky přítomnost obdélníkového signálu na mikrofonním vstupu. Bylo tedy nahrazeno napájení mikrofonu a to napájením ze zařízení.

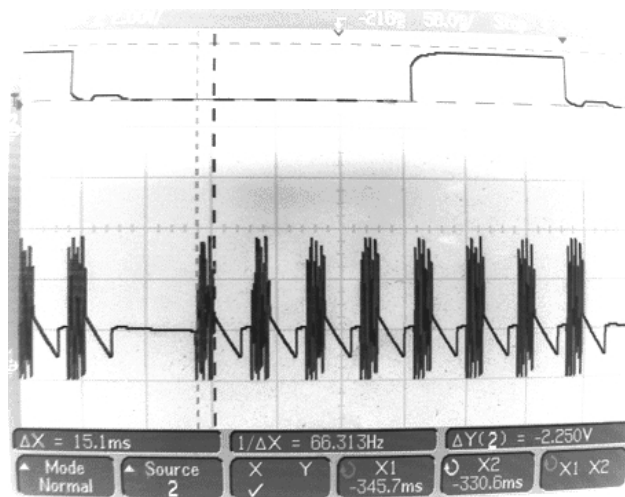


Obr. 5.9. Pronikání signálu z vysílačky do mikrofonního vstupu

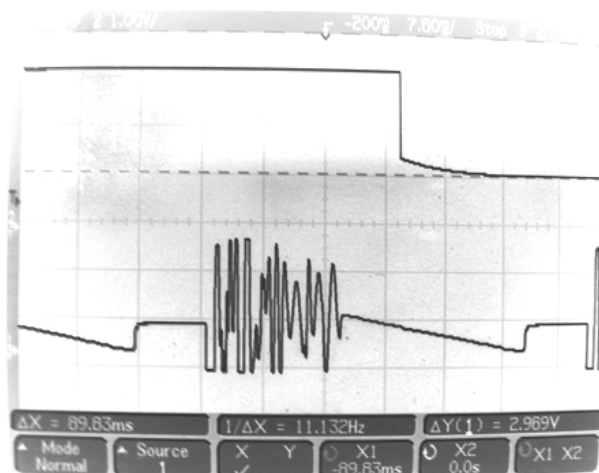
I přes „odpojení“ pomocí spínačů však signál stále pronikal. Jeho perioda je zhruba jedna sekunda a amplituda 20 mV. Tuto situaci zobrazuje **Obr. 5.9.** Je na něm patrné několik vteřin po zapnutí začínající obdélníkový signál (úplně vpravo je vidět pouze první z nich).

Největší problém byl v tom, že signál pronikal i skrze vypnuté spínače do obvodu zpracování řeči přímo na vstup předzesilovače. Tím způsoboval kmitání na bargrafu při detekci řeči. Nejdříve jsem se domníval, že se cesta signálu uzavírá vzduchem, potom ale po odpojení signálového vodiče od vysílačky s ponecháním pouze zemnicího vodiče rušení ustalo. Problém byl nakonec vyřešen připojením rezistoru 4,7 k Ω na mikrofonní konektor, mezi signálový a zemnicí vodič. Chyba byla zřejmě v tom že vysílačka potřebovala na svém vstupu nějakou odporovou zátěž.

Dále byl zkoušen datový přenos. Zde však docházelo na přijímací straně k několikanásobnému přijetí stejného datového paketu (**Obr. 5.10.**) (avšak se znehodnocenými bity (**Obr. 5.11.**)). Chyba byla hledána jednak v DPS a také v programu mikrkontroléru. Ani jeden případ se nepotvrdil a pomohla až výměna baterií, které se u tohoto typu vysílaček relativně rychle vybíjí a vývoj zařízení je tak celkem nákladnou záležitostí.

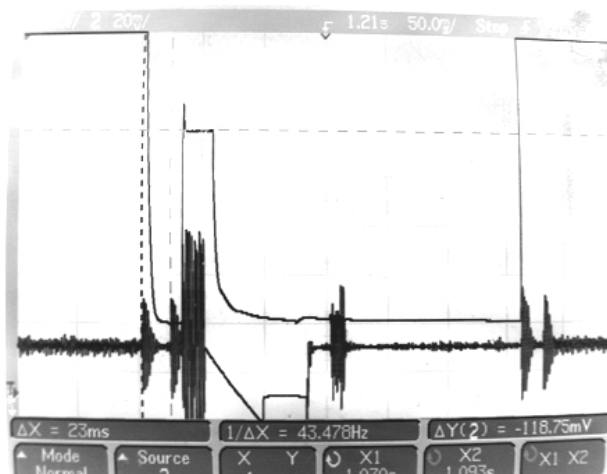


Obr. 5.10. Nežádoucí opakovaný příjem (spodní křivka)

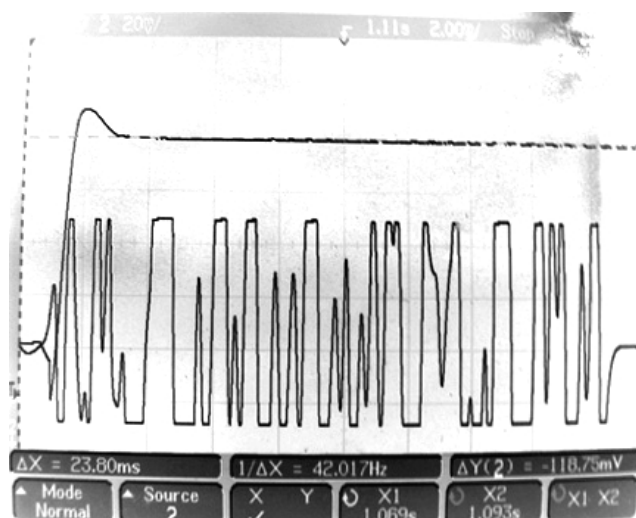


Obr. 5.11. Detail jednoho paketu v opakovaném příjmu (spodní křivka)

I po odhalení a vyřešení tohoto problému však datový tok nebyl přijímán korektně a kromě zákmitů při spínání spínačů do vysílačky pronikal také jakýsi impuls (**Obr. 5.12**), který se neobjevoval stále na stejném místě nýbrž putoval po časové ose a způsoboval velké rušení na přijímací straně. Detail tohoto pulsu zobrazuje **Obr. 5.13**. Hladká křivka je průběh na vysílací straně, kmitavá pak na přijímací. Příčina vzniku rušení nebyla dosud odhalena.



Obr. 5.12 Rušivý puls (největší zákmit na spodní křivce) a data (uprostřed na spodní křivce)



Obr. 5.13 Detail rušivého pulsu

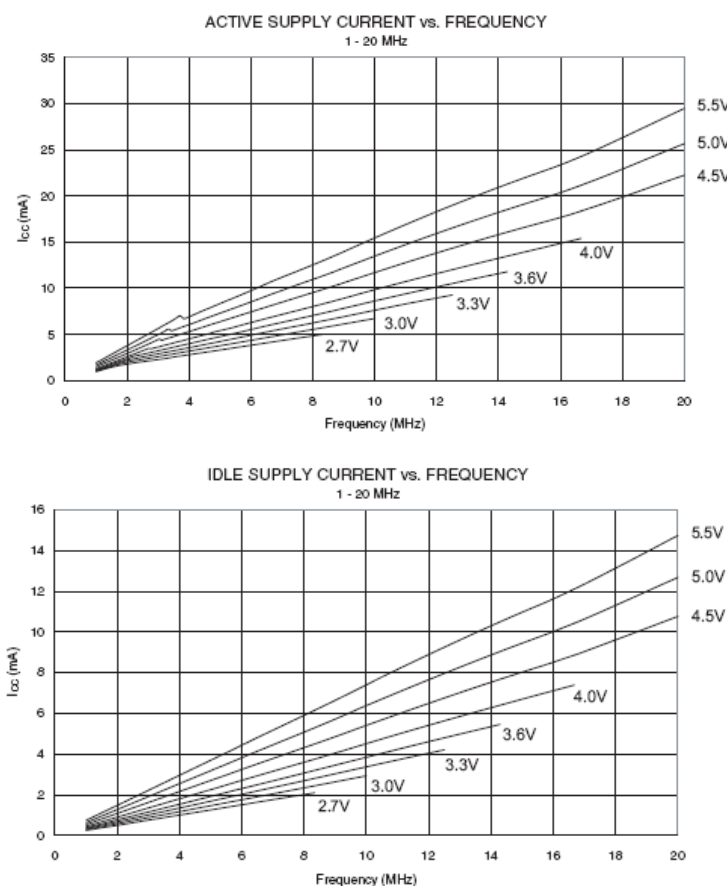
5.5.3 Proudový odběr a výdrž VOXu

5.5.3.1 Techniky snížení proudového odběru mikroprocesoru

Mikrokontrolér Atmega16L nabízí množství nastavení, kterými se dá docílit snížení odběru. Mohou to být jednak vypínání bloků, které se zrovna nevyužívají, případně komplexní uspávání procesoru pomocí různých druhů „sleep módů“.

Spotřebu lze snížit vypnutím takzvaného „fuse“ bitu v nastavení procesoru, který slouží pro velmi zašuměná prostředí a dovoluje hodinovému signálu kmitat v maximálních možných úrovních. Dále je vhodné vypínat analogový komparátor, jehož spotřeba není zanedbatelná a to zejména v případě, že používá vlastní interní referenci. Dále je pro úsporu dobré vypínat AD převodník, Brownout detektor, Interní referenci, Watchdog a JTAG rozhraní. Pokud je to možné, je dobré aby I/O piny procesoru nebyly zatíženy.

Nyní přichází řada na sleep módy. Zmíněny budou pouze ty, které by mohly být upotřebeny. Prvním z nich je „power save“ mód. Ten by se dal využít pouze v případě, že by byl časovač 2 asynchronně taktován. Podobně je tomu i u „power down“. Použitelným je například režim „Idle“, kdy se zastaví hodiny CPU a FLASH, ale všechny ostatní zdroje přerušeny pracují dále. Posledním použitelným režimem je takzvaný „ADC noise reduction“. Ten zastaví hodinový signál pro CPU, FLASH a I/O. Jakmile procesor provede sleep instrukci, spustí se jeden převod AD převodníku. Zavedení tohoto módu kromě snížení spotřeby umožní také větší přesnost AD převodu, nezarušeného signály procesoru.



Obr. 5.14. Závislost proudového odběru na frekvenci (převzato z [18])

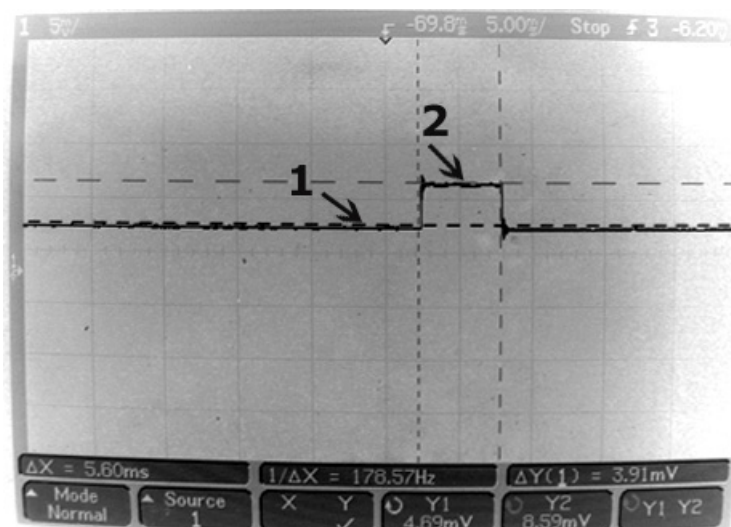
Kromě výše zmíněných vylepšení závisí spotřeba také na velikosti napájecího napětí a frekvenci hodinového signálu. Napájení bylo zvoleno na 3,3V, neboť je to typické nejmenší napětí pro přenosné zařízení (dostupnost stabilizátoru, napájení integrovaných obvodů). Frekvence krystalu je nejvyšší možná z důvodu použití softwarové filtrace a s přihlédnutím ke snadnému dělení kmitočtu mocninou 2. Při menších nárocích na filtraci by se dala

samozřejmě frekvence ještě snížit (nutná výměna krystalu) a tím také zmenšit proudový odběr. Z obrázku (**Obr. 5.14.**) je pak závislost proudového odběru na obou zmíněných veličinách dobře vidět. V aktivním režimu má procesor odběr 6 mA (při krystalu 4 MHz by měl 4 mA) a v „Idle“ módu pak 2,5 mA (a opět při krystalu 4 MHz by to bylo 1,5 mA).

5.5.3.2 Skutečný odběr zařízení

Jedním z cílů práce bylo také zjistit výdrž VOXu za běžného provozu. Následující hodnoty vycházejí z měření zvláště pro rodičovskou a dětskou stanici. Pro klasifikaci proudového odběru bylo nutné určit, co se na něm podílí stále (případně periodicky) a co se dá považovat za náhodnou veličinu (neboli náhodné zvýšení proudu protékajícího zařízením). Ze stálých proudových zátěží to je stabilizátor s $I \sim 1$ mA a potom záleží na volbě funkce stanice (rodičovská, dětská) a s nimi spojené odběry při příjmu, respektive vysílání. Dále to například v případě dětské stanice mohou být obvody zpracování řeči, jejichž spotřeba (popsaná v kapitole 4.1.3) závisí na volbě cesty a v případě softwarového řešení také na poměrech klidu a testování přítomnosti signálu. A naposledy to co se nedá ovlivnit (a není to možné do celkového průměrného odběru zahrnout) je aktivita dítěte s níž je pevně svázána indikace pomocí bargrafu, a piezza.

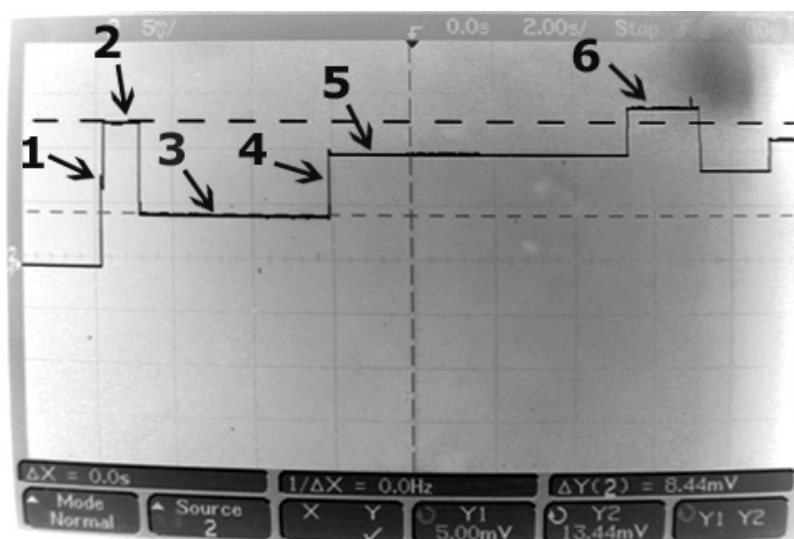
Měření proudového odběru bylo provedeno pomocí osciloskopu a 1Ω odporu, který byl zapojen mezi kladný pól baterie a vstupní svorku stabilizátoru. Hodnota rezistoru byla zvolena záměrně, jelikož potom podle Ohmova zákona napětí na tomto odporu odpovídá proudu protékajícím tímto rezistivním prvkem a tedy i celým zařízením. Jako první přichází na řadu dětská stanice, která se stará o vysílání dat.



Obr. 5.15. Proudový odběr v dětském módu

Číslo (1) v obrázku (**Obr. 5.15.**) ukazuje stav, kdy je procesor v „Idle“ módu a jeho odběr je pro tento případ minimální s hodnotou 4,6 mA. Následuje probuzení procesoru a vysílání (2). Tyto operace si žádají proud o hodnotě 8,5 mA, přičemž doba odeslání dat je v tomto konkrétním případě rovna 5,6 ms a závisí zejména na počtu odeslaných bitů (nyní 10).

Dále tu je rodičovská stanice, jejíž diagram spotřeby je již pestřejší a nachází se na obrázku (**Obr. 5.16**).



Obr. 5.16. Proudový odběr v rodičovském módu

Celý graf (čtený zleva) začíná při vypnutém obvodu a po zapnutí se dostává do bodu (1), kde je provedena krátká inicializace při spotřebě 8 mA. Následuje (zhruba na sekundu) demonstrační rozsvícení 4 LED diod (2) se kterými stoupne spotřeba o 6mA (a tedy 1,5 mA na každou z nich). Poté přechází procesor do režimu spánku s nastavením „Idle“ a zapnutým přerušením na překlopení komparátoru (3). Zde je možné odečíst spotřebu 5 mA. Při zachycení signálu komparátorem (4) se procesor probouzí a jeho spotřeba opět stoupá na 8 mA, jako při inicializaci. To že není tento stav z grafu patrný je způsobeno rozlišením v časové ose, které odpovídá 2s na dílek a to z důvodu názornosti celého procesu. Je jej však možné považovat za podobný době odesílání dat z dětské stanice (tedy okolo 6 ms). Dále (5) je proudový odběr určen zejména počtem rozsvícených LED, které tu ve zkušebním provozu slouží na přečtení přijatých dat. Z nárůstu proudu o 3 mA je možné odvodit, že svítí 2 diody. Posledním bodem je (6), což je takový odběrový extrém s hodnotou 15 mA a všemi rozsvícenými diodami.

A uvažováním předchozích zkušeností a údajů napsaných v kapitolách (4.4.1 a 4.1.3) je nyní možné přejít k výpočtu výdrže VOXu. První příklad **Příklad 5.1** je určen pro dětskou stanici.

Příklad 5.1 Spotřeba dětské stanice

Vezměme v úvahu oněch 5,6 ms sloužících k odeslání dat (nepočítaje zjištění stavu baterií, teplotního čidla a seskupení hlavičky – dohromady řádově mikrosekundy) a odeslání po 10-ti sekundách. Pak tento poměr vychází na 1:1784. proudový odběr nyní integrujeme v celém intervalu jedné periody odeslání dat (10s) a zjistíme tak průměrnou spotřebu. Výsledkem je samozřejmě hodnota ne o moc vyšší, než ta co trvá několikanásobně delší dobu a tedy 4,602 mA. Podobně je tomu tak i při snížení tohoto poměru na 1:178 (po jedné vteřině), kde odběr vychází na 4,621 mA. Nyní je potřeba ještě přičíst spotřebu při opakovaném čtení A/D převodníku. V Idle módu má zařízení spotřebu opět 4,6 mA (po přičtení spotřeby stabilizátoru) a při převodu 9,1 mA. Procesor zde může být spuštěný pouze v době

navzorkování signálu (tedy asi po 5 ms) z důvodu zpracování v reálném čase. Doba mezi zapínáním A/D převodníku je určena na 35 ms a poměr zde vychází na 1:6. Opět jednoduchou úvahou je možné říci, že průměrný odběr bude 5,24 mA a to pro každý stejný poměr. Od této hodnoty je ještě potřeba odečíst oněch 4,6 mA, které jsou již započteny v předchozím výpočtu a výsledek přičíst k jedné z předchozích hodnot. Je také vhodné určit spotřebu pro jiný poměr klidu a vysílání. Volbou bude například 1:12 ve kterém je průměrný proud tekoucí obvodem roven 4,95 mA. Následující tabulka **Tabulka 5.4.** shrnuje odběry zařízení v dětském režimu pro všechny čtyři popsané případy.

Tabulka 5.4. Proudové odběry v dětském režimu

		Poměr vysílání dat ku klidu [mA]	
		1 : 178	1 : 1784
Poměr čtení A/D ku klidu [mA]	1 : 6	5,261	5,242
	1 : 12	4,971	4,952

Předchozí tabulku doplňuje další **Tabulka 5.5.**, která udává výdrž zařízení pro typ baterie, který byl zvolen v kapitole (4.4.1) a je součástí VOXu. Je z ní patrné, že výdrž se nebude příliš lišit a bude ve všech případech 18-19 dní za plného provozu a téměř dva měsíce pokud by se VOX pouštěl pouze přes noc, což je úctyhodné. Reálná spotřeba dětské stanice bude samozřejmě vyšší, neboť dítě zajisté nebude stále v klidu. V druhém příkladu **Příklad 5.2** následuje obdobný výpočet pro rodičovskou stanici.

Tabulka 5.5. Výdrž VOXu s baterií 2300mAh (dítě)

		Výdrž při poměru vysílání dat ku klidu [hod]	
		1 : 178	1 : 1784
Výdrž při poměru čtení A/D ku klidu [hod]	1 : 6	437	439
	1 : 12	463	465

Příklad 5.2 Spotřeba rodičovské stanice

Hodnoty spotřeby jsou přibližně stejné jako pro případ dětské stanice s tím rozdílem, že zde není odběr způsobený periodickou kontrolou A/D převodníku. Ta by byla aktuální až v případě, že by z protější stanice přicházel nějaký zvuk. Tak tedy, po zapnutí má obvod odběr 8 mA (viz **Obr. 5.16.** – bez rozsvícených LED) a v režimu spánku 5 mA. Nejprve bude nutné přijímač synchronizovat s vysílačem. V tomto režimu má samozřejmě obvod větší z odběrů. Toto ale nebude trvat stále a z dlouhodobého hlediska je tato chvíle zanedbatelná. Pak nastane případ, kdy budou obě vysílačky v synchronním režimu a po většinu doby bude obvod v režimu spánku. Jelikož byly předchozí poměry počítány pro konkrétní hodnoty periody vysílání není důvod, proč to tak neudělat v tomto případě také. Následující tabulka **Tabulka 5.6.** shrnuje výsledky vypočtené stejným způsobem, jako v předchozím příkladu a tabulka **Tabulka 5.7.** pak opět výdrž akumulátorů. Hodnoty jsou podobné předchozím a výdrž tedy činí přibližně 19 dní (dva měsíce po osmi hodinách denně).

Tabulka 5.6. Proudové odběry v rodičovském režimu

		Poměr vysílání dat ku klidu [mA]	
		1 : 178	1 : 1784
Odběr [mA]		5,002	5,017

Tabulka 5.7 Výdrž VOXu s baterií 2300mAh (rodič)

		Poměr vysílání dat ku klidu	
		1 : 178	1 : 1784
Výdrž [hod]		459	460

5.5.4 Možné rozšíření VOXu

Zařízení (mikroprocesor) má připravené některé vývody k možnému rozšíření o další funkce a nastavení. První z nich jsou dvě místa pro umístění trimrů, či potenciometrů, které jsou připojené na A/D vstupy procesoru. Ty by měly uplatnění v případě, že by bylo potřeba nastavovat v programu další hodnoty. Dále jsou volné piny asynchronního sériového rozhraní procesoru – USART pro možnost rozšíření o komunikaci například s počítačem. Tyto vývody se nacházejí na desce pod označením JP7.

Taktéž je možné na desce zpozorovat přípojku JP6 zapojenou na vstup externího přerušování mikrokontroléru. Ta by mohla sloužit pro připojení takzvaného „sudden death“ monitoru [33] jako ochrana dítěte před syndromem náhlé smrti (SIDS – sudden infant death syndrome – syndrom náhlého úmrtí novorozenců). Tento problém se vyskytuje u novorozenců do jednoho roku věku a jeho příčina nebyla dosud objasněna. Monitor v tomto případě funguje na principu piezoelektrického jevu, kdy se pod novorozence dá speciální podložka a snímá se jeho pohyb. U dětí, které jsou naživu, by se měl projevit pohyb minimálně každých 10 sekund, což dává možnost snadné detekce.

Posledním z možných rozšíření je rozhraní s PWM. Skládá se ze vstupu pro signál (například ze signálového generátoru) a z výstupu s pulzně šířkovou modulací. Jeho funkcí může být testování softwarových filtrů uvnitř zařízení.

5.6 Univerzálnost zařízení

Obvod byl navržen tak, aby byl co nejuniverzálnější a proto má následující možnosti. Jednak se jedná o rozhraní připojení k vysílačkám. To je realizováno mini-DIN konektorem, ke kterému se dá dále napojit jiný typ konektoru podle parametrů vysílačky. Platí samozřejmě, že daná radiostanice musí mít výstup na externí mikrofon a reproduktor, což ale splňuje nejspíše každá. Dále je velkou výhodou přítomnost v systému programovatelného procesoru, který dává možnost změny parametrů jako jsou: vlastnosti SW filtru, generované kmitočty pro modulátor, poměrů vysílání a příjmu atd. Podstatné je také to, že jedno zařízení

obsahuje oba typy stanic (rodičovskou, dětskou) a volba funkce je možná jednoduchým přepnutím.

V neposlední řadě je tu také možnost výběru HW, nebo SW řešení obvodu zpracování hlasu, u kterých má každý způsob své výhody i nevýhody, včetně možnosti použití jako obecného VOXu. HW řešení obsahuje navíc ještě DIL8 patici pro možnou záměnu filtru typu pásmová propust.

6 Závěr

V této práci byly nastíněny teoretické možnosti návrhu univerzálního akustického spínače a pokud to bylo možné, byl vybrán i konkrétní typ řešení daného problému. Tímto způsobem byla blokově popsána funkce daného zařízení a byly navrženy varianty řešení jednotlivých bloků. Dále byl sestaven přenosový protokol pro komunikaci „rodičovské“ a „dětské“ stanice, které jsou implementovány do jednoho modulu. Pro účely testování bylo zařízení na nepájivém poli a jednotlivé bloky byly zkoumány hlediska proudové náročnosti a funkce v závislosti na teoretických předpokladech.

Poté bylo zařízení konkrétně navrženo a to s ohledem na co největší univerzálnost a osazeno na desky plošných spojů. Zde proběhlo testování funkčnosti zařízení, která se obešlo bez větších potíží a následně došlo k propojení obou kusů skrze vysílačky. Tady se vyskytl problém na mikrofonním konektoru, kde radiostanice dodávala do zařízení rušivý signál. Druhou nepříjemností bylo, že signál vyslaný z jedné vysílačky jedenkrát, byl v druhé přijat opakovaně. Oba tyto problémy byly odstraněny a v současnosti je práce ve fázi, kdy se řeší správný příjem dat, přičemž spínání v reakci na zvukový podnět (a tedy podstata VOXu) funguje správně

Dále byly odzkoušeny různé režimy činnosti v závislosti na spotřebě elektrické energie a jejich zhodnocení je součástí práce. Výsledek se dá shrnout tím, že úpravou poměru mezi vysíláním, příjmem a klidem v rozumných mezích nedochází k významnému rozdílu v době výdrže VOXu.

7 Literatura

- [1] VORÁČEK, Vojtěch. Radiostanice PMR 446. *Konstrukční elektronika A Radio*, 2005, roč. 10, č. 4, s. 3 – 32.
- [2] Icom INC. Kamiminami, Hirano-ku, Osaka 547-0003, Japan. *Digital PMR446 transceiver IC-F4029SDR*. 2006. 2 s.. Dostupné z WWW: < <http://www.rcsbrno.com/soubory/121.pdf> >.
- [3] *MCE102 – Vansonic Eenterprise Data Sheets*, Vansonic Eenterprise, CO., LTD., <http://www.vecocom.tw>
- [4] BARNES, Neil : FSK decoding by software filtering [online]. Poslední aktualizace 15.1.2006 [cit.1.5.2008]. Dostupné na WWW: < http://www.avrfreaks.net/index.php?module=Freaks%20Academy&func=viewItem&item_type=project&item_id=502 >
- [5] KRUNC, Tomáš, KUŽELKA, Jan : Navržení FIR nebo IIR filtru v Javě [online] [cit.1.5.2008] Dostupné na WWW: <<http://tvorbawebu.wz.cz/faiirfe/help/navrhy.htm>>
- [6] SKALICKÝ, Petr : Digitální filtrace a signálové procesory [online]. Poslední aktualizace 2000 [cit.1.5.2008]. Dostupné na WWW: < http://radio.feld.cvut.cz/courses/CS/web/CS/Literatura/CF_Struktur.pdf >
- [7] RONEŠOVÁ, Andrea : Rychlá Fourierova transformace na AVR [online]. [cit.1.5.2008] Dostupné na WWW: < <http://home.zcu.cz/~ronesova/index.php?menuitem=avrfft&pagename=avr/fft> >
- [8] PROKEŠ, Aleš : Komunikační systémy [online]. [cit.1.5.2008]. Dostupné na WWW: < https://krel.feec.vutbr.cz/VYUKA/B_EST/prezencni/BKSY/P%fcEDN%b5%e6KY/KSY08.pdf >
- [9] DOBEŠ, Josef, ŽALUD, Václav : *Moderní radiotechnika*. Praha: BEN – technická literatura, 2006. 768 s. ISBN 80-7300-132-2.
- [10] KONĚTOPSKÝ, Karel : Digitální režimy komunikace v radioamatérské praxi [online]. Poslední aktualizace 8.11.2006 [cit.1.5.2008]. Dostupné na WWW: < <http://isb.benghi.org/publish/46/digi.pdf> >
- [11] BELLIENI, Carlo, BUONOCORE, Giuseppe, PINTO, Iole, STACCHINI, Nicola, CORDELLI, Duccio, BAGNOLI, Franco : Use of sound-absorb. panel to reduce noisy incubator reverberating effects: *výzkum. zpráva*. Italy : University of Siena, 2003. 4 s.
- [12] HÁJEK, Karel, SEDLÁČEK, Jiří : *Kmitočtové filtry*. Praha: BEN – technická literatura, 2002. 656 s. ISBN 80-7300-023-7.
- [13] VFX : 1200 Baud AFSK Modem [online]. [cit.2.1.2009] Dostupné na WWW: < http://www.vfx.hu/proj/fskmodem/fskmodem_eng.html >
- [14] EDN : FSK modulator [online]. [cit.2.1.2009] Dostupné na WWW: <<http://www.edn.com/contents/images/170224f1.pdf>>

- [15] KOUBA, J. *Návrh cyklopočítače*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2007. 50 s.
- [16] PonyProg : Programovací software pro AVR [online]. [cit.24.5.2009] Dostupné na WWW: <<http://www.lancos.com/prog.html>>
- [17] GREGOŘÍK, O. *Indikátor rojové nálady včelstva*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2007. 78 s.
- [18] *ATmega16L – Atmel Data Sheets*, ATMEL, <http://www.atmel.com>
- [19] Why Cry? : Analyzátor dětského pláče [online]. [cit.24.5.2009] Dostupné na WWW: <<http://www.whycry.cz>>
- [20] BAECK, Heidi, SOUZA, Marcio : *Longitudinal Study of the Fundamental Frequency of Hunger Cries Along the First 6 Months of Healthy Babies : výzkum. zpráva*. Brazil : Rio de Janeiro, 2007, 9 s.
- [21] LIND, Katrin, WERMEKE, Kathleen : *Development of the vocal fundamental frequency of spontaneous cries during the first 3 months: výzkum. zpráva*. Germany: Humboldt University, 2002, 8s.
- [22] MICHELSSON, Katarina, MICHELSSON, Oliver : *Phonation in the newborn, infant cry : výzkum. zpráva*. Finland: University of Helsinki, 1999, 5s.
- [23] The freesound project : databáze zvuků [online]. [cit.24.5.2009] Dostupné na WWW: <<http://www.freesound.org>>
- [24] RTA : analyzátor zvuku [online]. [cit.24.5.2009] Dostupné na WWW: <<http://www.ymec.com>>
- [25] SCHIMMEL, Jiří : Číslicové zpracování signálů. Přednáškové sajdý UTKO VUT Brno, 2007, 16s
- [26] AVR223 : Digital filters on AVR [online]. [cit.24.5.2009]. Dostupné na WWW: <www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2527.pdf>
- [27] SYSEL, Petr : Signálové procesory . Přednáškové sajdý UREL VUT Brno, 2008, 264s
- [28] Interactive Digital Filter Design : Návrh digitálních filtrů [online]. [cit.24.5.2009] Dostupné na WWW: <<http://www-users.cs.york.ac.uk/~fisher/mkfilter/>>
- [29] ZÁPLATA, F. Digitální filtrace na 8-bitových procesorech: semestrální projekt. Brno: FEKT VUT v Brně, 2009. 19 s.
- [30] ČTÚ : Část plánu využití rádiového spektra pro kmitočtové pásmo 380-470 Mhz, 2002, 22s
- [31] NCVS : Pokles fundamentální frekvence s věkem. [online] [cit.24.5.2009]. Dostupné na WWW: <<http://www.ncvs.org/ncvs/tutorials/voiceprod/tutorial/changes.html>>

- [32] Connexions : IIR filter structures. [online] [cit.24.5.2009]. Dostupné na WWW: <<http://cnx.org/content/m11919/latest/>>
- [33] Gberman Alexander M., Johnson Susan, Cannizzaro Michael S., Robb Michael P.: The effect of positioning on infant cries:Implications for sudden infant death syndrome : *výzkum. zpráva*. USA: Bowling Green State University, 2007, 13s.

8 Seznam zkratek

PMR	Personal Mobile Radio – osobní přenosné radiostanice
EIRP	Equivalent Isotropically Radiated Power – ekviv. izotropně vyzářený výkon
FM	Frequency Modulation – frekvenční modulace
VOX	Voice – zde ve významu akustického spínače
NF	nízkofrekvenční
CTCSS	Continuous Tone-Coded Squelch System – tónem kódovaná šumová brána
DCS	Digital-Coded Squelch - digitálně kódovaná šumová brána
DTMF	Dual-Tone Multi-Frequency – dva tóny na více frekvencích
CDMA	Code Division Multiple access – kódově dělený multiplex
FIR	Finite Impulse Response - konečná odezva na jednotkový impuls
IIR	Infinite Impulse Response - nekonečná impulsní odezva
FFT	Fast Fourier Transform – rychlá Fourierova transformace
ASK	Amplitude Shift Keying – amplitudové klíčování
FSK	Frequency Shift Keying – frekvenční klíčování
PSK	Phase Shift Keying – fázové klíčování
SS	stejnoseměrný
MSK	Minimum Shift Keying – frekvenční klíčování s minimálním zdvihem
RC	rezistory, kapacitory
LC	indukčnosti, kapacitory
D/A	digitálně / analogový
PWM	Pulse Width Modulation – pulsně šířková modulace
PLL	Phase Locked Loop - smyčka fázového závěsu
VCO	Voltage Controlled Oscillator – napětím řízený oscilátor
LCD	Liquid crystal display – displej z tekutých krystalů
LED	Light Emission Diode – světlo emitující dioda
Li-ion	Lithium-iontová (typ baterie)
Ni-MH	Nikl-MetalHydridová (typ baterie)
ACK	Acknowledgement – potvrzení porozumění
HW	Hardwarový
SW	Softwarový
USART	Universální synchronní a asynchronní přijímač a vysílač
SIDS	Sudden infant death syndrome – syndrom náhlého úmrtí novorozenců

9 Seznam Příloh

V tištěné verzi:

- Příloha 1. Blokové schéma typické PMR radiostanice*
- Příloha 2. Ořezání harmonického signálu nesymetricky napájeným OZ*
- Příloha 3. Příklad spektra dětského pláče*
- Příloha 4. Příklad spektra hromu při bouřce*
- Příloha 5. Příklad spektra krátkého tlesknutí*
- Příloha 6. Testování universálního akustického spínače na nepáživém poli*
- Příloha 7. Schéma zapojení VOXu*
- Příloha 8. DPS VOXu – Vrchní strana*
- Příloha 9. DPS VOXu – Spodní strana*
- Příloha 10. DPS nabíječky*
- Příloha 11. Fotky zařízení VOXu*

Na CD:

MMSE.pdf – vlastní práce

ADRESÁŘE:

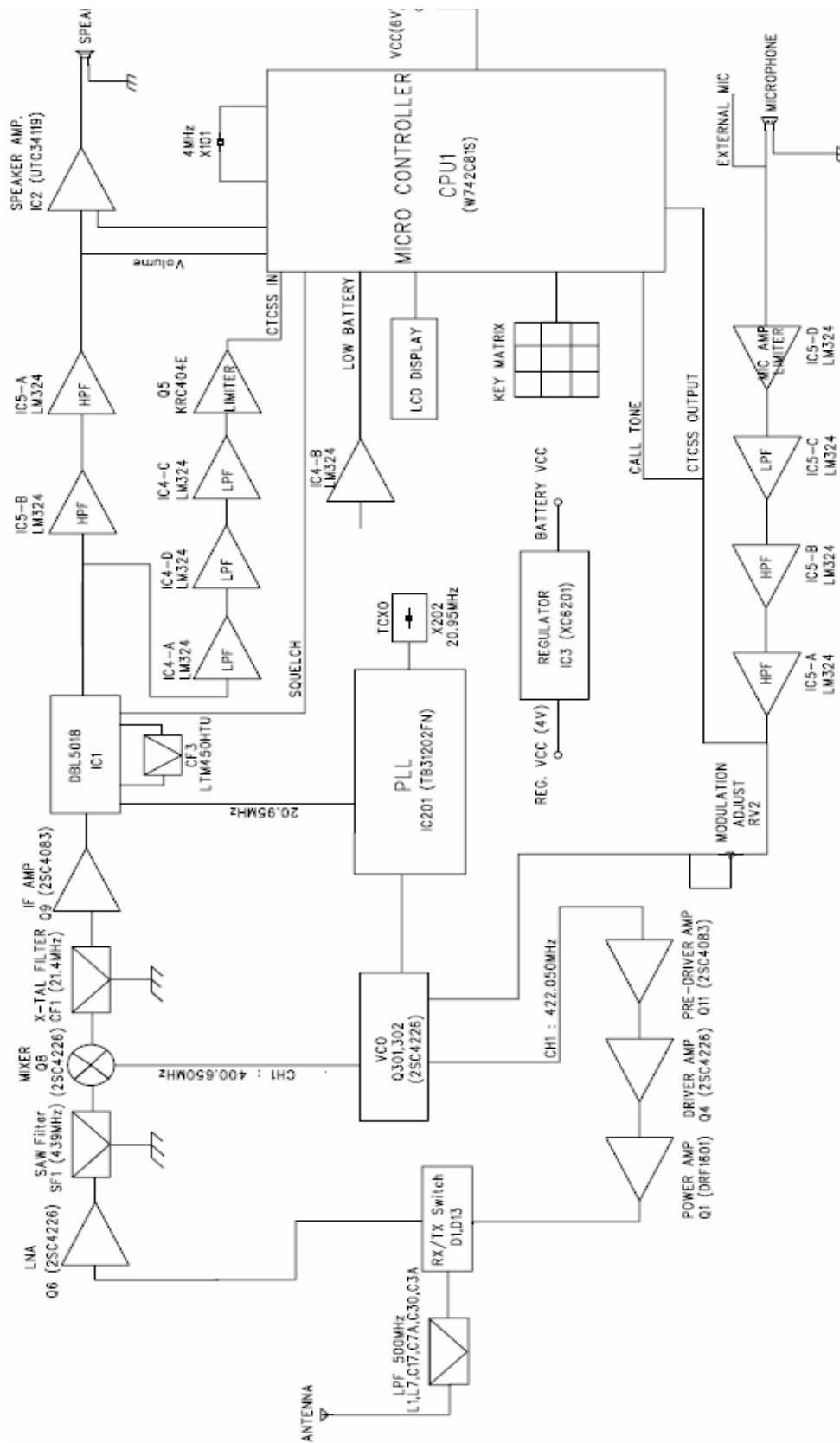
dps – soubory desek plošných spojů (pro program Eagle, foto desek, seznam součástek)

vypoctove_pomucky – soubory openoffice calc, pspice subory

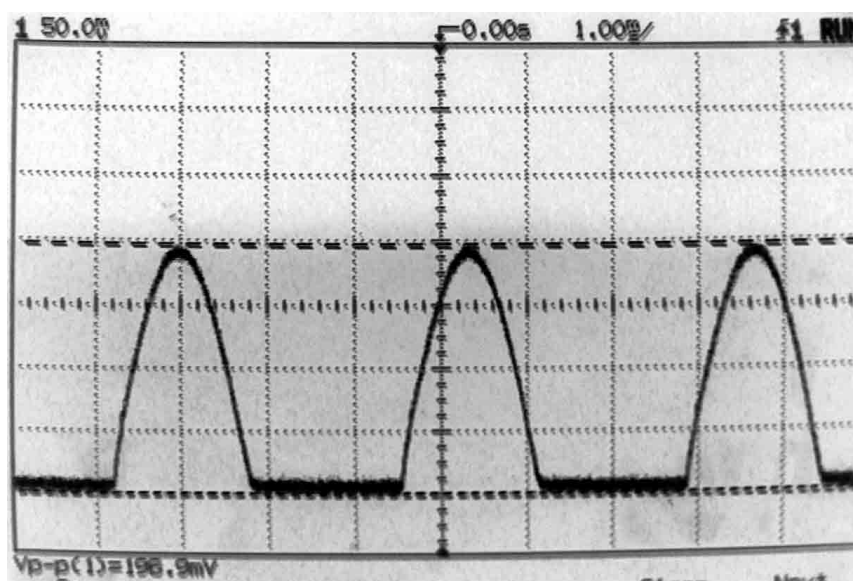
foto_video_dokumentace – fotografie, videa

program – zdrojové kódy pro mikrokontrolér

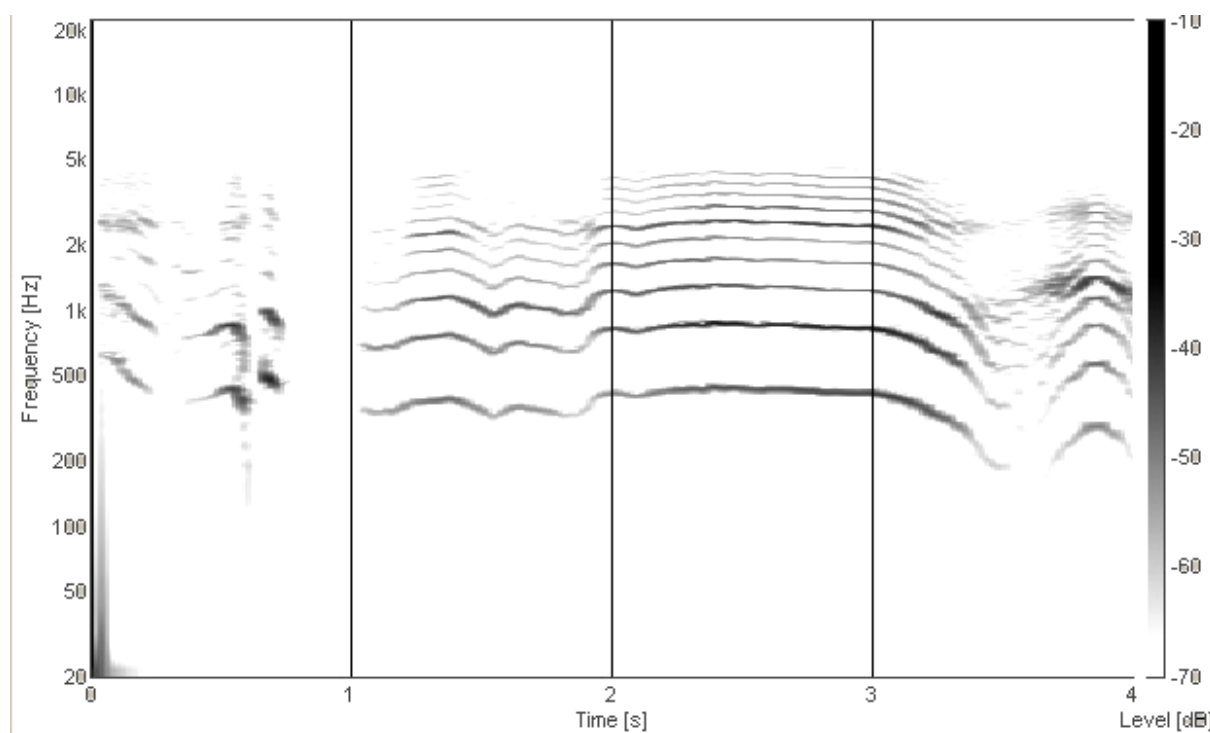
10 Přílohy



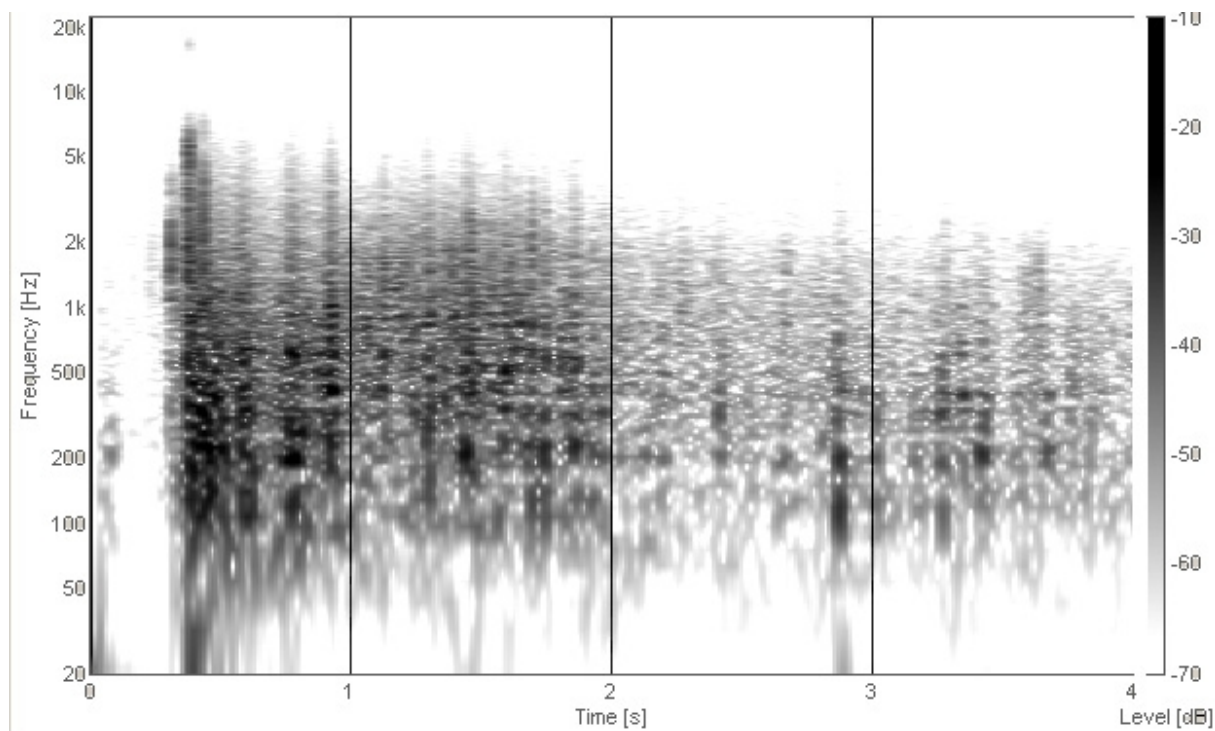
Příloha 1. Blokové schéma typické PMR radiostanice (obrázek převzat z [1])



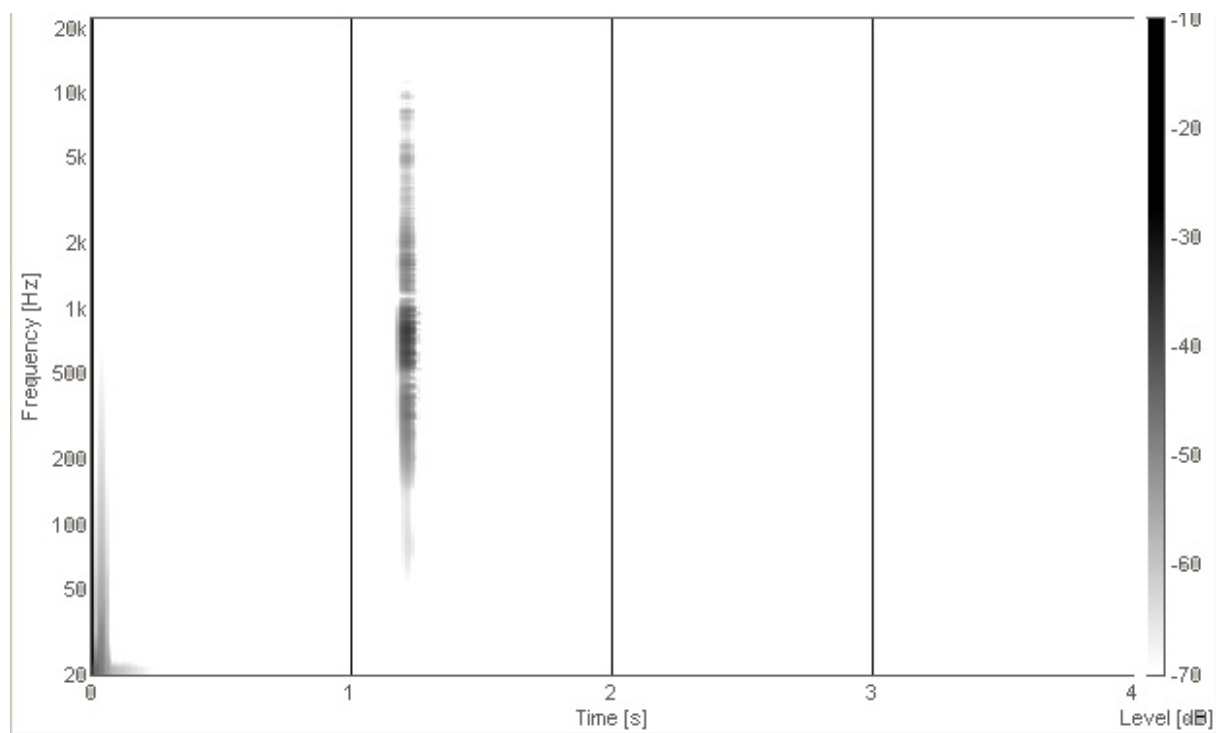
Příloha 2. Ořezání harmonického signálu nesymetricky napájeným OZ



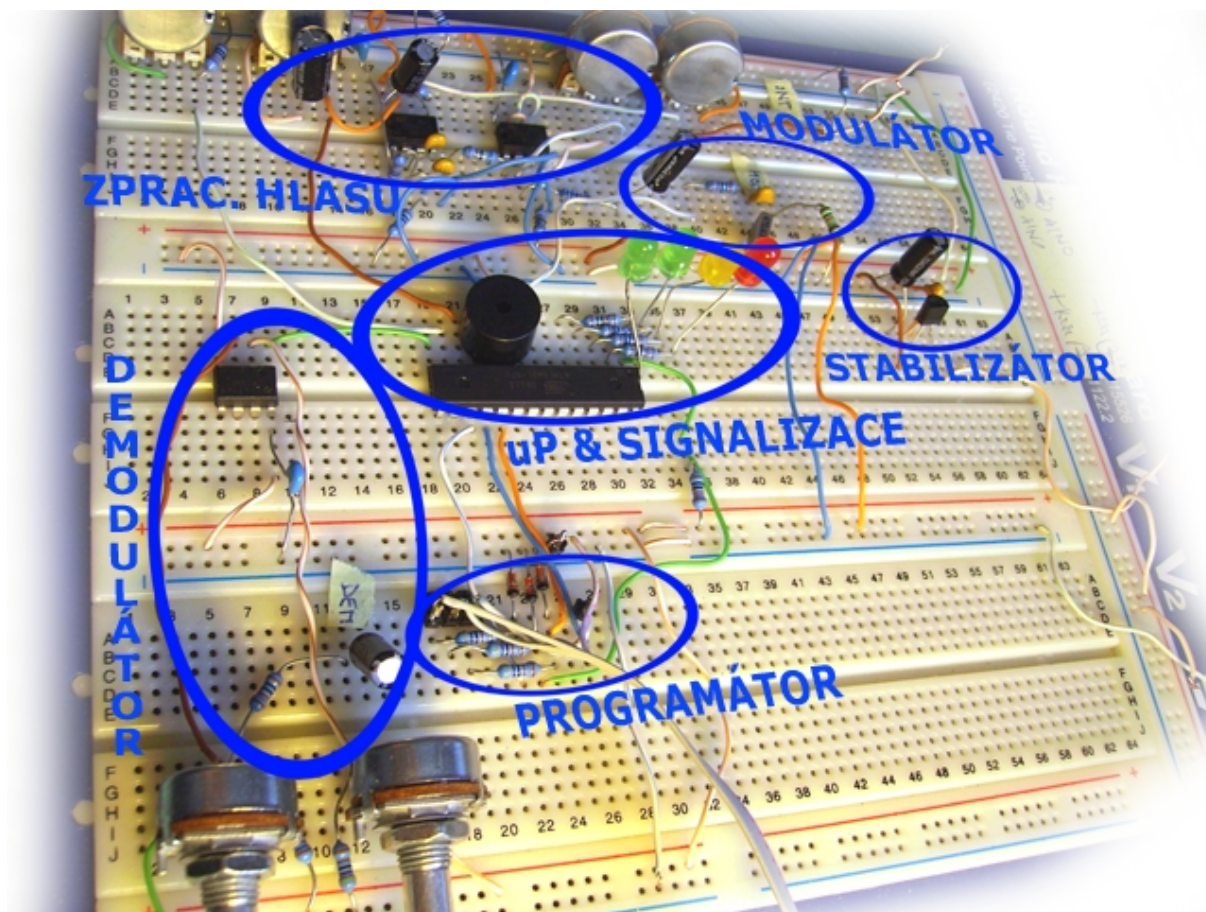
Příloha 3. Příklad spektra dětského pláče



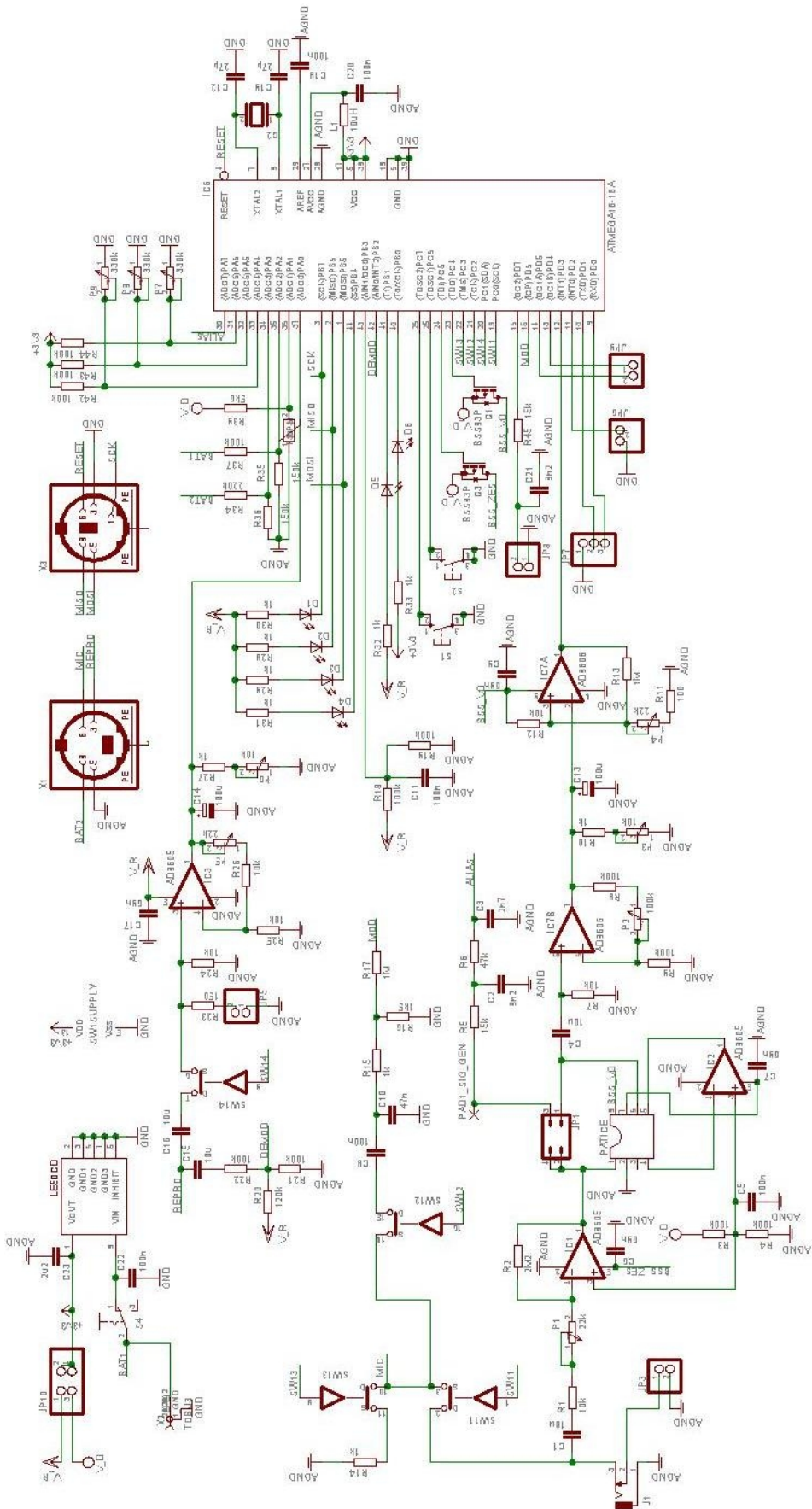
Příloha 4. Příklad spektra hromu při bouři



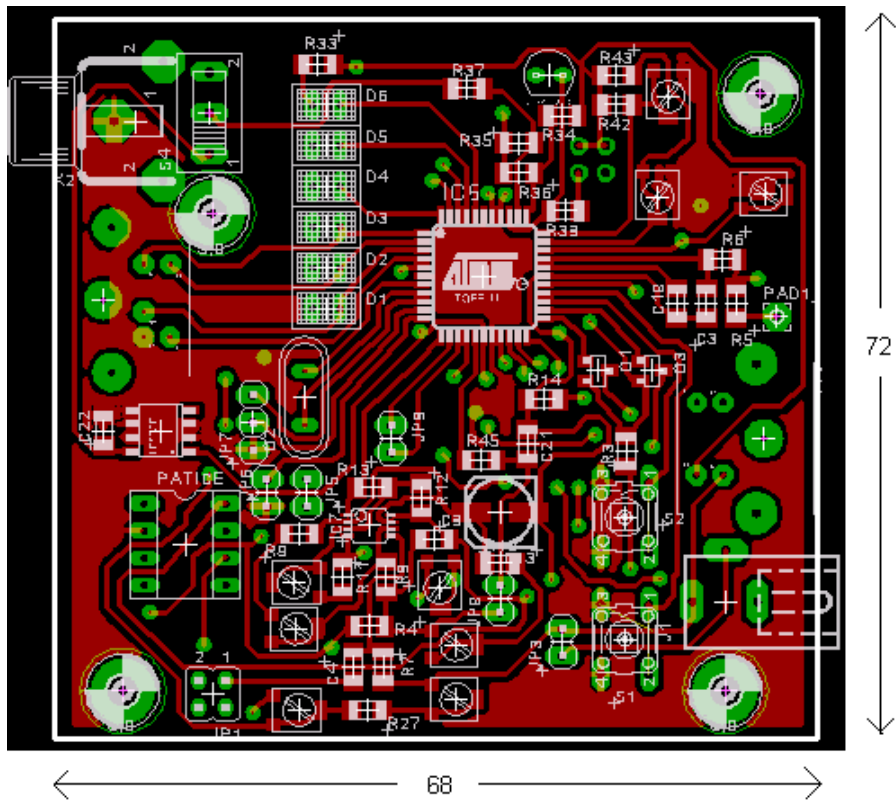
Příloha 5. Příklad spektra krátkého tlesknutí



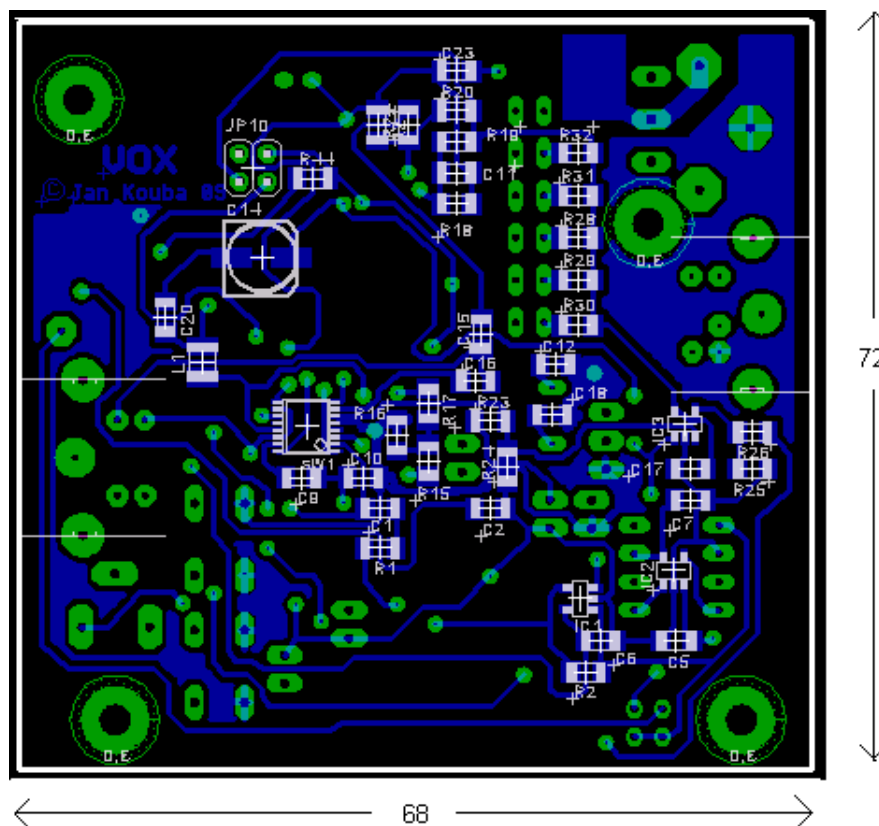
Příloha 6. Testování universálního akustického spínače na nepájivém poli



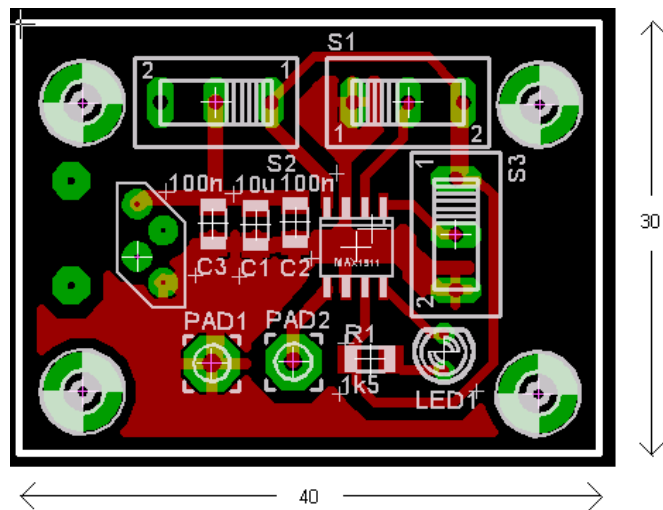
Priloha 7. Schéma zapojení VOXu



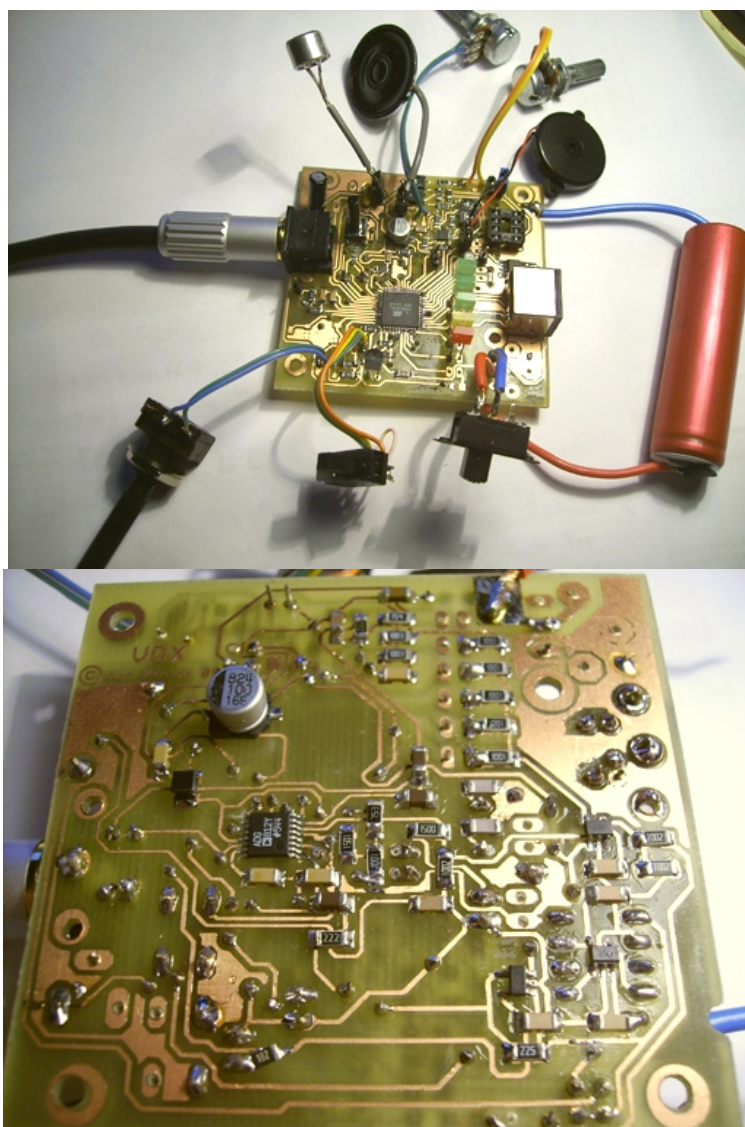
Příloha 8. DPS VOXu – Vrchní strana



Příloha 9. DPS VOXu – Spodní strana



Příloha 10. DPS nabíječky



Příloha 11. Fotky zařízení VOXu