

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

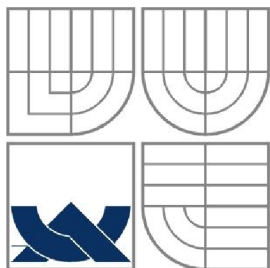
PŘESNÁ MĚŘENÍ DÁLKY ULTRAZVUKEM

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

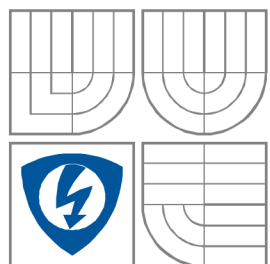
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

ŠTĚPÁN HLAVÁČ

BRNO 2011



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

Přesná měření dálky ultrazvukem

Precision Ranging Using Ultrasound Waves

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

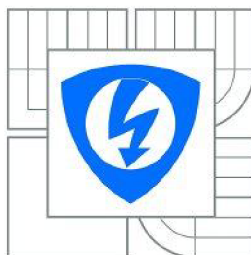
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Štěpán Hlaváč

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

BRNO, 2011



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ
Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií
Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor

Elektronika a sdělovací technika

Student: Štěpán Hlaváč

ID: 109655

Ročník: 3

Akademický rok: 2010/11

NÁZEV TÉMATU: Přesná měření délky ultrazvukem

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Provedte rozbor řešení ultrazvukového senzoru pro přesné měření vzdálenosti k plošnému cíli. Navrhněte vhodnou metodu a proveďte analýzu dosažitelné přesnosti měření vzdálenosti s rozsahem do 20 cm. Sestavte ověřující experiment a proveďte laboratorní měření senzoru. Navrhněte celkové zapojení senzoru s integrovaným datovým rozhraním. Zaměřte se především na miniaturizaci senzoru. Navrhněte a osadte desku plošných spojů senzoru a oživte jej. Proveďte podrobná praktická měření senzoru a výsledky vyhodnoťte.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] ŠEBESTA, J. Radiolokace a radionavigace Skriptum. Brno: FEKT VUT v Brně, 2004.

[2] MARTINEK, R. Senzory v průmyslové praxi. Praha: BEN - technická literatura, 2004.

Termín zadání: 7.2.2011

Termín odevzdání: 27.5.2011

Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Tento projekt popisuje řešení ultrazvukového senzoru pro přesné měření vzdálenosti k plošnému cíli s rozsahem měření do 20 cm. Informuje o základních vlastnostech ultrazvukového vlnění a jeho šíření v prostředí. Vybírá nejvhodnější metody pro realizaci měřiče vzdálenosti. Dokument zahrnuje návrh blokové koncepce a funkční řešení jednotlivých bloků zařízení. Obsahuje poznatky získané v laboratoři. Vybraná část koncepce je simulována v programu PSpice. Popisuje realizaci zařízení a měření jeho přesnosti.

KLÍČOVÁ SLOVA

Přesné měření vzdálenosti, ultrazvuk, vlny, rychlost zvuku, ultrazvukový měnič, impulzní metoda, časové zpoždění, mikroprocesor.

ABSTRACT

This project describes solutions of the precision rating using ultrasound waves with range measurement distance to 20 cm. It informs about basic properties of ultrasonic waves and its distribution in the environment. Selects the most appropriate methods for implementing distance meter. The document includes a proposal for block design and functional solutions to individual blocks of the device. This paper contains informations which was measured in the laboratory. The selected part of the design is simulated in PSpice program. It describes the implementation process and the precision of measurement.

KEYWORDS

Accurate measurement distance, ultrasound, waves, speed of sound, ultrasonic changer, pulse method, time delay, microprocessor.

Hlaváč, Š. *Přesná měření délky ultrazvukem*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií. Ústav radioelektroniky, 2011. 59 s., 6 příl. Bakalářská práce. Vedoucí práce: doc. Ing. Jiří Šebesta, Ph.D.

Prohlášení

Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Přesná měření délky ultrazvukem jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího semestrálního projektu a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením tohoto projektu 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 26. května 2011

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu bakalářské práce doc. Ing. Jiřímu Šebestovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 26. května 2011

.....
podpis autora

OBSAH

Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	xi
Úvod	1
1 Ultrazvuk	2
1.1 Fyzikální vlastnosti ultrazvuku	2
1.1.1 Frekvence a perioda zvukové vlny	2
1.1.2 Rychlost šíření zvukové vlny	2
1.1.3 Délka zvukové vlny λ	3
1.1.4 Akustický tlak	3
1.2 Základní druhy ultrazvukových vln	3
1.2.1 Podélné vlny	4
1.2.2 Příčné vlny	4
1.3 Odraz a lom ultrazvukového vlnění	4
1.4 Šíření zvukových vln ve vzduchu	6
1.4.1 Rychlost šíření zvukových vln ve vzduchu	7
1.4.2 Ztráty vlivem kulových vln	9
1.4.3 Atmosférická absorpce zvukových vln	10
1.5 Generování ultrazvuku	10
1.5.1 Měníč s rovnou membránou	11
1.5.2 Měníč s prohnutou membránou	12
2 Volba metody	12
2.1 Impulsní metoda	12
2.2 Záznějová metoda	14
2.3 Korelační metoda	16
2.4 Nejvhodnější metoda	18
3 Realizace impulzní metody	19
3.1 Měníče	19
3.2 Úprava signálu	21
3.2.1 Zesilovač	22

3.2.2	Komparátor	23
3.2.3	Zapojení zesilovačem se konstantní zesílením s komparátorem	24
3.2.4	Zesilovač s nastavitelným zesílením a komparátor	26
3.3	Mikroprocesor	36
3.3.1	Generování signálu	36
3.3.2	Měření časového zpoždění	38
3.3.3	Komunikace pro sběrnici USART	40
3.4	Napájení zařízení	43
4	Software zařízení	43
4.1	Hlavní funkce programu	43
4.2	Příjem dat z USART (send_USART)	45
4.3	Volba zisku (volba_zisku)	46
4.4	Generování (generovani)	47
4.5	Měření časového zpoždění a výpočet měřené vzdálenosti (mereni_doby)	48
4.6	Odeslání dat po USART	50
5	Měření	51
5.1	Průběh měření	51
5.2	Naměřená data	52
5.3	Vyhodnocení naměřených dat	55
6	Závěr	56
	Literatura	57
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	58
	Seznam příloh	59

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1. Kmitání částic podélné vlny, převzato z [2]	4
Obr. 2 Kmitání částic příčné vlny, převzato z [2].....	4
Obr. 3 Znárodnění funkce lomu a odrazu, převzato z [1].....	5
Obr. 4 Přetlak a podtlak při šíření zvukové vlny ve vzduchu.....	6
Obr. 5 Grafická závislost rychlosti zvuku na teplotě média.....	8
Obr. 6 Vliv teploty a tlaku na rychlost šíření, převzato z [1]	9
Obr. 7 Konstrukce měniče s rovnou membránou, převzato z [1].....	11
Obr. 8 Konstrukce měniče s prohnutou membránou, převzato z [1]	12
Obr. 9 Základní blokové schéma impulsní metody	12
Obr. 10 Časové rozložení signálu impulsní metody	13
Obr. 11 Blokové schéma záznamové metody.....	14
Obr. 12 Směšovač	15
Obr. 13 Časové rozložení průběhů výškoměru, převzato z [5]	15
Obr. 14 Příklad posloupnosti vysílaného signálu o frekvenci	17
Obr. 15 Blokové schéma korelační metody.....	17
Obr. 16 Příklad průběhů signálů: Vyslaný, přijatý, zpožděný LATE, předsunutý EARLY.....	17
Obr. 17 Průběh funkce early-late autokorelátorů.....	18
Obr. 18 Blokové struktura zařízení pro impulsní metodu.....	19
Obr. 19 Závislost citlivosti na frekvenci, převzato z [7].....	19
Obr. 20 Vyzařovací charakteristika, převzato z [7]	20
Obr. 21 Změřená grafická závislost útlumu přenosu v závislosti na frekvenci pro reálné měniče při $u_v=5$ V a pro vzdálenost přijímače od vysílače 5 cm.....	20
Obr. 22 Měřené průběhy ze shora: osm pulzů obdélníkového signálu z generátoru (5V/div), signál přijatý měničem, (1V/div), signál zesílený neinverující zesilovačem a vyfiltrovaný (1V/div) , signál zpracovaný komparátorem (5V/div) při rozlišení 200 μ s/div.....	21
Obr. 23 Blok pro úpravu signálu.....	21
Obr. 24 Měřené průběhy ze shora: obdélníkového signálu z generátoru (5V/div), signál přijatý měničem, (500mV/div), signál zesílený inverující zesilovačem (1V/div) a signál zpracovaný komparátorem (5V/div) při rozlišení 5 μ s/div.	22
Obr. 25 Změřená grafická závislost přijatého signálu na vzdálenosti pro různé materiály	22
Obr. 26 Převodní charakteristika komparátoru, převzato z [8].....	23

Obr. 27	Vhodné zapojení komparátoru	23
Obr. 28	Invertující zapojení zesilovače	24
Obr. 29	Závislost střídání signálu na vzdálenosti,	25
Obr. 30	Blok úpravy signálu	27
Obr. 31	Schéma všech bloků zesilovače	31
Obr. 32	Schéma dolní propusti	32
Obr. 33	Navrhnutý komparátor pro $U_H=100$ mV	32
Obr. 34	Průběhy při $A_u=6$ a $U_p=100$ mV	33
Obr. 35	Průběhy při $A_u=40$ a $U_p=20$ mV	33
Obr. 36	Ilustrace generovaného a zpracovaného signálu, získaného měřeními	34
Obr. 37	Ilustrace CHYBY1	35
Obr. 38	Ilustrace CHYBY2	35
Obr. 39	Ilustrace CHYBY3	35
Obr. 40	Pouzdro typu TQFP 32 [11]	36
Obr. 41	Časový diagram CTC režimu [12]	37
Obr. 42	Blokové schéma jednotky Input Capture [12]	38
Obr. 43	Blokové schéma jednotky USART [12]	40
Obr. 44	Schéma napájecího bloku	43
Obr. 45	Vývojový diagram hlavní funkce	44
Obr. 46	Vývojový diagram pro funkci přijetí dat z USART	45
Obr. 47	Vývojový diagram funkce volba zisku	46
Obr. 48	Vývojový diagram funkce generování	47
Obr. 49	Vývojový diagram funkce měření	48
Obr. 50	Vývojový diagram vektoru přerušení č/č1	49
Obr. 51	Vývojový diagram odesílání dat po USART	50
Obr. 52	Testování a odlaďování zařízení při plošném cíly z plechové tabule	51
Obr. 53	Grafická závislost chyby na měřené vzdálenosti pro plechovou tabuli	52
Obr. 54	Grafická závislost chyby na měřené vzdálenosti pro skleněnou tabuli	52
Obr. 55	Grafická závislost chyby na měřené vzdálenosti pro betonovou dlaždici	53
Obr. 56	Grafická závislost chyby na měřené vzdálenosti pro dřevěnou desku	53
Obr. 57	Grafická závislost chyby na měřené vzdálenosti pro polyesterovou desku	54
Obr. 58	Grafická závislost chyby na měřené vzdálenosti pro vodní hladinu	54
Obr. 59	Grafická závislost chyby na měřené vzdálenosti pro hlinu	55
Obr. 60	Navrhnuté zařízení (strana TOP)	56
Obr. 61	Navrhnuté zařízení (strana BOTTOM)	56

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1. Rychlosti šíření zvuku v závislosti na teplotě -50 °C až 0 °C.....	7
Tabulka 2. Rychlosti šíření zvuku v závislosti na teplotě 0 °C až 50 °C	8
Tabulka 3. Tabulka popisující volbu zisku.....	27
Tabulka 4 Členění komunikačního paketu	41

ÚVOD

Cílem mé bakalářské práce je navrhnout řešení ultrazvukového senzoru pro přesné měření k plošnému cíli. Jsou v ní obsaženy základní fyzikální vlastnosti ultrazvukového vlnění a také faktory ovlivňující charakteristické rysy jeho šíření. Seznamuje s výběrem vhodné metody realizace a s její přesností. Obsahuje analýzu parametrů jednotlivých funkčních bloků metody.

Navrhované zařízení bude periferií a naměřené hodnoty bude předávat centrálnímu zařízení. Několik těchto periferií bude umístěno například na vozíku určenému pro geologická měření. Kde budou vyhodnocovat výškové změny terénu pod vozíkem, které se budou vyskytovat při jeho pohybu. Měřič vzdálenosti by měl být schopen vyhodnotit vzdálenost pro různé materiály z nichž může být terén složen. Celé zařízení by mělo být schopno pracovat s napájecím napětím o hodnotě 5 V, což značně rozšíří množinu zdrojů vhodných pro napájení.

Při návrhu zařízení má být kladen důraz na miniaturizaci senzoru.

1 ULTRAZVUK

Akustické vlny ve frekvenčním rozsahu 20 kHz až 1 GHz nazýváme ultrazvukem. Vlnění v tomto kmitočtovém pásmu nad horní hranicí lidské slyšitelnosti. Z fyzikálního hlediska se však chovají totožně jako akustické vlny slyšitelné pro člověka.

1.1 Fyzikální vlastnosti ultrazvuku

Ultrazvuk se šíří mechanickými kmity částic prostředí kolem své rovnovážné klidové polohy. Pro šíření vlnění je tedy nutné hmotné prostředí (médiu), jejíž charakteristickou vlastností je elasticita. Z toho plyne, že se ultrazvukové vlny mohou šířit v pevných tělesech, kapalinách i plynech. Ve vakuu tedy nemůže docházet k šíření.

Ultrazvuk lze rozdělit dle způsobu použití:

- Aktivní
- Pasivní

Aktivní ultrazvuk se využívá ve fyzikálních a chemických reakcích např. při čištění, vrtní svařování, terapii, emulzifikaci a působení na drobné organismy (buňky).

Pasivní ultrazvuk má nepatrný vliv na prostředí, což je dáno jeho nepatrným výkonem. Využití nachází pro zjišťování vad materiálu, v měřicí technice a lékařské diagnostice.

1.1.1 Frekvence a perioda zvukové vlny

Při předávání energie mezi částicemi dochází ke vzniku maxim a minim. Konkrétně při šíření ve vzduchu dochází ke podtlaku a přetlaku viz. kapitola 1.4.

Perioda T je doba po níž dochází k opakování maxim nebo minim, její jednotkou je s .

Frekvence f popisuje množství maxim nebo minim, které se vyskytnou v čase t o velikosti $1s$. Frekvence f je dána převrácenou hodnotou periody T :

$$f = \frac{1}{T} \quad [Hz]. \quad (1)$$

1.1.2 Rychlost šíření zvukové vlny

Rychlost šíření zvuku c je závislá na vlastnostech média, nezávisí na frekvenci. Její základní jednotkou je m/s .

1.1.3 Délka zvukové vlny λ

Délka zvukové vlny popisuje vzdálenost dvou sousedních maxim nebo minim zvukového vlnění.

Délka zvukové vlny je dána vztahem:

$$\lambda = \frac{c}{f} = T \cdot c \quad [m]. \quad (2)$$

Příklad výpočtu vlnové délky pro rychlosti zvuku $c = 343,71 \text{ m/s}$ při teplotě $20 \text{ }^\circ\text{C}$ a frekvenci vlnění $f = 40 \text{ kHz}$:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{343,71}{40000} = 8,59 \text{ mm}.$$

1.1.4 Akustický tlak

Akustický tlak p vzniká průchodem akustické vlny prostředím (médiiem) s akustickou rychlostí v . Hodnota akustického tlaku je úměrná elektrickému napětí. Elektrický proud se podobá s akustickou rychlostí a akustická impedance odpovídá impedanci elektrické. Z výše uvedeného vyplývá určitá podobnost s ohmovým zákonem.

Vztah pro akustický tlak [1]:

$$p = Z \cdot v = \rho \cdot c \cdot v \quad [Pa], \quad (3)$$

kde: Z - je akustická impedance $[kg/m^2 \cdot s]$,

v - je akustická rychlost $[m/s]$.

Akustická rychlost udává rychlost pohybu částic, ne rychlost šíření zvuku!

Pokud jde o rovinnou vlnu je akustická impedance je v každém místě a čase konstantní.

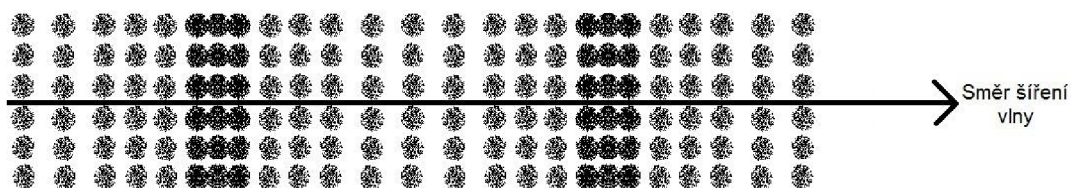
Impedance plyných látek je o několik řádů nižší než u pevných a kapalných prostředí. Jmenovitá impedance zvuku je vždy typická pro dané médium. Pro vzduch je její charakteristická hodnota $427 \text{ kg/m}^2 \cdot \text{s}$ [1].

1.2 Základní druhy ultrazvukových vln

Druhy ultrazvukových vln rozlišujeme podle pohybu částic prostředí vzhledem ke směru šíření vlny. Existují dva základní typy akustického vlnění, které nám značně zjednoduší popis chování ultrazvuku. Zvukové vlny se vždy mohou šířit jako podélné a v pevných látkách i jako příčné. Druhy ultrazvukových vln rozlišujeme podle pohybu částic prostředí vzhledem ke směru šíření vlny. Existují dva základní typy akustického vlnění, které nám značně zjednoduší popis chování ultrazvuku. Zvukové vlny se vždy mohou šířit jako podélné a v pevných látkách i jako příčné.

1.2.1 Podélné vlny

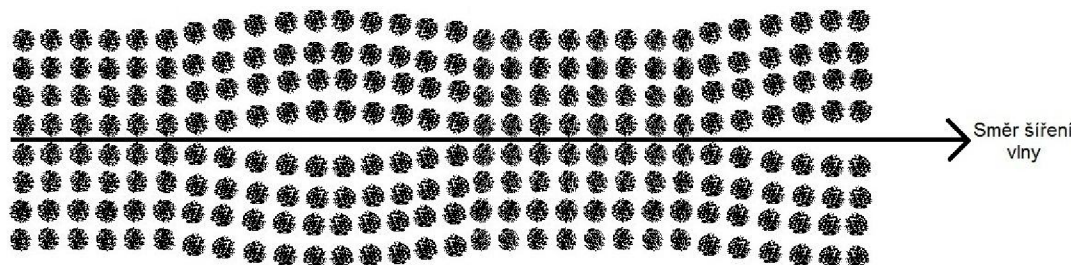
Kmitání částic média je rovnoběžné se směrem šíření vlnění. Při šíření dochází ke kompresi a dekompresi částic prostředí, tudíž se střídavě mění hustota média. Tento druh vlnění můžeme pokládat za nejdůležitější (nejčastější), jelikož se může šířit prostředím pevným, kapalným nebo plynným. Podmínkou pro vznik podélné vlny je, aby prostředí mělo velké rozměry při porovnání s délkou vlny λ .



Obr. 1. Kmitání částic podélné vlny, převzato z [2]

1.2.2 Příčné vlny

Příčné vlny se šíří ve směru kolmém na směr šíření. Mohou se opět šířit v prostředí rozměrnějším ve srovnání s délkou vlny λ a zároveň v prostředí odolávajícím smyku. To znamená že se šíří pouze v pevném prostředí. Při tomto druhu vlnění nedochází ke změně hustoty.



Obr. 2 Kmitání částic příčné vlny, převzato z [2]

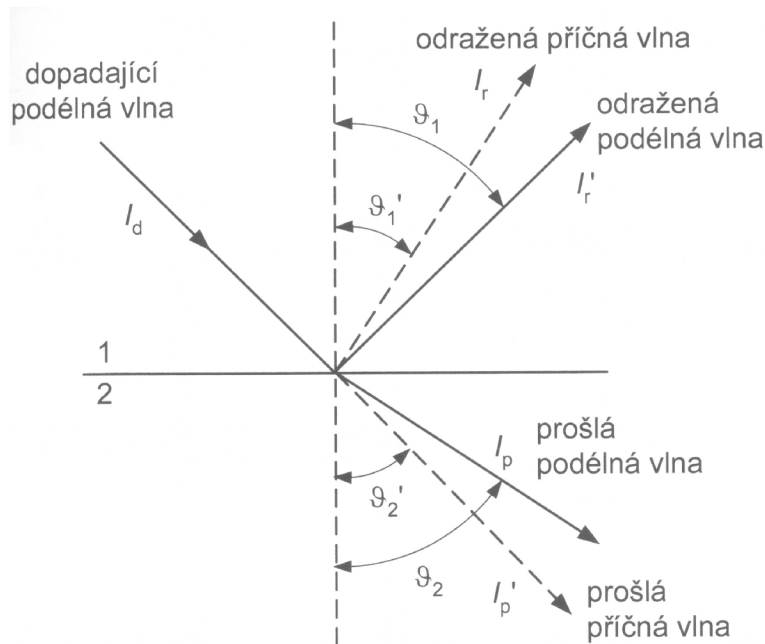
1.3 Odraz a lom ultrazvukového vlnění

K odrazu nebo k lomu dochází pouze pokud se do dráhy šíření vloží překážka nebo pokud dojde k odklonu paprsku. V ideálním případě je měřený objekt umístěn kolmo ke směru šíření a z tohoto důvodu je úhel odklonu nulový. Vyslání i přijetí ultrazvukového vlnění by mělo docházet ve stejném místě.

Při průchodu podélné zvukové vlny dochází na mezní ploše k rozdělení vlny na odraženou a prošlou část. Pokud je překážka pevná látka dojde ke vzniku příčného vlnění, ale dále dochází i k šíření podélného vlnění. Příčné vlny se lámou a odrážejí pod jinými úhly než vlny podélné.

Úhly odrazu a lomu můžeme určit ze Snellova zákona [1]:

$$\frac{c_1}{\sin \vartheta_1} = \frac{c_1'}{\sin \vartheta_1'} = \frac{c_2}{\sin \vartheta_2} = \frac{c_2'}{\sin \vartheta_2'} \quad (4)$$



Obr. 3 Znárodnění funkce lomu a odrazu, převzato z [1]

Na Obr. 1 jsou : 1, 2 jsou indexy lomu (označení prostředí),

c, c' jsou rychlosti podélných, příčných vln [m/s],

ϑ, ϑ' jsou úhly podélných a příčných vln [$^\circ$].

Zvuková impedance popisuje prostředí 1,2 na Obr. 3 a dá se využít pro výpočet součinitele přenosu T' nebo součinitele odrazu R .

Pro výpočet součinitele odrazu využijeme vzorec [1]:

$$R = \frac{I_r}{I_d} = \frac{(Z_1 - Z_2)^2}{(Z_1 + Z_2)^2} \quad [-]. \quad (5)$$

Pro výpočet součinitele přenosu využijeme vzorec [1]:

$$T' = \frac{I_p}{I_d} = \frac{4 \cdot Z_1 \cdot Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} \quad [-]. \quad (6)$$

Pokud vlnění prochází z plynného prostředí do pevného nebo kapalného dosahuje součinitel přenosu T' velmi malých hodnot a zároveň se R se blíží 1.

Výpočet součinitele odrazu a součinitele přenosu pro přechod ze vzduchu do vody, vzduchu do betonu :

Vzduch [9]: $c=331 \text{ m/s}, \rho=1,29 \text{ kg/m}$,

Voda [9]: $c=1468 \text{ m/s}, \rho=1000 \text{ kg/m}$,

Beton [9]: $c=2200 \text{ m/s}, \rho=1700 \text{ kg/m}$.

Vztah pro impedanci:

$$p = Z \cdot v = \rho \cdot c \cdot v,$$

$$Z \cdot v = \rho \cdot c \cdot v,$$

$$Z = \rho \cdot c.$$

Impedance vzduchu je $Z_1 = \rho \cdot c = 1,29 \cdot 331 = 426,99 \text{ kg} / \text{m}^2 \text{ s}.$

Impedance vody je $Z_{20} = \rho \cdot c = 1000 \cdot 1468 = 1468000 \text{ kg} / \text{m}^2 \text{ s}.$

Impedance betonu je $Z_{21} = \rho \cdot c = 1700 \cdot 2200 = 3740000 \text{ kg} / \text{m}^2 \text{ s}.$

Průchod ze vzduchu do vody:

$$R = \frac{(Z_1 - Z_2)^2}{(Z_1 + Z_2)^2} = \frac{(426,99 - 1468000)^2}{(426,99 + 1468000)^2} = 0,9988,$$

$$T' = \frac{4 \cdot Z_1 \cdot Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} = \frac{4 \cdot 426,99 \cdot 1468000}{(426,99 + 1468000)^2} = 0,00117.$$

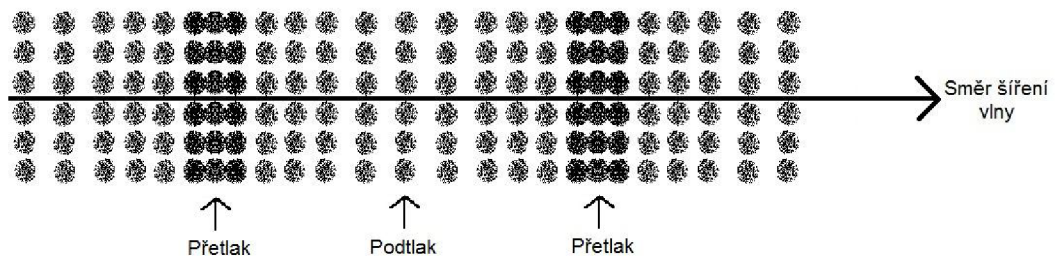
Průchod ze vzduchu do betonu:

$$R = \frac{(Z_1 - Z_2)^2}{(Z_1 + Z_2)^2} = \frac{(426,99 - 3740000)^2}{(426,99 + 3740000)^2} = 0,9995,$$

$$T' = \frac{4 \cdot Z_1 \cdot Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} = \frac{4 \cdot 426,99 \cdot 3740000}{(426,99 + 3740000)^2} = 0,000457.$$

1.4 Šíření zvukových vln ve vzduchu

Zvukové vlny se ve vzduchu šíří pouze podélnou vlnou. Při šíření zvukových vln ve vzduchu dochází ke zředování a zhušťování částic vzduchu. Při porovnání atmosférického tlaku s tlakem v místě zředění a zhuštění částic dochází ke vzniku přetlaku a podtlaku. Tyto změny se nazývají akustický tlak p .



Obr. 4 Přetlak a podtlak při šíření zvukové vlny ve vzduchu

Šíření v tomto médiu je závislé na hodnotě teploty, tlaku, vlhkosti a složení vzduchu.

1.4.1 Rychlost šíření zvukových vln ve vzduchu

Rychlost zvuku při šíření ve vzduchu ovlivňuje teplota tohoto média. Závislost odvodíme ze vztahu pro ideální plyn:

$$c = \sqrt{\frac{\kappa \cdot p}{\rho}} = \sqrt{\frac{K}{\rho}} \quad [m/s], \quad (7)$$

kde: $\kappa = c_p/c_v$ což je poměr měrných tepel $[-]$,

K je modul objemové pružnosti. $[Pa]$.

Pokud dochází v prostředí k minimálním změnám teploty a tlaku pak platí:

$$c = (1 + b' \cdot \Theta) \cdot \sqrt{\frac{(\kappa \cdot p_0)}{\rho_0}} = c_0 + b' \cdot \Theta \quad [m/s], \quad (8)$$

kde: p_0 je tlak při teplotě $0^\circ C$ $[kg/m^3]$,

c_0 je rychlost zvuku při teplotě $0^\circ C$ $[m/s]$,

b' je poměrný teplotní činitel $[1/K]$ a jeho hodnota v ideálním plynu je

$$\frac{1}{546} K^{-1} [2],$$

b je teplotní činitel $[m/s \cdot K]$,

ρ_0 je počáteční hustota $[kg/m^3]$,

Θ je teplota $[^\circ C]$.

Pro vzduch platí [2]:

$$\kappa = 1,4,$$

$$p_0 = 1013 \text{ hPa},$$

$$\rho_0 = 1,29 \text{ kg/m}^3,$$

$$c = (1 + b' \cdot \Theta) \cdot \sqrt{\frac{(\kappa \cdot p_0)}{\rho_0}} = \left(1 + \frac{1}{546}\right) \cdot \sqrt{\frac{(1,4 \cdot 1013 \cdot 10^2)}{1,29}} = \quad [m/s] \quad (9)$$

$$= \underline{\underline{331,57 + 0,607 \cdot \Theta}}$$

Výpočet rychlosti zvuku pro teplotu $20^\circ C$:

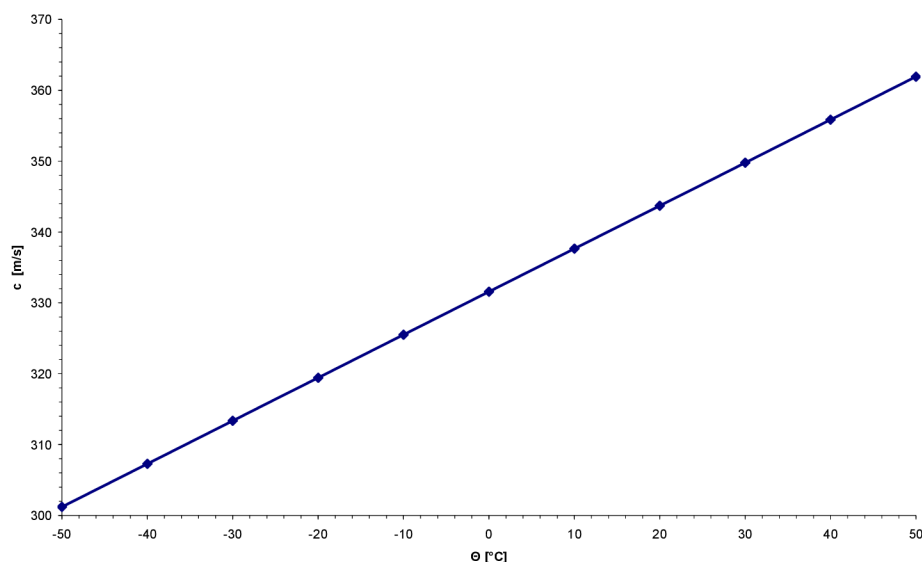
$$c = 331,57 + 0,607 \cdot \Theta = 331,57 + 0,607 \cdot 20 = 343,71 \text{ m/s}.$$

$\Theta [^\circ C]$	-50	-40	-30	-20	-10	0
$c [m/s]$	301,22	307,29	313,36	319,43	325,5	331,57

Tabulka 1. Rychlosti šíření zvuku v závislosti na teplotě $-50^\circ C$ až $0^\circ C$

Θ [°C]	0	10	20	30	40	50
c [m/s]	331,57	337,64	343,71	349,78	355,85	361,92

Tabulka 2. Rychlosti šíření zvuku v závislosti na teplotě 0 °C až 50 °C



Obr. 5 Grafická závislost rychlosti zvuku na teplotě média

Příklad výpočtu změny času, kterou urazí zvukové vlnění na dráze o délce 20 cm při extrémní změně teploty z - 50 °C na + 50 °C:

$$c=l/t \quad [m/s], \quad (10)$$

Ve vzorci 10 je t čas za kterou vlnění urazí dráhu l .

$$t_{-50}=l/c_{-50}=0,2/301,22=663,97 \mu s,$$

$$t_{+50}=l/c_{+50}=0,2/361,92=552,61 \mu s,$$

$$\Delta t= t_{-50} - t_{+50}=663,97-552,61=111,36 \mu s.$$

Pokud by tedy v měřicím zařízení nedocházelo při výpočtu vzdálenosti k zohlednění změn teplot a tím tedy i změn rychlosti šíření vlnění, bylo by měření nepřesné. Chybu zjistíme pro příklad, že budeme pracovat pouze s rychlostí zvuku pro teplotu 0 °C a nebudeme zohledňovat aktuální teplotu prostředí, která se bude měnit - 50 °C na + 50 °C:

$$\Delta l=c \cdot \Delta t=331,57 \cdot 111,36 \cdot 10^{-6}=36,29 \text{ mm}.$$

$$\text{Pro } t_{\text{chyb}}=-50^{\circ}\text{C} = +50^{\circ}\text{C} = \Delta l/2=36,29/2=18,145 \text{ mm}$$

$$t_{\text{chyb}}\%=(t_{\text{chyb}} \cdot 100)/l=(1,8145 \cdot 100)/20=9,0725 \%$$

Z výše uvedeného plyne, že na vzdálenosti 20 cm dochází k chybě +- 1,8145 cm, což je +- 9,0725 %.

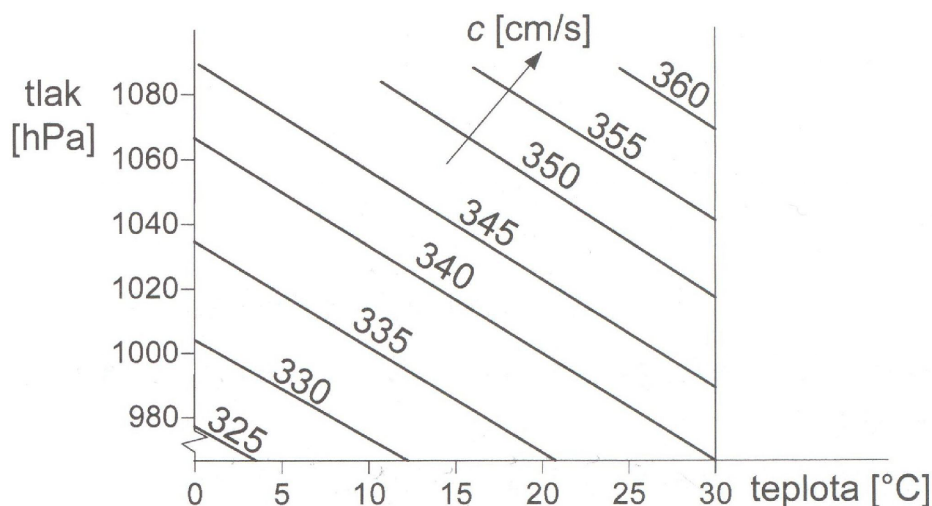
Z příkladu výpočtu, kde se zohledňuje použití měření až v extrémních podmínkách, je patrné že dochází k nezanedbatelné chybě. Pro dané podmínky chyba dosahuje hodnot až $\pm 9,0725\%$. **Změna teploty musí být vždy zohledněna pro přesné měření!**

Další faktory ovlivňující rychlost šíření zvuku ve vzduchu:

Atmosférický tlak

Změny tlaku také ovlivňují rychlost šíření zvuku. Hodnota tlaku závisí na nadmořské výšce, tíhovém zrychlení, mocnosti, teplotě a hustotě. Normální atmosférický tlak vzduchu při mořské hladině na 45 °s.š. při teplotě 15 °C a tíhovém zrychlení o hodnotě $9,0665 \text{ m/s}^2$ je 1013,25 hPa, převzato z [4].

Při běžném kolísání atmosféry dochází asi k 5 % [1] chybě (962,6 hPa – 1063,9 hPa) v rychlosti zvuku.



Obr. 6 Vliv teploty a tlaku na rychlost šíření, převzato z [1]

Relativní vlhkost

Při změně relativní vlhkosti prostředí z vlhkého na suchý dochází k chybě asi 2 % [1].

Složení vzduchu

Rychlost šíření zvukových vln také ovlivňuje složení vzduchu (např. CO_2). Pokud se složení vzduchu mění jen nepatrně dochází jen k mírnému a zanedbatelnému ovlivňování rychlosti šíření zvukových vln.

1.4.2 Ztráty vlivem kulových vln

V předcházejících kapitolách jsme uvažovali pouze šíření rovinných vln, což zjednodušovalo danou problematiku. V praxi se s tímto vlněním nesetkáváme. Při generování bodovým zdrojem se vlnění šíří v kulových vlnoplochách neboli dochází ke vzniku kulové vlny.

Měrný výkon přenášený vlněním je vztažený na jednotku plochy kolmé na směr šíření [1]:

$$N = p \cdot v \quad [W / m^2]. \quad (11)$$

Akustický tlak p je udáván v akustických hodnotách.

Střední časová hodnota měrného výkonu postupných vln nám udává intenzitu rovinné vlny [1]:

$$I = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T N \cdot dt \quad [W / m^2], \quad (12)$$

Kde N je měrný výkon $[W / m^2]$.

Intenzita kulové vlny [1]:

$$I = \frac{N}{4 \cdot \pi \cdot x^2} = \frac{p \cdot v}{4 \cdot \pi \cdot x^2} = \frac{p^2}{4 \cdot \pi \cdot x^2 \cdot \rho \cdot c} \quad [W / m^2], \quad (13)$$

Poloměr kulové vlnoplochy je označen jako x .

Z výše uvedeného vztahu vyplývá, že intenzita klesá lineárně v závislosti na vzdálenosti od zdroje. Ultrazvukové zdroje jsou navrhnuté tak, aby se svým principem co nejvíce přiblížily ke generování rovinných vln. K tomuto účelu slouží piezokeramické měniče.

1.4.3 Atmosférická absorpce zvukových vln

Atmosférická absorpce je lineárně závislá na vzdálenosti, kterou urazí zvukové vlnění po dráze svého šíření. Její hodnoty bývají uvedeny v tabulkách.

Rozděluje ji podle vzniku na:

- K absorpci zvukové energie α může docházet vyzařování a vedením tepla, difúzí a viskozitou prostředí. Její hodnota je úměrná druhé mocnině kmitočtu f [1]:

$$\alpha = 30 \cdot 10^{-12} \cdot f^2 \quad [-]. \quad (14)$$

Vliv teploty na průběh absorpce je minimální.

- Absorpci molekulární ke které dochází díky relaxaci kyslíkových molekul. Její hodnota je závislá na vlhkosti, teplotě a kmitočtu.

1.5 Generování ultrazvuku

Ve vysílači (transmitter) ultrazvukových vln dochází k přeměně elektrického napětí na mechanickou energii, která rozkmitává membránu, což způsobuje mechanické vlnění v látkovém prostředí, v našem případě ve vzduchu. Přijímač (receiver) pracuje na opačném principu. Ultrazvukové měniče pro měření vzdáleností musejí mít úzkou vyzařovací charakteristiku. Pokud je vzdálenost konstantní, tak tato charakteristika je závislost akustického tlaku na úhlu natočení od osy měniče, bývá vykreslena

v polárních souřadnicích a je typická vždy pro daný měnič. Nejčastěji se pro přijímač (vysílač) využívají piezokeramické měniče.

Piezokeramické měniče

Základem těchto měničů jsou piezokeramické krystaly. Mechanické kmity vznikají na krystalu, který mění své geometrické rozměry v závislosti na přiloženém napětí.

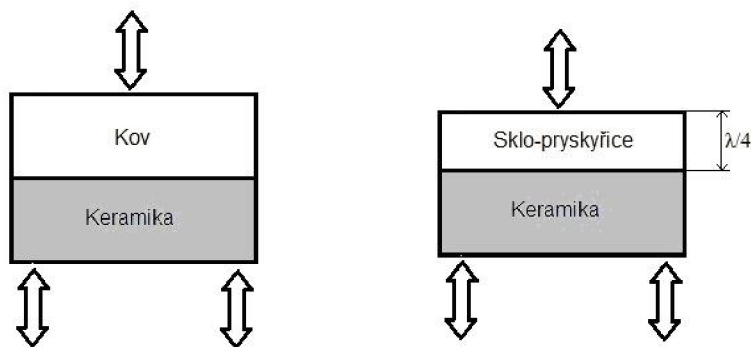
Pro složitost výroby se nepoužívá pěstování makrokrystalů, ale spojování mikrokrystalů s pojidly. Přejed mezi měničem a prostředím (vzduchem) musí být vhodně přizpůsoben (podobnost s impedančním přizpůsobením), abychom získali co nejlepší účinnost. Měníče můžeme rozdělit podle konstrukce membrány na rovnou a prohnutou membránu.

Pokud je přijímač i vysílač v jednom pouzdře, pak jde o systém jednoduchý. Nevýhodou tohoto systému je, že po vyslání signálu se musí čekat na dokmitání systému a až potom se může signál přijmout. Proto může být výhodné využití dvojitého systému, kde je přijímač i vysílač odděleni. Uvedená časová prodleva způsobuje takzvanou mrtvou zónu, ve které se systém nedá použít. U měničů s dosahem 1 m (6 m) je tato zóna 20 cm (8 cm). Vzdálenost měření závisí na pracovním kmitočtu měniče, pro $f = 200$ kHz (40 kHz) je maximální vzdálenost 2 m (10 m). Velikosti zón jsou převzaty ze zdroje [1].

1.5.1 Měníč s rovnou membránou

Piezokeramická vrstva je slepena s kovovou. Po přiložení napětí změni piezokeramika svoje geometrické rozměry což způsobí prohnutí celého měniče. Základní vlastností je širokopásmová vyzářovací charakteristika, využití je pouze pro úzké pásmo kmitočtů a nevýhodou je dlouhá doba doznění. Systém lze zapouzdřit, díky tomu nachází uplatnění v průmyslu.

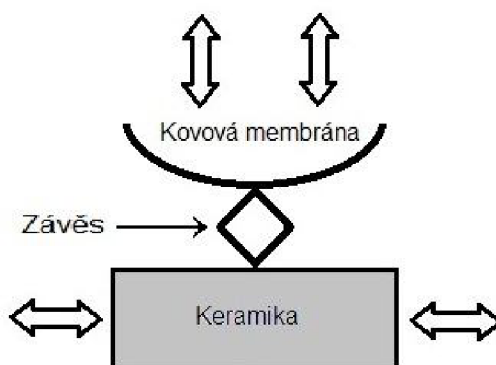
Po nahrazení kovové vrstvy materiálem ze směsi dutých skleněných kuliček a pryskyřice o tloušťce $\lambda/4$ získáme účinnost asi 5 %, úzkou vyzářovací charakteristiku, úzkopásmovost, zkrácení doby doznění, oddělení nevodivým materiálem.



Obr. 7 Konstrukce měniče s rovnou membránou, převzato z [1]

1.5.2 Měníč s prohnutou membránou

Má shodné vlastnosti jako měnič s rovnou membránou. Její systém má nízký stupeň krytí, jelikož systém nelze uzavřít.



Obr. 8 Konstrukce měniče s prohnutou membránou, převzato z [1]

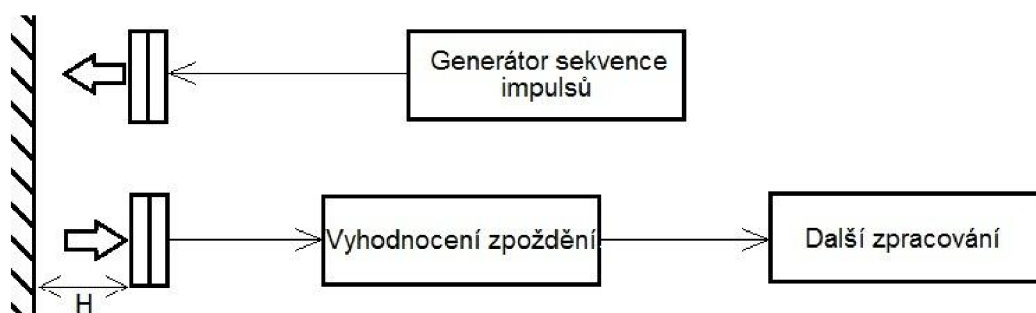
2 VOLBA METODY

Při volbě metody bylo zohledňováno mnoho faktorů. Nejdůležitějším byla přesnost, měřicí rozsah, jednoduchost koncepce, atd.

U všech metod se musí využívat dvojitý systém a to z důvodu zmenšení mrtvé zóny, která by degradovala měřitelný rozsah celého zařízení.

2.1 Impulsní metoda

Tato metoda je založena na vyslání a přijetí sady impulsů. Tyto impulsové shluky se mohou opakovat s minimálním kmitočtem f_{op} , aby byla zvýšena pravděpodobnost příjmu signálu. Měří se zde doba za kterou se vyslané impulsy vrátí od měřeného místa (překážky). Režim, ve kterém tento akustický radar pracuje se nazývá impulsní, odtud impulsní metoda.



Obr. 9 Základní blokové schéma impulsní metody

Teoretický maximální dosah je dán velikostí čekací doby T_c , která je dána nejdelší dobou šíření vlnění (při minimální teplotě). Teoretická minimální vzdálenost je závislá na době T_{imp} , která je dána nejmenší dobou šíření vlnění (při maximální teplotě). Počet pulsů n ve shluku je dán frekvencí signálu f_0 .

$$T_{imp} = \frac{2 \cdot d_{min}}{c} \quad [\text{s}], \quad (15)$$

$$T_0 = \frac{1}{f_0} \quad [\text{s}], \quad (16)$$

$$n = \frac{T_{imp}}{T_0} \quad [-], \quad (17)$$

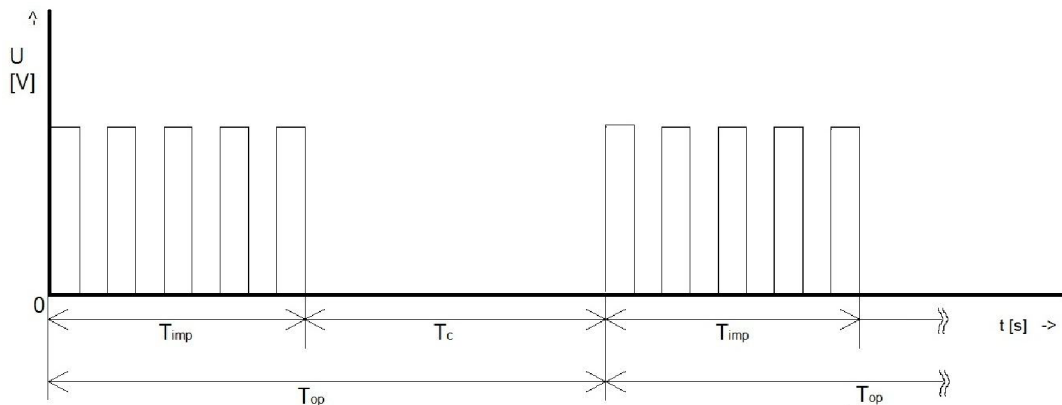
$$T_{op} = T_{imp} + T_c + \frac{T_{imp}}{10} \quad [\text{s}], \quad (18)$$

$$f_c = \frac{1}{T_c} \quad [\text{Hz}], \quad (20)$$

$$T_{op} = T_{imp} + T_c + \frac{T_{imp}}{10} \quad [\text{s}], \quad (21)$$

$$f_c = \frac{1}{T_c} \quad [\text{Hz}]. \quad (22)$$

Výše uvedené vzorce jsou převzaty z [3].



Obr. 10 Časové rozložení signálu impulsní metody

Výpočet vzdálenosti z časového zpoždění t_{zpo} přijaté sady impulzů:

$$H = \frac{c \cdot t_{zpo}}{2 \cdot 1000} \quad [\text{mm}] \quad (23)$$

Výpočet pro minimální vzdálenost $d_{\min}=0,03 \text{ m}$, $t=50 \text{ }^\circ\text{C}$, $c=361,92 \text{ m/s}$, $f_0=40 \text{ kHz}$:

$$T_{\text{imp}} = \frac{2 \cdot d_{\min}}{c} = \frac{2 \cdot 0,03}{361,92} = 165,78 \text{ } \mu\text{s},$$

$$T_0 = \frac{1}{f_0} = \frac{1}{40\,000} = 25 \text{ } \mu\text{s},$$

$$n = \frac{T_{\text{imp}}}{T_0} = \frac{165,78 \cdot 10^{-6}}{25 \cdot 10^{-6}} = 6,6 \approx 7 \text{ impulsů}$$

Výpočet pro maximální vzdálenost $d_{\max}=0,2 \text{ m}$, $t=-50 \text{ }^\circ\text{C}$, $c=301,22 \text{ m/s}$, $f_0=40 \text{ kHz}$:

$$T_c = \frac{2 \cdot d_{\max}}{c} = \frac{2 \cdot 0,2}{301,22} = 1,328 \text{ ms}.$$

Výpočet celkové sekvence:

$$T_{\text{op}} = T_{\text{imp}} + T_c + \frac{T_{\text{imp}}}{10} = 165,78 \cdot 10^{-6} + 1,328 \cdot 10^{-3} + \frac{165,78 \cdot 10^{-6}}{10} = 1,51 \text{ ms},$$

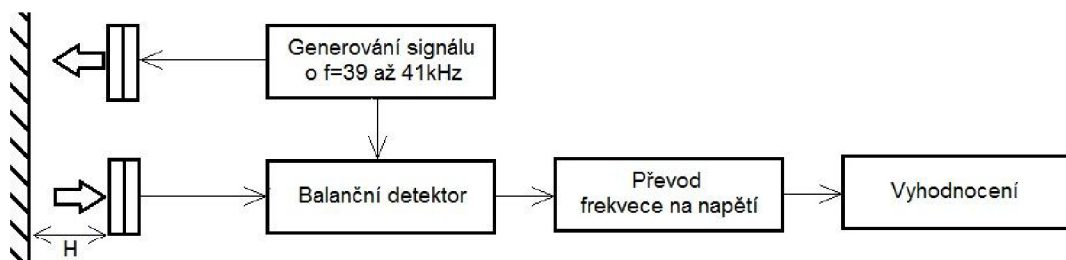
$$f_c = \frac{1}{T_c} = \frac{1}{1,632 \cdot 10^{-3}} = 662,09 \text{ Hz}.$$

V odborné literatuře je tato metoda běžně uváděna pro měření vzdáleností. Přesnost této metody by se měla pohybovat v řádu jednotek centimetrů. Není příliš vhodná k měření vzdáleností v řádu jednotek milimetrů.

Měřicí rozsah u této metody se pohybuje od jednotek centimetrů až asi po 20 m, tyto hodnoty jsou závislé na časovém rozložení signálu. Impulsní metoda má širokou možnost použití a je běžně používána např. v parkovacích systémech automobilů.

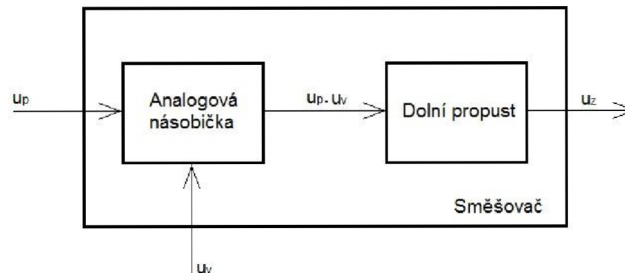
2.2 Záznějová metoda

Pracuje na principu radiovýškoměru. Měřená vzdálenost se vyhodnocuje ze změny frekvence přijatého a vyslaného signálu. Tento rozdíl frekvencí se označuje jako zázněj. Pro zvolené ultrazvukové měniče, můžeme měnit frekvenci vysílaného signálu v rozsahu 39 kHz až 41 kHz (dáno citlivostí měničů). Vyslaný signál odražený od překážky je přijat a dále zpracováván balančním detektorem (směšovačem). Získanou zázněj můžeme převést na napětí z něhož můžeme určit měřenou výšku.



Obr. 11 Blokové schéma záznějové metody

Směšovače obecně slouží k posunutí kmitočtového spektra podél osy kmitočtu o určitou hodnotu tak, aby výsledné spektrum signálu bylo posunuto do oblasti vhodnější pro zpracování. Přitom nesmí docházet ke změně informace obsažené v signálu. Prakticky jde o analogovou násobičku signálu vyslaného u_v a přijatého u_p . U harmonického signálu získáme spektra s rozdílným (zázněj) a součtovým (zrcadlový) kmitočtem. Požadovaná zázněj je získána díky filtraci dolní propustí.



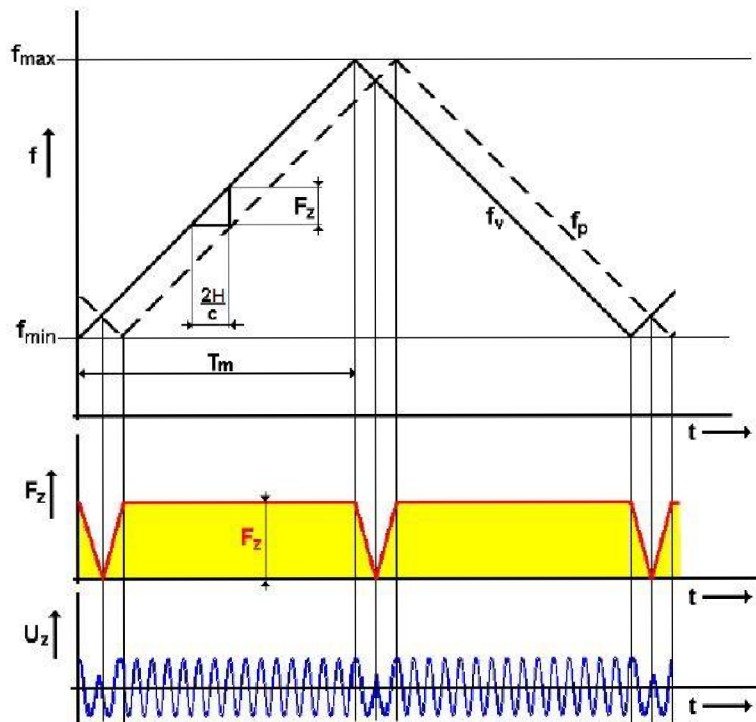
Obr. 12 Směšovač

Pro součin harmonických signálů se vychází ze vztahu pro goniometrické funkce. Pokud vyslaný harmonický signál u_v vynásobíme přijatým signálem u_p pak platí:

$$\begin{aligned} u_v \cdot u_p &= U_v \cdot U_p \cdot \cos(\omega_v) \cdot \cos(\omega_p) = \\ &= \frac{U_v \cdot U_p}{2} \cdot \cos(\omega_v - \omega_p) + \frac{U_v \cdot U_p}{2} \cdot \cos(\omega_v + \omega_p). \end{aligned} \quad (24)$$

Po filtraci dolní propustí získáme:

$$u_z = \frac{U_v \cdot U_p}{2} \cdot \cos[2\pi \cdot (f_v - f_p)] \quad (25)$$



Obr. 13 Časové rozložení průběhů výskoměru, převzato z [5]

$$\frac{F_z}{t_z} = \frac{\Delta f}{T} \Rightarrow \frac{F_z}{\Delta f} = \frac{t_z}{T}, \quad (26)$$

$$t_z = \frac{2 \cdot H}{c} \quad [\text{s}], \quad (27)$$

$$\frac{F_z}{\Delta f} = \frac{2 \cdot H}{c \cdot T} \Rightarrow H = \frac{F_z \cdot c \cdot T}{2 \cdot \Delta f}. \quad (28)$$

Výše uvedené vzorce jsou převzaty z [5].

Po dosažení rychlosti zvuku při teplotě 20 °C je $c=343,71$ m/s a maximální měřenou vzdálenost 20 cm:

$$t_{z \max} = T_m,$$

$$t_{z \max} = \frac{2 \cdot H_{\max}}{c} = \frac{2 \cdot 0,2}{344,71} = 1,164 \text{ ms},$$

$$T = 2 \cdot t_{z \max} = 2 \cdot 1,164 \cdot 10^{-3} = 2,328 \text{ ms},$$

$$H = \frac{F_z \cdot c \cdot T}{2 \cdot \Delta f} = \frac{F_z \cdot 344,71 \cdot T}{2 \cdot 2 \cdot 10^3} = F_z \cdot 0,08618 \cdot T \text{ [m]},$$

$$H_{\max} = F_z \cdot 0,08618 \cdot T = F_z \cdot 0,08618 \cdot 0,002328 = F_z \cdot 0,201 \text{ mm}.$$

Ze vztahu pro H_{\max} vyplývá citlivost měření, která je 0,201 mm na 1 Hz. Tato hodnota je příliš malá z toho plyne, že záznejovou metodu měření v daných podmínkách nelze použít, jelikož by nedošlo k pokrytí potřebného rozsahu měření.

Tato metoda nelze v reálných podmínkách použít!

2.3 Korelační metoda

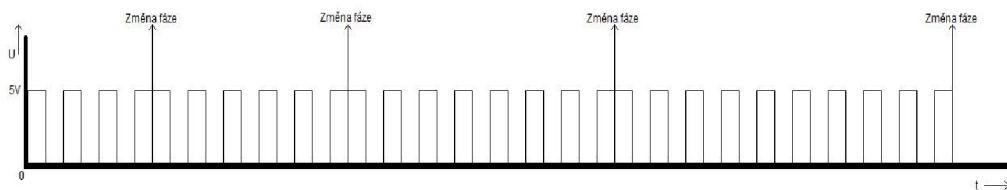
Tato metoda je založena na principu korelační analýzy vyslaného signálu s přijatým. Přijatý signál u_p je časově posunut o dobu τ ve srovnání se signálem vyslaným u_v . Měřená vzdálenost bude vyhodnocena z času τ o který jsou signály posunuty.

Pokud zaručíme, aby v přenosové cestě nedošlo ke zkreslení signálu, můžeme hovořit o autokorelaci. Autokorelační funkce $R(\tau)$ obecně reprezentuje podobnost signálu a jeho časově posunutě kopie. Její výsledek udává informaci o výkonových poměrech signálů.

Platí-li, že $u_p(t) = u_v(t) = u(t)$ pak je autokorelační funkce dána vztahem [6]:

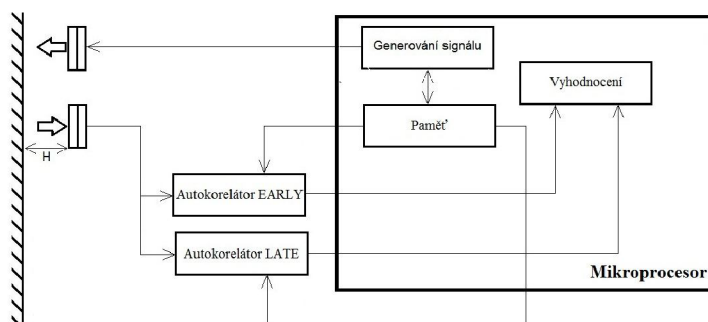
$$R(\tau) = \frac{1}{T} \cdot \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u_v(t) \cdot u_p(t + \tau) dt \quad (29)$$

Pro toto použití je však nutné, aby vyslaný signál byl vhodnou binární posloupností u níž musí být vždy jednoznačná interpretace autokorelační funkce.

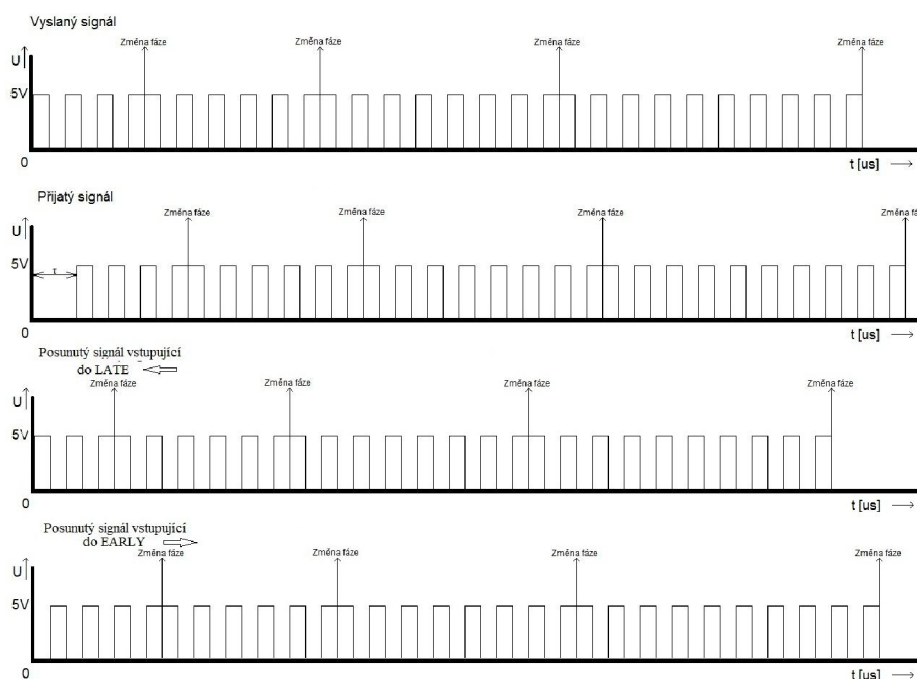


Obr. 14 Příklad posloupnosti vysílaného signálu o frekvenci

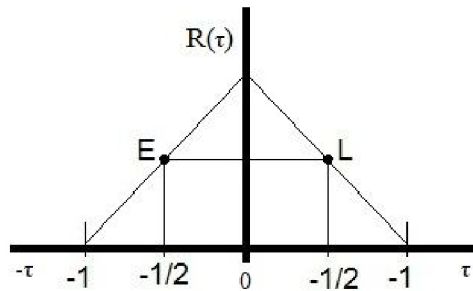
Pro zdokonalení činnosti celého zařízení použijeme dva korelátoři, korelátor early-late (předčasný-opožděný). U korelátoru early dochází k porovnání přijatého signálu se signálem z paměti (totožný s vyslaným signálem), tento uložený signál je vysouván z hlediska časové oblasti směrem „vpřed“. U korelátoru late je signál z paměti vysouván z hlediska časové oblasti směrem „vzad“. Čím více se autokorelační funkce pro blok early blíží ke shodě vstupujících signálů tím více se shoda vstupujících signálů oddaluje pro blok late. Po shodě vstupních signálů v jednom korelátoru dojde k vyhodnocení vzdálenosti podle doby, o kterou jsme posunuli signál z paměti. Tento způsob vyhodnocení umožňuje „klouzavé“ měření, tím i zkrácení doby pro určení měřené vzdálenosti.



Obr. 15 Blokové schéma korelační metody



Obr. 16 Příklad průběhů signálů: Vyslaný, přijatý, zpožděný LATE, předsunutý EARLY



Obr. 17 Průběh funkce early-late autokorelátorů

Přesnost měření vzdálenosti je dána minimální hodnotou času, kterou můžeme měřit, o kolik je signál vysunut z paměti.

Pokud tato hodnota bude mít velikost $1 \mu\text{s}$ a měření bude probíhat při teplotě 20°C ($c=343,71 \text{ m/s}$) získáme citlivost z následujícího vztahu:

$$l = t \cdot c = 10^{-6} \cdot 343,71 = 0,344 \text{ mm}. \quad (30)$$

Citlivost je tedy $0,344 \text{ mm}$ na $1 \mu\text{s}$. Měření vzdálenosti by tedy mělo být s přesností jednotek milimetrů. Aby byla pokryta vzdálenost do 20 cm musí mít vyslaný signál dostatečnou časovou délku.

Teoretické poznatky pro korelační metodu jasně určují s jakou precizností by bylo možné měřit vzdálenost. Ovšem při laboratorním ověřování této metody bylo zjištěno, že nelze v praxi použít kvůli dokmitávání systému měničů (viz Obr. 22, jenž neumožňuje změnu fáze vně binární posloupnosti).

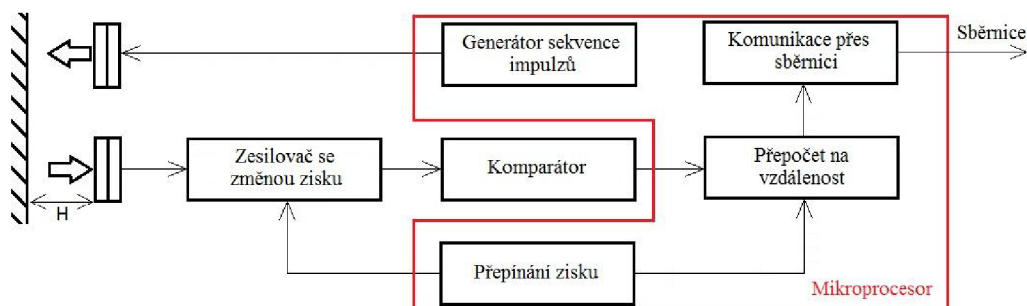
Tato metoda nelze v reálných podmínkách použít!

2.4 Nejvhodnější metoda

Po zohlednění všech faktorů a matematických výpočtů vlastností ovlivňujících možnosti použití uvažovaných metod je zcela jednoznačné, že pro využití v reálných podmínkách je vhodná jediná metoda a to **metoda impulzní**. Nelze u ní dosáhnout vysoké přesnosti. Chyba jenž bude dostačující pro uvažované použití musí být maximálně 5 mm .

3 REALIZACE IMPULZNÍ METODY

Metoda založená na principu analýzy časového zpoždění mezi vyslanou a přijatou sadou impulzů je nejvhodnější pro řešení daného úkolu. Navrhované zařízení bude periferií, která bude s centrálním zařízením komunikovat přes sběrnici USART. Napájení bude mít hodnotu 5 V. Generování signálu, jeho vyhodnocení a komunikaci bude zajišťovat mikroprocesor.

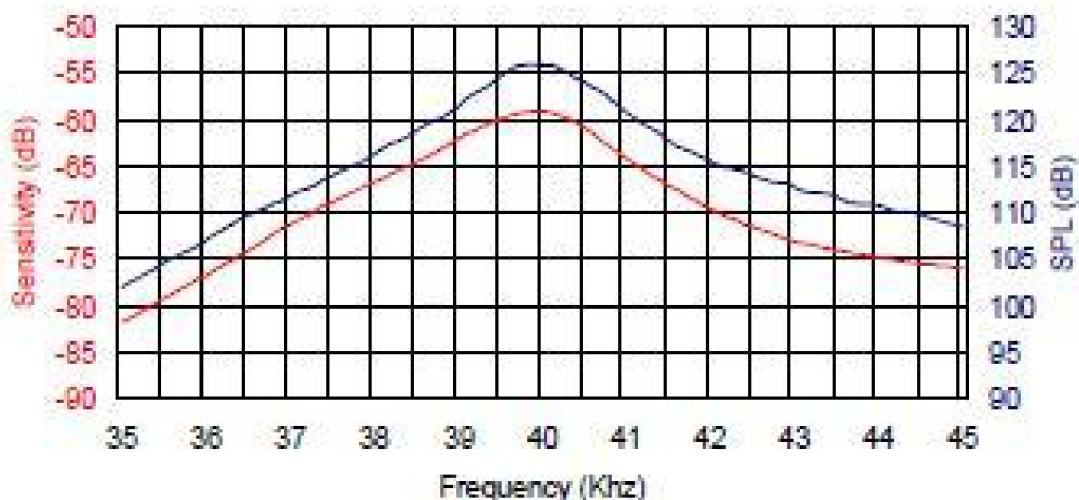


Obr. 18 Blokové struktura zařízení pro impulzní metodu

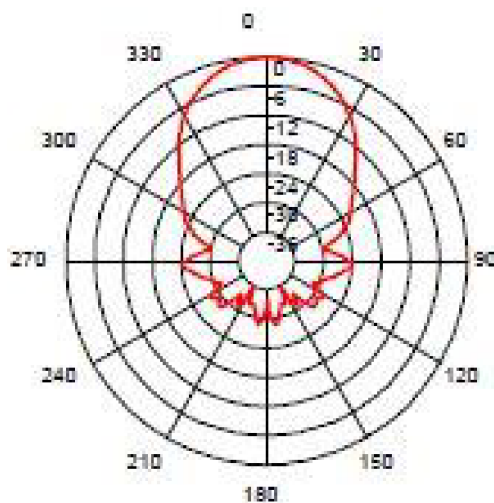
3.1 Měníče

Při volbě přijímače i vysílače byla s zohledněna možnost implementace za daných podmínek, cena zařízení a jeho dostupnost.

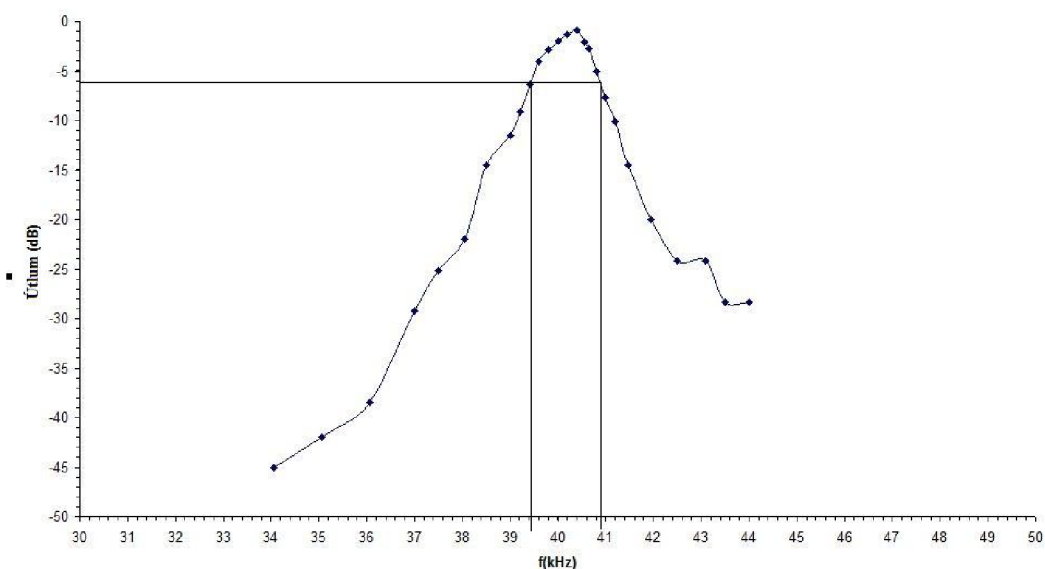
Jako nevhodnější vysílač bylo zvoleno zařízení 400ST160 a k němu určený přijímač 400SR160. Jejich závislost citlivosti na frekvenci má rezonanční tvar charakteristiky s rezonačním kmitočtem 40 kHz. Pro pokles citlivosti o 6 dB je šířka pásma pro vysílač 2 kHz a pro přijímač 2,5 kHz. Maximální řídicí napětí je 20 Vrms. Typická hodnota vyzařovacího úhlu pro pokles 6 dB je 55°. Použití je možné pro teploty -30 až 80 °C. Uvedené hodnoty jsou převzaty ze zdroje [7].



Obr. 19 Závislost citlivosti na frekvenci, převzato z [7]



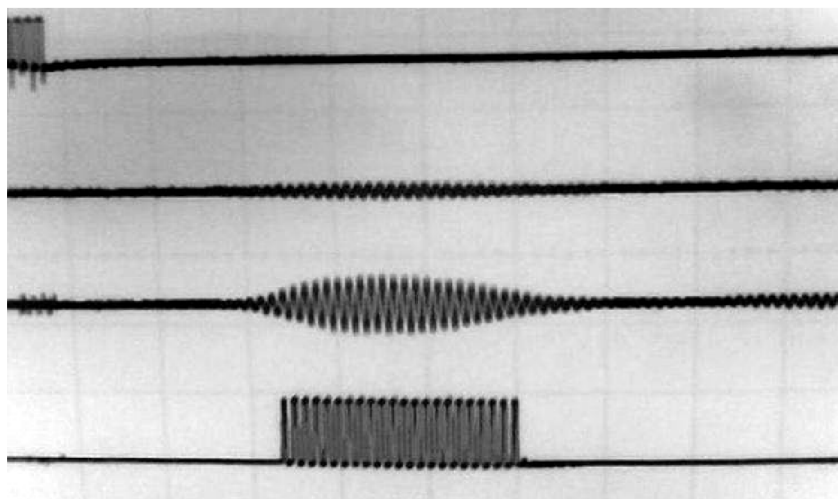
Obr. 20 Vyzařovací charakteristika, převzato z [7]



Obr. 21 Změřená grafická závislost útlumu přenosu v závislosti na frekvenci pro reálné měniče při $u_v=5$ V a pro vzdálenost přijímače od vysílače 5 cm

Na Obr. 21 je změřená charakteristika reálného páru měničů. Šířka pásma pro reálný měnič je 1,4 kHz a centrální kmitočet je 40,4 kHz. Pro použití jakéhokoli kusu tohoto měniče je vhodné, aby signál měl frekvenci 40 kHz.

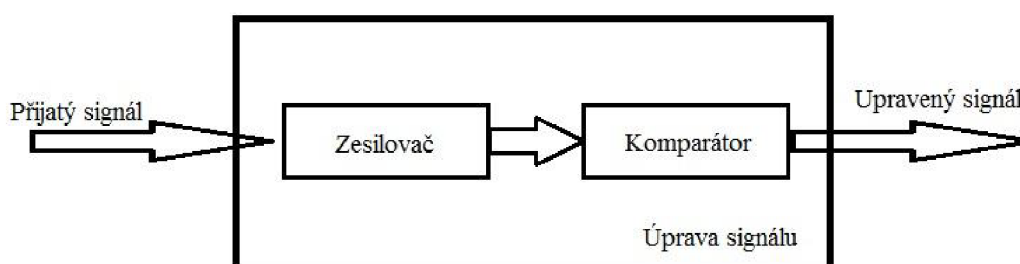
Obr. 22 znázorňuje rozkmitávání a dokmitávání vysílače a přijímače. Vysílač byl buzen osmi obdélníkovými pulzy a po úpravě přijatého signálu byl získán až pětinasobek původního počtu impulzů. Tato skutečnost je dána rezonačním charakterem měničů. Nežádoucí kmitání nelze odstranit aniž by nedošlo k degradaci „užitečných“ kmitů. Z důvodu dokmitávání měničů musí být doba T_c prodloužena alespoň o 1 ms, její hodnota bude tedy rovna 2,328 ms.



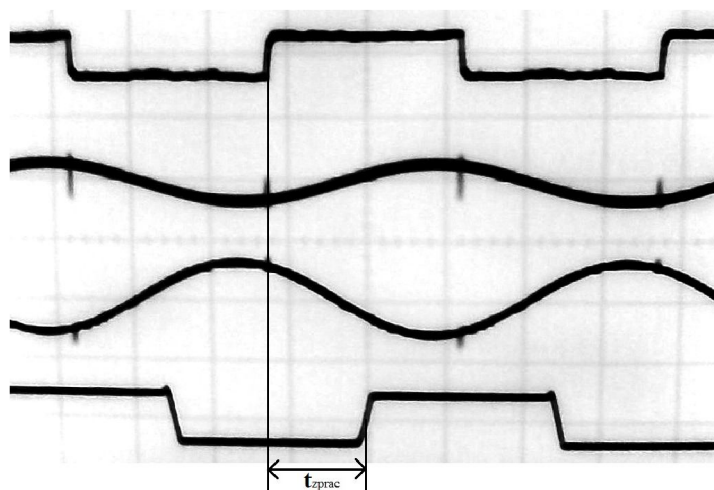
Obr. 22 Měřené průběhy ze shora: osm pulzů obdélníkového signálu z generátoru (5V/div), signál přijatý měničem, (1V/div), signál zesílený neinvertujícím zesilovačem a vyfiltrovaný (1V/div) , signál zpracovaný komparátorem (5V/div) při rozlišení 200 μ s/div.

3.2 Úprava signálu

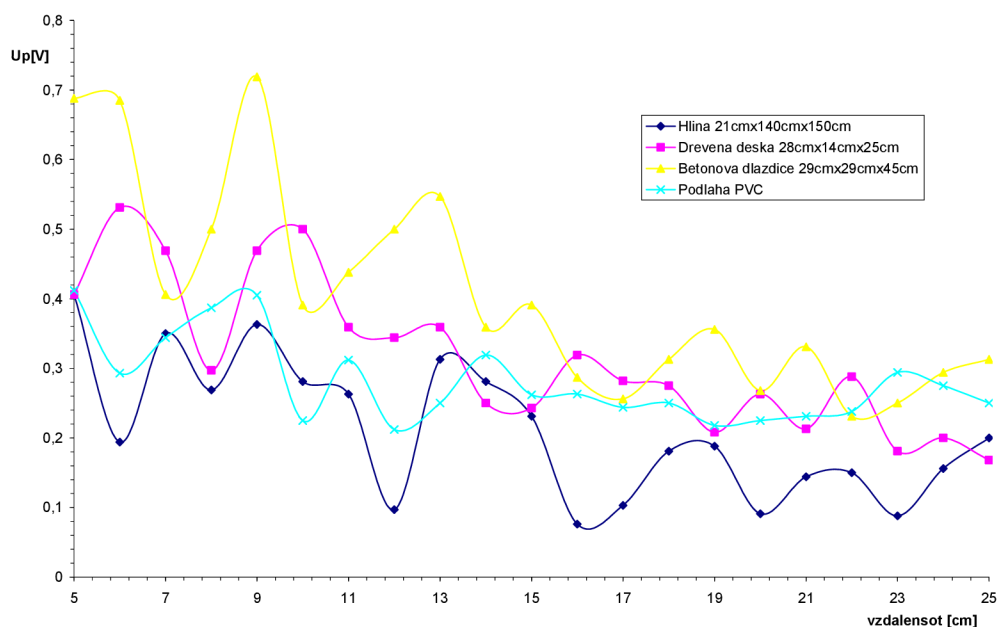
Po odražení zvukových vln od plošného cíle dojde v měnič (přijímač) k přeměně zpět na signál elektrický, který již není obdélníkový. Má totiž sinusový tvar, což je dáno rezonančním charakterem měničů (viz tvar charakteristiky Obr. 21). Dále dochází k útlumu v přenosové cestě, jeho velikost je dána fyzikálními vlastnostmi vzduchu a schopností odrazu od plošného cíle. Z Obr. 25 je vidět, že přijatý signál má velkou dynamiku. Dynamika je dána střídáním maxim a minim v signálu. Velikost dynamiky a střední hodnoty celého signálu klesá se vzdáleností. Jeho hodnota se pohybuje od stovek po desítky mV a je silně závislá na materiálu plošného cíle a na členitosti povrchu (viz kapitola 1.3). Aby mohlo dojít k vyhodnocení přijatého signálu musí být signál zesílen a převeden zpět na obdélníkový signál komparátorem, aniž by došlo ke zkreslení signálu.



Obr. 23 Blok pro úpravu signálu



Obr. 24 Měřené průběhy ze shora: obdélníkového signálu z generátoru (5V/div), signál přijatý měničem, (500mV/div), signál zesílený invertujícím zesilovačem (1V/div) a signál zpracovaný komparátorem (5V/div) při rozlišení 5 μ s/div.



Obr. 25 Změřená grafická závislost přijatého signálu na vzdálenosti pro různé materiály

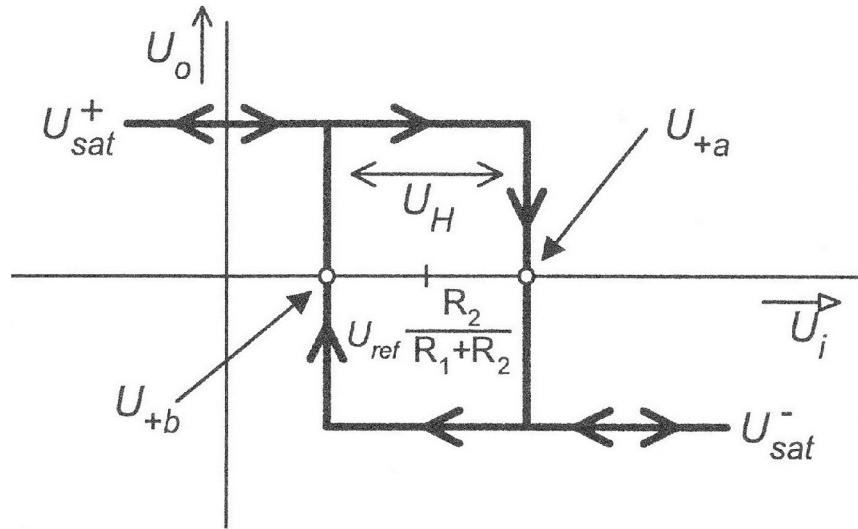
3.2.1 Zesilovač

Jako nejvhodnější konstrukční řešení této části zařízení bylo zvoleno zapojení s operačním zesilovačem. Operační zesilovač OZ byl zvolen s nesymetrickým napájením o hodnotě 5 V. Tento OZ je typu RAIL-TO-RAIL což umožňuje signál zesílit v plném rozsahu napájecího napětí. Pro měření byl zvolen AD8031 , který byl v průběhu realizace nahrazen levnějším obvodem TS924 pracujícím do mezní frekvence 4 MHz. Vhodné zapojení zesilovače je uvedeno dále.

3.2.2 Komparátor

Komparátor umožňuje převod sinusového signálu na obdélníkový OZ (LM833) je zapojen jako Schmittův klopný obvod, výstup U_{komp} je závislý na jeho předchozím stavu, hodnotě na vstupu a hodnotě referenčního napětí. Pokud referenční hodnota U_{ref} bude odpovídat stejnosměrné složce signálu U_{zes} bude mít signál U_{komp} 50 % střidu (duty-cycle) signálu což znamená, že by nedošlo ke zkreslení signálu.

Pokud se zvyšuje kladná zpětná vazba narůstá i rychlost překlápění komparátoru. Pokud je převodní charakteristice „okno“ hystereze nastaveno na větší úroveň než šum, nedochází pak k nežádoucímu kmitání komparátoru. Obě saturační napětí jsou funkcí napájecího napětí a proto jsou na napájení závislá i napětí U_{+b} a U_{+a} .



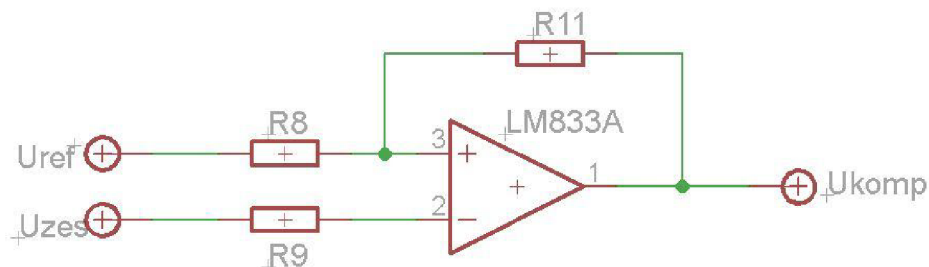
Obr. 26 Převodní charakteristika komparátoru, převzato z [8]

Výpočet hystereze převodní charakteristiky U_H [8]:

$$U_H = U_{+a} - U_{+b} = (U_{sat}^+ - U_{sat}^-) \cdot \frac{R8}{R8 + R11} = U_{cc} \cdot \frac{R8}{R8 + R11} \quad [\text{V}], \quad (31)$$

z toho plyne že:

$$R11 = \frac{R8 \cdot (U_{cc} - U_H)}{U_H} \quad [\Omega]. \quad (32)$$



Obr. 27 Vhodné zapojení komparátoru

3.2.3 Zapojení zesilovačem se konstantní zesílením s komparátorem

Zesilovač s konstantním zesílením

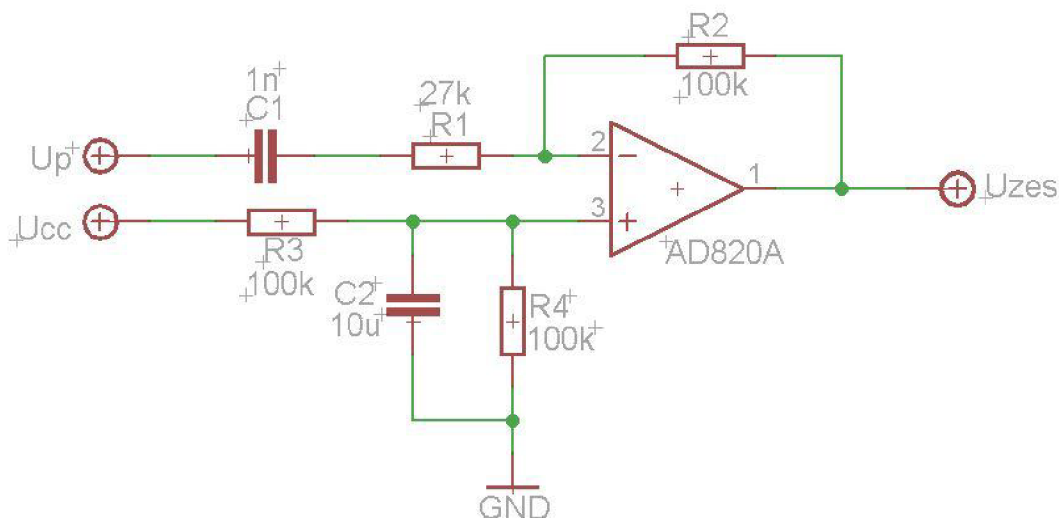
Tento zesilovač je zapojen jako invertující, tedy obrací fázi signálu. Kondenzátor C1 odstraňuje stejnosměrnou složku signálu. Poměr rezistorů R1 a R2 udává zisk zesilovače. Hodnota zisku byla zvolena tak, aby v žádném případě nedocházelo ke zkreslení signálu při vyšších hodnotách u_p . Rezistory R3 a R4 nastavují stejnosměrnou složku do poloviny napájecího napětí.

Napětový zisk je dán vztahem [8] :

$$Ku = \frac{R2}{R1} \quad (33)$$

Výpočet pro zisk 3,5. Zvolíme $R2=100 \text{ k}\Omega$, pak hodnota R1 je rovna:

$$R1 = \frac{R2}{Ku} = \frac{100\,000}{3,5} = 28,5 \text{ k}\Omega, \text{ volena hodnota z řady E24 } R1=27 \text{ k}\Omega.$$



Obr. 28 Invertující zapojení zesilovače

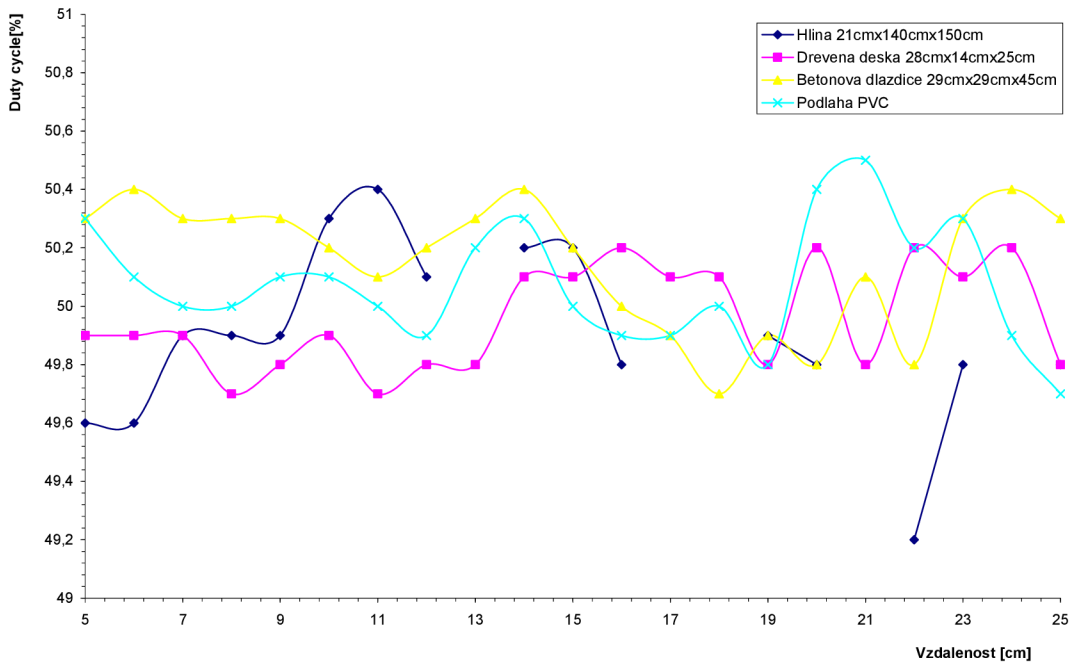
Komparátor

Napětovou hysterezi převodní charakteristiky U_H komparátoru zvolíme o velikosti $U_h=0,2 \text{ V}$, pak můžeme určit hodnotu odporu R7 pro hodnotu $R5=10 \text{ k}\Omega$:

$$R2 = \frac{R1 \cdot (U_{cc} - U_H)}{U_H} = \frac{10\,000 \cdot (5 - 0,2)}{0,2} = 240 \text{ k}\Omega, \text{ zvolena hodnota z řady E24}$$

$R1=220 \text{ k}\Omega$.

Po spojení těchto dvou obvodů vznikne funkční blok zpracování signálu. Po nastavení vhodné referenční úrovně U_{ref} by signál měl mít shodný průběh s vyslaným signálem zpožděný o čas $\tau + t_{zprac.}$. Jako ukazatel přesnosti tohoto bloku poslouží hodnota střídání (duty-cycle).



Obr. 29 Závislost střídání signálu na vzdálenosti,

(Up je měřené napětí špička-špička, vzdálenost byla měřena s přesností ± 2 mm)

Z Obr. 29 je patrné, že tato varianta není vhodná pro univerzální použití. Při měření bylo zjištěno, že pro dřevěnou desku, betonovou dlaždici a PVC podlahu je zapojení zcela vyhovující, protože dochází k maximální chybě 0,4 % což je zanedbatelné. Ovšem při měření od hlíny docházelo k tomu, že vyhodnocení signálu při určitých vzdálenostech nebylo možné. Jelikož signál po zesílení nedosáhl hodnot potřebných pro překročení rozhodovací úrovně komparátoru. **Tento nedostatek se odstraní pokud nahradíme zesilovač s konstantním zesílením zesilovačem, u nějž lze řídit zesílení a tím získáme univerzálnější použití zařízení.**

3.2.4 Zesilovač s nastavitelným zesílením a komparátor

Zesilovač

Toto zapojení umožňuje řídit zisk zesilovače a tím celý systém měřiče umožní univerzálnější použití, tedy možnost měřit vzdálenost od různých povrchů a materiálů. Nastavení zisku bude provádět mikroprocesor podle vyhodnocení kvality signálu.

Nastavení zisku bylo vybíráno z několika řešení:

- Zesilovač s říditelným ziskem implementovaný do integrovaného obvodu.

Umožňuje univerzální použití tohoto obvodu pro zesilování. Pro dané podmínky má však zbytečně velkou šířku pásma a jeho nevýhodou je i jeho cena, která by značně prodražila zařízení.

- Řízení zisku pomocí JFETu.

Využívá se zde neinvertujícího zapojení operačního zesilovače, kde je zisk určen kombinací dvou rezistorů zapojených jako odporový dělič určující velikost záporné zpětné vazby. Rezistor zapojený proti GND na je nahrazen JFETem, jehož pracovní bod se pohybuje v odporové oblasti jeho charakteristiky. Tato metoda je pro dané podmínky nevhodná, protože napájecí je kladné o hodnotě 5 V a JFET potřebuje ke svému řízení záporné napětí.

- Řízení zisku pomocí optočlenu s fototranzistorem.

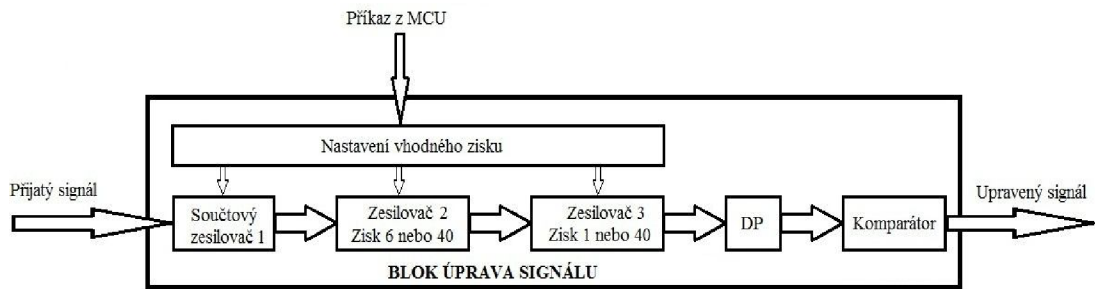
U tohoto řešení je možné použít invertující i neinvertující zapojení operačního zesilovače. Optočlenem se nahradí jeden z rezistorů určujících zisk zesilovače. Při měření bylo ověřeno, že tato metoda není vhodná jelikož dochází ke zkreslení signálu.

- Řízení zisku pomocí MOSFETu.

Operační zesilovač musí být zapojen jako neinvertující. MOSFET je umístěn stejně jako při řešení řízení zisku s JFETem a v sérii s vhodným rezistorem. MOSFET zde nahrazuje funkci spínače zařazujícího paralelně rezistor k předchozí kombinaci rezistorů určujících zisk zesilovače. Pokud přivedeme na gate MOSFETu logickou „1“ bude sepnut a pokud „0“ bude rozepnut. Toto zapojení je vhodné pro naše řešení.

Blok úpravy signálu s řízením zisku

Tento blok je tvořen z několika částí viz Obr. 30. První je neinvertující součtový zesilovač, jenž sečte přijatý signál z měniče s vhodnou stejnosměrnou složkou. Ta je potřebná pro posunutí signálu po zesílení do poloviny napájecího napětí, tedy na hodnotu 2,5 V (vhodné nastavení pracovní oblasti). Další dva zesilovače (2,3) jsou také v neinvertujícím zapojení, jejichž kombinace umožňují získání tří napěťových zisků o velikosti 6, 40 a 240. Nastavení vhodné offsetové složky a zisku je prováděn MOSFETy s kanálem typu N 2N7000 (v SMD 2N7002) v závislosti na příkazu vyslaného mikroprocesorem určeném kvalitou vyhodnocovaného signálu. Vhodně zesílený signál je dolní propustí vyfiltrován od nežádoucích špiček, vznikajících při generování. Takovýto sinusový signál je komparátorem převeden na obdélníkový s posunutou fází o 180°.



Obr. 30 Blok úpravy signálu

V zapojení z Obr. 31 dochází ke třem možným stavům, že je na svorky $A_u=40$, $A_u=240$, přivedena kombinace logické „0“ nebo „1“ viz. Tabulka 3.

Svorka	$A_u=40$	$A_u=240$	Výsledné zesílení
Logická úroveň	0	0	6
Logická úroveň	1	0	40
Logická úroveň	0	1	240

Tabulka 3. Tabulka popisující volbu zisku

1) Na svorku $A_u=40$ a $A_u=240$ je přivedena logická „0“ a napěťový zisk je 6

Zisk na OZ2 je dán:

Zvoleno $R8=100k\Omega$ řady E24.

$$A_{u2} = 1 + \frac{R8}{Rzes_6},$$

$$A_{u2} - 1 = \frac{R8}{Rzes_6}, \tag{34}$$

$$(A_{u2} - 1) \cdot Rzes_6 = R8;$$

$$Rzes_6 = \frac{R8}{A_{u2} - 1} = \frac{100000}{6 - 1} = 20 \text{ k}\Omega.$$

Při volbě reálné součástky jsem zvolil hodnotu rezistoru velikosti $R7=20 \text{ k}\Omega$ z řady E24.

Zesilovač tedy zesílí šestkrát napětí z přijímače U_p , z toho plyne že stejnosměrná složka signálu U_{pss} musí mít hodnotu:

$$U_{ss6} = \frac{\frac{U_{cc}}{2}}{A_{u2}} = \frac{\frac{5}{2}}{6} = 417 \text{ mV}. \tag{35}$$

Operační zesilovač OZ3 je zapojen jako napěťový sledovač to znamená, že zesiluje jedenkrát. Proto musí mít offset vstupující do OZ1 hodnotu 417 mV.

Rezistor pro nastavení U_{ss} je pak dán:

$$U_{ss6} = \frac{R_{ss6}}{R1 + R_{ss6}} \cdot U_{cc},$$

$$U_{ss6} \cdot R1 + U_{ss6} \cdot R_{ss6} = R_{ss6} \cdot U_{cc}, \quad (36)$$

$$R_{ss6} = \frac{U_{ss6} \cdot R1}{U_{cc} - U_{ss6}} = \frac{0,417 \cdot 1000000}{5 - 0,417} = 90,99 \text{ k}\Omega.$$

Při volbě reálných součástek jsem zvolil hodnoty dvou rezistorů o velikosti $R4=R5=39 \text{ k}\Omega$ a trimr $P3=25 \text{ k}\Omega$ z řady E24.

2) Na svorku $A_u=40$ je přivedena logická „1“ a $A_u=240$ je přivedena logická „0“, napěťový zisk je tedy 40

Zisk na OZ2 je dán:

Zvoleno $R8=100 \text{ k}\Omega$ řady E24.

$$A_{u2} = 1 + \frac{R8}{R_{zes40}},$$

$$A_{u2} - 1 = \frac{R8}{R_{zes40}}, \quad (37)$$

$$(A_{u2} - 1) \cdot R_{zes40} = R8;$$

$$R_{zes40} = \frac{R8}{A_{u2} - 1} = \frac{100000}{40 - 1} = 2,564 \text{ k}\Omega.$$

$$R_{zes40} = \frac{R7 \cdot R'zes_{40}}{R7 + R'zes_{40}},$$

$$R_{zes40} \cdot R7 + R_{zes40} \cdot R'zes_{40} = R7 \cdot R'zes_{40}, \quad (38)$$

$$R_{zes40} \cdot R7 = R'zes_{40} \cdot (R7 - R_{zes40}),$$

$$R'zes_{40} = \frac{R_{zes40} \cdot R7}{R7 - R_{zes40}} = \frac{2,564 \cdot 20000}{20000 - 2,564} = 2,564 \text{ k}\Omega.$$

Při volbě reálné součástky jsem zvolil hodnotu rezistoru velikosti $R6=2,7 \text{ k}\Omega$ z řady E24.

Zesilovač tedy zesiluje čtyřicetkrát napětí z přijímače U_p , z toho plyne že stejnosměrná složka signálu U_{pss} musí mít hodnotu:

$$U_{ss40} = \frac{U_{cc}}{A_{u2}} = \frac{5}{40} = 62,5 \text{ mV}. \quad (39)$$

Operační zesilovač OZ3 je zapojen jako napěťový sledovač to znamená, že zesiluje jedenkrát. Proto musí mít offset vstupující do OZ1 hodnotu 62,5 mV.

Napětí U_{ss} je pak dáno:

$$U_{ss_{40}} = \frac{R_{ss_{40}}}{R1 + R_{ss_{40}}} \cdot U_{cc},$$

$$U_{ss_{40}} \cdot R1 + U_{ss} \cdot R_{ss_{40}} = R_{ss_{40}} \cdot U_{cc}, \quad (40)$$

$$R_{ss_{40}} = \frac{U_{ss_{40}} \cdot R1}{U_{cc} - U_{ss_{40}}} = \frac{0,0625 \cdot 1000000}{5 - 0,0625} = 12,66 \text{ k}\Omega.$$

$$R_{ss_{40}} = \frac{R_{ss_6} \cdot R'_{ss_{40}}}{R_{ss_6} + R'_{ss_{40}}},$$

$$R_{ss_{40}} \cdot R_{ss_6} + R_{ss_{40}} \cdot R'_{ss_{40}} = R_{ss_6} \cdot R'_{ss_{40}}, \quad (41)$$

$$R_{ss_{40}} \cdot R_{ss_6} = R'_{ss_{40}} \cdot (R_{ss_6} - R_{ss_{40}}),$$

$$R'_{ss_{40}} = \frac{R_{ss_{40}} \cdot R_{ss_6}}{R_{ss_6} - R_{ss_{40}}} = \frac{12,66 \cdot 90,99}{90,99 - 12,66} = 14,71 \text{ k}\Omega.$$

Při volbě reálné součástky jsem zvolil hodnotu rezistoru o velikosti $R3=8,2 \text{ k}\Omega$ a trimr $P2=10 \text{ k}\Omega$ z řady E24.

3) Na svorku $A_u=40$ je přivedena logická „0“ a $A_u=240$ je přivedena logická „1“, napěťový zisk je tedy 240

Zisk na OZ2 je dán:

Zvoleno $R8=100 \text{ k}\Omega$ řady E24.

$$A_{u2} = 1 + \frac{R8}{R_{zes_6}},$$

$$A_{u2} - 1 = \frac{R8}{R_{zes_6}}, \quad (42)$$

$$(A_{u2} - 1) \cdot R_{zes_6} = R8;$$

$$R_{zes_6} = \frac{R8}{A_{u2} - 1} = \frac{100000}{6 - 1} = 20 \text{ k}\Omega.$$

Při volbě reálné součástky jsem zvolil hodnotu rezistoru velikosti $R7=20 \text{ k}\Omega$ z řady E24.

Zisk na OZ3 je dán:

Zvoleno $R12=100\text{ k}\Omega$ řady E24.

$$\begin{aligned}
 A_{u3} &= 1 + \frac{R12}{Rzes_{40}}, \\
 A_{u3} - 1 &= \frac{R12}{Rzes_{40}}, \\
 (A_{u3} - 1) \cdot Rzes_{40} &= R12; \\
 Rzes_{40} &= \frac{R12}{A_{u3} - 1} = \frac{100000}{40 - 1} = 2,564\text{ k}\Omega.
 \end{aligned} \tag{43}$$

Při volbě reálné součástky jsem zvolil hodnotu rezistoru velikosti $R11=2,7\text{ k}\Omega$ z řady E24.

Operační zesilovač OZ2 zesiluje šestkrát a OZ3 zesiluje čtyřicetkrát. Blok zesilovače tedy zesiluje dvěštyřicetkrát napětí z přijímače U_p , z toho plyne že stejnosměrná složka signálu U_{pss} musí mít hodnotu:

$$U_{ss240} = \frac{\frac{U_{cc}}{2}}{A_{u240}} = \frac{\frac{5}{2}}{240} = 10,42\text{ mV}. \tag{44}$$

Proto musí mít offset vstupující do OZ1 hodnotu 10,42 mV.

$$\begin{aligned}
 U_{ss240} &= \frac{Rss_{240}}{R1 + Rss_{240}} \cdot U_{cc}, \\
 U_{ss240} \cdot R1 + U_{ss} \cdot Rss_{240} &= Rss_{240} \cdot U_{cc}, \\
 Rss_{240} &= \frac{U_{ss240} \cdot R1}{U_{cc} - U_{ss240}} = \frac{0,01042 \cdot 1000000}{5 - 0,01042} = 2,09\text{ k}\Omega.
 \end{aligned} \tag{45}$$

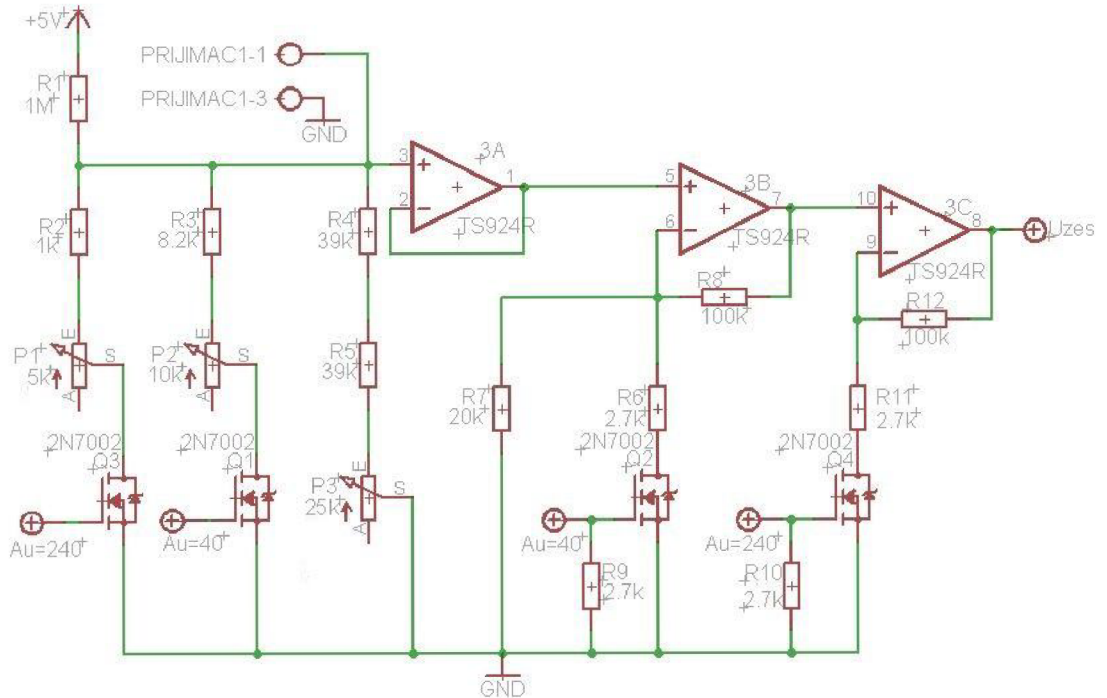
$$Rss'' = \frac{Rss_6 \cdot R'ss_{40}}{Rss_6 + R'ss_{40}} = \frac{90,99 \cdot 14,71}{90,99 + 14,71} = 12,66\text{ k}\Omega. \tag{46}$$

$$\begin{aligned}
 Rss_{240} &= \frac{Rss'' \cdot R'ss_{240}}{Rss'' + R'ss_{240}}, \\
 Rss_{240} \cdot Rss'' + Rss_{240} \cdot R'ss_{240} &= Rss'' \cdot R'ss_{240}, \\
 Rss_{40} \cdot Rss'' &= R'ss_{40} \cdot (Rss'' - Rss_{40}), \\
 R'ss_{240} &= \frac{Rss_{240} \cdot Rss''}{Rss'' - Rss_{240}} = \frac{2,09 \cdot 12,66}{12,66 - 2,09} = 2,5\text{ k}\Omega.
 \end{aligned} \tag{47}$$

Při volbě reálné součástky jsem zvolil hodnotu rezistoru o velikosti $R3=1\text{ k}\Omega$ a trimr $P2=2,5\text{ k}\Omega$ z řady E24.

Rezistory R9 a R10 zapojené na hradla MOSFETů slouží k odsátí náboje z oblasti polovodičových přechodů při změně stavu (sepnuto→rozepnuto).

Laboratorně jsem si ověřil, že pro tento účel vyhovuje rezistor o velikosti $R6=2,7\text{ k}\Omega$ z řady E24.



Obr. 31 Schéma všech bloků zesilovače

Dolní propust:

Slouží k vyfiltrování zámkitů vzniklých při generování. Jejich frekvence je 45 MHz. Průběh zesíleného a vyfiltrovaného je patrný na Obr. 22.

Mezní frekvenci filtru jsem si zvolil 41 kHz a hodnotu rezistoru 1,2 k Ω z řady E24.

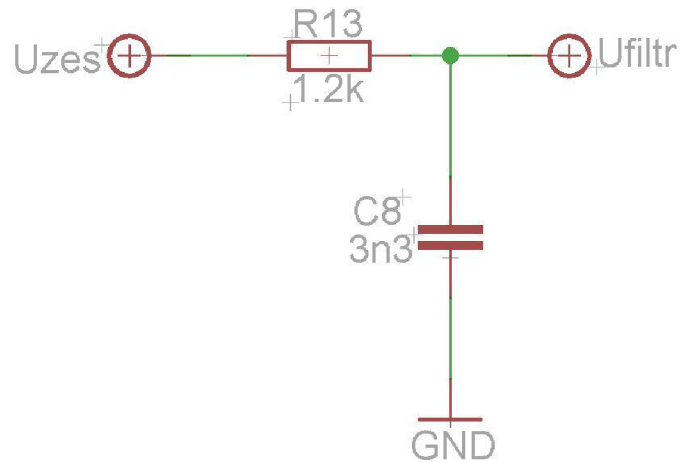
$$f_m = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C},$$

$$f_m \cdot 2 \cdot \pi \cdot R \cdot C = 1,$$

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot f_m},$$

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 1200 \cdot 41000} = 3,235\text{ nF.} \quad (48)$$

Při volbě reálné součástky jsem zvolil hodnotu kondenzátoru o velikosti $C8=3,3\text{ nF}$.

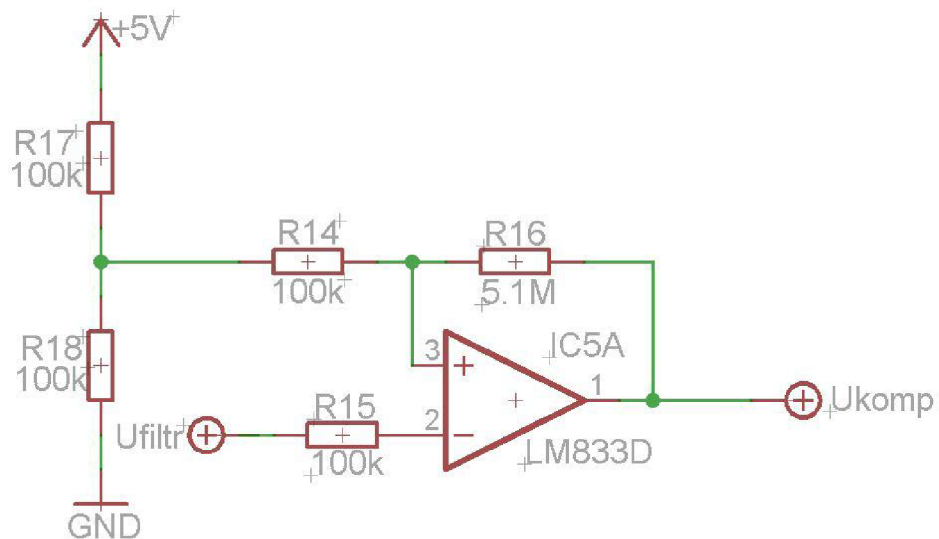


Obr. 32 Schéma dolní propusti

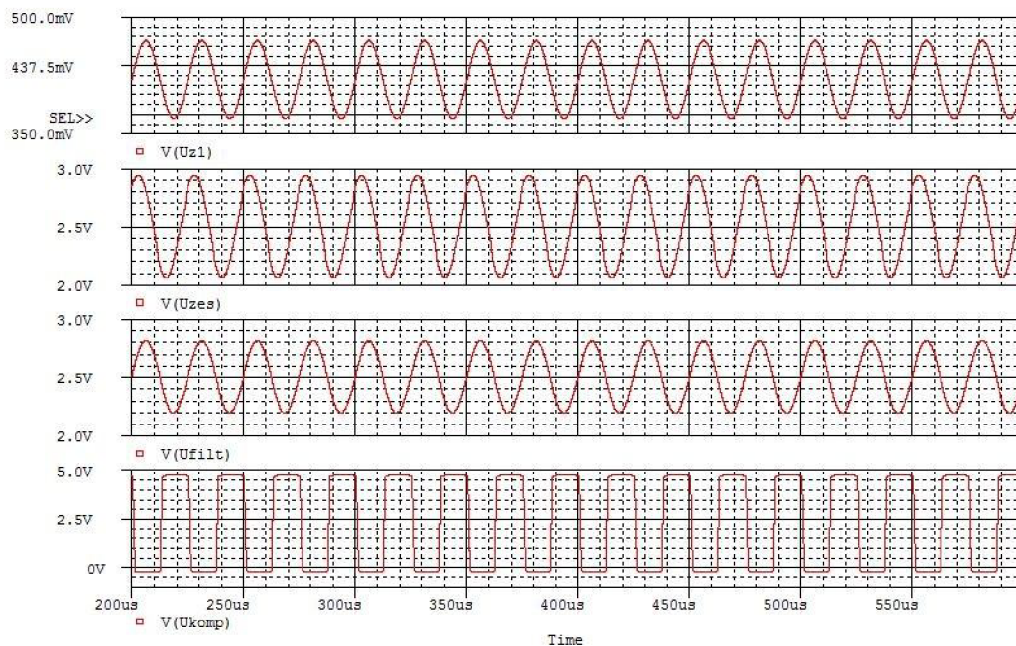
Výpočet hystereze převodní charakteristiky komparátoru pro $U_H=100$ mV:

$$R16 = \frac{R14 \cdot (U_{cc} - U_H)}{U_H} = \frac{100 \cdot (5 - 0,1)}{0,1} = 4,9 \text{ M}\Omega. \quad (49)$$

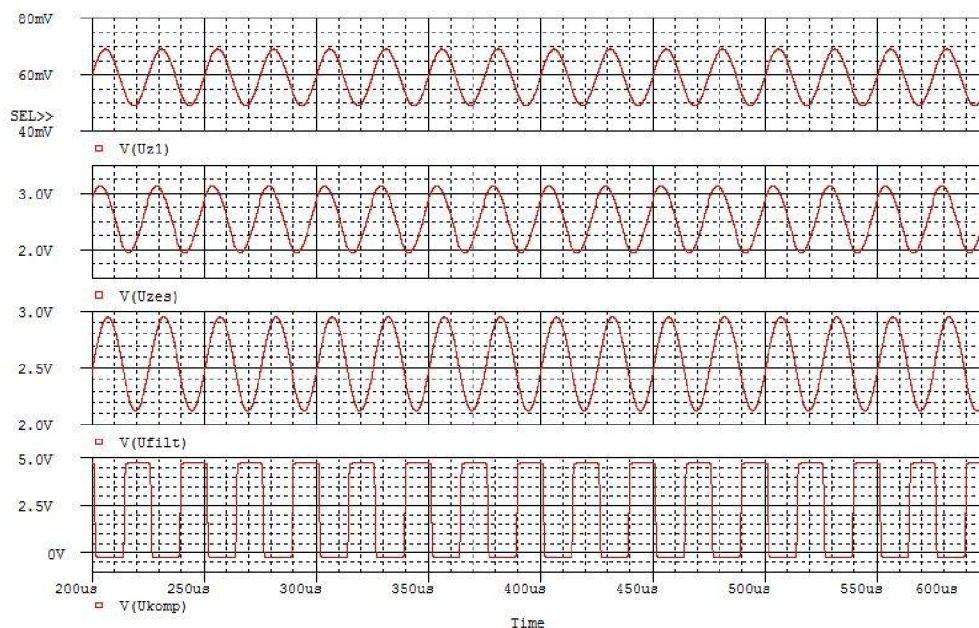
Byla zvolena hodnota z řady E24 $R16=5,1 \text{ M}\Omega$.



Obr. 33 Navrhnutý komparátor pro $U_H=100$ mV



Obr. 34 Průběhy při $A_u=6$ a $U_p=100$ mV



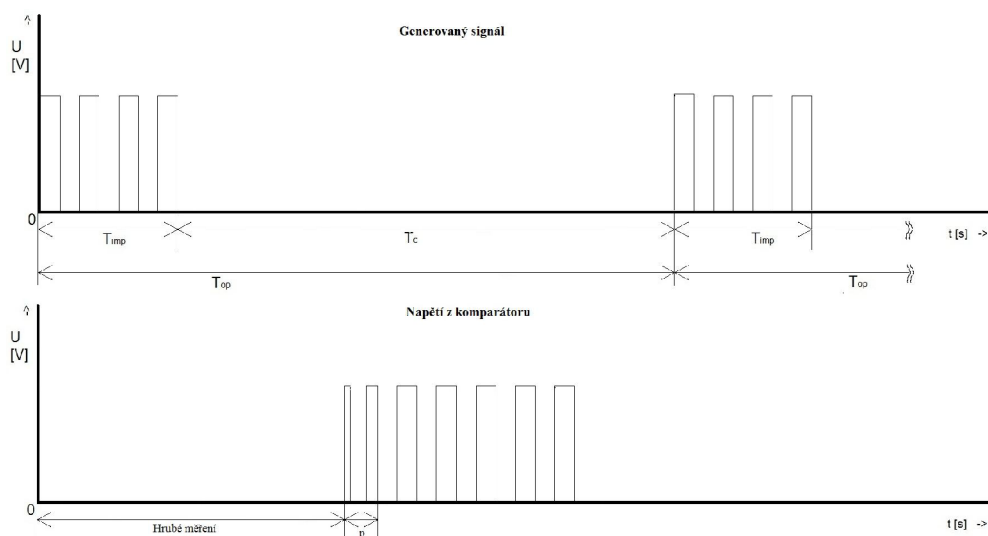
Obr. 35 Průběhy při $A_u=40$ a $U_p=20$ mV

Blok úpravy signálu s řízením zisku byl odladěn v programu PSpice. Trimry P1, P2 a P3 slouží k přesnému nastavení stejnosměrné složky. Toto zapojení bylo dále proměřeno v laboratoři.

Nevýhodou tohoto zapojení je, že zesilovač obrací fázi. Po průchodu komparátorem je tedy signál posunut o 180° proti signálu vyslanému z generátoru. Tato skutečnost musí být dále zohledněna při vyhodnocení signálu.

Na Obr. 36 je naznačeno k jakému zkresení signálu dochází při jeho zpracování v bloku Úprava signálu. Tato ilustrace vychází z praktického laboratorního měření toho bloku. Zpracovaný signál má zpočátku (1 až 4 pulzů) nekvalitní střídu nebo nedochází ke zpracování počátečních pulzů (svou hodnotou nepřekročí signál rozhodovací úroveň komparátoru). Následující signál je již zpracován korektně. Proměnlivost těchto pulzů je způsobena rozkmitáváním měniče. Rezonanční systém měniče zpočátku nekmitá s dostačující amplitudou. Tyto „slabé“ kmity jsou pak pozitivně či negativně ovlivňovány maximy/minimy, útlumem prostředí, odrazy a destruktivní/konstruktivní interferencí ultrazvukového vlnění.

Zpřesnění měření je prováděno vyhodnocením časové délky „nekvalitních“ pulzů p , jejíž velikost je zohledňována při vyhodnocování měření.

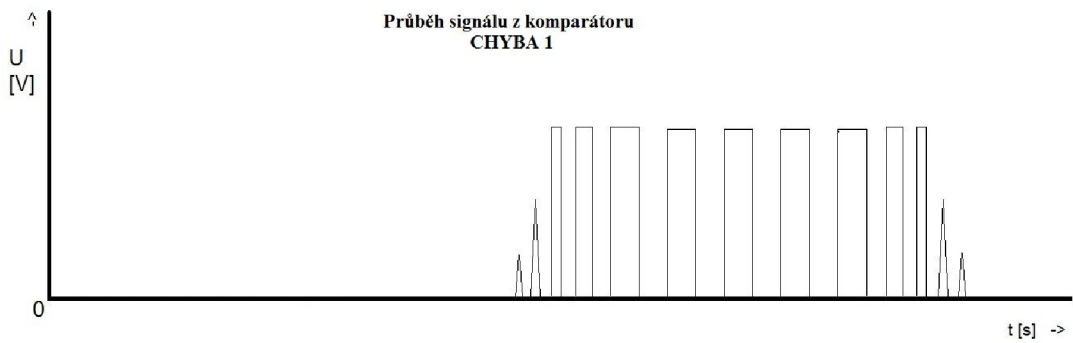


Obr. 36 Ilustrace generovaného a zpracovaného signálu, získaného měřeními

Při měření vlastností zpracovaných přijatých sad impulzů blokem úprava signálu, bylo zjištěno že dochází k chybám signálu jež jsou způsobeny nevhodně zvoleným ziskem zesilovače. Proto jsou tyto chyby vyhodnocovány při měření a poslouží jako základní faktor ovlivňující zvolený zisk. Chyby se vyskytují v třech variantách a je možnost vzniku jejich kombinací.

- **CHYBA1**

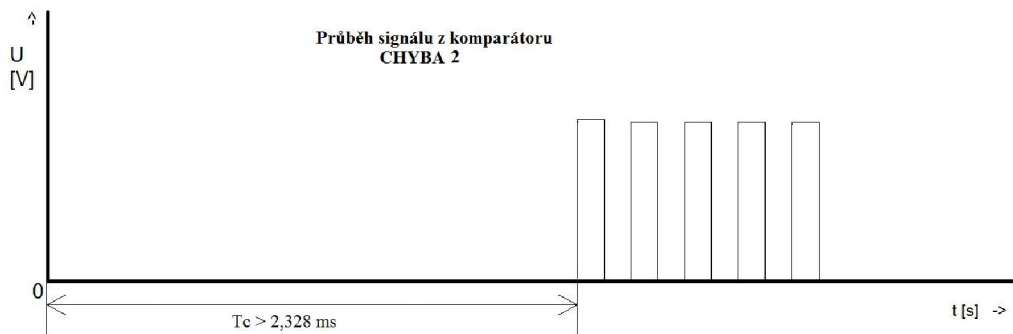
Zpracovaný signál nedosahuje potřebné kvality. Počet kvalitně zpracovaných pulzů je nižší než dvacet.



Obr. 37 Ilustrace CHYBY1

- **CHYBA2**

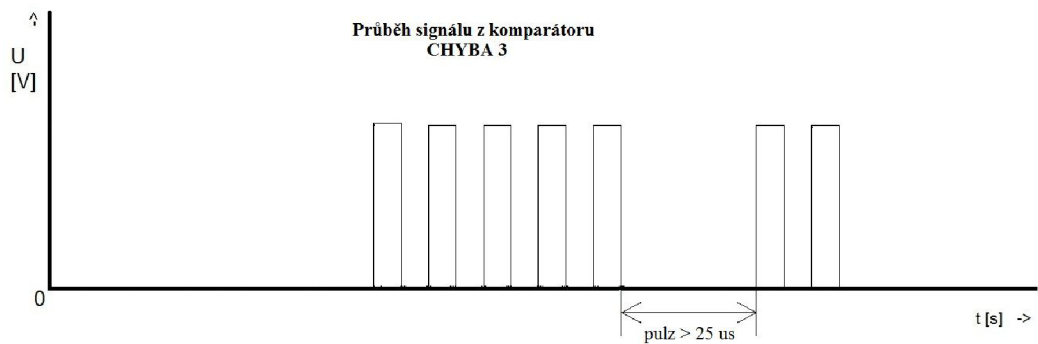
Popisuje nepřijetí shluku impulzů od plošného cíle v čase přesahujícím 2,328 ms. Tato chyba může být kromě jiného způsobena přesáhnutím rozsahu měřené vzdálenosti.



Obr. 38 Ilustrace CHYBY2

- **CHYBA3**

Ve zpracovaném signálu se vyskytne pulz přesahující 25 μs (jednu periodu signálu).



Obr. 39 Ilustrace CHYBY3

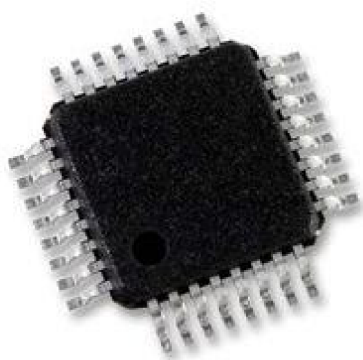
3.3 Mikroprocesor

Bude zajišťovat hned několik funkcí a to generování signálu pro vysílač, vyhodnocování výsledků měření, k řízení zesílení a odesílání naměřených hodnot po sběrnici USART.

Volba vhodného mikroprocesoru byla provedena podle následující parametrů:

- Programová **Flash** paměť o velikosti **8 kBytes**
- **8 bitový** čítač/časovač pro generování signálu
- **16 bitový** čítač/časovač s jednotkou **Input capture** pro měření časového zpoždění
- Vnitřní RC oscilátor o frekvenci 8 MHz
- Sériovou komunikaci **USART**
- **SMD** pouzdro
- Dostupnost u prodejců
- Cena

Všechny tyto podmínky splňuje procesor od firmy Atmel AVR s typovým označením ATmega8-16AU. Obvod je implementován do pouzdra TQFP 32, jenž umožňuje i ruční montáž na DPS.

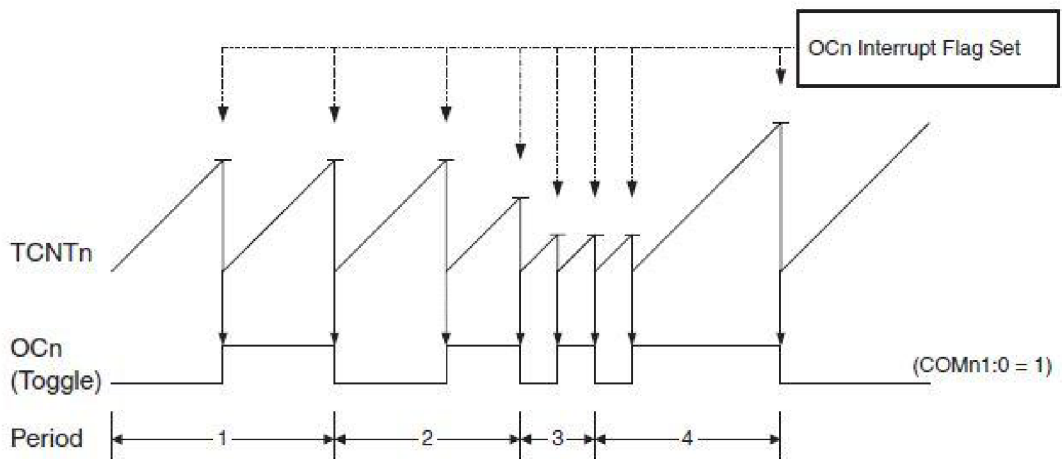


Obr. 40 Pouzdro typu TQFP 32 [11]

3.3.1 Generování signálu

Generátor obdélníkového signálu tvoří oscilátor pracující na frekvenci 40 kHz. Vygenerovaný shluk impulsů musí mít dostatečný počet pulzů n . Dle výpočtu by měl být počet impulsů v sadě roven sedmi. Laboratorně jsem si ověřil, že vhodnější počet je 8. Signál vyslaný od mikroprocesoru je v měniči (vysílači) přeměněn na zvukové vlnění, které je vysláno k plošnému cíli.

Generování obdélníkového signálu pro měnič bude prováděno 8 bitovým č/č2. Signál se střídou 50% je generován pokud č/č2 pracuje v CTC (Clear Timer on Compare Match) režimu. V tomto režimu se čítač nuluje, když registr TCNT2 dosáhne hodnoty v registru OCR2. Pokud je ještě povolen režim toggle tak při každé shodě registrů dochází k negaci vývodu OC2, což vede k získání potřebné střídavy viz Obr. 41. Čím je menší hodnota registru OCR2 tím vyšší hodnotu frekvence generového signálu získáme.



Obr. 41 Časový diagram CTC režimu [12]

Maximální možná frekvence [12], které lze dosáhnout je rovna:

$$f_{OC2MAX} = \frac{f_{clk_IO}}{2} \quad [\text{Hz}]. \quad (50)$$

Výpočet obecné frekvence [12] :

$$f_{OC2} = \frac{f_{clk_IO}}{2 \cdot N \cdot (1 + OCR2)} \quad [\text{Hz}]. \quad (51)$$

-kde N je dělicí poměr předděličky (1, 8, 64, 256, 1024).

Aby byla získána reálná frekvence 40 kHz při frekvenci vnitřního oscilátoru $f_{clk_IO}=8$ MHz. Byla zvolena jednotková předdělička, pak:

$$\begin{aligned} f_{OC2} &= \frac{f_{clk_IO}}{2 \cdot N \cdot (1 + OCR2)}, \\ f_{OC2} \cdot 2 \cdot N \cdot (1 + OCR2) &= f_{clk_IO}, \\ f_{OC2} \cdot 2 \cdot N + f_{OC2} \cdot 2 \cdot N \cdot OCR2 &= f_{clk_IO} \\ OCR2 &= \frac{f_{clk_IO} - f_{OC2} \cdot 2 \cdot N}{f_{OC2} \cdot 2 \cdot N} = \frac{8000000 - 40000 \cdot 2 \cdot 1}{40000 \cdot 2 \cdot 1} = 99. \end{aligned} \quad (52)$$

Vypočtená hodnota OCR2=99 byla také laboratorně ověřena.

Nastavení registrů:

TCCR2=0b00011001;

- nastavení režimu CTC (zelená),
- nastavení režimu toggle (červená),
- nastavení předděličky N=1 (modrá).

OCR2=99;

TIMSK=0b10000000;

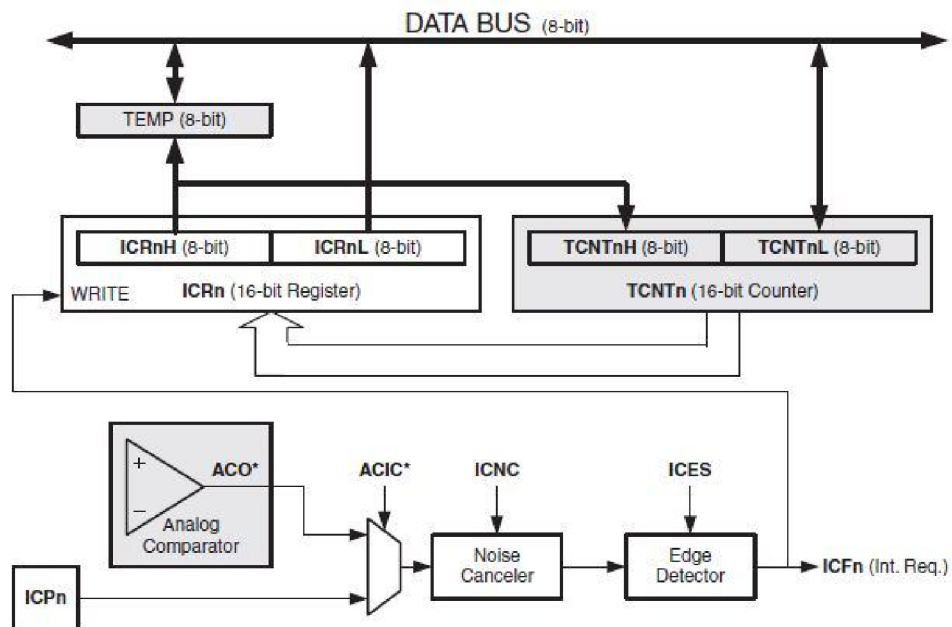
- registr slouží k povolení určitého typu přerušení pokud je povoleno globální
- nastavení přerušení při shodě TCNT2=OCR2 (žlutá).

3.3.2 Měření časového zpoždění

Hrubé měření

Měření bude prováděno 16 bitovým čítačem/časovačem1, jenž obsahuje jednotku Input Capture. Jednotka je schopna zachytit vnější událost a zapamatovat si čas jejího výskytu. S ní lze dále pracovat při měření signálu.

Událostí je buď nástupná nebo sestupná hrana signálu. Do jednotky Input Capture může být signál přiveden dvěma způsoby. Prvním je přivedením signálu přímo z vývodu ICP. Další variantou je přivedení signálu z výstupu Komparátoru (analog comparator). Tento výběr je zajištěn bitem ACIC z registru ACSR. Pro naše řešení je signál přiveden z vývodu ICP tedy ACIC=0. Signál dále pokračuje přes blok Potlačovače šumu (Noise canceler). Potlačení šumu je zapnuto pokud je bit ICNC=1. V bloku Detektor hrany se volí mezi náběžnou/sestupnou hranou bitem ICES1 (sestupná hrana→ICES=0). Pak dojde k nastavení příznaku ICF1, když bylo povoleno přerušení. Dalším krokem je uložení hodnoty z registru časovače TCNT1 do registru ICR1. V TCNT1 pak dále pokračuje inkrementace hodnoty. A z ICR1 může dojít k vyzvednutí hodnoty do doby, než nastane další záchyt hrany.



Obr. 42 Blokové schéma jednotky Input Capture [12]

Nastavení registrů:

TCCR1A=0;

TCCR1B=0b11000010;

- nastavení potlačovače šumu → povolen (červená),
- nastavení hrany → náběžná (zelená),
- nastavení normálního režimu (modrá),
- nastavení předděličky N=8.

TIMSK=0b00100000;

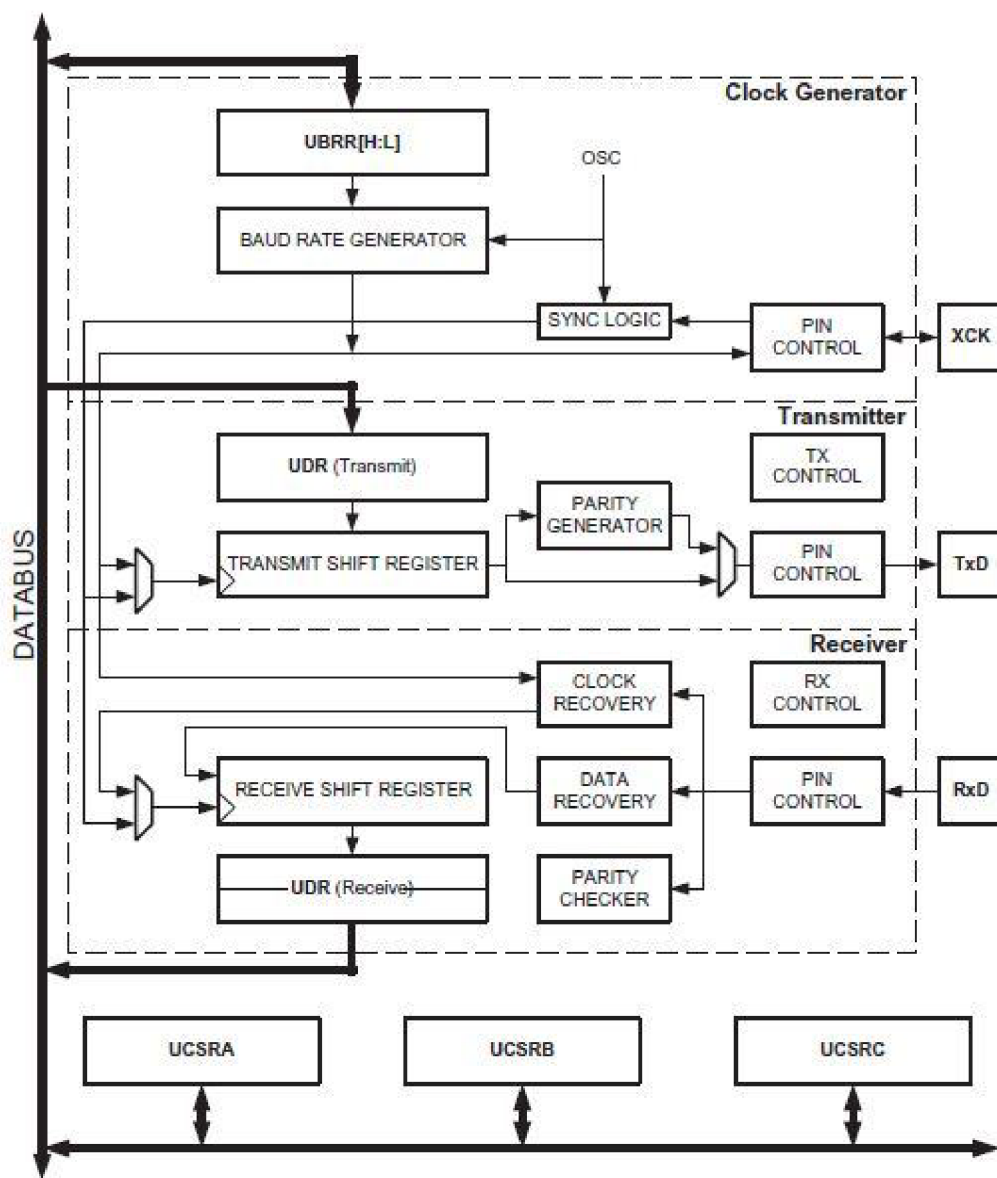
- registr slouží k povolení určitého typu přerušení pokud je povoleno globální
- nastavení přerušení při záchytu obsahu TCNT1 v ICR1 (žlutá).

Přesné měření

Jeho řešení by bylo možno provést č/č1, u něj by se musela přepnout předdělička na hodnotu N=1. Pro toto měření je použit č/č0. Pracuje v normálním režimu a hodnota jeho registru TCNT0 se navyšuje po uplynutí doby 125 ns. Vyzvednutí jeho hodnoty je řízeno přerušením od č/č1.

3.3.3 Komunikace pro sběrnici USART

Představuje vysoce univerzální sériovou synchronní/asynchronní komunikaci mezi vysílačem a přijímačem. Je plně kompatibilní se starším typem UART. Může pracovat v režimu master nebo SLAVE a také je možno současně vysílat i přijímat data. Obsahuje podporu rámců, volbu počtu stop bitů, generátor parity atd.



Obr. 43 Blokové schéma jednotky USART [12]

Generovaná přenosová rychlost je závislá na frekvenci hodinového signálu f_{clk_IO} a na hodnotě registru UBRR (UBRRH,UBRRL). V tomto případě $f_{clk_IO}=8$ MHz a požadovaná rychlost má velikost 9600 baudů. Rychlost je pak dána vztahem [12]:

$$\begin{aligned}
 f_{BR} &= \frac{f_{clk_IO}}{16 \cdot (UBRR + 1)}, \\
 f_{BR} \cdot 16 \cdot (UBRR + 1) &= f_{clk_IO}, \\
 f_{BR} \cdot 16 \cdot UBRR + 16 \cdot f_{BR} \cdot 16 &= f_{clk_IO}, \\
 f_{BR} \cdot 16 \cdot UBRR &= f_{clk_IO} - f_{BR} \cdot 16, \\
 UBRR &= \frac{f_{clk_IO}}{f_{BR} \cdot 16} - \frac{f_{BR} \cdot 16}{f_{BR} \cdot 16}, \\
 UBRR &= \frac{f_{clk_IO}}{16 \cdot f_{BR}} - 1 = \frac{8000000}{16 \cdot 9600} - 1 = 52,08 - 1 = 51,08.
 \end{aligned} \tag{53}$$

Proto byla zvolena hodnota UBRRL o velikosti 51.

Při návrhu komunikace zařízení jsem si stanovil následující parametry komunikačního protokolu:

a) Nastavení komunikace

Zvolená rychlost komunikace je 9600 baudů. Rámec obsahuje jeden start bit, 8 bitů a 2 stop bity. Paritní bit není využit. Musí být povolen TXD (vysílač) a RDX (přijímač).

b) Struktura paketu

Jednotlivé byty struktury paketu jsou popsán dále:

- SYNCH → Synchronizační byte o hodnotě 85,
- RADD → Adresa příjemce (receiver) zprávy,
- SADD → Adresa odesílatele (sender) zprávy,
- LENGTH → Délka paketu (odeslána ve zprávě),
- VARIABLE → Označení veličiny jenž je odesílána,
- SIGN → Znaménko odesílané hodnoty,
- VALUE → Hodnota odesílané veličiny,
- CHECKSUM → Kontrolní součet (odeslána ve zprávě).

BYTE	1.	2.	3.	4.	5.	6.	7.	8.
POPIS	SYCH	RADD	SADD	LENGTH	VARIABLE	SIGN	VALUE	CHECKSUM

Tabulka 4 Členění komunikačního paketu

1. Synchronizační byte SYNCH

Slouží k rozpoznání počátku paketu odesílané zprávy. Jeho správná hodnota je 85 neboli 55 v šestnáctkové soustavě.

2. Adresa příjemce zprávy RADD

Určuje komu je zpráva poslána. Pokud je MASTER označen jako 0, tak pak může komunikovat s 255 jednotkami SLAVE.

3. Adresa odesílatele zprávy SADD

Identifikuje odesílatele paketu zprávy. Pokud je MASTER označen jako 0, tak pak může komunikovat s 255 jednotkami SLAVE.

4. Délka paketu LENGTH

Určuje délku paketu v bytech.

5. Označení veličiny VARIABLE

Identifikuje odesílanou veličinu. Nula označuje teplotu a jednička označuje měřenou vzdálenost. Je možno využít ještě pro 254 dalších veličin.

6. Znaménko veličiny SIGN

Určuje zda je měřená veličina kladná nebo záporná. Např. u vzdálenosti, která je vždy kladná by bylo možné použít tento údaj pro detekci zda se vzdálenost pohybuje nad či pod určenou referenční úroveň.

7. Naměřená hodnota VALUE

V tomto bytu je odesílána naměřená hodnota. Pro teplotu a vzdálenost dostačuje 1byte (255 hodnot). Pokud by byla potřebná hodnota nedostačující, lze přidat devátý bit do rámce a nebo také použít bit SIGN čím by bylo možno získat vyšší hodnotu sčítáním a násobením těchto bitů.

Příklad nožného výpočtu při využití 3bitů(devátý,VALUE,SIGN) k vyjádření měřené hodnoty:

$$VALUE = (255 \cdot 255) + 255 = 65280. \quad (54)$$

Výpočet ukazuje jednu z možných variant výpočtu celkové velikosti hodnoty, jenž může dosáhnout hodnoty např. 65280.

8. Kontrolní bit CHECKSUM

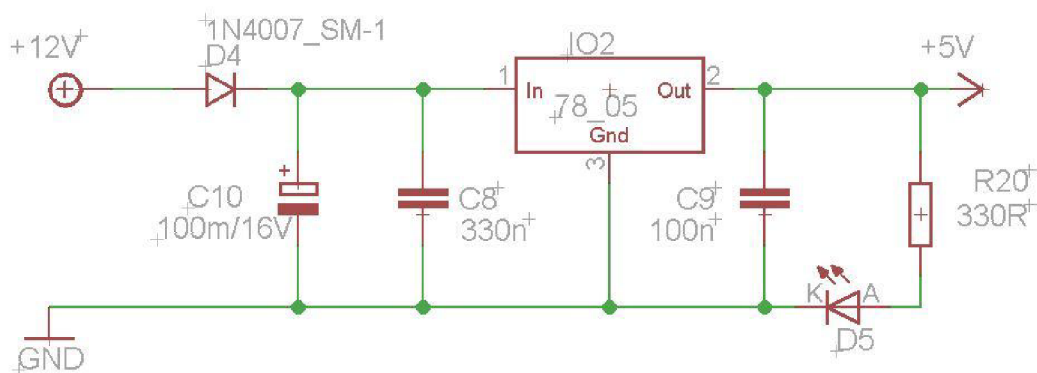
Je to součet všech bytů v paketu kromě synchronizačního.

Všechny tyto vlastnosti a nastavení paketu umožňují širokou míru jeho použití a vysokou kontrolu přijatých dat. Zařízení typu SLAVE mohou mít povolenu komunikaci pouze s MASTEREM a nebo obecně se všemi členy sběrnice (až 256 zařízení). Paket lze využít pro měření až 256 veličin dosahujících různých hodnot.

3.4 Napájení zařízení

Všechny bloky navrhnuté periferie vyžadují napájení stejnosměrným napětím o velikosti 5V.

Do zařízení je přivedeno napětí s hodnotou 12 V. To je dále stabilizováno pomocí obvodu 7805. Diody D4 a D5 slouží jako ochrana proti přepólování. Diody D4 a D5 signalizují přítomnost napětí na výstupu stabilizátoru.



Obr. 44 Schéma napájecího bloku

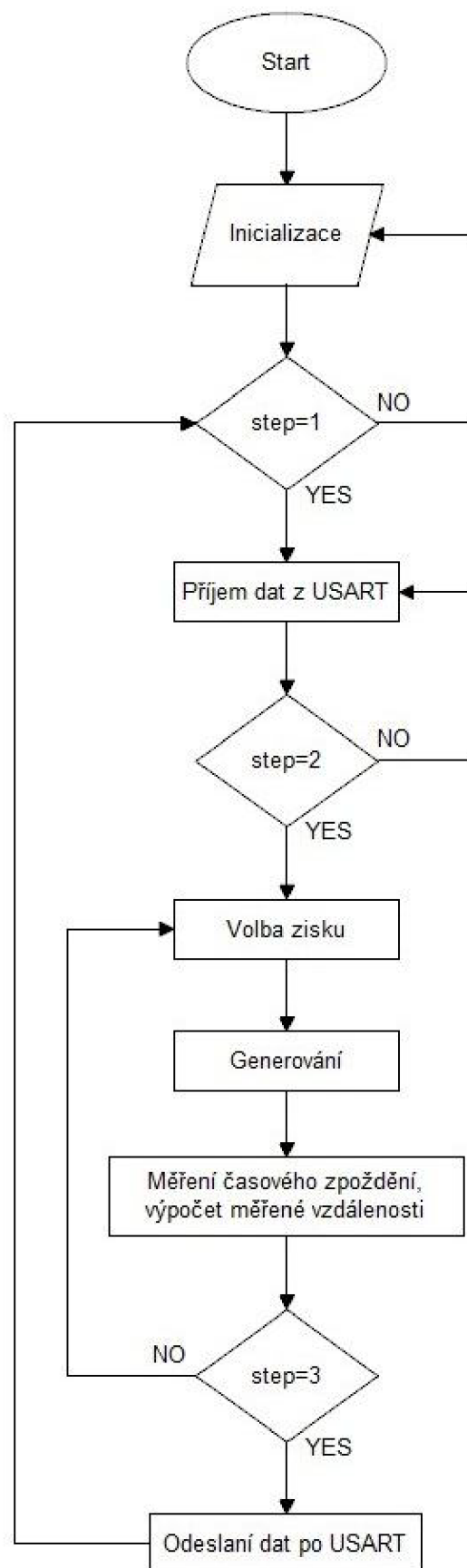
4 SOFTWARE ZAŘÍZENÍ

Software neboli programové vybavení slouží k definování funkce mikroprocesorové jednotky. K určení použití vstupně výstupních jednotek a jednotlivých částí mikroprocesoru.

Program je psán v jazyku C. K jeho vývoji a odladění jsem používal program AVR Studio4. Vytvořený program byl do mikroprocesoru nahrán přes zařízení BiProg.

4.1 Hlavní funkce programu

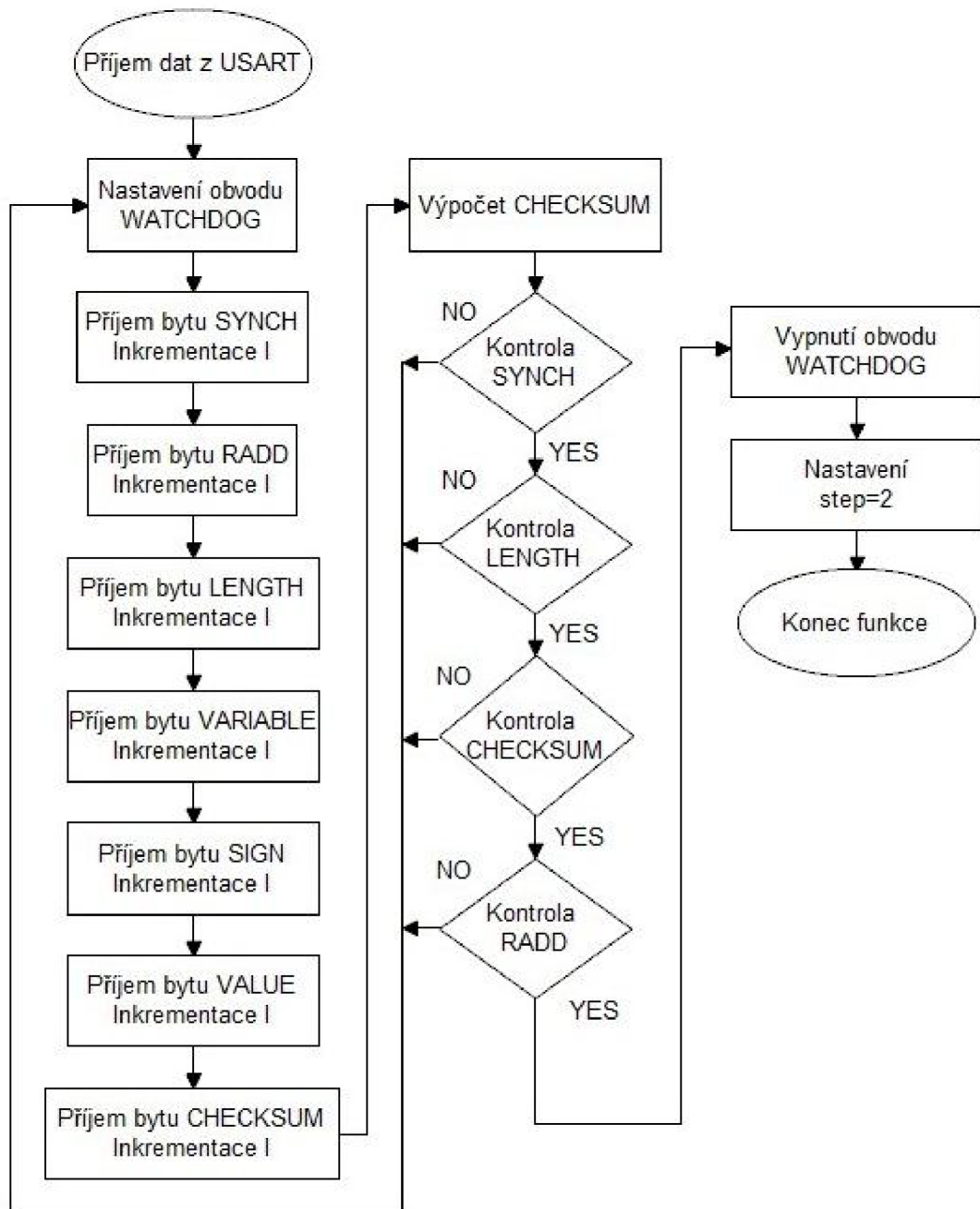
Vykonávají se v ní po spuštění (resetu) procesy jenž jsou naznačeny na Obr. 45. Nejprve dojde k inicializaci, tedy k definici knihoven, které budou dále používány. Posléze dochází k nastavení pinů vstupně/výstupních jednotek a definici registrů potřebných pro základní funkci zařízení jako např. inicializace USART, globální povolení přerušení, atd. Pak se vykonávají v nekonečné smyčce základní funkce, které se vnitřně dělí. Proměnná step řídí běh programu.



Obr. 45 Vývojový diagram hlavní funkce

4.2 Příjem dat z USART (send_USART)

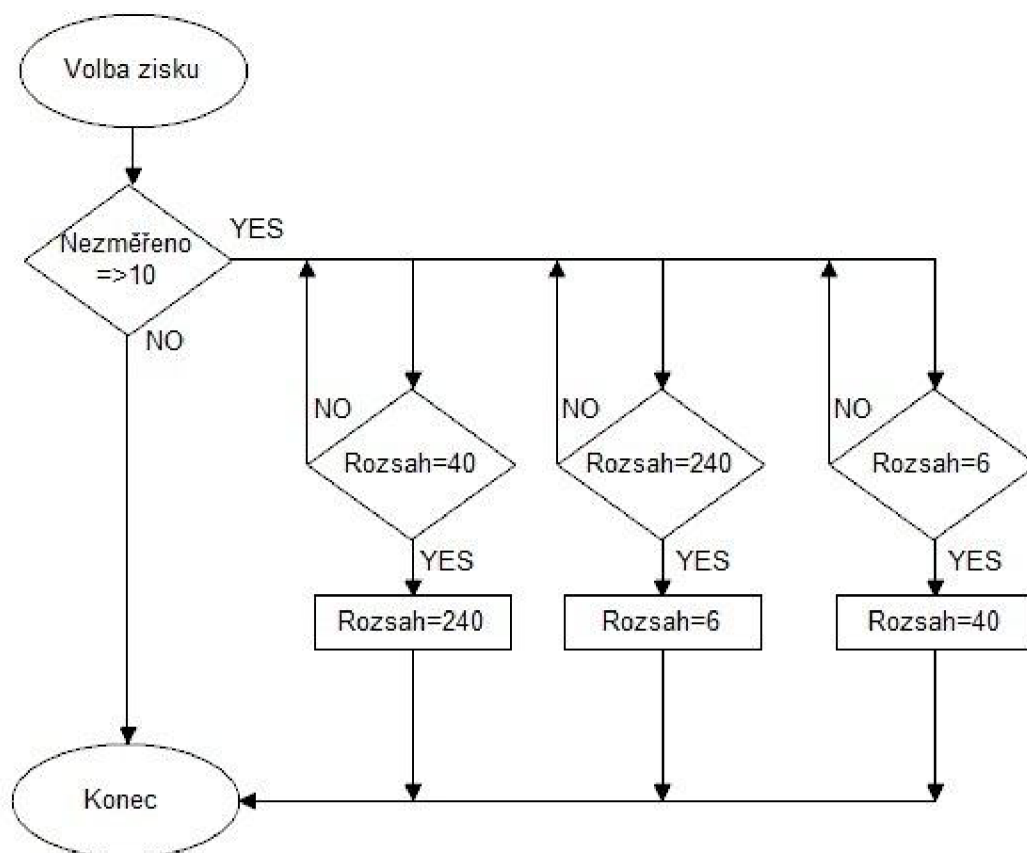
Příjem dat ze sběrnice musí být povolen při inicializaci v hlavní funkci ještě před globálním povolením přerušování. Příjem dat je ošetřen hlídacím časovačem WATCHDOG. Příjem každého bytu paketu je prováděn univerzální funkcí, v níž je testován bit RXC z registru UCSRA, který signalizuje příjem dat, jenž jsou dále přiřazeny dané proměnné veličině. Přijaté byty paketu jsou pak testovány, zda mají například synchronizační byte s korektní hodnotou, zda data posílá MASTER a kontrola bytu CHECKSUM. Pokud jsou všechny přijaté byty korektní a je přijata teplota (VARIABLE=0), tak je hodnota VALUE přesunuta do proměnné teplota.



Obr. 46 Vývojový diagram pro funkci přijetí dat z USART

4.3 Volba zisku (volba_zisku)

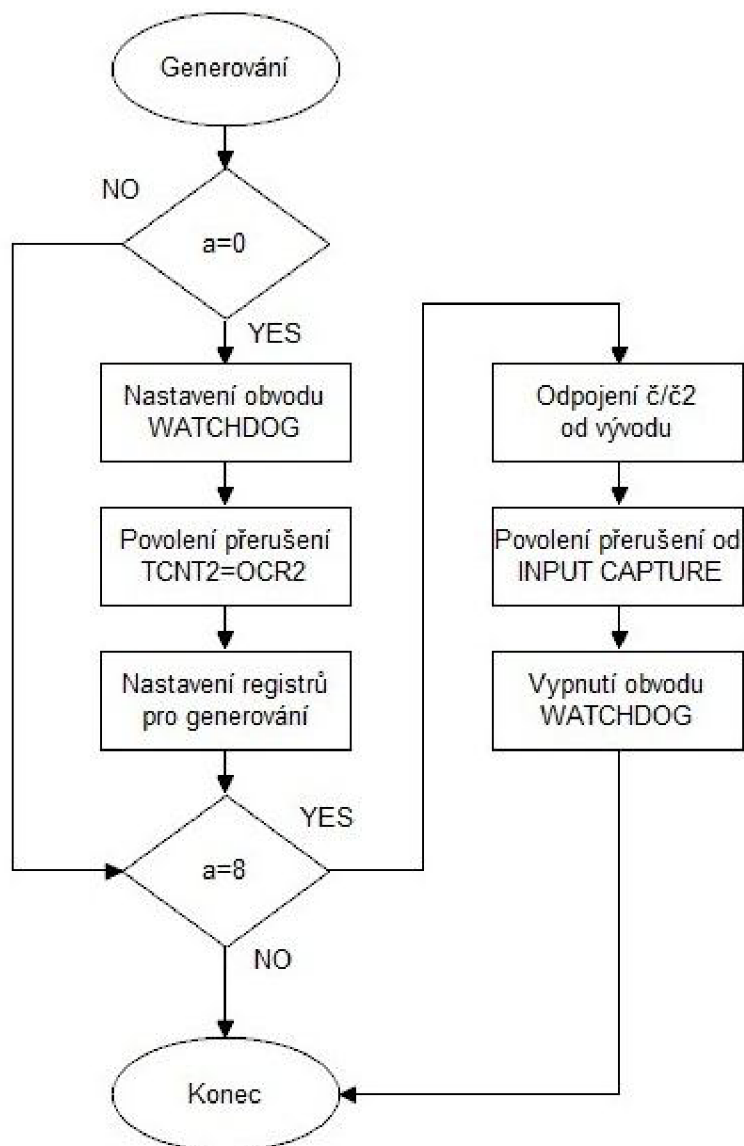
Tato funkce se vykoná pokud proměnná Nezměřeno překročí určenou hodnotu. Změna rozsahu je řešena příkazem switch(). Rozsah se mění v pořadí 40 → 240 → 6 . Jako první je nastaven zisk 40 jenž vyhovuje pro největší počet materiálů a pokrývá nejvíce měřených vzdáleností (tato skutečnost byla zjištěna měřením).



Obr. 47 Vývojový diagram funkce volba zisku

4.4 Generování (generovani)

V této funkci dojde při $a=0$ k nastavení registrů č/č2 a nulování registru TCNT1 registru č/č1. Hodnota proměnné a je inkrementována ve vektoru přerušení, jenž je spuštěn shodou registrů TCNT2=OC2. Po vygenerování 8 obdélníkových pulzů dojde k odpojení č/č2 z vývodu a k povolení přerušení od jednotky INPUT CAPTURE pro č/č1.

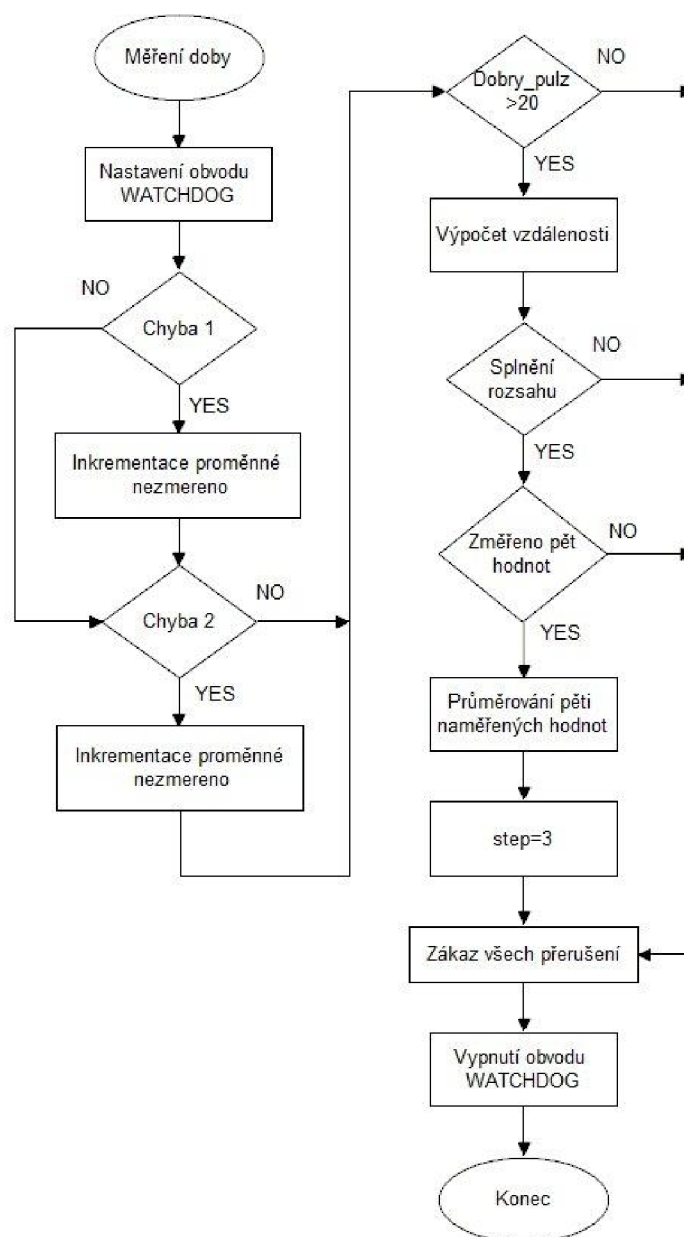


Obr. 48 Vývojový diagram funkce generování

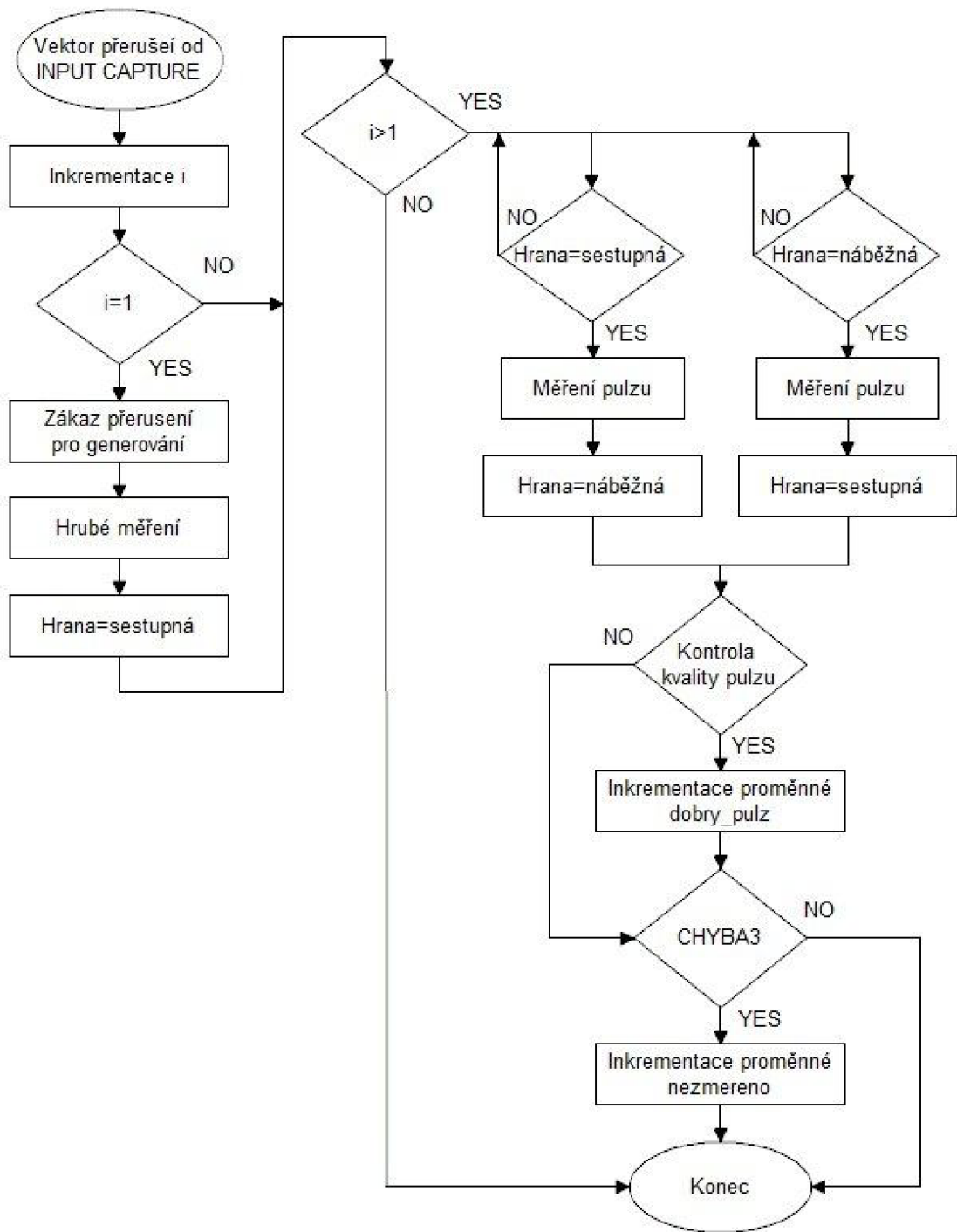
4.5 Měření časového zpoždění a výpočet měřené vzdálenosti (mereni_doby)

Měření časového zpoždění se provádí ve vektoru přerušení čítače/časovače1 (TIMER1_CAPT_vect). Při příjmu jakékoli hrany je inkrementována hodnota proměnné i . Hrubé měření je zde prováděno (když $i=1$), vyhodnocení kvality jednotlivých pulzů a vyhodnocení výskytu CHYBY 3.

Tyto získané údaje jsou pak vyhodnoceny ve funkci měření doby, kde jsou časové údaje přepočteny na vzdálenost a je zde provedena korekce vypočtených hodnot. Pokud data splňují podmínky měřeného rozsahu, tak je pět takto naměřených hodnot zprůměrováno a pak je povoleno jejich odeslání přes sběrnici USART (send=3).



Obr. 49 Vývojový diagram funkce měření



Obr. 50 Vývojový diagram vektoru přerušení č/č1

4.6 Odeslání dat po USART

Je posledním krokem korektního měření vzdálenosti. Odesílání dat na sběrnici musí být povoleno při inicializaci v hlavní funkci ještě před globálním povolením přerušení. Odeslání každého bytu paketu je prováděno univerzální funkcí, v níž je testován bit UDRE z registru UCSRA, který signalizuje odeslání dat, jenž jsou dále přiřazeny danému bytu. Po odeslání paketu je povolen příjem dalších dat.



Obr. 51 Vývojový diagram odeslání dat po USART

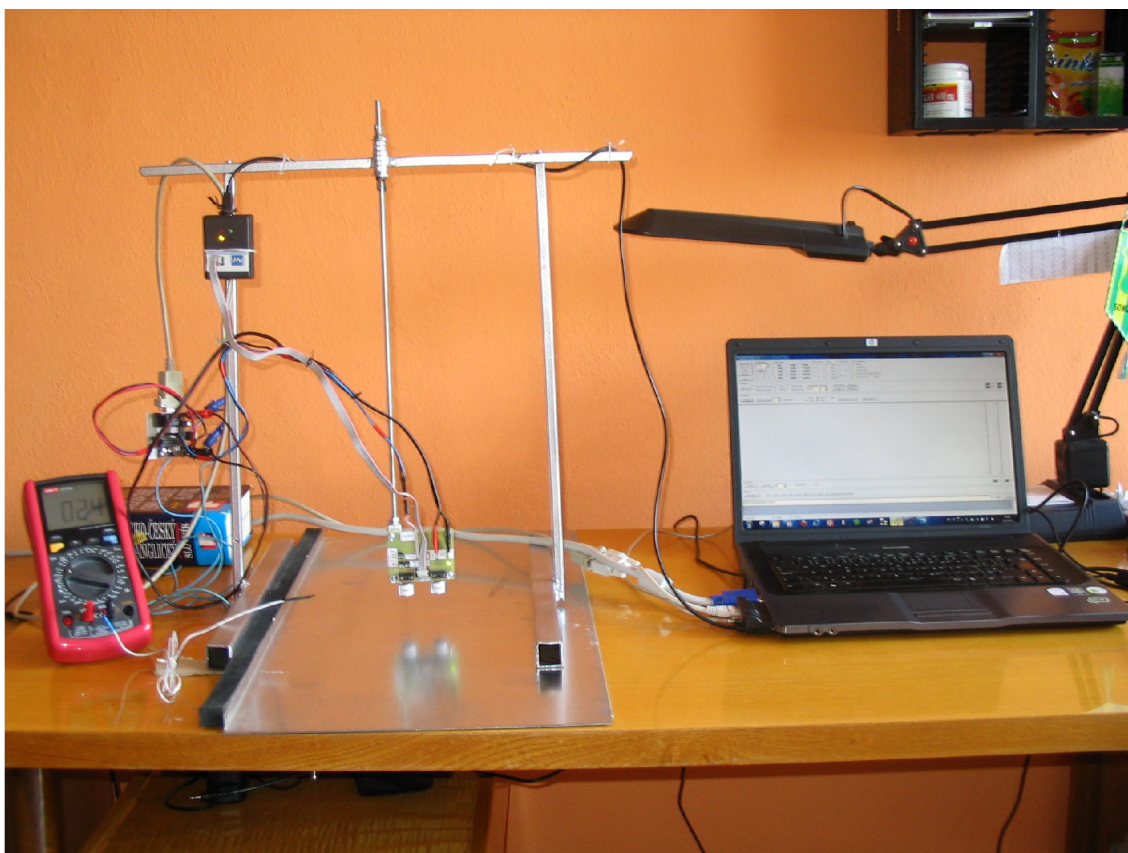
5 MĚŘENÍ

Pro ověření funkce zařízení bylo provedeno měření vzdálenosti od plošného cíle z různých materiálů.

5.1 Průběh měření

Při měření vzdálenosti byla prováděna korekce teploty v závislosti na okolním prostředí. Ta byla odesílána periférii, která vyhodnotila vzdálenost a odeslala ji zařízení typu MASTER. To bylo simulováno programem Program Terminal v1.9.b. Komunikace se sběrnici USART a komunikačním rozhraním RS232 probíhala přes obvod ICL232 (zapojeného dle datasheetu[14]).

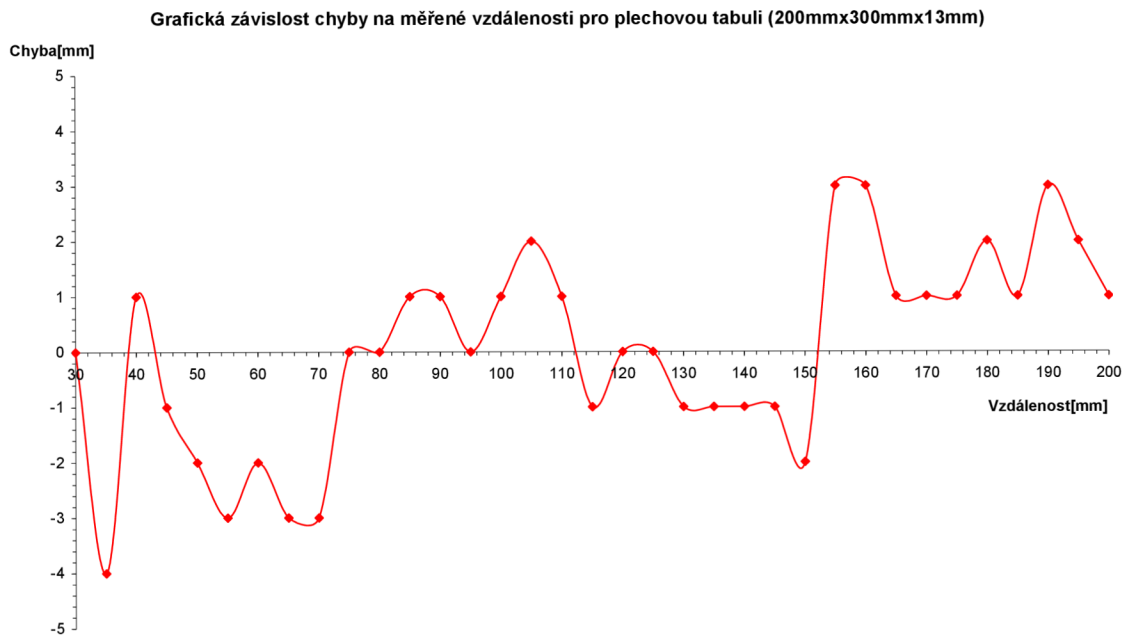
Měřilo se od plechové tabule, skleněné tabule, betonové dlaždice, dřevěné desky (neohoblované), hlíny, vodní hladiny a polyesterové desky. Navrhované zařízení bylo při měření umístěno na konstrukci viz Obr. 52 a měřené výsledky byly porovnávány s výsledky měření posuvným měřítkem.



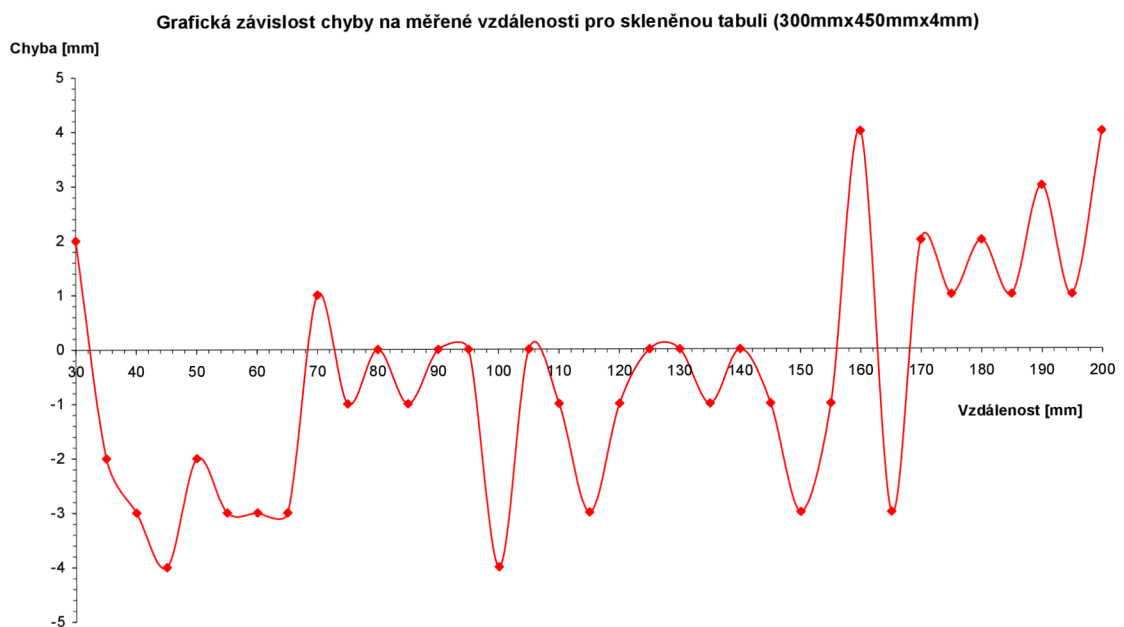
Obr. 52 Testování a odlaďování zařízení při plošném cíli z plechové tabule

5.2 Naměřená data

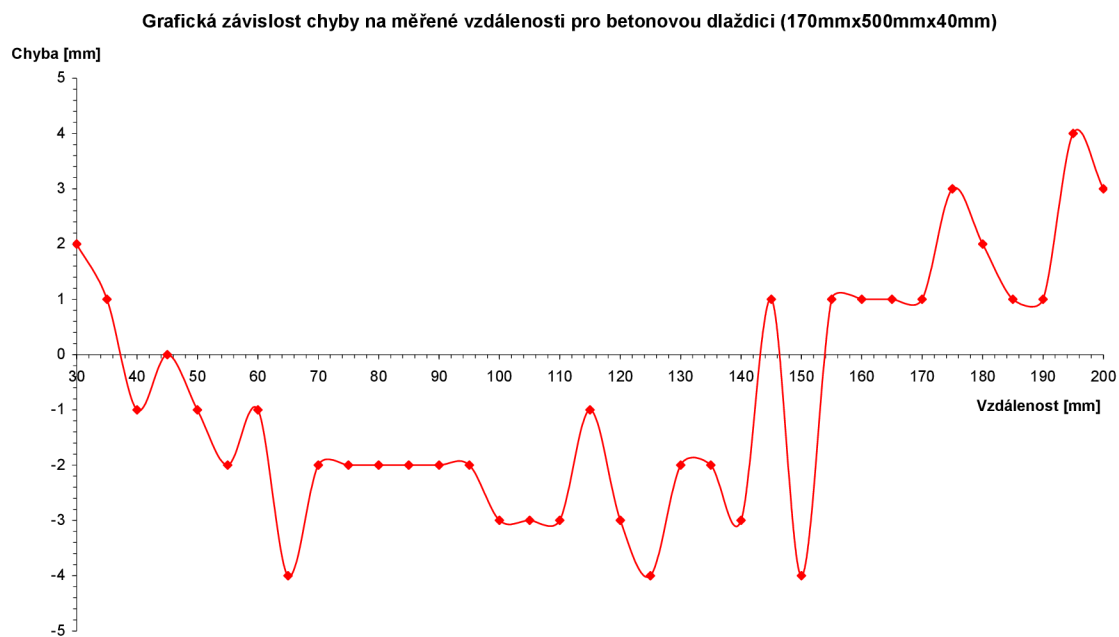
Z naměřených dat byly určeny chyby. Závislost těchto chyb na měřené vzdálenosti byla graficky zpracována pro lepší reprezentaci výskytu nepřesností.



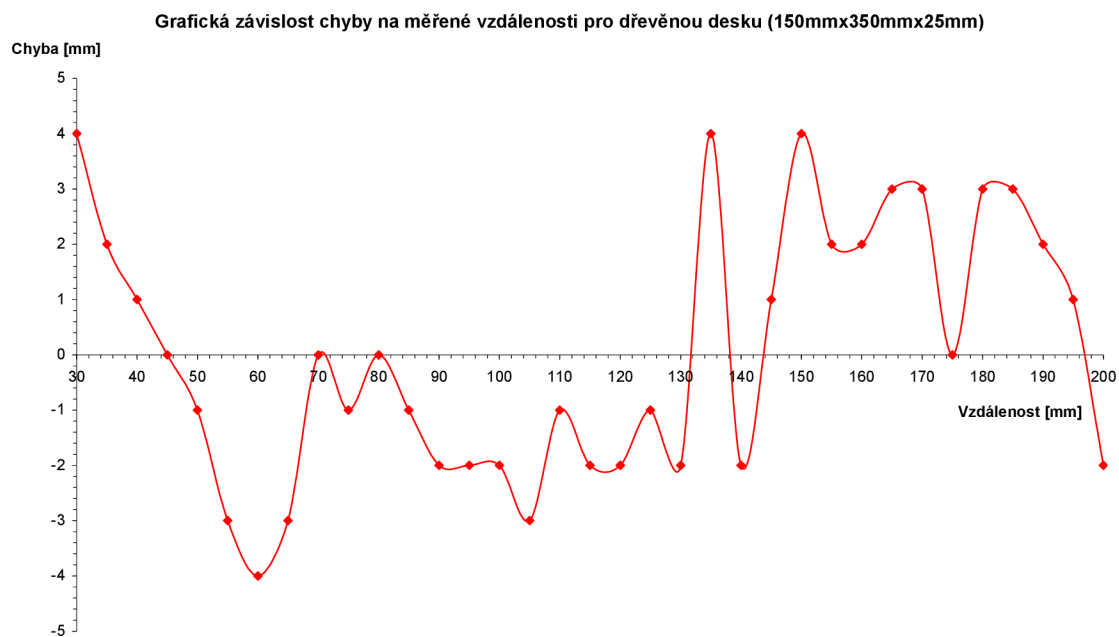
Obr. 53 Grafická závislost chyby na měřené vzdálenosti pro plechovou tabuli



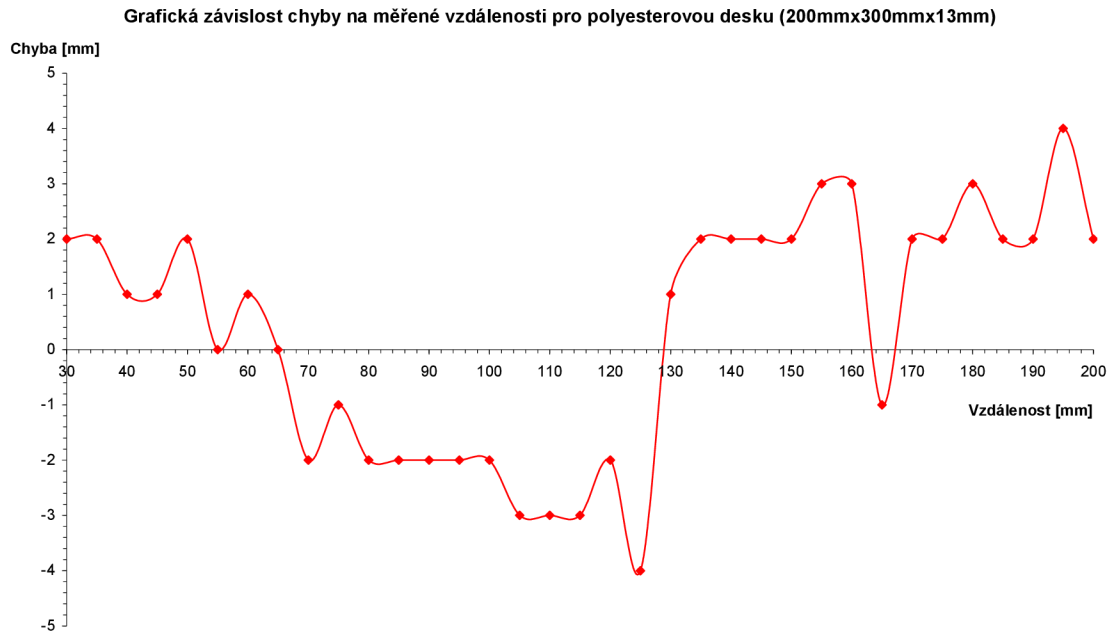
Obr. 54 Grafická závislost chyby na měřené vzdálenosti pro skleněnou tabuli



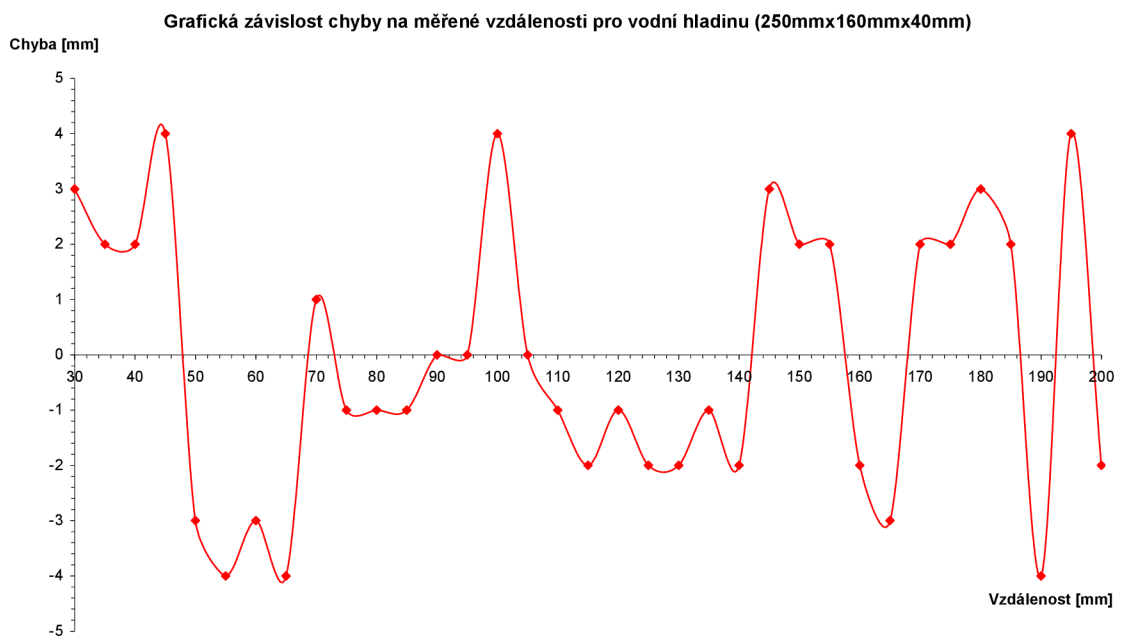
Obr. 55 Grafická závislost chyby na měřené vzdálenosti pro betonovou dlaždici



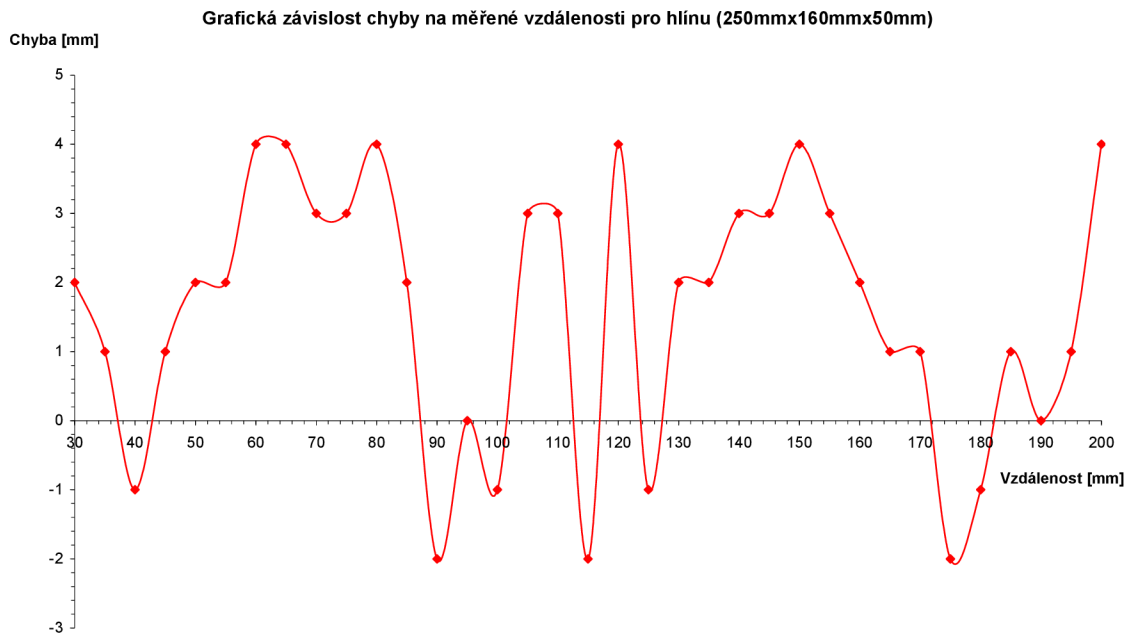
Obr. 56 Grafická závislost chyby na měřené vzdálenosti pro dřevěnou desku



Obr. 57 Grafická závislost chyby na měřené vzdálenosti pro polyesterovou desku



Obr. 58 Grafická závislost chyby na měřené vzdálenosti pro vodní hladinu



Obr. 59 Grafická závislost chyby na měřené vzdálenosti pro hlinu

Z výše uvedených grafů je patrné, že může dojít k maximální chybě ± 4 mm. Pokud by se tato chyba vyskytla při vzdálenosti 30 mm můžeme ní hovořit jako o maximální relativní chybě.

Výpočet maximální relativní chyby:

$$\delta_{\max} = \frac{X_M - X_P}{X_M} \cdot 100 = \frac{26 - 30}{26} \cdot 100 = -15.38 \% \quad (55)$$

Kde X_M je hodnota změřená zařízením, X_P je konvenčně pravá hodnota.

5.3 Vyhodnocení naměřených dat

Při měření byly vyhodnoceny všechny vzdálenosti od všech materiálů. Kolísání chyby se lišilo pro každý materiál.

Z výše uvedených grafů je patrné, že chybu ovlivňuje výskyt maxim a minim signálu. Dle teorie by jejich výskyt měl být po vzdálenosti 8,59 mm, což se potvrdilo. Maxima a minima chybu ovlivňují, ale maximálně o 2mm. Korigovat tento fakt ovšem není možné kvůli vlivu interferencí. Vliv interferencí nelze předvídat. Liší se dle materiálu plošného cíle (součinitele odrazu) jeho členitosti (drsnoti) a dalšími faktory. Maximální relativní chyba jenž se při měření projevila má velikost -15,38 %.

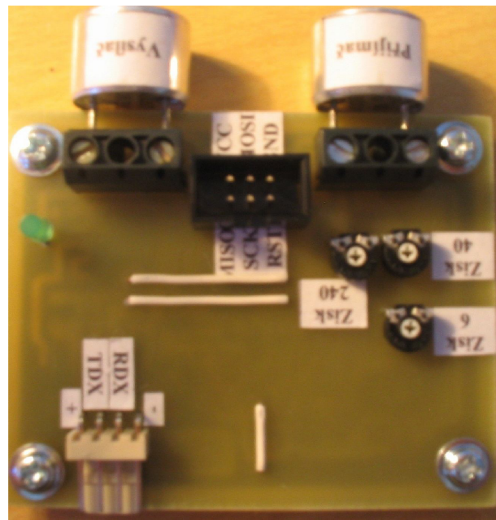
6 ZÁVĚR

Byla navržnuta periferie schopná měřit vzdálenost pro různé povrchy s rozsahem měření od 30 mm do 200 mm, která měří s krokem 1 mm. Měření bylo provedeno pro plechovou tabuli, skleněnou tabuli, betonovou dlaždici, dřevěnou desku, hlinu, vodní hladinu, polyesterovou desku a funkci zařízení sem si ověřil i na přírodním sněhu.

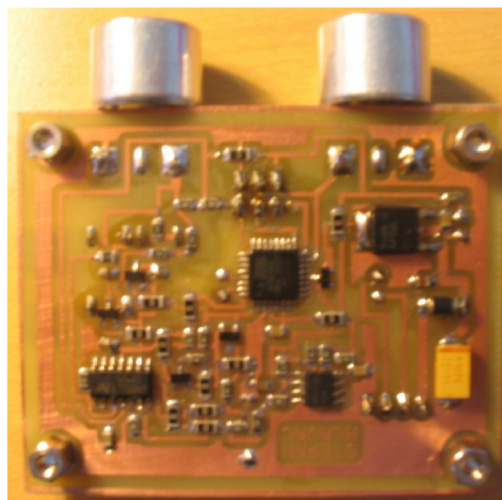
Při měření se vyskytla největší relativní chyba s velikostí -15,38 %. Zařízení podobného druhu (neobsahuje MCU) jenž jsou dostupné na trhu SRF10 [15] dosahuje přesnosti maximálně v řádu jednotek centimetrů. Navrhované zařízení je tedy přesnější.

Navrhnutý senzor může nalézt v praxi široké uplatnění. Může být například použit jako senzor na geologický vozík, kde bude snímat změny terénu pod vozíkem. Použití by mohl sloužit jako součást výrobních linek. Nebo také jako hlídač hladiny, v tomto případě by bylo vhodné nahradit stávající měniče s jinými s vyšším stupněm krytí.

Zařízení může pracovat v rozsahu teplot $-30\text{ }^{\circ}\text{C}$ až $+80\text{ }^{\circ}\text{C}$, což je dáno nejcitlivější součástí zařízení (měniči) .



Obr. 60 Navrhnuté zařízení (strana TOP)



Obr. 61 Navrhnuté zařízení (strana BOTTOM)

LITERATURA

- [1] Martinek, R., *Senzory v průmyslové praxi*. Praha: BEN-technická literatura, 2004, ISBN 80-7300-114-4.
- [2] Obraz, J., *Ultrazvuk v měřící technice*. Druhé vydání. Praha: SNTL, 1984.
- [3] Bačík, M., *Parkovací radar: Bakalářská práce*. Brno: FEKT VUT v Brně, 2010.
- [4] *Atmosférický tlak*. Dostupné na [www](http://www.wikipedia.org/wiki/Atmosférický_tlak).: http://cs.wikipedia.org/wiki/Atmosférický_tlak.
- [5] Šebesta, J., *Radiolokace a radionavigace: Skriptum*. Brno: FEKT VUT v Brně, 2004.
- [6] Šebesta, V., *Signály a soustavy: Skriptum*. Brno: FEKT VUT v Brně, 2003. ISBN 80-214-2434-6.
- [7] *Datasheet 400ST160*. Dostupné na [www](http://datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/4/0/0/S/400ST160.shtml): http://datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/4/0/0/S/400ST160.shtml.
- [8] Punčochář, J., *Operační zesilovače v elektrotechnice*. Páté vydání. Praha: BEN-technická literatura, 2002, ISBN 80-7300-059-8.
- [9] *Hustota prostředí a rychlost zvuku*. Dostupné na [www](http://converter.cz).: <http://converter.cz>.
- [10] Halliday, D., Resnick, J., Walker J, *Fyzika*. VUT v Brno, nakladatelství VUTIUM a nakladatelství Prometheus, v Brně 2001.
- [11] *Informace dostupné na www*: <http://cz.farnell.com/atmel/atmega8-16au/ic-8bit-8k-flash-mcu-smd-tqfp32/dp/9171371>
- [12] *Datasheet ATMEGA8-16AU*. Dostupné na www: <http://cz.farnell.com/atmel/atmega8-16au/ic-8bit-8k-flash-mcu-smd-tqfp32/dp/9171371>.
- [13] *Datasheet ICL232*. Dostupné na www: <http://cz.farnell.com/intersil/icl232cpe/ic-dual-transceiver-dip16-232/dp/407148>.
- [14] *Datasheet SRF10*. Dostupné na www: <http://www.snailinstruments.com/cze/robotics/sensors.php>
- [15] Váňa, V., *Mikrokontroléry ATMEL AVR-popis procesoru a instrukční soubor*. Praha: BEN-technická literatura, 2003, ISBN 80-7300-083-0.
- [16] Matoušek, D., *Práce s mikrokontroléry ATMEL ATmega 16*. Praha: BEN-technická literatura, 2006, ISBN 80-7300-174-8.
- [17] Mann, B., *C pro mikrokontroléry*. Praha: BEN-technická literatura, 2003, ISBN 80-7300-077-6.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

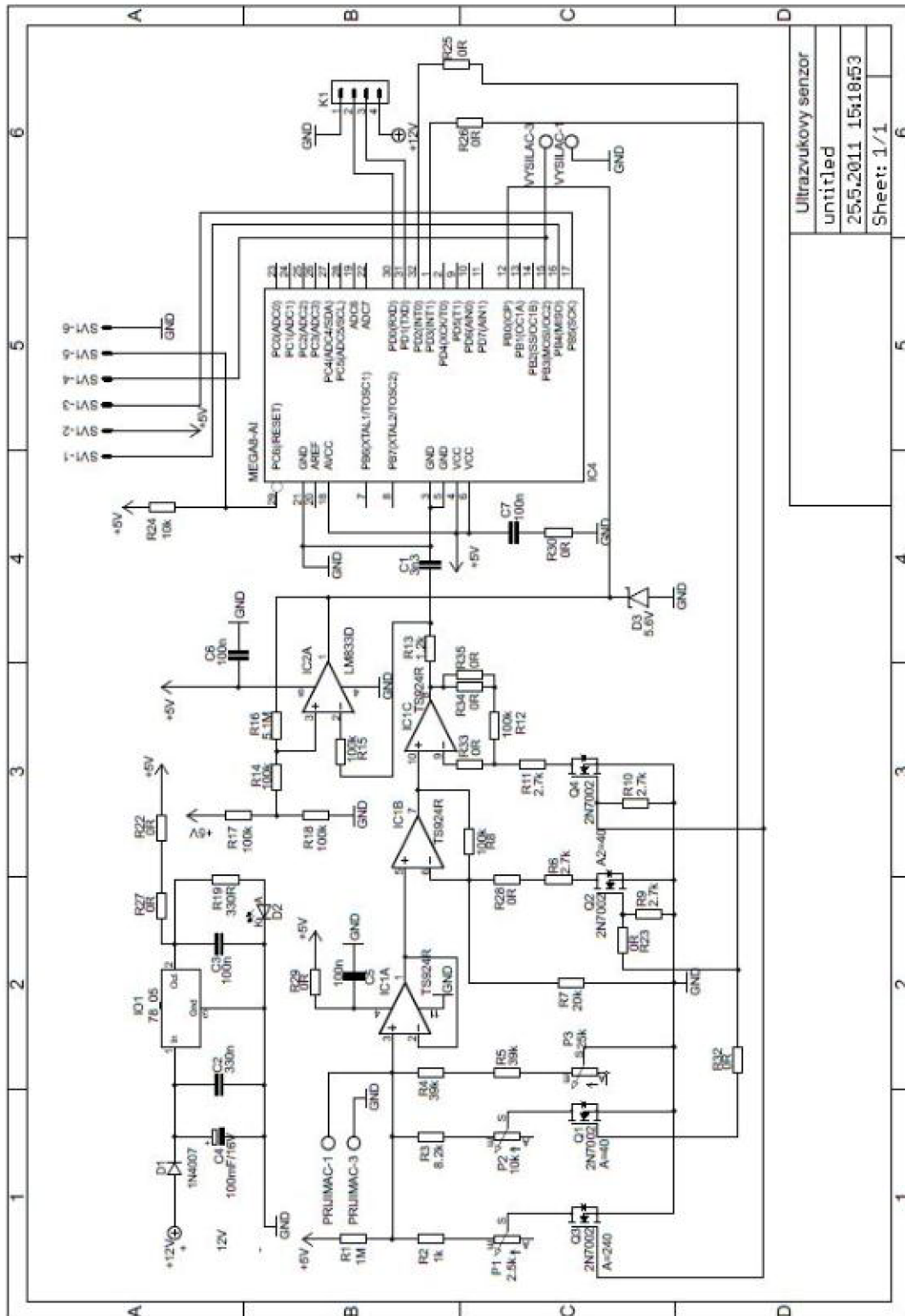
f	Frekvence signálu	[Hz],
T	Perioda signálu	[s],
λ	Vlnová délka zvukové vlny	[m],
c	Rychlost šíření zvukové vlny	[m/s],
p	Akustický tlak	[Pa],
Z	Akustická impedance	[kg/m ² s],
v	Akustická rychlost	[m/s],
ρ	Hustota prostředí	[kg/m ³],
R	Součinitel odrazu	[-],
T'	Součinitel přenosu	[-],
κ	Poměr měrných tepel	[-],
K	Modul objemové pružnosti	[Pa],
p_0	Tlak při teplotě 0 °C	[Pa],
c_0	Rychlost zvuku při teplotě 0 °C	[m/s],
b'	Poměrný teplotní činitel	[1/K],
b	Teplotní činitel	[m/s.K],
Θ	Teplota	[°C],
l	Délka dráhy zvukového vlnění	[m],
t	Čas	[s],
N	Měrný výkon	[W/m ²],
I	Intenzita vlnění	[W/m ²],
x	Poloměr kulové vlny	[m],
α	Absorpce	[-],
$R(\tau)$	Autokorelační funkce	[-],
H	Měřená vzdálenost	[m],
A	Zisk	[-],
C	Kapacita	[F],
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor,	
JFET	Field-Effect Transistors.	
MASTER	Nadřízené (centrální) zařízení,	
SLAVE	Podřízené zařízení (periferie),	
BiProg	Zařízení pro nahrání softwaru do cílového zařízení převzato z ÚREL.	

SEZNAM PŘÍLOH

A	Návrh zařízení	60
A.1	Obvodové zapojení.....	60
A.2	Deska plošného spoje – bottom (strana spojů)	61
A.3	Rozmístění součástek – bottom (strana spojů)	61
A.4	Rozmístění součástek – top (strana součástek).....	62
B	Seznam součástek	62

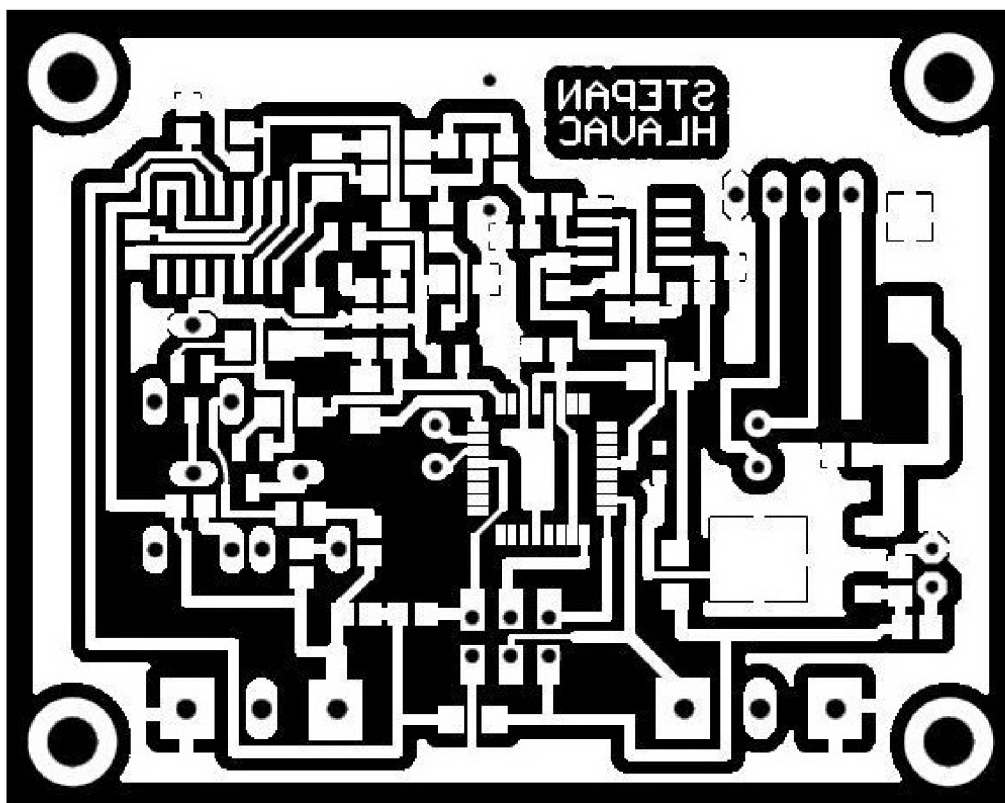
A NÁVRH ZAŘÍZENÍ

A.1 Obvodové zapojení



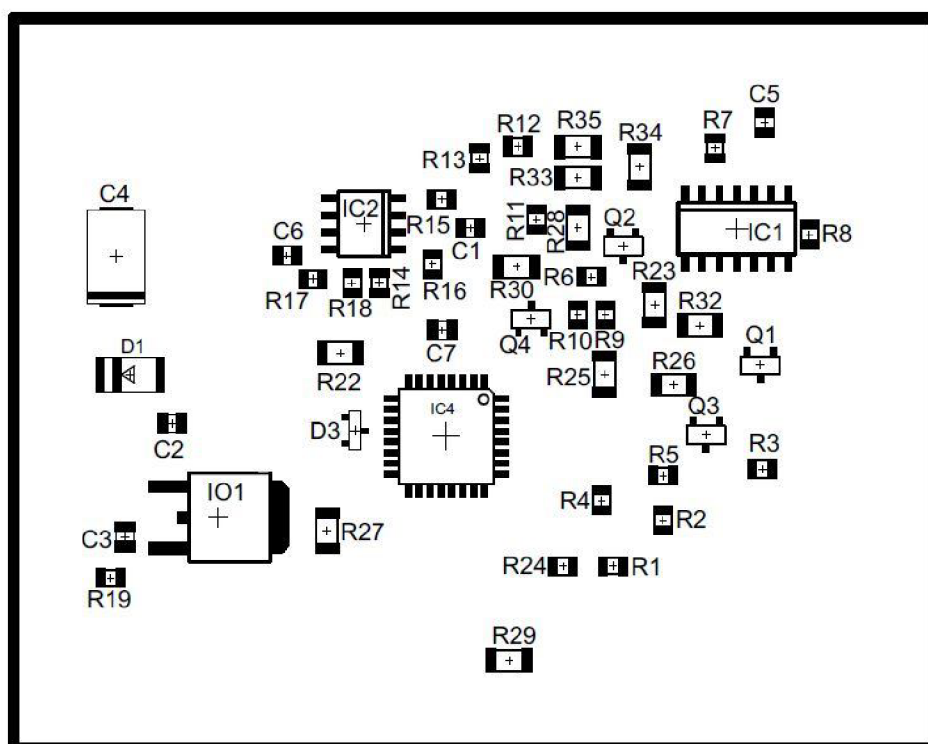
Ultrazvukový senzor	6
untitled	6
25.5.2011 15:18:53	6
Sheet: 1/1	6

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

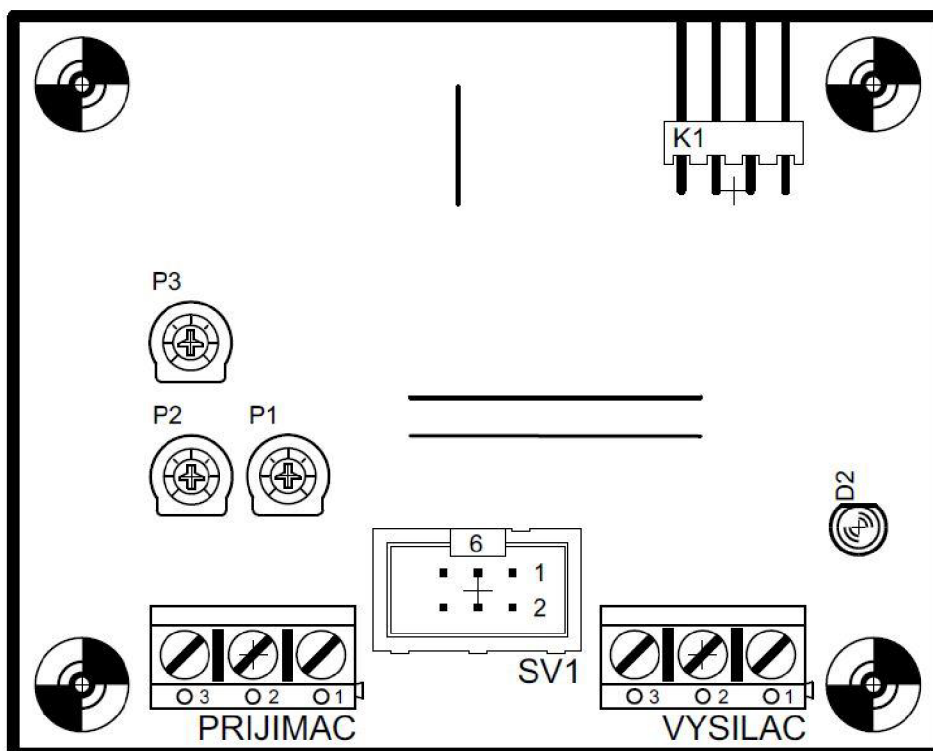


Rozměr desky 66 x 53 [mm], měřítko M2:1

A.3 Rozmístění součástek – bottom (strana spojů)



A.4 Rozmístění součástek – top (strana součástek)



B SEZNAM SOUČÁSTEK

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1	3n3	C0805	Keramický kondenzátor
C2	330n	C0805	Keramický kondenzátor
C3	100n	C0805	Keramický kondenzátor
C4	100mF/16V	D/7343-31W	Tantalový kondenzátor
C5	100n	C0805	Keramický kondenzátor
C6	100n	C0805	Keramický kondenzátor
C7	100n	C0805	Keramický kondenzátor
D1	1N4007	SM-1	Usměrňovací dioda
D2	-	LED3MM	LED dioda
D3	5.6V	SOT23	Zenerova dioda
IC1	TS924R	SO14	Operační zesilovače
IC2	LM833D	SO08	Operační zesilovače
IC4	MEGA8-16AI	TQFP32-08	Mikroprocesor
IO1	78_05	D2PAK	Napěťový stabilizátor
K1	-	PSH02-04W	Konektor

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
P1	2.5k	PT6V	Trimr
P2	10k	PT6V	Trimr
P3	25k	PT6V	Trimr
PRIJIMAC	-	AK500/3	Svorkovnice
Q1	2N7002	SOT23	MOSFET
Q2	2N7002	SOT23	MOSFET
Q3	2N7002	SOT23	MOSFET
Q4	2N7002	SOT23	MOSFET
R1	1M	R0805	Rezistor
R2	1k	R0805	Rezistor
R3	8.2k	R0805	Rezistor
R4	39k	R0805	Rezistor
R5	39k	R0805	Rezistor
R6	2.7k	R0805	Rezistor
R7	20k	R0805	Rezistor
R8	100k	R0805	Rezistor
R9	2.7k	R0805	Rezistor
R10	2.7k	R0805	Rezistor
R11	2.7k	R0805	Rezistor
R12	100k	R0805	Rezistor
R13	1.2k	R0805	Rezistor
R14	100k	R0805	Rezistor
R15	100k	R0805	Rezistor
R16	5.1M	R0805	Rezistor
R17	100k	R0805	Rezistor
R18	100k	R0805	Rezistor
R19	330R	R0805	Rezistor
R22	0R	R1206	Rezistor
R23	0R	R1206	Rezistor
R24	10k	R0805	Rezistor
R25	0R	R1206	Rezistor
R26	0R	R1206	Rezistor
R27	0R	R1206	Rezistor
R28	0R	R1206	Rezistor
R29	0R	R1206	Rezistor

Označení	Hodnota	Pouzdro	Popis
R30	0R	R1206	Rezistor
R32	0R	R1206	Rezistor
R33	0R	R1206	Rezistor
R34	0R	R1206	Rezistor
R35	0R	R1206	Rezistor
SV1	-	ML6	Patice
VYSILAC	-	AK500/3	Svorkovnice