

UNIVERZITA PARDUBICE
Fakulta elektrotechniky a informatiky

Ultrazvuková komunikace

Bc. Filip Halámka

Diplomová práce
2014

Univerzita Pardubice
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Akademický rok: 2013/2014

ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

(PROJEKTU, UMĚLECKÉHO DÍLA, UMĚLECKÉHO VÝKONU)

Jméno a příjmení: **Bc. Filip Halámka**
Osobní číslo: **I11356**
Studijní program: **N2612 Elektrotechnika a informatika**
Studijní obor: **Komunikační a řídicí technologie**
Název tématu: **Ultrazvuková komunikace**
Zadávací katedra: **Katedra elektrotechniky**

Z á s a d y p r o v y p r a c o v á n í :

Cílem této práce je ověřit možnosti komunikace pomocí ultrazvukového signálu s důrazem na přenos digitálních signálů v prostředích neprostupných pro rádiový signál a ověřit možnosti a chování dostupných akustických měničů.

Práce bude obsahovat:

Popis teorie šíření zvukových vln v různých prostředích.

Rešerši ultrazvukových měničů, popis principů, přehled, vlastnosti, typické aplikace, dostupnost.

Rešerši integrovaných budičů, princip buzení ultrazvukových měničů.

Přehled modulačních principů s důrazem na digitální modulace.

Návrh budícího stupně ultrazvukového měniče.

Porovnání šíření ultrazvuku v různých prostředích při různých vlnových délkách.

Praktické ověření a zhodnocení vybraných modulačních principů.

Rozsah grafických prací:

Rozsah pracovní zprávy:

Forma zpracování diplomové práce: tištěná/elektronická

Seznam odborné literatury:

[1] VÁŇA, V. Mikrokontroléry ATMEL AVR: programování v jazyce C. Praha: BEN technická literatura, 2003. 216 s. ISBN 978-80-7300-102-0

[2] NOVOTNÝ, Karel - ŠKVOR, Zbyněk - MAZÁNEK, Miloš - PECHAČ, Pavel. Vlny a Vedení. Dotisk prvního vydání. Praha: ČVUT 2008. 190s. ISBN 978-80-01- 03317-3

[3] Hickling R., Marin S. P. The use of ultrasonics for gauging and proximity sensing in air. J. Acoust. Soc. Am. 1986. Vol. 79. Nr 4. P. 1151-1160.

[4] Greenemeier, Larry. "A Positioning System That Goes Where GPS Can't", Scientific American, 2008-01-23. Retrieved on 2008-04-04.

[5] Urick, Robert J. Principles of Underwater Sound, 3rd Edition. New York. McGraw-Hill, 1983. ISBN 0-932146-62-7

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Pavel Rozsival
Katedra elektrotechniky

Datum zadání diplomové práce:

31. října 2013

Termín odevzdání diplomové práce:

22. srpna 2014



A handwritten signature in blue ink, appearing to read "Simeon Karamazov".

prof. Ing. Simeon Karamazov, Dr.
děkan

L.S.

A handwritten signature in blue ink, appearing to read "Zdeněk Němec".

Ing. Zdeněk Němec, Ph.D.
vedoucí katedry

V Pardubicích dne 15. listopadu 2013

Prohlášení autora

Prohlašuji, že jsem tuto práci vypracoval samostatně. Veškeré literární prameny a informace, které jsem v práci využil, jsou uvedeny v seznamu použité literatury.

Byl jsem seznámen s tím, že se na moji práci vztahují práva a povinnosti vyplývající ze zákona č. 121/2000 Sb., autorský zákon, zejména se skutečností, že Univerzita Pardubice má právo na uzavření licenční smlouvy o užití této práce jako školního díla podle § 60 odst. 1 autorského zákona, a s tím, že pokud dojde k užití této práce mnou nebo bude poskytnuta licence o užití jinému subjektu, je Univerzita Pardubice oprávněna ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které na vytvoření díla vynaložila, a to podle okolností až do jejich skutečné výše.

Souhlasím s prezenčním zpřístupněním své práce v Univerzitní knihovně.

Ve Pardubicích dne 21. 8. 2014

Bc. Filip Halámka

Poděkování

Zde bych chtěl poděkovat hlavně svému vedoucímu diplomové práce, Ing. Pavlu Rozsivalovi, za poskytnuté odborné rady a trpělivý přístup. Dále bych pak chtěl poděkovat rodině a kamarádům za to, že mě při tvorbě mé diplomové práce podporovali.

Anotace

Práce se zabývá využitím šíření akustických vln pro přenos digitální informace. Obsahuje teoretický rozbor šíření akustického vlnění, princip a přehled ultrazvukových měničů a jejich budících obvodů. Dále práce obsahuje teoretický popis základních modulačních principů se zaměřením na digitální modulace. V praktické části je navržen budicí stupeň ultrazvukového měniče, dále jsou pak otestovány digitální modulační techniky pro přenos informace pomocí akustického vlnění. Posledním bodem práce je samotný přenos binárního signálu reálnou přenosovou cestou a změření dosažitelných přenosových rychlostí. Modulátory a demodulátory jsou vytvořeny v prostředí MATLAB signál je pak vygenerován pomocí karty pro datový vstup a výstup.

Klíčová slova

ultrazvuk, modulace, ASK, PSK, FSK

Title

Ultrasonic communication

Annotation

This thesis deals with a possibility to use a spreading of acoustic waves for a transmission of digital information. It includes a theoretical analysis of the spreading of acoustic waves, principles and overview of ultrasonic transducers and their driver circuits. Furthermore, thesis includes a theoretical description of basic principles of modulation with an emphasis on a digital modulation. Driver circuit of an ultrasonic transducer is designed at the beginning of the practical part. Subsequent section is a testing of techniques of the digital modulation for a transmission of information using sound waves. The last point of this thesis is real transmission of binary signal through the transmission path and measure of achievable transmission rate. Modulators and demodulators are designed in MATLAB environment. Signal is generated and transmitted by using an acquisition card.

Keywords

ultrasound, modulation, ASK, PSK, FSK

Obsah

Seznam zkratk	8
Seznam obrázků	9
Seznam tabulek	10
Úvod	11
1 Zvuk	12
1.1 Ultrazvuk	12
1.2 Princip šíření ultrazvuku.....	13
1.2.1 Akustický tlak a intenzita	14
1.2.2 Odraz a lom	15
1.2.3 Šíření ultrazvuku v plynech, kapalinách a pevných látkách.....	18
1.2.4 Útlum.....	20
2 Ultrazvukové měniče	21
2.1 Mechanické měniče	21
2.1.1 Sirény.....	21
2.1.2 Píšťaly.....	21
2.2 Elektromechanické měniče.....	21
2.2.1 Elektrodynamické.....	22
2.2.2 Elektromagnetické	22
2.2.3 Magnetostrikční	22
2.2.4 Elektrostatické	23
2.2.5 Piezoelektrické.....	23
2.3 Měníče na trhu	24
2.4 Typické aplikace ultrazvukových měničů	24
2.4.1 Zdravotnictví	24
2.4.2 Defektoskopie.....	25
2.4.3 Ultrazvukové obrábění	25
2.4.4 Ultrazvukové svařování.....	25
2.4.5 Ultrazvukové měření průtoku	25
2.4.6 Ultrazvukové měření výšky hladiny.....	25
2.4.7 Ultrazvuková detekce - SONAR	26
3 Buzení ultrazvuku	26

3.1	Generátor signálu pro UZ měnič	26
3.2	Zesilovací stupeň	27
3.3	Integrované budiče a operační zesilovače	27
3.3.1	APEX.....	27
3.4	Texas instruments	28
4	Modulační principy	29
4.1	Analogové modulace	29
4.1.1	Amplitudová modulace	29
4.1.2	Frekvenční modulace.....	31
4.1.3	Fázová modulace	34
4.2	Digitální modulace	34
4.2.1	Amplitudové klíčování ASK	37
4.2.2	Kmitočtové klíčování FSK	38
4.2.3	Fázové klíčování PSK	41
4.2.4	QPSK.....	43
5	Budící stupeň.....	45
5.1	Blokové schéma systému	45
5.2	Návrh budícího zesilovacího stupně.....	46
5.2.1	Schéma zesilovacího stupně	47
5.2.2	Simulace	48
6	Měření šíření ultrazvukového vlnění.....	49
6.1	Ultrazvukový měnič 40kHz.....	49
6.2	Ultrazvukový měnič 100kHz.....	51
6.3	Ultrazvukový měnič 200kHz.....	52
6.4	Ultrazvukový měnič 300kHz.....	54
6.5	Zhodnocení	55
6.5.1	Rezonance ultrazvukových měničů	55
6.5.2	Útlum se vzdáleností	55
6.5.3	Šíření v jiném prostředí	56
7	Modulace ultrazvukového signálu	56
7.1	Volba modulační techniky.....	56
7.1.1	Popis jednotlivých komponentů	56
7.1.2	Postup	56

7.1.3	Zhodnocení	61
7.2	Přenos informace pomocí PSK.....	61
7.2.1	Popis přenosového systému.....	61
7.2.2	Modulátor PSK.....	61
7.2.3	Ovladač pro USB-6351	62
7.2.4	Demodulátor PSK.....	63
7.2.5	Přenos reálného signálu	64
7.2.6	Přenosová rychlost a chybovost	68
7.2.7	QPSK.....	72
7.3	Přenos informace pomocí FSK.....	76
7.3.1	Modulátor FSK.....	76
7.3.2	Demodulátor FSK.....	77
7.3.3	Přenos reálného signálu	79
7.3.4	Přenosová rychlost a chybovost	80
	Závěr	84
	Literatura	85
	Příloha A - Papírová.....	87
	Příloha B - CD.....	87

Seznam zkratek

ASK	Amplitude Shift Keying
FSK	Frequency Shift Keying
PSK	Phase Shift Keying
BPSK	Binary Phase Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
AM	Amplitude Modulation
FM	Frequency Modulation
PM	Phase Modulation
MATLAB	Matrix Laboratory
PC	Personal Computer
NRZ	Non Return Zero
DSB	Double Side Band
SSB	Single Side Band
SC	Supressed Carrier
SNR	Signal-to-Noise Ratio
CNR	Carrier-to-Noise Ratio
BER	Bit Error Rate
SER	Symbol Error Rate
PER	Packet Error Rate
FER	Frame Error Rate
AWGN	Additive White Gaussian Noise
FMCW	Frequency Modulated Countinuous Wave

Seznam obrázků

Obrázek 1 - lom a odraz ultrazvukového vlnění na rozhraní dvou prostředí	16
Obrázek 2 - kolmý dopad ultrazvukového vlnění na rozhraní dvou prostředí	17
Obrázek 3 - Princip vzniku elektrické energie deformací piezo materiálu (5).....	23
Obrázek 4 - Typické zapojení obvodu PA08 (10).....	27
Obrázek 5 - Typické zapojení obvodu PA91 pro buzení piezoelektrického měniče (11)...	28
Obrázek 6 - Časové průběhy amplitudové modulace (index modulace=0.8)	30
Obrázek 7 - Spektrum DSB AM.....	31
Obrázek 8 - Časové průběhy frekvenční modulace.....	32
Obrázek 9 - Frekvenční spektrum FM s indexem modulace 3.3 (15)	34
Obrázek 10 - Časové průběhy amplitudového klíčování.....	37
Obrázek 11 - Modulátor ASK (17).....	38
Obrázek 12 - Časové průběhy kmitočtového klíčování.....	39
Obrázek 13 - Časové průběhy klíčování s fázovým posuvem	42
Obrázek 14 - Konstelační diagram QPSK modulace (16).....	44
Obrázek 15 - Datové průběhy před a za serioparalelním převodníkem (16).....	44
Obrázek 16 - Blokové schéma vysílače ultrazvukového signálu	45
Obrázek 17 - Blokové schéma přijímače ultrazvukového signálu	46
Obrázek 18 - Schéma můstkového zapojení dvou operačních zesilovačů a jednoho předzesilovače	47
Obrázek 19 - Časový průběh můstkového zapojení OPA454	48
Obrázek 20 - Přenosová charakteristika můstkového zapojení OPA454	48
Obrázek 21 - Frekvenční charakteristika 40kHz ultrazvukového systému	50
Obrázek 22 - Závislost poklesu výkonu ultrazvukového přenosového systému na vzdálenosti	50
Obrázek 23 - Frekvenční charakteristika 100kHz ultrazvukového systému	51
Obrázek 24 - Závislost poklesu výkonu ultrazvukového přenosového systému na vzdálenosti	52
Obrázek 25 - Frekvenční charakteristika 200kHz ultrazvukového systému	53
Obrázek 26 - Závislost poklesu výkonu ultrazvukového přenosového systému na vzdálenosti	53
Obrázek 27 - Frekvenční charakteristika 300kHz ultrazvukového systému	54
Obrázek 28 - Závislost poklesu výkonu ultrazvukového přenosového systému na vzdálenosti	55
Obrázek 29 - Signál reprezentující ASK	57
Obrázek 30 - Průběh signálu reprezentujícího ASK na osciloskopu.....	57
Obrázek 31 - Signál reprezentující FSK.....	58
Obrázek 32 - Průběh signálu reprezentujícího FSK na osciloskopu	58
Obrázek 33 - Spektrum signálu reprezentujícího FSK.....	59
Obrázek 34 - Signál reprezentující PSK.....	59
Obrázek 35 - Průběh signálu reprezentujícího PSK na osciloskopu	60
Obrázek 36 - Spektrum signálu reprezentujícího PSK.....	60

Obrázek 37 - Blokové schéma BPSK modulátoru	61
Obrázek 38 - Blokové schéma demodulátoru BPSK.....	63
Obrázek 39 - Vstupní bitová sekvence kódovaná NRZ kódérem	64
Obrázek 40 - Konstelační diagram vyslaného BPSK signálu	64
Obrázek 41 - Změna fáze BPSK.....	65
Obrázek 42 - Změna fáze BPSK u přijatého signálu.....	65
Obrázek 43 - Tvar přijatého BPSK modulovaného signálu	66
Obrázek 44 - Přijatý signál vynásobený s obnovenou nosnou	66
Obrázek 45 - Konstelační diagram přijatého signálu	67
Obrázek 46 - Demodulovaná bitová sekvence	67
Obrázek 47 - Graf závislosti přenosové rychlosti na chybovosti	68
Obrázek 48 - Vstupní bitová sekvence kódovaná NRZ kódérem (prvních 10 bitů)	69
Obrázek 49 - Tvar přijatého BPSK modulovaného signálu	69
Obrázek 50 - Prvních 10 bitů přijatého signálu vynásobeného s obnovenou nosnou	70
Obrázek 51 - Konstelační diagram přijatého signálu	70
Obrázek 52 - Demodulovaná bitová sekvence (prvních 10 bitů)	71
Obrázek 53 - Vstupní bitová sekvence kódovaná NRZ kódérem (prvních 10 bitů)	71
Obrázek 54 - Konstelační diagram přijatého signálu	72
Obrázek 55 - Demodulovaná bitová sekvence (prvních 10 bitů)	72
Obrázek 56 - Vstupní symbolové úrovně QPSK.....	73
Obrázek 57 - Konstelační diagram QPSK.....	73
Obrázek 58 - QPSK po demodulaci	74
Obrázek 59 - Konstelační diagram QPSK.....	74
Obrázek 60 - Reálný přijímaný signál QPSK.....	75
Obrázek 61 - QPSK po demodulaci	75
Obrázek 62 - FSK modulátor (19).....	76
Obrázek 63 - Vstupní bitová sekvence	79
Obrázek 64 - Přijatý signál FSK.....	79
Obrázek 65 - FSK po demodulaci	80
Obrázek 66 - závislosti přenosové rychlosti na chybovosti	81
Obrázek 67 - Vstupní bitová sekvence	82
Obrázek 68 - Přijatý signál modulovaný FSK.....	82
Obrázek 69 - FSK po demodulaci	83

Seznam tabulek

Tabulka 1- měření přenosové rychlosti v závislosti na chybovosti.....	68
Tabulka 2 - měření přenosové rychlosti v závislosti na chybovosti.....	80

Úvod

Cílem diplomové práce je ověřit možnost použití akustického vlnění pro přenos digitální informace. Otestovat šíření ultrazvukového signálů různými prostředími na různých kmitočtech. Dalším z cílů práce bylo navrhnout budicí zesilovací stupeň pro ultrazvukový měnič. Následně vyzkoušet možnost využití několika technik digitální modulace ultrazvukového signálu. Vybrány byly tři typy digitálních modulací, amplitudové klíčování ASK, frekvenční klíčování FSK a klíčování s fázovým posuvem PSK. Dále pak uskutečnit reálný přenos datového signálu pomocí použitelných modulačních technik.

Teoretická část je rozdělena do čtyř základních kapitol, první pojednává o principech šíření mechanického vlnění v různých prostředích. Z těchto principů jsou zde podrobně popsány například intenzita akustického vlnění, odraz a lom akustické vlny, pak i útlum mechanického vlnění. Druhá kapitola teoretické části se zabývá principy a využitím ultrazvukových měničů a také jejich dostupností na trhu. Jsou zde popsány elektro mechanické, elektrodynamické, elektromagnetické, magnetostrikční, elektrostatické a piezoelektrické měniče a jejich principy funkce a využití. Třetí kapitola popisuje principy buzení ultrazvukových měničů, je zde také obsažena rešerše integrovaných budičů a zesilovačů vhodných pro buzení ultrazvukového měniče. Ve čtvrté kapitole jsou popsány různé modulační techniky, důraz je kladen na digitální modulace, které jsou pak využívány v praktické části diplomové práce. Čtvrtá kapitola mimo jiné také obsahuje popis amplitudové, frekvenční a fázové analogové modulace. Dále pak základní principy digitálních modulací jako jsou amplitudové, frekvenční a fázové klíčování. Jsou zde také popsány základní parametry digitálních modulací, z nich například přenosová rychlost, šířka přenášeného pásma, pravděpodobnost výskytu chyby. Praktická část je rozdělena do několika celků, v prvním z nich je zhotoven návrh budicího stupně pro ultrazvukový měnič, je nakresleno elektrické schéma a navrhnutá deska plošného spoje. Druhý celek se zabývá využitím digitálních modulací ASK, FSK a PSK pro přenos zprávy pomocí ultrazvukového vlnění. V tomto celku je také vyzkoušeno šíření ultrazvukového vlnění v různých prostředích na různých frekvencích. Poslední celek se zabývá návrhem modulátoru a demodulátoru pro vybrané modulační techniky v prostředí MATLAB. Pomocí Data Acquisition Toolboxu a karty pro generování a sběr dat jsou tyto modulační techniky ověřeny přenosem reálné datové zprávy. Je zde zjištěna dosažitelná přenosová rychlost při určité chybovosti u dvou funkčních modulačních technik BPSK a 2FSK. Data jsou zaznamenána v tabulkách a grafech, které jsou také součástí této kapitoly.

1 Zvuk

Zvuk je mechanické vlnění šířící se prostředím, které je schopno vyvolat sluchový vjem. Lidské ucho dokáže vnímat vlnění ve frekvenčním pásmu 16Hz - 20kHz, tato hodnota je však pouze přibližná, každý člověk má toto pásmo trochu jiné. Mechanické vlnění o nižší nebo vyšší frekvenci lidské ucho zachytit nedokáže.

- infrazvuk - kmitočet menší než 16Hz
- slyšitelné pásmo (zvuk) - 16Hz - 20kHz
- ultrazvuk - 20kHz - 1GHz
- hyperzvuk - více než 1GHz

Obor zabývající se zkoumáním zvuku se nazývá akustika. Mechanické vlnění může vzniknout za předpokladu přítomnosti hmotného látkového prostředí a silou, která prostředí rozkmitá. Prostor pro šíření zvuku má několik základních vlastností, hlavní z nich jsou útlum, rychlost šíření a impedance. Mechanické vlnění se dělí na dva typy:

- příčné (transverzální) vlnění - kmitá kolmo na směr šíření (například vlny ve vodě)
- podélné vlnění - kmitá ve směru šíření (například zvuk)
- Rozložení zvukových vln a směr šíření můžeme popsat vlnoplochami a paprsky.
- Vlnoplocha je plocha, kde mají všechny body vlnění stejnou fázi.
- Paprsek je čára kolmá k vlnoploše a ukazuje směr šíření vlnoplochy.

Rychlost šíření zvuku je různá v různých látkách a při různých teplotách prostředí. Při 15 °C se ve vzduchu šíří zvuk rychlostí 340 m/s, při zvyšování teploty vzduchu se rychlost šíření bude také zvyšovat, například při 80 °C bude rychlost šíření 377,5 m/s. V některých prostředích se však zvuk může šířit mnohem rychleji, například ve skle při 20 °C se zvukové vlnění šíří rychlostí 5200 m/s.

1.1 Ultrazvuk

Ultrazvuk je mechanické vlnění s frekvencí vyšší než 20 kHz, tedy za hranicí slyšitelnosti lidským uchem. Alternativa akustiky je u ultrazvuku ultraakustika. Ultrazvuk můžeme rozdělit podle přenášené energie na aktivní a pasivní. Aktivní ultrazvuk působí fyzikálními nebo chemickými účinky. Pasivní ultrazvuk má velmi malý výkon a využívá se v oblasti diagnostiky nebo v oblasti měření.

1.2 Princip šíření ultrazvuku

Pro zjednodušení uvažujme, že částice prostředí mají malou amplitudu a kmitají s malou odchylkou od sinusového průběhu. Takto zjednodušený signál můžeme popsat vlnovou rovnicí.

$$\frac{\partial^2 u(t, x)}{\partial t^2} = v \frac{\partial^2 u(t, x)}{\partial x^2}$$

partikulárním řešením této rovnice dostaneme rovnici pro harmonický pohyb

$$u(t, x) = Y \sin \left[\omega \left(t - \frac{x}{v} \right) \right]$$

kde

$$\frac{x}{v} = \varphi$$

tudíž

$$u(t, x) = Y \sin(\omega t - \varphi)$$

u - okamžitá výchylka

Y - amplituda výchylky

$\omega = 2\pi f$ - kruhový kmitočet

v - rychlost šíření

x - souřadnice polohy

Akustická rychlost je rychlost kmitání částic kolem rovnovážné polohy. Určíme jí derivací průběhu posunutí $u(t, x)$ podle času.

$$v_a = \frac{du(t, x)}{dt} = \omega Y \cos(\omega t - \varphi)$$

Akustická výchylka nastává při dopadu ultrazvukového vlnění na dané prostředí, každý bod je vychýlen z rovnovážné polohy. Akustická výchylka je dána vektorem bodu, ve kterém je v určitém čase vychýlena částice ze své rovnovážné polohy. Amplituda rychlosti kmitavého pohybu je dána vztahem:

$$V = \omega Y = 2\pi f Y$$

Perioda je doba nejkratší, za kterou se hodnota výchylky opakuje. pro T platí.

$$T = \frac{1}{f}$$

Mezi periodou T , rychlostí šíření v a frekvencí vlnění f platí.

$$\lambda = \frac{v}{f} = vT$$

1.2.1 Akustický tlak a intenzita

Pokud prochází ultrazvukové vlnění prostředím, dochází ke změně hustoty a tím i ke tlakovým změnám v tomto prostředí. Tlakové změny mají harmonický průběh. Celkový tlak v takovém prostředí můžeme vyjádřit:

$$p_c = p_s \pm p_a = p_s + K \frac{\partial u(t, x)}{\partial x} = p_s \pm \omega \frac{K}{v} Y \cos \left[\omega \left(t - \frac{x}{v} \right) \right]$$

p_s - statický tlak v prostředí

p_a - akustický tlak

$K = v^2 \rho$ - modul objemové pružnosti prostředí

ρ - hustota prostředí

Akustický tlak je tedy

$$p_a = \omega Y \rho v \cos \left[\omega \left(t - \frac{x}{v} \right) \right]$$

jeho amplituda je

$$P_a = \omega Y \rho v$$

Přepíšme vztah do tvaru

$$P_a = \omega Y Z = V Z_a$$

kde

$$Z_a = \rho v$$

je měrný akustický odpor.

Při šíření ultrazvukového vlnění prostředím se přenáší energie. Množství přenesené energie za určitý čas udává přenesený výkon. Jedná se o prostorové vlnění, tudíž musíme použít termín plošná hustota přenášeného výkonu N_s . Je to podíl výkonu a plochy, která je kolmá na směr šíření. Střední hodnota měrného výkonu je intenzitou vlnění, vyjadřuje se jako střední hodnota energie procházející za jednotku času plochou S o jednotkové velikosti, kolmou na směr šíření.

$$I = \frac{1}{T} \int_0^T N_s dt$$

Pokud platí

$$N_s = \frac{Fv_a}{S} = p_a \frac{Sv_a}{S} = p_a v_s = Z_a \omega^2 Y^2 \cos \left[\omega \left(t - \frac{x}{v} \right) \right]$$

dostaneme

$$I = \frac{1}{2} \rho v \omega^2 Y^2$$

respektive

$$I = \frac{1}{T} Z_a Y^2 \omega^2 = \frac{1}{2} Z_a V^2 = \frac{1}{2} \frac{P_a^2}{Z_a} = \frac{1}{2} P_a V$$

Můžeme si zde všimnout podobnosti s elektromagnetickým vlněním. Amplituda akustického tlaku P_a je analogická s amplitudou elektrického napětí a amplituda akustické rychlosti V je analogická s amplitudou elektrické intenzity. Stejně jako v elektrotechnice, i zde u těchto akustických veličin můžeme zavést efektivní hodnoty.

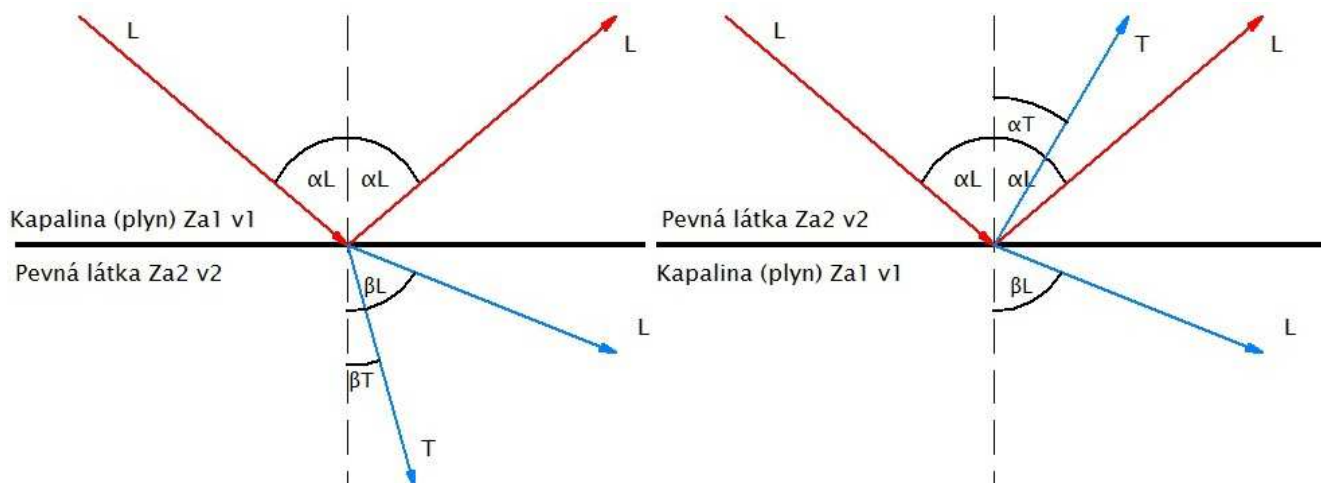
$$P_{ef} = \frac{P}{\sqrt{2}} \quad ; \quad V_{ef} = \frac{V}{\sqrt{2}}$$

Pomocí efektivních hodnot dokážeme popsat výkon ultrazvukové vlny.

$$N = P_{ef} V_{ef} S$$

1.2.2 Odraz a lom

Ultrazvukové vlnění se šíří přímočaře, pokud je prostředí homogenní. Při dopadu na rozhraní dvou prostředí nastávají dva jevy - lom a odraz. Podmínkou je, aby prostředí, na které vlna dopadá, bylo mnohonásobně větší než je vlnová délka této vlny. Každé prostředí je charakterizováno měrným akustickým vlnovým odporem. Šíří-li se ultrazvukové vlnění z jednoho prostředí do druhého a obě prostředí mají stejný měrný akustický odpor Z_a , nedojde k žádnému odrazu. Pokud se vlnová délka blíží rozměrům prostředí, na které vlna dopadá, dochází k ohybu vlnění. V praxi může nastat mnoho různých faktorů (šikmý dopad, kolmý dopad, různá velikost akustického odporu a obecně různost prostředí) ovlivňujících šíření ultrazvukového vlnění. Příklady odrazů a lomů akustické vlny (Obrázek 1).



Obrázek 1- lom a odraz ultrazvukového vlnění na rozhraní dvou prostředí

Na prvním obrázku je vidět šíření akustického vlnění z prostředí kapalného do prostředí pevného. Dopadající vlna má charakter podélného vlnění (příčné vlnění v kapalném prostředí nevzniká), dojde k odrazu a platí, že úhel odrazu se rovná úhlu dopadu. Část energie vlny však přejde do pevného prostředí. Zde se budou šířit vlny dvě, vlna podélná pod úhlem β_L a vlna transverzální pod úhlem β_T .

Na druhém obrázku se šíří vlna z pevného prostředí do kapalného. Při dopadu se odrazí, pod úhlem rovným úhlu dopadu, vlna podélná a pod úhlem α_T vlna transverzální. Do druhého prostředí projde část energie v podobě vlny podélné pod úhlem β_L .

Ze Snellova zákona lomu můžeme úhly lomu vypočítat. Pro první případ platí

$$\frac{\sin \alpha_L}{\sin \beta_L} = \frac{v_{1L}}{v_{2L}} = \frac{n_{2L}}{n_{1L}}$$

a pro druhý případ

$$\frac{\sin \alpha_L}{\sin \beta_T} = \frac{v_{1L}}{v_{2T}} = \frac{n_{2T}}{n_{1L}}$$

$v_{1,2}$ - rychlosti šíření vlnění v obou prostředích

$n_{2,1}$ - indexy lomu (L - vlna podélná, T - vlna transverzální)

Pokud je rychlost šíření v prvním prostředí větší než rychlost šíření v prostředí druhém, bude index lomu větší než 1. Úhel dopadu pak může být v rozmezí od 0° do 90° , avšak úhel lomu omezuje mezní úhel.

$$\sin \beta_m = \frac{1}{n_{21}}$$

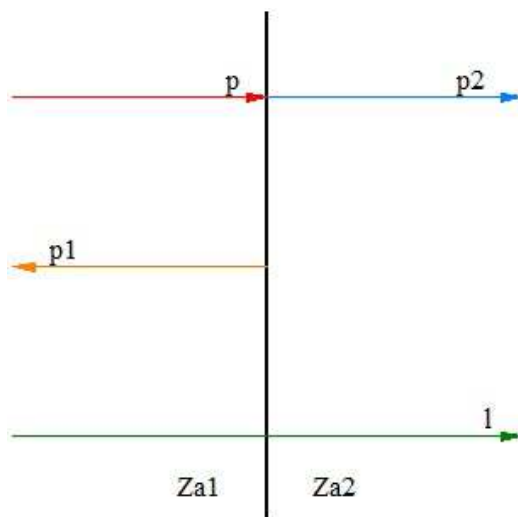
Pokud je rychlost šíření v prvním prostředí menší než rychlost šíření v prostředí druhém, bude naopak úhel lomu nabývat hodnot v rozmezí od 0° do 90° a úhel dopadu bude omezovat mezní úhel.

$$\sin \alpha_m = n_{21}$$

Při dopadu vlnění pod úhlem větším než je mezní úhel dochází k totálnímu odrazu. Při šíření ultrazvukové vlny mezi dvěma pevnými prostředí může dojít ke vzniku transverzálních vln v obou prostředích. Ze Snellova zákona můžeme napsat:

$$\frac{\sin \alpha_L}{v_{1L}} = \frac{\sin \beta_T}{v_{2T}} = \frac{\sin \alpha_T}{v_{1T}} = \frac{\sin \beta_L}{v_{2L}}$$

Speciálním případem je kolmý dopad (Obr. 2).



Obrázek 2 - kolmý dopad ultrazvukového vlnění na rozhraní dvou prostředí

Vlnění se šíří ve směru trajektorie l , s akustickým tlakem p_a . Při dopadu se část vlnění odrazí a šíří se zpět s akustickým tlakem p_{a1} a část vlnění projde do druhého prostředí s akustickým tlakem p_{a2} . Můžeme popsat rovnicemi.

$$p_a = P_a \sin \left[\omega \left(t - \frac{\lambda}{v_1} \right) \right] = \rho_1 v_1 v_a$$

$$p_{a1} = P_{a1} \sin \left[\omega \left(t - \frac{\lambda}{v_1} \right) \right] = -\rho_1 v_1 v_{a1}$$

$$p_{a2} = P_{a2} \sin \left[\omega \left(t - \frac{\lambda}{v_2} \right) \right] = -\rho_2 v_2 v_{a2}$$

Z obrázku a těchto rovnic můžeme odvodit součinitel odrazu R jako poměr tlaku odraženého ku tlaku dopadajícímu.

$$R = \frac{P_{a1}}{P_a} = \frac{\rho_2 v_2 - \rho_1 v_1}{\rho_1 v_1 + \rho_2 v_2} = \frac{1 - m}{1 + m}$$

kde

$$m = \frac{\rho_1 v_1}{\rho_2 v_2}$$

Dále můžeme odvodit součinitel průchodu D jako poměr tlaku projitého ku tlaku dopadajícímu.

$$D = \frac{P_{a2}}{P_a} = \frac{2\rho_1 v_1}{\rho_1 v_1 + \rho_2 v_2} = \frac{2}{1 + m}$$

Mezi oběma součiniteli platí.

$$D = 1 - R$$

1.2.3 Šíření ultrazvuku v plynech, kapalinách a pevných látkách

Jak zvuk, tak i ultrazvuk se v plynech a kapalinách může šířit pouze podélnými akustickými vlnami. Rovnice pro šíření ultrazvuku zde vycházejí z hydrodynamických rovnic.

Při šíření ultrazvuku plynem platí

$$v_p = \sqrt{\frac{K}{\rho}} = \sqrt{\frac{\chi p}{\rho}}$$

K - modul objemové pružnosti

ρ - hustota

p - tlak

χ - Poissonova konstanta

$$\chi = \frac{C_p}{C_v}$$

C_p - molární tepelná kapacita při stálém tlaku

C_v - molární tepelná kapacita při stálém objemu

Při malých změnách tlaku a teploty může být vyjádřena závislost šíření ultrazvukového vlnění plynem jako funkce teploty.

$$v_p = \sqrt{\frac{\chi p_0}{\rho_0}} + b\vartheta = v_{p0} + b\vartheta = v_{p0}(1 + b'\vartheta)$$

p_0 - počáteční tlak při teplotě 0°C

b, b' - absolutní a relativní teplotní součinitel

ρ_0 - počáteční hustota při teplotě 0°C

ϑ - teplota ve °C

V tomto vztahu však neuvažujeme přítomnost vlhkosti, proto výše uvedená rovnice platí pouze pro suchý plyn. Pro přítomnost vodních par vztah upravíme.

$$v_p = v_{p0}(1 + b'\vartheta)(1 + a'\varphi)$$

a' - konstanta

φ - poměrná vlhkost plynu v %

Z výše uvedeného vztahu plyne, že se rychlost ultrazvuku mění s vlhkostí prostředí, kterým se šíří, například pro šíření suchým vzduchem při teplotě 20° je rychlost ultrazvuku 343,96 ms^{-1} , při stejné teplotě a vlhkosti vzduchu 50% je rychlost ultrazvuku 347,4 ms^{-1} .

Při šíření ultrazvuku kapalinou platí.

$$v_k = \sqrt{\frac{\chi}{\gamma_i \rho}} = \sqrt{\frac{1}{\gamma_a \rho}}$$

γ_i - izotermický stlačitelnost

γ_a - adiabatická stlačitelnost

χ - Poissonova konstanta

Pro jednoduché výpočty můžeme použít méně přesný vztah, který však pro většinu aplikací postačí.

$$v_k \cong v_{k0} + b(\vartheta - \vartheta_0) = v_{k0}[1 + b'(\vartheta - \vartheta_0)]$$

ϑ_0 - referenční teplota

b, b' - absolutní a relativní teplotní součinitel

V pevných látkách se ultrazvuk může šířit oběma typy vlnění, jak příčným tak podélným. Je to způsobeno tím, že v pevných látkách jsou o mnoho větší meziatomární vazební síly. Dále je nutné rozlišovat velikost a tvar předmětu, ve kterém se ultrazvuk šíří. Pokud máme neohraničené prostředí, tak platí rovnice:

$$v_L = \sqrt{\frac{E}{\rho} \left[\frac{(1 - \mu)}{(1 + \mu)(1 - 2\mu)} \right]}$$

E - Youngův modul pružnosti v tahu

μ - Poissonovo číslo

1.2.4 Útlum

Při průchodu vlnění prostředím dochází k úbytku energie, respektive poklesu akustického tlaku. Útlum může být způsoben buď různými jevy při šíření ultrazvukového signálu (lomem, odrazem, rozptylem a ohybem). To nastává především na nehomogenitách a rozhraní prostředí. Útlum může nastat rovněž absorpcí, při které se mění mechanická energie na teplo. Máme místo x , ve kterém je intenzita I , pak úbytek intenzity ve směru vlnění dx popíšeme vztahem

$$dI = -\beta I \cdot dx$$

po integraci přes celou dráhu

$$I = I_0 e^{-\beta x} = I_0 e^{-2\alpha x}$$

β - koeficient absorpce

α - činitel útlumu prostředí

Výše uvedené poznatky byly převzaty z mé bakalářské práce (1).

2 Ultrazvukové měniče

Ultrazvuk, a obecně mechanické vlnění, je přijímán i vysílán pomocí ultrazvukových měničů. Ultrazvukový měnič je zařízení, které převádí nějakou energii (elektrickou, energii proudění) na energii akustickou (mechanické vlnění) a naopak (ultrazvukové reproduktory a mikrofony). Ultrazvukové měniče můžeme dělit na mechanické a elektromechanické.

2.1 Mechanické měniče

Využívají energie proudu kapalin a plynů na mechanické vlnění (zvuk, a ultrazvuk). Disponují širokým kmitočtovým pásmem a velkým rozsahem účinnosti.

Základní druhy mechanických měničů:

- sirény
- píšťaly
- speciální měniče

2.1.1 Sirény

Siréna dokáže být zdrojem velmi velkého výkonu mechanického vlnění (zvuku nebo i ultrazvuku). Princip sirény je založen na statoru a rotoru, na jejichž obvodu je velké množství otvorů. Při otáčení rotoru dochází k překrývání otvorů v daných okamžicích. Při otáčení rotoru s konstantní rychlostí dochází k pravidelnému přerušování proudu vzduchu. Kmitočet mechanického vlnění se nastavuje počtem a velikostí otvorů a rychlostí otáčení rotoru. Frekvenční rozsah je 3-30kHz. (2)

2.1.2 Píšťaly

Jedná se o nejjednodušší princip generování zvukového a ultrazvukového vlnění (lze použít pouze v plynném prostředí). Princip funkce je takový, že proud vzduchu se tříští o ostrou hranu uvnitř píšťaly. Frekvence je dána vnitřní konstrukcí píšťaly, čím menší dutina, tím větší kmitočet vlnění. (2)

2.2 Elektromechanické měniče

Parametry elektromechanických měničů:

- **Frekvenční odezva:** Jedná se o výkon akustického signálu na jednom konkrétním kmitočtu.
- **Vyzařovací charakteristika:** Směrový diagram vyzařování akustického vlnění z elektroakustického měniče.
- **Citlivost:** Jde o průměrný akustický tlak ve vzdálenosti 1m od reproduktoru.

- **Účinnost:** Poměr příkonu ku výkonu vyzařovaného z měniče.
- **Max. příkon:** Maximální hodnoty napětí a proudu, které ještě nepoškodí měnič.

Základní druhy elektroakustických měničů:

- elektrodynamické
- elektromagnetické
- magnetostrikční
- elektrostatické
- piezoelektrické

2.2.1 Elektrodynamické

Pracují na principu elektromagnetické indukce, kde se v magnetickém poli permanentního magnetu nachází pohybující se vodič. Vodič, cívka nebo zvlněný hliníkový pásek je spojen s pružnou membránou, na kterou dopadá mechanické vlnění. Rozpohybování vodiče mechanickým pohybem membrány vede k tomu, že se na něm naindukují proměnné napětí úměrné průběhu akustického signálu. Jedná se o reciproké měniče, při opačném jevu průtokem proudu cívkou dochází k jejímu pohybu v magnetickém poli, tento pohyb je přenesen na membránu a generuje mechanické vlnění. Tyto měniče jsou však nevhodné pro generování ultrazvukového signálu, maximální frekvence, kterou dokážou generovat, se totiž pohybuje okolo 20kHz (3).

2.2.2 Elektromagnetické

Pracuje na stejném principu jako elektrodynamický měnič. Hlavní rozdíl je v tom, že snímací cívka není spojena s membránou, ale je přidělána napevno. Indukční tok cívkou se mění na základě pohybu membrány a generuje nízkofrekvenční signál. Mají ještě nižší frekvenční rozsah než elektrodynamické, proto se používali výhradně pro přenos hlasového signálu. Dnes se používají už jen málo (3).

2.2.3 Magnetostrikční

Magnetostrikce je vlastnost některých feromagnetických materiálů (železo, nikl, kobalt apod.) se deformovat a měnit své rozměry ve feromagnetickém poli. Magnetostrikční ultrazvukové měniče pracují na principu dvou dalších magnetomechanických jevů: Magnetostrikční Wiedemannův jev a magnetoelastický jev (Villariho). Princip Weidemenova jevu: Při průchodu proudu dlouhou tenkou tyčí z feromagnetika, jenž je umístěná v podélném magnetickém poli, dochází ke kroucení této tyče. Villariho jev je popsán tak, že při deformaci tyče z feromagnetika v podélném směru dochází ke změně magnetických vlastností.

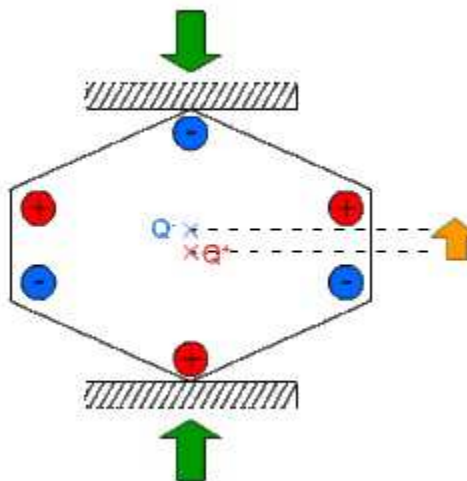
Magnetostrikční měnič se skládá ze dvou základních částí, feromagnetické tyče (vlnovodu) a permanentního magnetu, který není nijak mechanicky spojen s vlnovodem. Vysláním proudových impulsů do vlnovodu se vytváří proměnné radiální magnetické pole okolo vlnovodu. Radiální pole se šíří rychlostí světla s proudovými impulsy podél vlnovodu. V místě, kde se setká radiální magnetické pole tvořené proudovými impulsy a podélným magnetickým polem tvořeným permanentním magnetem, dochází k deformaci vlnovodu, mechanický torzní impuls pak generuje ultrazvukový ráz. Tyto měniče se používají převážně v čidlech pro měření vzdálenosti. (4)

2.2.4 Elektrostatické

Někdy se jim také říká kondenzátorové, a to proto, že membránu tvoří jedna z desek deskového kondenzátoru. Jedna elektroda je pevná, druhá pohyblivá. Mezi nimi je předepnuto stejnosměrné polarizační napětí. Po přivedení budícího signálu se začne pohyblivá elektroda chvět z důvodu změny elektrického náboje. Měnič je reciproký, při mechanickém působení na membránu se bude v rytmu akustického vlnění měnit kapacita deskového kondenzátoru a tím se bude generovat napětí tomu úměrné (3).

2.2.5 Piezoelektrické

Pracují na principu piezoelektrického jevu. Piezoelektrický jev je schopnost některých materiálů při deformaci generovat elektrické napětí. Nebo jev opačný, kde při přivedení napětí na daný materiál (krystal) pozorujeme deformaci. Piezoelektrický jev pozorujeme pouze u látek, které nemají střed symetrie (například monokrystalický křemen).



Obrázek 3 - Princip vzniku elektrické energie deformací piezo materiálu (5)

1.

Na obrázku číslo 3 je znázorněn princip vzniku elektrické energie deformací piezoelektrického materiálu. Při deformaci krystalické mřížky (tvořena kladnými a zápornými ionty) vzniká elektrický náboj. Pohyb iontů při deformaci má za následek vzniku elektrického dipólového momentu u každého elementu krystalu. Tím na povrchu

pozorujeme elektrický náboj. V této práci budeme využívat výhradně piezoelektrické měniče (5).

2.3 Měniče na trhu

Nejideálnější z hlediska různých druhů měničů jsou internetové obchody Farnell.com, Mouser.com apod. K dispozici jsou jak měniče, tak senzory. Na všech obchodech převažují piezoelektrické měniče, ale můžeme se setkat i s měniči jinými. Hlavním kritériem při výběru ultrazvukového měniče je rezonanční kmitočet, další kritérium je napájecí napětí. Nejběžnější rezonanční frekvence ultrazvukových měničů jsou: 40kHz, 100kHz, 175kHz, 200kHz, 300kHz, 400kHz.

V této diplomové práci bude vyzkoušeno více měničů s různými kmitočty.

Několik významných firem, zabývajících se výrobou a prodejem ultrazvukových měničů:

- Prowave - Jedná se o firmu z Taiwanu, jako distributora využívá internetový obchod www.farnell.com.
- Multicomp electronics - Nabízí i jiné součástky než ultrazvukové měniče. Měniče vybrané pro tuto diplomovou práci je právě od této firmy.
- Hanuz - Slovenská firma zabývajících se výrobou a prodejem ultrazvukových měničů.

Na trhu je obrovský výběr firem, od kterých je možno ultrazvukový měnič koupit. Záleží jen na požadovaných vlastnostech daného měniče.

2.4 Typické aplikace ultrazvukových měničů

2.4.1 Zdravotnictví

Ve zdravotnictví se ultrazvukové měniče používají ve dvou odvětvích ultrazvuková diagnostika a ultrazvuková terapie. Pro ultrazvukovou diagnostiku se používají výhradně piezoelektrické ultrazvukové měniče. Měnič se v diagnostice používá v režimu vysílání signálu na kmitočtech 3MHz -10MHz v krátkých časových intervalech. Po vyslání tohoto burstu signálu se čeká na odražené vlnění.

Při ultrazvukové diagnostice se používají různé ultrazvukové sondy, ve kterých jsou jednotlivé měniče uspořádány určitým způsobem.

Hlavním úkolem UZ diagnostiky je zjištění stavu zkoumané tkáně. Pro ultrazvukovou diagnostiku se používají malé výstupní výkony.

Při využití ultrazvukových měničů pro UZ terapii se používá vyšší hodnota výstupního výkonu a na rozdíl od diagnostiky (kde se tkáň pouze zkoumá) se na tkáň působí aktivním způsobem (6) (1).

2.4.2 Defektoskopie

Principiálně se vlastně jedná také o ultrazvukovou diagnostiku, ale místo tkáně zkoumáme vady v nějakém daném materiálu. Pohybujeme se v kmitočtovém pásmu 2MHz – 10MHz, ale často volíme kmitočet i jinak vzhledem k tomu, jaký zkoumáme materiál. Ultrazvuková defektoskopie využívá převážně piezoelektrické měniče, ale můžeme se zde setkat i s měniči magnetostrikčními. Stejně jak v ultrazvukové diagnostice používáme různé druhy měřících sond. Dělit je můžeme na úzkopásmové a širokopásmové. Širokopásmové mají menší citlivost, ale naopak lepší hloubkovou rozlišovací schopnost. Naopak úzkopásmové sondy disponují větší citlivostí a menší rozlišovací schopností. Sondy mohou být podle konstrukce buď přímé (vysílají podélné vlny kolmo k povrchu), nebo úhlové (vysílají příčné vlny pod určitým úhlem). Přímé sondy se využívají pro zkoumání objektů s dostatečně rovným povrchem. Využití úhlových sond je převážně pro zkoumání kvality svářených spojů (1) (7).

2.4.3 Ultrazvukové obrábění

Zde se opět využívá jak piezoelektrických, tak magnetostrikčních měničů. Ultrazvukovým vlněním se rozkmitá brusná látka v kapalině a přivede se mezi nástroj a obráběný materiál (8).

2.4.4 Ultrazvukové svařování

Opět použití piezoelektrického měniče pro rozkmitání mikrodrátu. Rozkmitáním se uvolní tepelná energie, která vytvoří svár. (8)

2.4.5 Ultrazvukové měření průtoku

Dalším využitím piezoelektrických měničů je ultrazvukové měření průtoku. Každá změna rychlosti šíření proudění kapaliny způsobí změnu rychlosti šíření ultrazvuku. Používá se diferenciální uspořádání měničů z důvodu eliminování vlivu teploty tlaku a ostatních nežádoucích vlastností kapalin (9).

2.4.6 Ultrazvukové měření výšky hladiny

Pro měření hladiny se také používají primárně piezoelektrické měniče. Princip měření hladiny je podobný jako u ultrazvukové detekce. Vyšle se ultrazvukový pulz, a čeká se na jeho odraz od plochy hladiny. Přijímač vyšle impuls do čítače impulsů a ten iniciuje vyslání dalšího impulsu. Výška hladiny bude ekvivalentní frekvenci vyslání impulsů. Čím vyšší frekvence, tím je hladina blíž čidlu (9).

2.4.7 Ultrazvuková detekce - SONAR

Zde se dříve využívaly i elektrostatické měniče, ale ty byly následně vytlačeny měniči piezoelektrickými a magnetostrikčními měniči kvůli jejich lepším vlastnostem.

Ultrazvuková detekce může být založena na několika principech:

- Měření doby letu ultrazvukového signálu od cíle (touto metodou se měří výhradně vzdálenost)
- Měření Dopplerova posuvu ultrazvukového signálu (výhradně pro měření rychlosti cíle)
- Měření útlumu amplitudy ultrazvukového signálu (nepříliš používané)
- Kombinace prvních dvou.

Podle typu vysílaného signálu můžeme popsat dva hlavní principy ultrazvukové detekce:

- Impulzní metoda - Vyslaný krátký burst se odráží od cíle a je opět přijímán ultrazvukovým měničem. Měří se doba, za jakou signál urazil vzdálenost mezi měničem a cílem.
- Metoda kontinuální vlny - zde se vysílá naopak kontinuální signál (nepřetržitá spojitá vlna), na rozdíl od impulzní metody zde nemůže být využita doba letu ultrazvukového signálu, ale naopak se využívá Dopplerův posuv a jiné frekvenční vlastnosti. Hojně využívaná je metoda FMCW (frekvenčně modulovaná kontinuální vlna).

3 Buzení ultrazvuku

Budičem nazýváme obvod, který dodá do ultrazvukového měniče dostatečně velký vstupní signál. Budič volíme tak, aby dodal dostatečně velký vstupní signál pro danou aplikaci (čím vyšší úroveň vstupního signálu, tím větší dosah bude mít ultrazvukový měnič). Obvykle se budičem dají regulovat různé parametry buzeného objektu (v našem případě ultrazvukového měniče). Pro ultrazvukové a i jiné akustické měniče se budič skládá z generátoru užitečného (datového) signálu a zesilovače, nebo více zesilovačů integrovaných na jedné desce nebo v jednom obvodu. Pro buzení piezoelektrického měniče potřebujeme nejlépe budič s vysokonapětovými operačními zesilovači.

Na trhu se můžeme setkat s integrovanými budiči hlavně pro LED displeje, lasery, ale i pro piezoelektrické měniče.

3.1 Generátor signálu pro UZ měnič

Jako generátor pro ultrazvukový měnič lze použít laboratorní generátor, sinusový oscilátor nebo jiné obvody, které generují signály různých tvarů.

3.2 Zesilovací stupeň

Tato část budícího stupně má za úkol zajistit potřebnou úroveň signálu pro ultrazvukový měnič. Zesilovací stupeň by se ideálně měl skládat z předzesilovače a výkonového stupně.

Předzesilovač zesílí signál z generátoru na určitou potřebnou úroveň. Je třeba ho zvolit tak, aby svým šumem co nejméně zatěžoval užitečný signál. Pokud by generoval velké množství šumu, šum by byl následně zesílen ve výkonovém stupni a na výstupu značně zkresloval vysílaný signál. Lze použít jak tranzistorové zapojení, tak operační zesilovač.

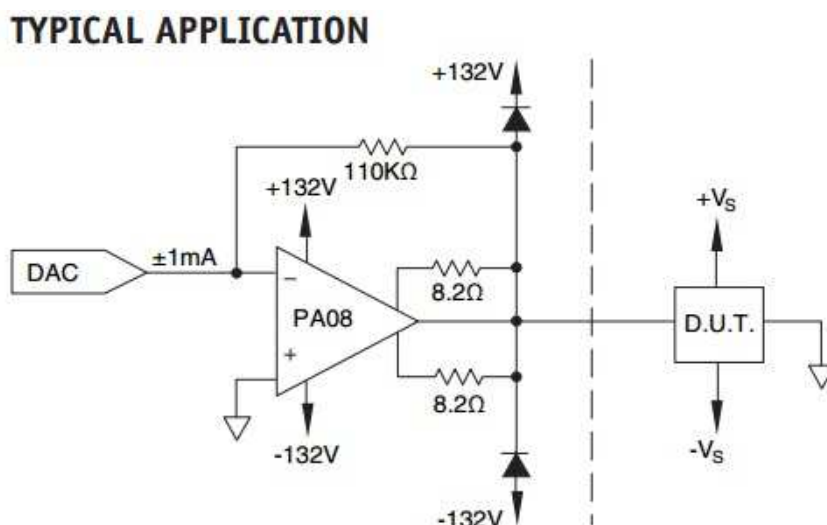
Výkonový stupeň má za úkol zesílit signál z předzesilovače na požadovanou úroveň pro ultrazvukový měnič.

3.3 Integrované budiče a operační zesilovače

3.3.1 APEX

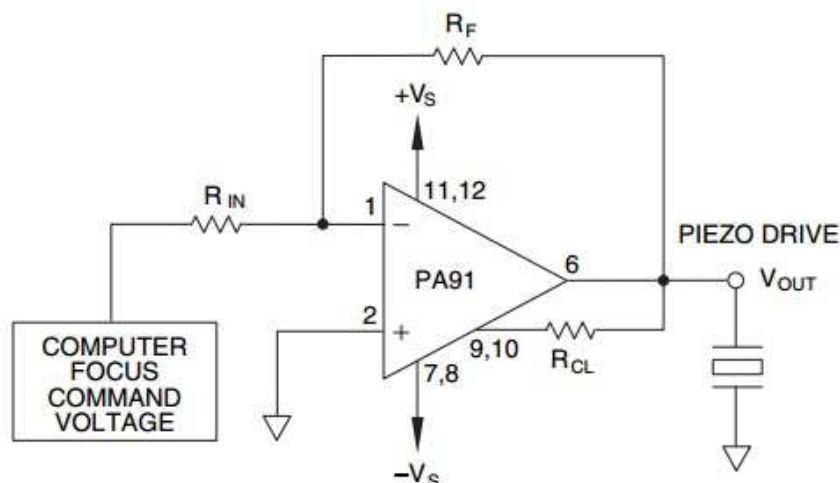
Největším sortimentem integrovaných budičů (výkonových operačních zesilovačů) pro piezoelektrické měniče, ale i pro jiné aplikace, disponuje firma Apex. Největší nevýhoda Operačních zesilovačů firmy Apex je jejich vysoká cena. Zde uvádím několik typických obvodů, které by se daly použít pro buzení piezoelektrického měniče.

PA08 – Jedná se o vysokonapěťový výkonový operační zesilovač. Disponující širokou škálou možného napájecího napětí (+/- 145V dual, nebo 290V single). Dosahuje vysoké přesnosti díky kaskádové vstupní konfiguraci. Definovaný výstupní proud je do +/- 150mA. Na následujícím obrázku můžeme vidět typické zapojení s duálním napájením.



Obrázek 4 - Typické zapojení obvodu PA08 (10)

PA91 – Vysokonapětový výkonový operační zesilovač s ještě větším napájecím napětím než PA08. Napájecí napětí buď +/- 225V dual, nebo 450V single. Vnitřní zapojení s MOSFET tranzistory zajišťuje nízký klidový proud (10mA). Typické aplikace jsou právě buzení piezoelektrického nebo elektrostatického měniče. Na následujícím obrázku je typické zapojení pro buzení piezoelektrického měniče.



Obrázek 5 - Typické zapojení obvodu PA91 pro buzení piezoelektrického měniče (11)

Takto by mohly být popsány i další obvody od firmy Apex, protože jich je k dispozici opravdu hodně.

3.4 Texas instruments

Dobře známá firma Texas Instruments nabízí mimo jiné také určitě množství integrovaných operačních zesilovačů vhodných pro buzení piezoelektrického měniče. Výhodou je přijatelnější cena.

DRV8662 – Piezo haptic driver, budič, s integrovaným 105V napětovým boostem, výkonovou diodou a plně diferenčním operačním zesilovačem. Není určen přímo pro buzení piezoelektrických měničů, ale pro buzení piezoelektrických displejů. Texas instruments disponuje ještě dvěma podobnými obvody DRV2665 a DRV2667 (12).

OPA454 – Vysokonapětový, vysokoproudový operační zesilovač s napájecím napětím až 100V a výstupním proudem +/-50mA. Disponuje vnitřní ochranou proti přehřátí a proudovému přetížení. Možnosti napájení jsou buď dual (+/-5V až +/- 50V) nebo single (10V až 100V). Dále disponuje status flag pinem, a piny Enable/Disable pro odpojení obvodu (12). OPA 454 není přímo určen pro buzení piezoelektrických měničů, avšak při můstkovém zapojení ho na tuto aplikaci lze použít velmi dobře. Právě tento zesilovač jsem si vybral pro konstrukci mého budícího stupně.

Texas instruments disponuje spoustou dalších zesilovačů typu OPA, s různými variacemi napětí a proudů, některé z nich by bylo možné také použít pro buzení piezoelektrického měniče, ale uvádět je zde všechny je zbytečné.

4 Modulační principy

Modulace je obecně proces, při kterém se mění vlastnosti vysokofrekvenčního nosného signálu v rytmu nízkofrekvenčního signálu modulačního (přenášené informace). Obvod, který zajišťuje modulaci, se nazývá modulátor. Modulátor obsahuje nelineární prvek, na kterém, při setkání nosného a modulujícího signálu, dojde k modulaci. Poté se modulovaný signál dál zpracuje a pošle se do vysílače. Po přijetí modulovaného signálu nastává potřeba demodulace, kterou zajišťuje demodulátor. Modulace můžeme rozdělit na analogové spojitě digitální modulace a diskrétní modulace. V mojí diplomové práci se budu zabývat primárně spojitými digitálními modulacemi.

4.1 Analogové modulace

Libovolný harmonický signál můžeme definovat jako.

$$s(t) = A \cdot \cos(\omega t + \varphi)$$

kde A - je amplituda modulačního signálu [V]

$\omega = 2\pi f$ - je kmitočet modulačního signálu [Hz]

φ - je fáze modulačního signálu [°]

Tyto tři základní parametry harmonického signálu můžeme využít pro analogové modulace. V rytmu modulačního signálu měníme jeden z těchto parametrů. Při změně amplitudy se jedná o amplitudovou modulaci, při změně frekvence o frekvenční a při změně fáze o fázovou modulaci.

4.1.1 Amplitudová modulace

V rytmu modulačního signálu se mění amplituda nosné vlny. Frekvence i fáze nosné vlny zůstávají zachovány. U amplitudových modulací můžeme ve spektru pozorovat nosnou vlnu a dvě postranní pásma (součtové a rozdílové). Modulace s oběma postranními pásmy nazýváme DSB - Dual Side Band, ale pro různé aplikace používáme modulace s

jedním postranním pásmem SSB - Single Side Band a nebo modulace s potlačenou nosnou vlnou SC.

AM DSB - jedná se tedy o modulaci s oběma postranními pásmy a nepotlačenou nosnou vlnou.

Mějme harmonický signál $s(t)$ a nosnou vlnu $u_c(t)$.

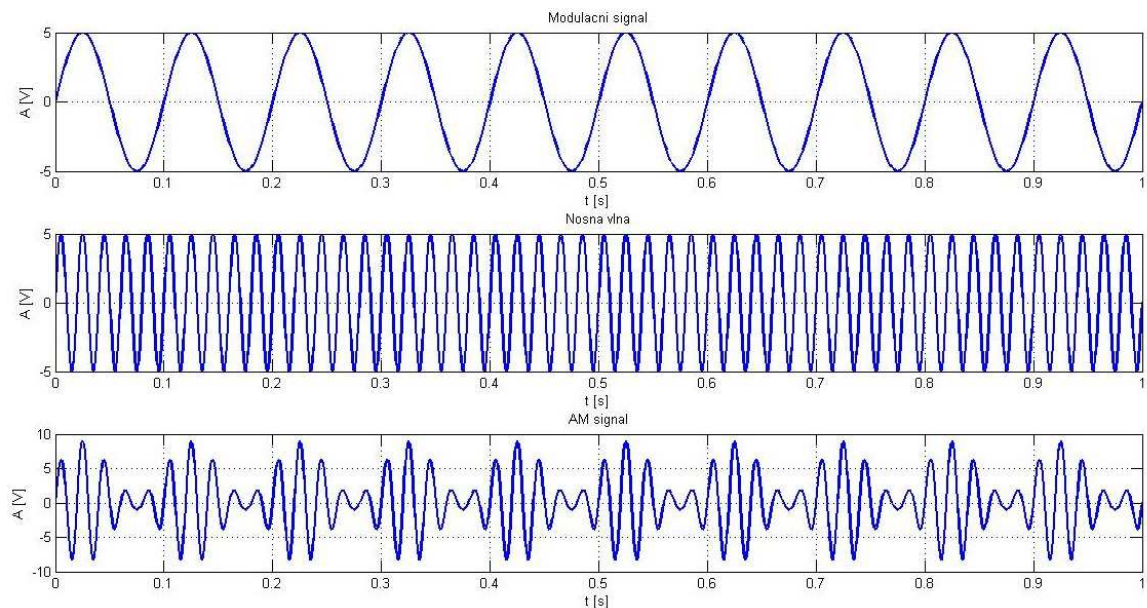
$$s(t) = A_m \cdot \cos(\omega_m t) \qquad u_c(t) = A_c \cos(\omega_c t)$$

Pak amplitudově modulovaný signál vyjádříme jako.

$$u_{AM}(t) = [A_c + A_m \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_c t) = [1 + m_a \cos(\omega_m t)] \cos(\omega_c t)$$

kde $m_a = \frac{A_m}{A_c}$ je index (hloubka) modulace.

Hloubka modulace musí být menší než jedna. Při hloubkách modulace větších než 1 dochází ke znehodnocení užitečného signálu. Další důležitá podmínka je to, že kmitočet nosné vlny f_c musí být mnoho násobně větší než kmitočet f_m (minimálně 5x).

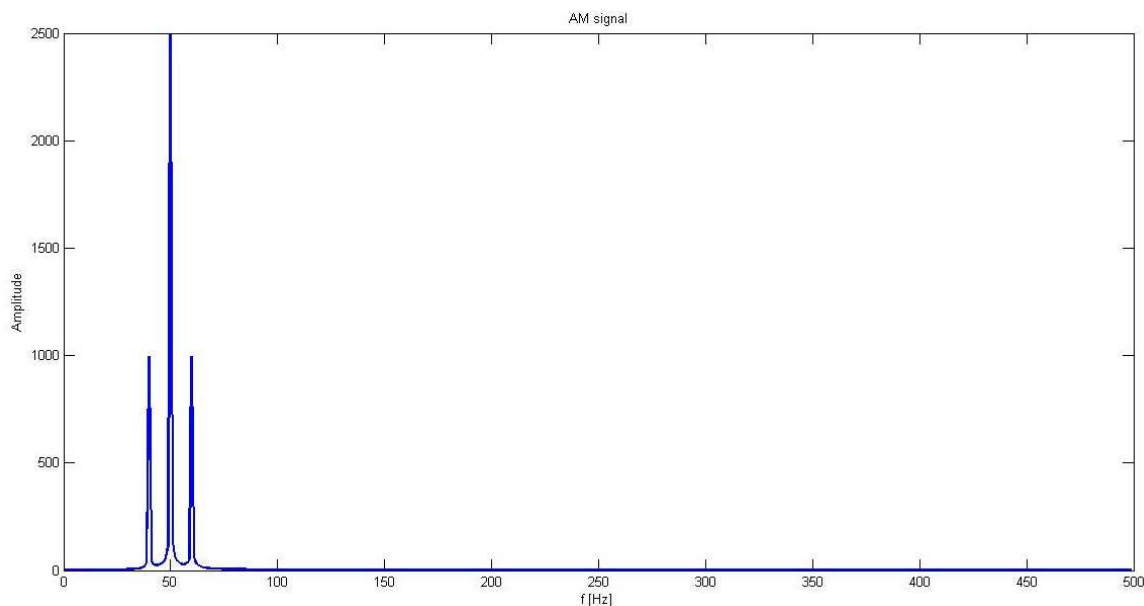


Obrázek 6 - Časové průběhy amplitudové modulace (index modulace=0.8)

Frekvenční spektrum: Frekvenční spektrum dostaneme po fourierově transformaci amplitudově modulovaného signálu. Dostaneme následující vztah.

$$F_{AM}(f) = \Phi[s(t)] = \frac{A_c}{2} [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)] + \frac{m_a A_c}{2} [M(f - f_c) - M(f + f_c)]$$

Na následujícím obrázku je zobrazeno spektrum amplitudové modulace, kde můžeme vidět nosnou vlnu a dvě postraní pásma. Horní postranní pásmo (hpp) a dolní postranní (dpp), obě mají amplitudu $\frac{m_a A_c}{2}$.



Obrázek 7 - Spektrum DSB AM

4.1.2 Frekvenční modulace

V rytmu modulačního signálu se mění frekvence nosné vlny. Amplituda i fáze nosné vlny zůstávají zachovány. Následující vztah popisuje úhlově modulovaný signál.

$$u_m(t) = A_c \cos[\Phi_i(t)]$$

kde A_c je amplituda nosné vlny

Φ_i je fáze v určitém okamžiku

Okamžitou frekvenci FM pak určíme jako součet frekvence nosné (která zůstává konstantní) a časově proměnné složky, která je definována změnou úrovně modulačního signálu $s(t)$. Platí vztah.

$$f_i(t) = f_c + k_{FM} s(t)$$

kde k_{FM} je frekvenční citlivost [Hz/V]

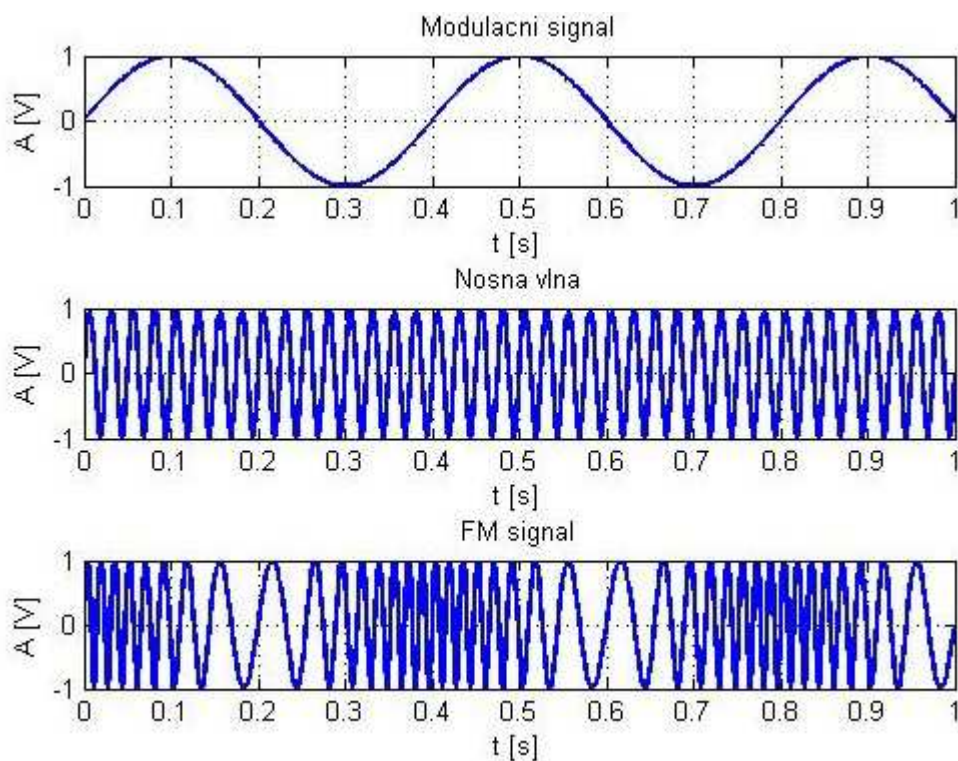
Z následujícího vztahu dostaneme po integraci podle t a vynásobením 2π okamžitou fází FM.

$$\Phi_i(t) = \omega_c t + 2\pi k_{FM} \int_0^t s(t) dt$$

Frekvenčně modulovaný signál pak můžeme napsat jako.

$$u_{FM}(t) = A_c \cos \left[\omega_c t + 2\pi k_{FM} \int_0^t s(t) dt \right]$$

Na následujícím obrázku můžeme vidět modulační signál, nosnou vlnu a frekvenčně modulovaný signál.



Obrázek 8 - Časové průběhy frekvenční modulace

Základní parametry frekvenční modulace:

- **Kmitočtový zdvih** - Dá se vyjádřit pomocí vztahu $\Delta f = k_{FM}A_m$ a jedná se o maximální změnu kmitočtu od kmitočtu nosné Δf při amplitudě modulačního signálu A_m .
- **Index modulace** - Vyjadřujeme ho jako poměr kmitočtového zdvihu Δf ku frekvenci modulačního signálu f_m . Tedy $\beta = \Delta f / f_m$. Jedná se tedy o fázový zdvih frekvenčně modulovaného signálu, tedy o odchylku okamžité fáze modulovaného signálu od fáze signálu nosné vlny.
- **Deviační poměr** - Zavádíme jej u nesinusových modulací. Jedná se o poměr maximální kmitočtového zdvihu Δf_{max} k maximální frekvenci v nesinusovém modulačním signálu f_{mmax} . Tedy $D = \Delta f_{max} / f_{mmax}$.

Spektrum frekvenční modulace:

Frekvenční spektrum FM vyjádříme úpravou vztahu pro součin argumentů funkce sinus a následným rozvojem.

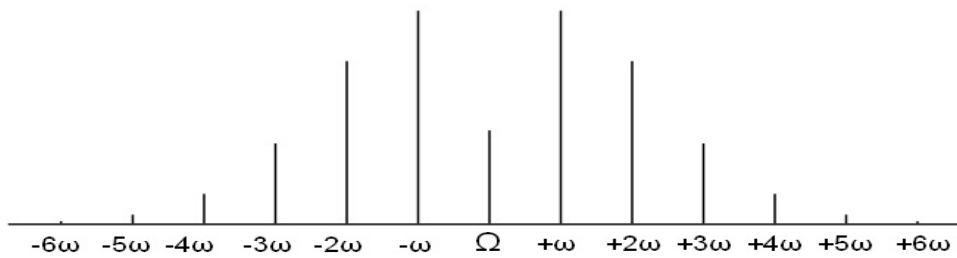
$$u_{FM} = J_0 \cos(\omega_c t) - J_1(\beta)[\cos(\omega_c - \omega_m)t - \cos(\omega_c + \omega_m)t] \\ + J_2(\beta)[\cos(\omega_c - 2\omega_m)t - \cos(\omega_c + 2\omega_m)t] \\ - J_n(\beta)[\cos(\omega_c - n\omega_m)t - \cos(\omega_c + n\omega_m)t]$$

Výše uvedený vztah popisuje nekonečnou řadu součinů. Funkce $J_n(\beta)$ jsou Besselovy funkce 1. druhu n-tého řádu s argumentem β , který odpovídá modulačnímu indexu frekvenční modulace. Následným dosazením a úpravou vztahů dostaneme nekonečnou řadu diskrétních složek o úhlových frekvencích.

$$\omega_c, \omega_c - \omega_m, \omega_c - 2\omega_m, \omega_c - 3\omega_m, \omega_c - 4\omega_m \dots$$

$$\omega_c, \omega_c + \omega_m, \omega_c + 2\omega_m, \omega_c + 3\omega_m, \omega_c + 4\omega_m \dots$$

Frekvenční modulace s jednou modulační frekvencí ω_m vytváří nekonečný počet postranních frekvencí rozmístěných po obou stranách od nosné ω_c . Amplitudy jednotlivých postranních frekvencí udává funkce $J_n(\beta)$. Amplitudy směrem od nosné vlny postupně klesají (ne monotónně). Jak jednotlivé složky pro určité hodnoty β , tak i nosná vlna, mohou úplně vymizet (14) (15).



Obrázek 9 - Frekvenční spektrum FM s indexem modulace 3.3 (15)

4.1.3 Fázová modulace

Stejně jako FM je PM úhlová modulace. Kde se v rytmu modulačního signálu mění okamžitá fáze nosné vlny Φ_i . Vztah pro okamžitou fázi je tedy následující.

$$\Phi_i(t) = \omega_c + \varphi(t) = \omega_c + k_{PM}S(t)$$

kde k_{PM} je fázová citlivost [rad/V]

Z toho můžeme napsat vztah pro PM signál.

$$u_{PM}(t) = A_c \cos[\omega_c t + \varphi(t)] = A_c \cos[\omega_c t + k_{PM}S(t)]$$

Spektrum fázové modulace:

Spektrum je podobné jako u frekvenční modulace s tím rozdílem, že u fázové modulace má změna f_m za následek změnu vzdálenosti spektrálních čar a při konstantní amplitudě (u FM se mění i amplituda).

Index fázové modulace odpovídá změně fáze nosné vlny. Tedy $\beta_{PM} = k_{PM}A_m$ (14).

4.2 Digitální modulace

U digitálních modulací nabývá nosná vlna diskrétních stavů. Jako modulační signál se používá binární bitová sekvence. Stejně jako u analogových modulací můžeme u nosné vlny měnit její amplitudu, frekvenci a fázi.

Digitální modulace se dělí podle dvou základních kritérií. Za prvé na modulace s proměnnou a konstantní obálkou. Modulacemi s proměnnou obálkou máme na mysli klíčování amplitudy (ASK) nebo klíčování amplitudy i fáze (M-QAM). Modulacemi s konstantní obálkou máme na mysli kmitočtové klíčování (M-FSK) nebo klíčování pouze fáze (M-PSK), kde M značí, kolika stavů může modulovaný signál nabývat.

Základní parametry digitálních modulací:

- **Počet stavů modulace** - Modulace může nabývat M stavů, kde $M = 2^m$. Malé m popisuje m -tici bitů. V případě dvoustavové modulace tedy jeden bit odpovídá jednomu modulačnímu stavu - symbolu. U více stavových modulací se za dobu jednoho symbolu vyšle m -bitové slovo. A je třeba tedy použít $M = 2^m$ stavovou modulaci. Dobu jednoho symbolu pak určíme následujícím vztahem $T_{symp} = mT_b$.
- **Šířka přenášeného pásma B** - Šířku pásma dělíme na absolutní šířku pásma, a šířku pásma pro danou úroveň.
 - **Absolutní šířka pásma** - Je určena frekvenční oblastí, kde přenášený signál nenabývá nulové spektrální hustoty. Mnoho modulačních signálů má neomezené frekvenční spektrum, u nich toto pojetí šířky pásma nelze použít.
 - **Šířka pásma pro danou úroveň** - Nejčastěji se udává šířka pásma, kde výkonová spektrální hustota klesne o -3dB . Poté se také používá šířka pásma, kde výkonová spektrální hustota klesá o -20dB od maxima. A poměrem těchto dvou šířek pásma definujeme tvar a strmost křivky ohraničující spektrum.
- **Poměr užitečného signálu ku šumu** - Označujeme jako SNR (signal to noise ratio). A udává poměr mezi úrovní užitečného signálu ku úrovni šumu na pozadí. Definuje se jako poměr výkonů těchto dvou úrovní a udává se v decibelech.
- **Pravděpodobnost chyby** - Definujeme jí jako poměr počtu přenesených chybných bitů ku počtu všech přenesených bitů za jednotku času. Skutečnou chybovost určíme měřením konkrétního systému a označujeme jí jako BER (Bit Error Rate). Dále můžeme definovat SER (Symbol Error Rate), PER (Packet Error Rate) a FER (Frame Error Rate). Musíme volit dostatečně velký časový interval pro testování BER, aby délka intervalu neovlivnila výsledky měření. Chybovost BER závisí hlavně na odstupu signálu ku šumu CNR (carrier to noise). CNR uvažujeme na vstupu demodulátoru, kde je hodnota tohoto poměru (nosné ku šumu) z celého přenosového kanálu nejnižší. Výsledkem je graf závislosti BER na CNR, tedy závislost pravděpodobnosti chyby jako funkci odstupu nosné od šumu. Teoreticky vypočtené závislosti, kde uvažujeme pouze AWGN (aditivní gaussovský bílý šum), se hodí pro předběžnou analýzu a simulaci daného přenosového systému. Reálný přenosový systém se však bude chovat jinak a chybovost BER bude vyšší (musí se uvažovat reálné rušivé vlivy). Výpočet chybovosti BER reálného přenosového systému je velmi složitý, proto se určuje chybovost měřením.

$$BER = \frac{n_{BE}}{n_B}$$

Mimo CNR se pro vyjádření chybovosti používá poměr energie jednoho bitu E_b ku spektrální hustotě šumu N_0 . Tento poměr se nazývá normovaný poměr signálu ku šumu.

- **Spektrální účinnost** - Opačný poměr nazýváme energetickou účinností. Tedy hustota šumu N_0 ku střední energii signálu přenášející jeden bit s určitou chybovostí BER.

$$\eta_e = \frac{N_0}{E_b}$$

Dále můžeme spektrální účinnost napsat jako poměr přenosové rychlosti ku šířce pásma daného kanálu.

$$\eta_s = \frac{v_p}{B}$$

- **Modulační rychlost** - Udává počet symbolů přenesených za sekundu. Jedná se o rychlost, se kterou se mění stavy nosné vlny. Jednotkou modulační rychlosti je Baud a odpovídá převrácené hodnotě době trvání jednoho symbolu.

$$v_m = \frac{1}{T_{symb}} [Bd]$$

- **Přenosová rychlost** - Udává počet bitů přenesených za sekundu. Určíme jí z modulační rychlosti

$$v_p = v_m \log_2 M [bit/s]$$

Kde M je počet stavů číslicového signálu.

Z toho vyplývá, že přenosová rychlost u dvoustavové modulace je rovna modulační rychlosti, u čtyřstavové jejímu dvojnásobku atd. (16)

4.2.1 Amplitudové klíčování ASK

Jedná se o nejjednodušší způsob digitální modulace, kdy binární datová zpráva přímo moduluje amplitudu analogové nosné vlny. Modulaci ASK (Amplitude Shift Keying) se někdy také označuje jako OOK (On-Off Keying) z toho důvodu, že při modulační úrovni logická „1” se vysílá určitá amplituda a při modulační úrovni logická „0” se nevysílá vůbec žádný signál. Informace je přenášena amplitudou signálu, tudíž je náchylná k rušení a samostatně se příliš nepoužívá. Častěji se používá amplitudová digitální modulace v kombinaci s modulací fázovou (QAM).

Nosná vlna amplitudového klíčování je.

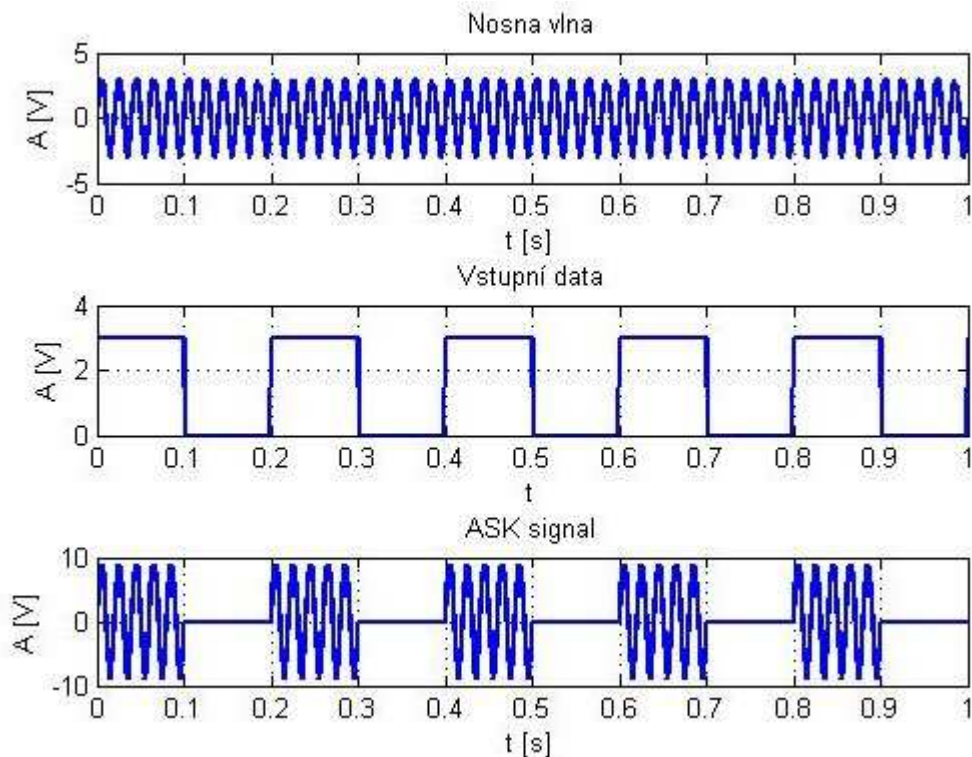
$$s_c(t) = A \cos(\omega_0 t)$$

Signál modulovaný pomocí ASK tedy můžeme vyjádřit jako.

$$s_{ASK}(t) = m(t)A \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

kde $m(t)$ je binární modulační signál.

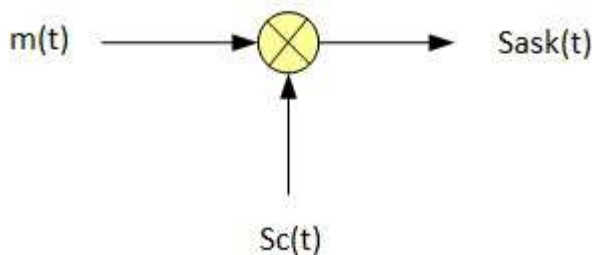
Jedinou výhodou amplitudového klíčování oproti ostatním digitálním modulacím je to, že pro demulaci nepotřebujeme znát fázi nosné vlny (takzvaná nekoherentní demulace).



Obrázek 10 - Časové průběhy amplitudového klíčování

Minimální šířka pásma potřebná pro přenos amplitudově klíčovaného signálu je $B_{min} = 2F = M$. ASK je lineární modulace, platí zde princip superpozice a ve spektru nejsou přítomné žádné intermodulační produkty.

Modulace: Modulátor ASK tvoří klíčovací obvod, který v rytmu binárních dat buď propouští vysokofrekvenční signál nosné vlny nebo nepropouští.



Obrázek 11 - Modulátor ASK (17)

Jedná se o unipolární demodulaci, body na konstelačním diagramu na přímce buď jen kladné nebo jen záporné.

Demodulace: Pro demodulaci ASK se používají stejné demodulátory jako u amplitudové modulace s následným diskriminátorem, který rozhoduje, zda se jedná o logickou „1” nebo logickou „0”. (18)

4.2.2 Kmitočtové klíčování FSK

U FSK má nosná vlna konstantní amplitudu. Kmitočet se mění v rytmu binárního datového signálu. Přepíná tedy mezi dvěma kmitočty, jedním pro logickou „0” $f_1 = f_n - \Delta f$ a druhým pro logickou „1” $f_1 = f_n + \Delta f$ kde $f_n = (f_1 + f_2)/2$ odpovídá kmitočtu nosné vlny a Δf je odchylka kmitočtu reprezentujícího určitou logickou úroveň od kmitočtu nosné vlny.

Pro logickou „0” tedy platí.

$$s_{FSK}(t) = A \cos(\omega_0 t)$$

Pro logickou „1” platí.

$$s_{FSK}(t) = A \cos(\omega_1 t)$$

kde

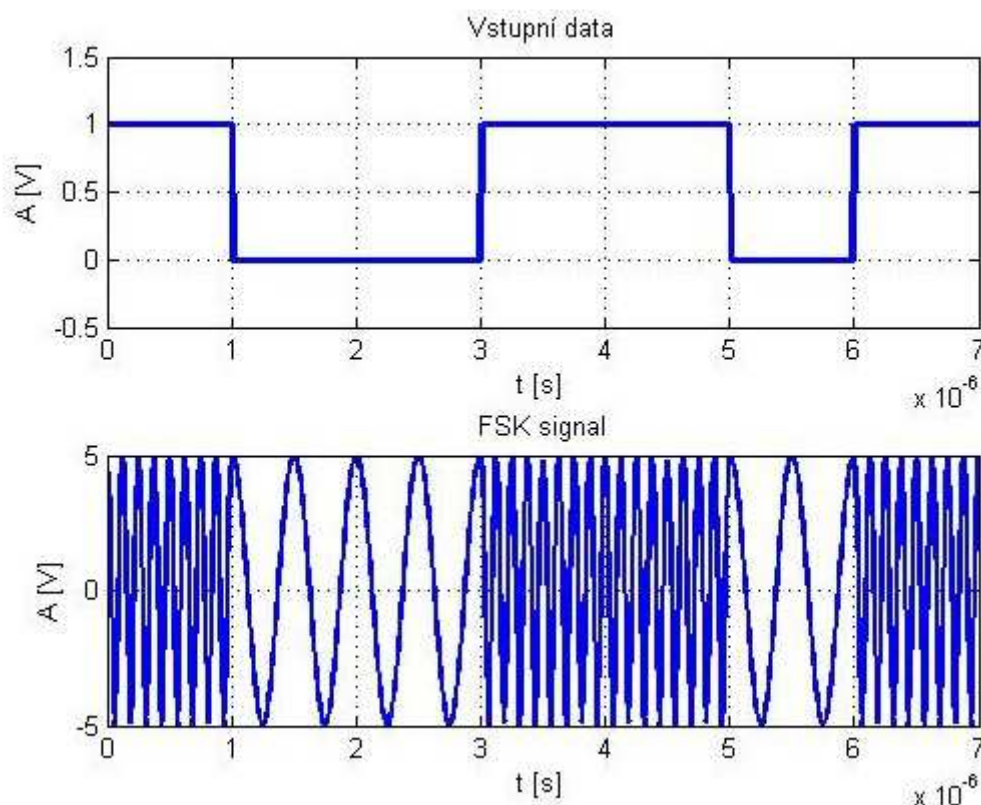
$$A = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}$$

E_b odpovídá energii jednoho bitu.

Šířka pásma pro frekvenční klíčování závisí na rozdílu mezi nosnými kmitočty.

$$B_{min} = f_0 - f_1 + 2F = f_0 - f_1 + M$$

FSK patří mezi nelineární modulační metody, neplatí zde princip superpozice. Dochází k modulaci kmitočtu a nepřímé modulaci fáze, amplituda zůstává konstantní. Tato modulace je mnohem méně náchylná k okolnímu rušení než modulace ASK.



Obrázek 12 - Časové průběhy kmitočtového klíčování

Modulace:

Jako modulátor pro frekvenční klíčování lze použít skokově přeladitelný oscilátor. Tento oscilátor přepíná mezi dvěma kmitočty v odpovídající vstupní datové sekvenci. Pro realizaci takového oscilátoru je možno použít VCO (Voltage Controlled Oscilátor), ten nám zajistí změny se spojitou fází, nikoliv však dobrou kmitočtovou stabilitu. Další možností, jak vytvořit FSK modulátor, je přepínáním mezi dvěma nezávislými oscilátory s pevně danými kmitočty odpovídajícím logickým úrovním modulačního signálu. Hlavní systém se dvěma oscilátory je nespojitá změna fáze. To má za následek velké postranní laloky ve frekvenčním spektru.

Demodulace:

Podobně jako u ASK, kde se pro demodulaci dá použít amplitudový demodulátor, můžeme u FSK použít jakýkoliv FM demodulátor s následným diskriminátorem pro detekci logické úrovně. Tímto způsobem však dostaneme s užitečným signálem značné množství šumu, proto je výhodnější použít demodulátor se dvěma paralelními větvemi. Každá z větví obsahuje pásmovou propust nastavenou na kmitočet dané nosné vlny, následuje detektor obálky, jeho výstup je vzorkován a přiveden na komparátor, ze kterého vystupují nedomulovaná binární data.

Další případy FSK modulací:

- **MSK (Minimum Shift Keying)** - Jde o modifikaci frekvenčního klíčování, kde dochází ke spojitě změně jak frekvence respektive fáze. Spojité fáze se dosáhne splněním následující podmínky.

$$\Delta f = \frac{f_b}{4}$$

Frekvenční zdvih se tedy musí rovnat čtvrtině bitového kmitočtu a kmitočty určující jednotlivé logické úrovně $f_1 = f_n - \Delta f$ a $f_2 = f_n + \Delta f$ musí být jeho násobky. Fáze MSK se tedy během bitové periody změní o $+\pi/2$ při vstupním bitu rovnu logické „1” a o $-\pi/2$ při vstupním bitu rovnu logické „0”.

Průběh MSK vyjadřujeme jako.

$$s_{MSK}(t) = A_c \cos \left[2\pi \left(f_c \pm \frac{f_b t}{4} \right) t \right]$$

pro $0 \leq t \leq T_b$.

Modulace:

Pro modulátor MSK můžeme použít VCO stejně jako u sériového modulátoru FSK. Tímto modulátorem však nedosáhneme přesných fázových zdvihů. Použijeme takzvaný kvadraturní modulátor, který vytváří MSK jako součet dvou nosných o stejném kmitočtu a fázou pootočenou o $\pi/2$. Před demodulátorem musí být zařazen převodník, který převádí liché bity do jedné a sudé bity do druhé větve. Čas trvání jednoho symbolu je prodloužen na dvojnásobek. Jednotlivé větve se označují jako I a Q. Dále se modulační signál v jednotlivých větvích násobí se sinusovým a kosinusovým signálem a po sečtení dostaneme modulovaný signál.

Demodulace:

Demodulace opět probíhá v FM diskriminátoru. Dále lze použít kvadrurní demodulátor, jehož funkce je opačná než u kvadrurního modulátoru. Nejprve se přijatý signál rozdělí do dvou cest v násobiči. V I a Q cestách následují dolní propusti, které filtrují modulační signály. Následuje vzorkování a přivedení na komparátor, kde se rozhodne, o jakou logickou úroveň se jedná.

- **GMSK (Gaussian-filtered MSK)** - Jedná se o MSK, kde se modulační signál před modulací pouští do gaussovské dolní propusti. Tím se zaoblí pravoúhlé impulzy. Gaussovská filtrace se provádí pro potlačení nežádoucích postranních laloků ve spektru.

Parametr určující GMSK modulaci je relativní šířka pásma, která se vyjádří jako součin bitové periody a šířky pásma Gaussovského filtru pro pokles o -3dB.

$$b = B_{-3}T_b$$

Při MSK je hodnota b rovna nekonečnu. Snižováním relativní šířky pásma dosahujeme menších postranních laloků. Nevýhodou je, že modulační impuls zasahuje do sousedních bitových period a tím dochází k ISI (mezisymbolové interferenci).

Modulace a demodulace je obdobná jako u MSK s tím rozdílem, že se vstupní data nejprve filtrují gaussovskou dolní propustí (18).

4.2.3 Fázové klíčování PSK

U modulace s klíčováním fázovým posuvem datový binární signál ovlivňuje fázi nosné vlny při konstantní amplitudě. Při použití dvoustavové modulace BPSK (Binary phase shift keying) dochází tedy v rytmu pravoúhlých modulačních impulzů o době trvání T_b , ke změně fáze nosné vlny. Fáze nosné vlny nabývá dvou diskretních stavů 0° a 180° .

Signál reprezentující logickou „1” vyjádříme jako.

$$s_{PSK}(t) = A \cos(\omega_n t)$$

Signál reprezentující logickou „0” pak jako.

$$s_{PSK}(t) = A \cos(\omega_n t + \pi)$$

Můžeme napsat.

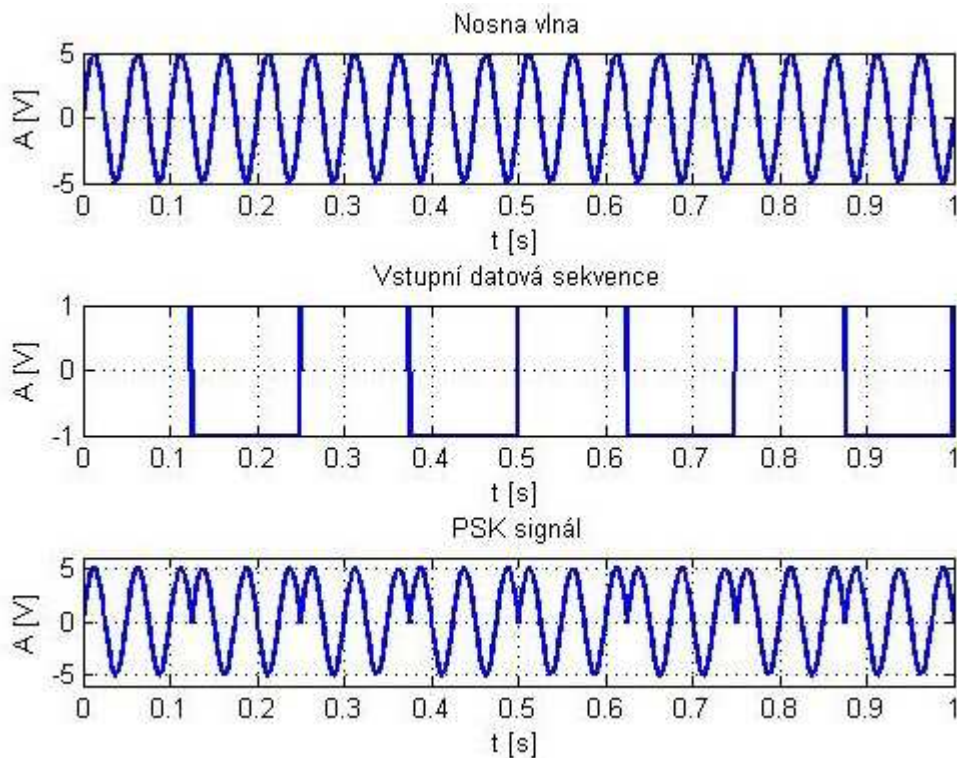
$$s_{PSK}(t) = A \cos(\omega_n t)$$

$$s_{PSK}(t) = -A \cos(\omega_n t)$$

Kde.

$$A = \sqrt{\frac{2E_b}{Tb}}$$

E_b odpovídá energii jednoho bitu.



Obrázek 13 - Časové průběhy klíčování s fázovým posuvem

Minimální šířku pásma pro signál modulovaný pomocí BPSK pak vyjádříme jako.

$$B_{\min} = 2F = M$$

Při PSK modulaci dochází k parazitní amplitudové modulaci. Změna amplitudy vzniká při změně fáze. Způsobuje to filtrace (tvarování modulačního signálu) dolní propustí. Aby se zabránilo vzniku ISI, musíme volit mezní kmitočet dolní propustí tak, aby byl polovičkou kmitočtu modulačního.

Modulace:

Pro modulaci klíčováním fázovým posuvem realizujeme modulátor jako násobič signálů, kde násobíme nosný signál se signálem modulačním. Za násobícím obvodem následuje pásmová propust, která ořezává nežádoucí složky v kmitočtovém spektru (postranní laloky).

Demodulace:

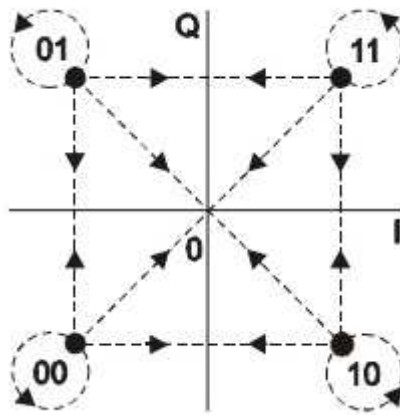
Signál modulovaný pomocí PSK demodulujeme také násobičem signálů (součinným demodulátorem), kde násobíme přijatý signál obnovenou nosnou vlnou a poté filtrujeme dolní propustí a následně rozhodujeme o bitové úrovni (18).

4.2.4 QPSK

Čtyřstavové klíčování s fázovým posuvem tedy QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) nám umožní dvakrát větší přenosovou rychlost oproti BPSK při stejné modulační rychlosti. Tedy jeden symbol obsahuje dva bity. QPSK je vlastně součet dvou fázově posunutých signálů BPSK. U QPSK máme nosnou vlnu s konstantní amplitudou a čtyřmi možnými fázovými stavy, které jsou od sebe fázově posunuty o 90°. Konstelačním diagramem nejsou, jako u BPSK, body na přímce, ale může mít různou podobu podle volby fázových stavů a jejich vzájemných pozic. Dále můžeme uplatnit Grayův kód. Ten nám zaručí, že dva sousední stavy v konstelačním diagramu se budou lišit pouze o jeden bit. Díky tomu nám při chybném vyhodnocení symbolu za symbol sousední dojde k chybě pouze v jednom bitu. Signál QPSK vyjádříme vztahem.

$$s_{QPSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos \left[\omega_c t + (2i - 1) \frac{\pi}{2} \right], \text{ pro } 0 \leq t \leq T_s, i = 1, 2, 3, 4$$

E_s je střední energie jednoho symbolu a T_s symbolová perioda. Obvykle modulační signál filtrujeme a tím potlačíme nežádoucí spektrální složky modulovaného signálu.



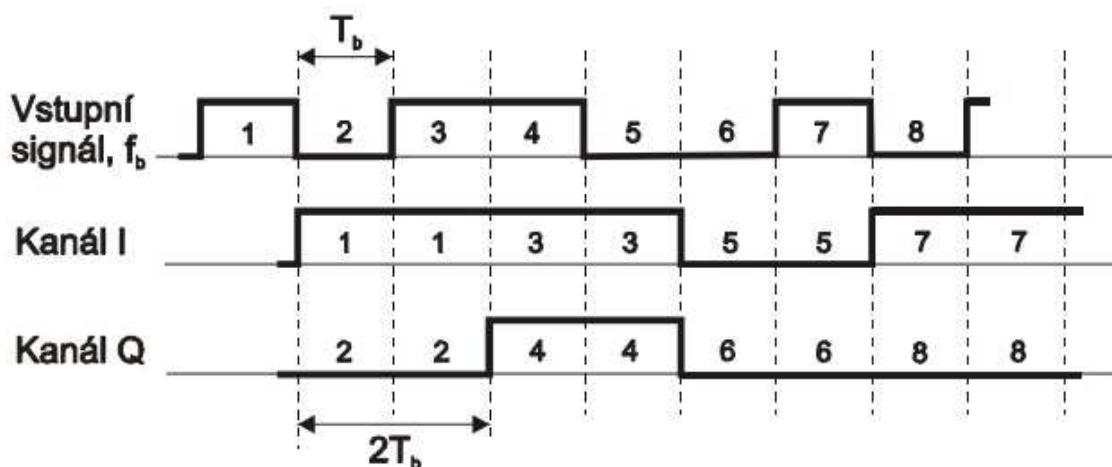
Obrázek 14 - Konstelační diagram QPSK modulace (16)

Šířka pásma QPSK (jeho hlavního laloku) je úměrná bitové rychlosti. Pro QPSK nám tedy stačí poloviční šířka pásma oproti BPSK.

$$B = v_p = \frac{1}{T_b}$$

Modulace:

Signál QPSK se vytváří kvadraturním modulátorem. Na vstupu obvodu je serioparalelní převodník, jenž sdružuje bity do dvojic - dibilitů. Poté vždy jeden bit putuje I větví a druhý z dvojice větví Q. Opět mají oba tyto bity dvojnásobnou dobu trvání. Bity I i Q jsou před vstupem do samotného modulátoru filtrovány dolní propustí kvůli potlačení nežádoucích spektrálních složek. Jednotlivé modulační signály jsou poté vynásobeny nosnou vlnou, která je ve Q větví posunuta o 90°. Na výstupu modulátoru se signály z obou větví sečtou a vzniká QPSK signál.



Obrázek 15 - Datové průběhy před a za serioparalelním převodníkem (16)

Demodulace:

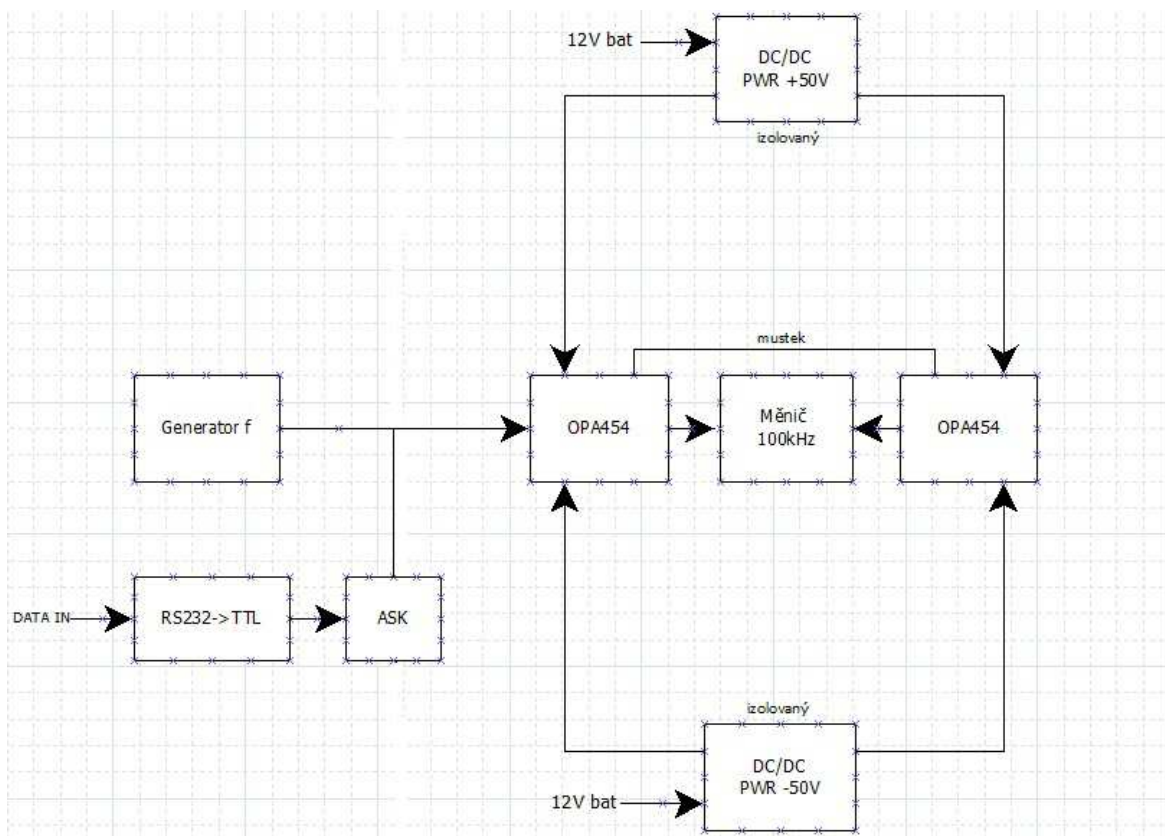
Signál dělíme opět na I a Q složky, v obou větvích jsou násobiče, které násobí přijatý signál s nosnou vlnou (ve větvi Q posunutou o 90°). Následují dolní propusti a vzorkovací a rozhodovací obvody. Dále jsou signály z obou větví sloučeny pomocí serioparalelního převodníku do výsledného demodulovaného datového signálu (18).

5 Budící stupeň

Touto kapitolou začíná praktická část diplomové práce. Prvotní myšlenka bylo navrhnout celý přenosový systém hardwarově. Nejdříve je tedy přistoupeno k návrhu budícího stupně pro ultrazvukový měnič.

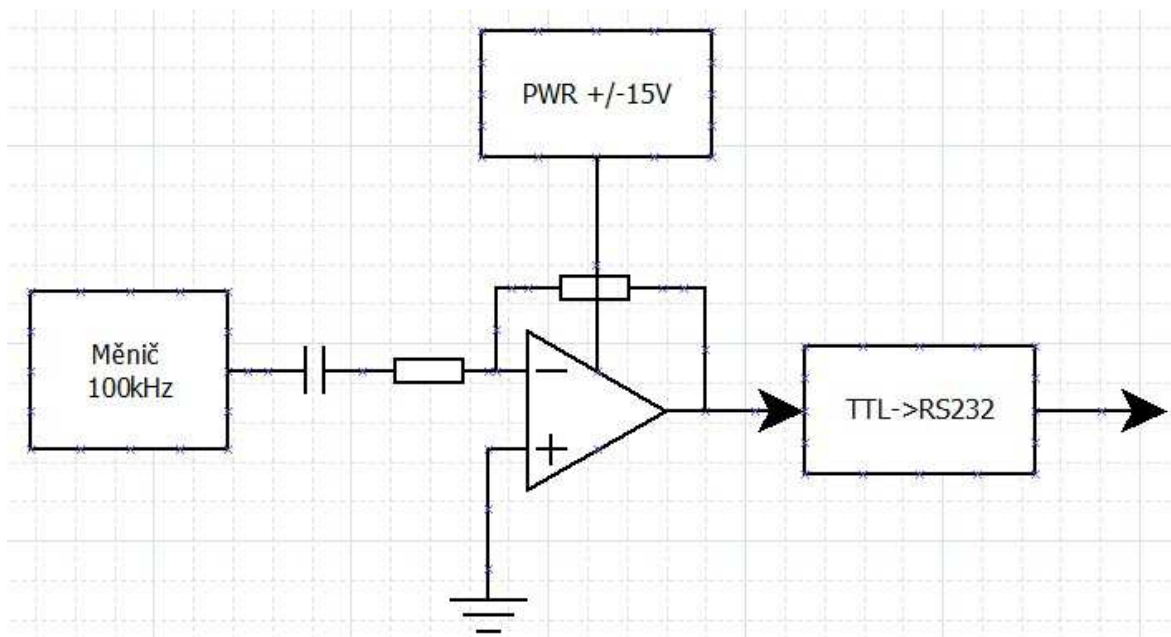
5.1 Blokové schéma systému

Na obrázku číslo 15. je znázorněno prvotní blokové schéma vysílače ultrazvukového signálu. Je zde vidět generátor nosného signálu, data přivedena z počítače pomocí sériové linky RS232 měla být modulována pomocí amplitudového klíčování (což se v následném měření ukázalo jako nevhodné). Dále jsou zde vidět dva zesilovače OPA454 od firmy Texas Instruments zapojeny do můstkového zapojení. K nim je připojen ultrazvukový měnič s pracovním kmitočtem 100kHz. Patrné jsou také dva DC/DC měniče které do zesilovačů měli dodávat +/- 50V.



Obrázek 16 - Blokové schéma vysílače ultrazvukového signálu

Obrázek číslo 16 popisuje blokové schéma přijímače ultrazvukového signálu, skládá se pouze z ultrazvukového měniče, operačního zesilovače, napájecího bloku pro zesilovací stupeň a převodníku na sériovou linku RS232.



Obrázek 17 - Blokové schéma přijímače ultrazvukového signálu

5.2 Návrh budícího zesilovacího stupně

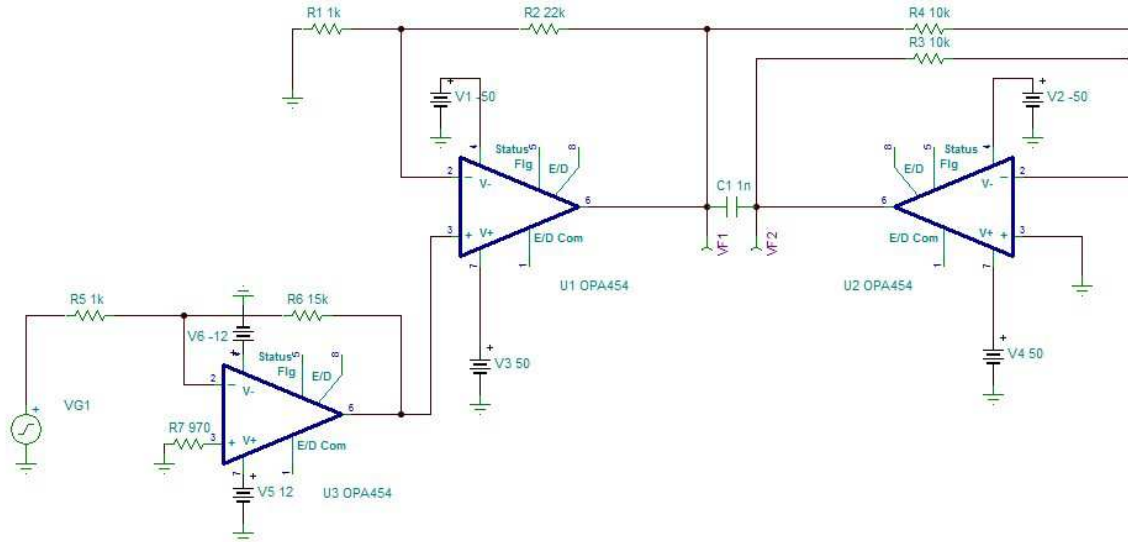
V tuto chvíli již výše uvedené blokové schéma nebylo aktuální, rozhodli jsme se jako budící signál použít signál z arbitrary generátoru funkcí Agilent 33220a. Bylo předpokládáno, že signál z generátoru bude muset být patřičně zesílen, aby vybudil ultrazvukové měniče na požadovaný výkon. Pro použití se předpokládal ultrazvukový měnič do firmy Multicomp s následujícími parametry.

Nejdůležitější parametry měniče MCUSD40A100B17RS-70C:

- Konstrukce: vodotěsný
- Středový kmitočet: 100kHz +/-8kHz
- Přijímací citlivost: $\geq 1.5V$ (při budícím signálu 200V_{p-p}, 100kHz na vzdálenosti 70cm)
- Kapacita: 900pF +/-25%
- Směrovost na -3dB: 9 +/-2
- Vzdálenost detekce: 0.2m - 4m

5.2.1 Schéma zesilovacího stupně

Zesilovací stupeň je tvořen můstkovým zapojením operačních zesilovačů OPA454.



Obrázek 18 - Schéma můstkového zapojení dvou operačních zesilovačů a jednoho předzesilovače

Pro nakreslení schématu a následnou simulaci byl použit software od firmy Texas Instruments TINA TI. Signál je přiveden na vstupní svorky zesilovače U3, kde je předzesílen z nízké úrovně dodávané generátorem na potřebnou úroveň pro můstkové zapojení. První zesilovací stupeň lze bypasnout při vysoké úrovni vstupního signálu. Následné můstkové zapojení dvou operačních zesilovačů pracuje tak, že zesilovač U1 zesílí signál na požadovanou úroveň a zesilovač U2 hodnotu napětí převrátí a tím vytvoří velký rozdíl napětí na měniči. Měnič je ve schématu nahrazen kondenzátorem s kapacitou 1nF, který by měl mít obdobné vlastnosti jako ultrazvukový měnič. Výstupní napětí na výstupu prvního zesilovače můžeme popsat klasickým vztahem pro operační zesilovače.

$$V_{out1} = V_{in} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

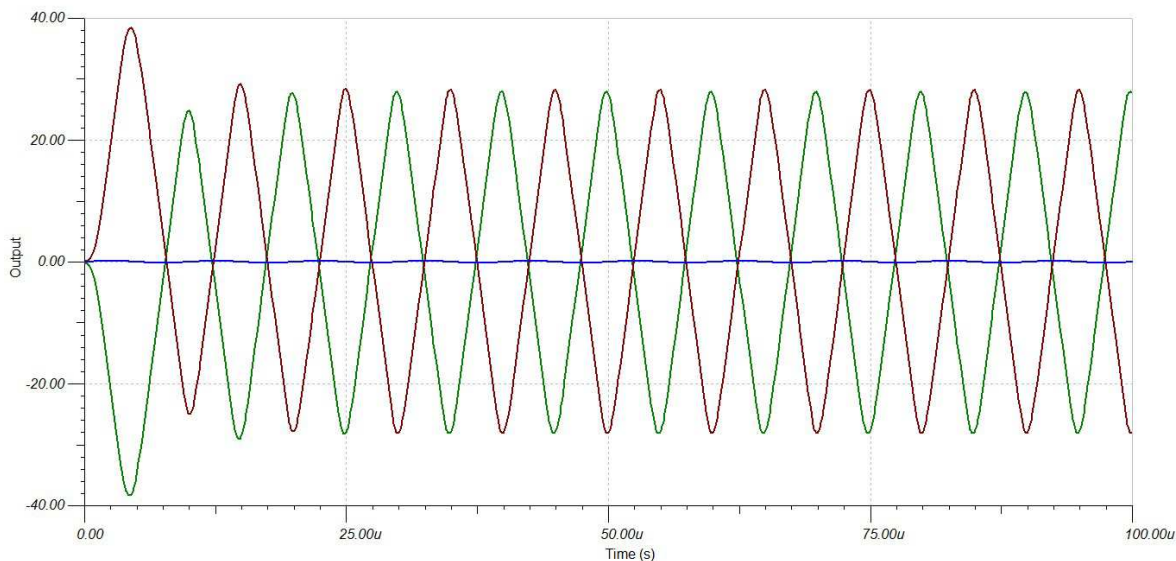
$$V_{out2} = -V_{out1}$$

$$V_{out2} = -V_{out1} \frac{R_3}{R_4}$$

Z výše uvedených vztahů je tedy patrné, že zesilovač U1 se chová jako klasický operační zesilovač a hodnota jeho zesílení je nastavena poměrem odporů R2 a R1. Výstup zesilovače U2 invertuje napětí z výstupu zesilovače U1 a přivádí jej do zátěže. Výstupní napětí ze zesilovače U2 můžeme ještě doladit pomocí posledního z uvedených vztahů (13).

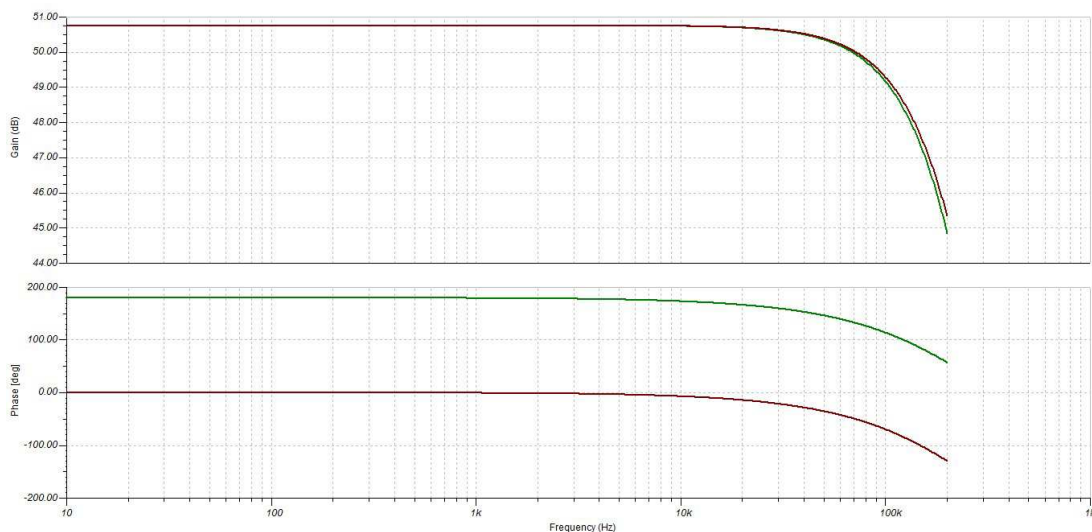
5.2.2 Simulace

Napájecí napětí je tedy nastaveno na $\pm 50\text{V}$, vstupní signál z generátoru do předzesilovače je uvažován 100mV . Operační zesilovač by zvolen OPA454 z důvodu vysokého možného napájecího napětí a tím i vysokého výstupního napětí (ultrazvukový měnič zvládne buzení až 300Volty). OPA454 je přímo doporučen výrobcem pro buzení piezoelektrických měničů a můstkové zapojení je přímo uvedeno v doporučených zapojeních v datasheetu.



Obrázek 19 - Časový průběh můstkového zapojení OPA454

Z obrázku číslo 18 je patrné, že na zátěži daného zapojení dosahujeme $\pm 30\text{V}$. Toto napětí je nastaveno odpory R1 a R2. A odpory R5 a R6. Na předzesilovači U3 je tedy nastaveno zesílení 15x a na zesilovači U1 22x. Modrý průběh znázorňuje signál z generátoru, průběhy červený a zelený pak výstupní signály na ultrazvukovém měniči.



Obrázek 20 - Přenosová charakteristika můstkového zapojení OPA454

Na obrázku číslo 19 je znázorněna přenosová charakteristika můstkového zapojení. Z generátoru generujeme signál s kmitočtem 100kHz a z přenosové charakteristiky je patrná stabilita zesílení do tohoto kmitočtu. Také můžeme vidět strmý pokles zesílení zesilovače k vyšším kmitočtům.

Samotný návrh budícího stupně byl proveden v programu altium designer. Výrobní data a zdrojové soubory jsou přiloženy na disku CD.

6 Měření šíření ultrazvukového vlnění

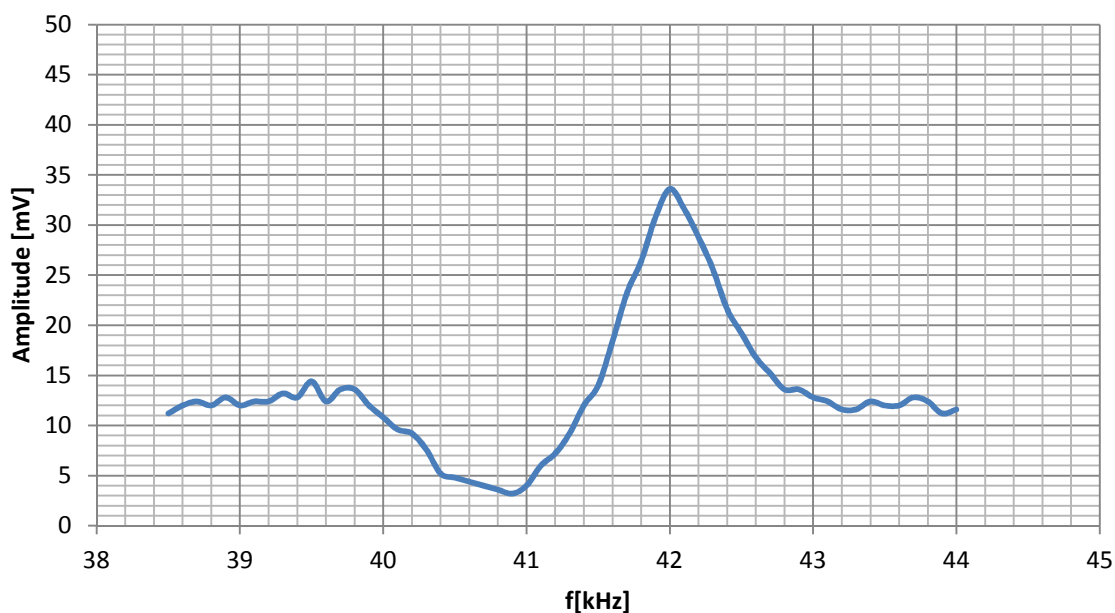
V této kapitole bylo úkolem změřit a porovnat šíření ultrazvukového vlnění na různých kmitočtech. Znalost šíření ultrazvuku na různých kmitočtech byla potřeba k určení frekvence pro vlastní přenos. Byly použity ultrazvukové měniče s pracovními kmitočty 40kHz, 100kHz, 200kHz, 300kHz. Měniče byly připojeny vždy jeden na Arbitrary generátor Agilent 33220a a druhý na osciloskop gds-820s. Měření bylo uskutečněno na malých vzdálenostech a proto se nevyužívalo žádného zesilování. Generátor byl nastaven na 10Vp-p.

6.1 Ultrazvukový měnič 40kHz

Parametry MCUSD14A40S09RS:

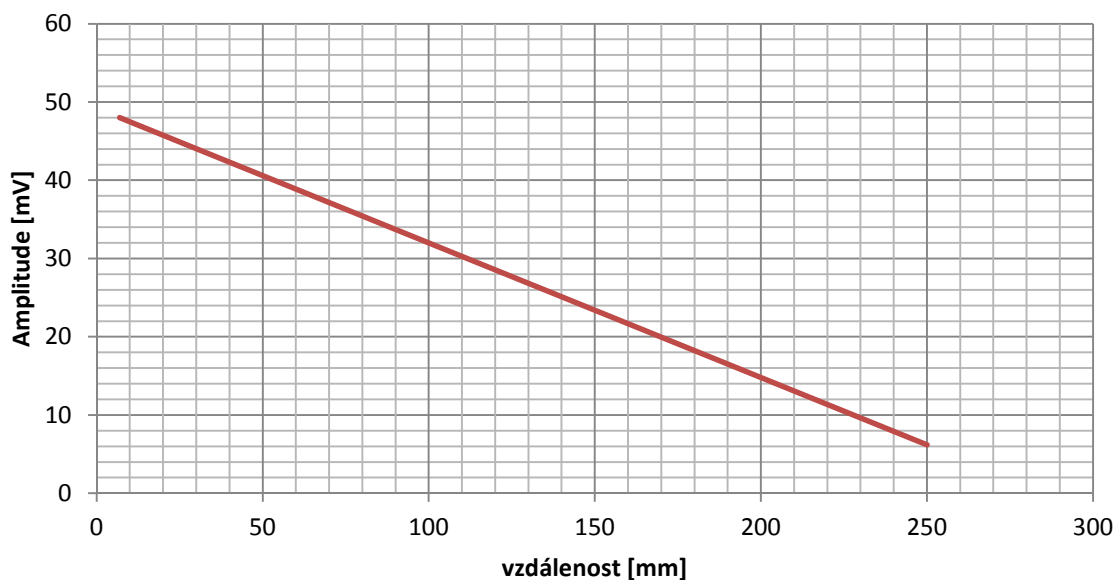
- Konstrukce: vodotěsný
- Středový kmitočet: 40kHz +/-1kHz
- Úroveň zvukového tlaku: ≥ 90 dB na vzdálenosti 30cm při 10Vrms.
- Kapacita: 2500pF +/-25% na 1kHz
- Směrovost: 110x50°
- Povolené vstupní napětí: 160Vp-p

Následným úkolem bylo změřit přenosovou charakteristiku přenosového systému dvou ultrazvukových měničů kolem jejich rezonanční frekvence (v tomto případě kolem 40kHz). Vzdálenost mezi ultrazvukovými měniči byla pro toto měření 5mm.



Obrázek 21 - Frekvenční charakteristika 40kHz ultrazvukového systému

Z grafu na obrázku číslo 20 je patrné, že rezonanční frekvence neleží přímo na 40kHz ale na 42kHz, znamená to, že oba měniče mají vychýlenou rezonanční frekvenci o 1kHz. Napěťová úroveň naměřená osciloskopem na rezonanční frekvenci je 33.6mV.



Obrázek 22 - Závislost poklesu výkonu ultrazvukového přenosového systému na vzdálenosti

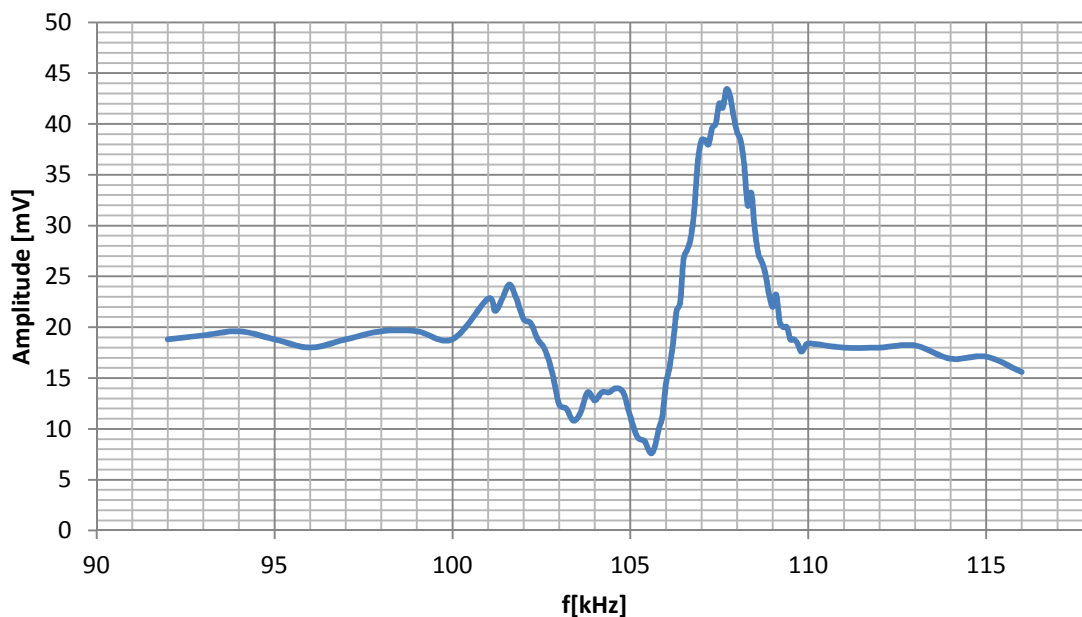
Na obrázku číslo 21 je znázorněna závislost poklesu výkonu ultrazvukového přenosového systému na 40kHz se vzdáleností. Toto měření bylo uskutečněno ve vzduchu. Je patrné, že bez zesilovače, který by dodal do ultrazvukového měniče dostatečný výkon, nejsme schopni dosáhnout přenosu na příliš velkou vzdálenost.

6.2 Ultrazvukový měnič 100kHz

Parametry MCUSD40A100B17RS-70C:

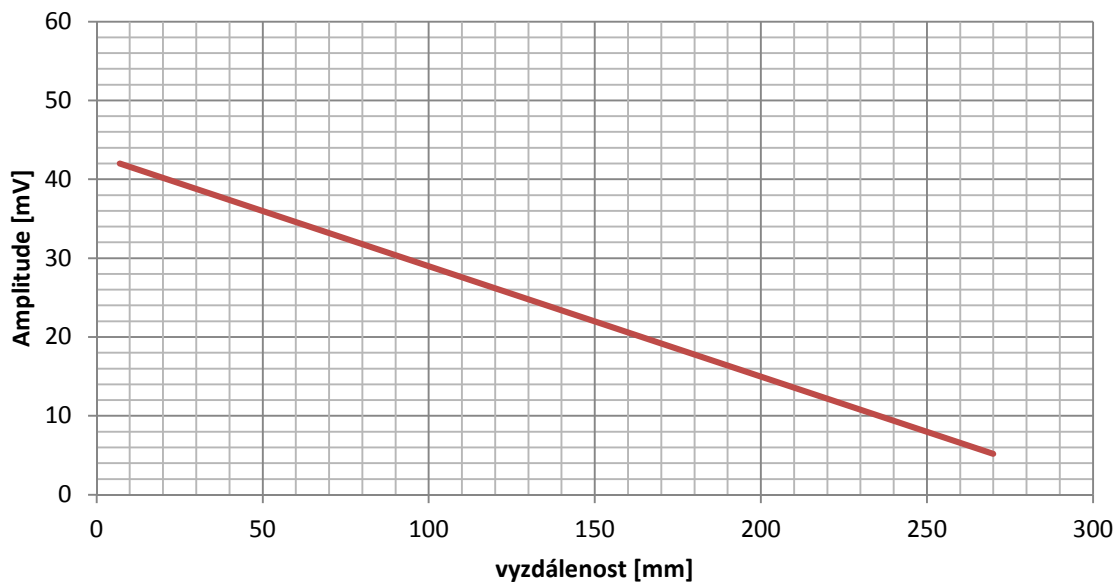
- Konstrukce: vodotěsný
- Středový kmitočet: 100kHz +/-8kHz
- Přijímací citlivost: $\geq 1.5V$ (při budícím signálu 200Vp-p, 100kHz na vzdálenosti 70cm)
- Kapacita: 900pF +/-25%
- Směrovost na -3dB: 9 +/-2
- Vzdálenost detekce: 0.2m - 4m

Opět byla změřena přenosová charakteristika okolo rezonanční frekvence (100kHz) a závislost útlumu na vzdálenosti.



Obrázek 23 - Frekvenční charakteristika 100kHz ultrazvukového systému

Z grafu na obrázku číslo 22 je patrné, že rezonanční frekvence přenosového systému leží na 107.8kHz. Je zde také patrný znatelný pokles výkonu na kmitočtech o málo nižších než je kmitočet rezonanční. Mimo kmitočty blízké rezonanční frekvence si ultrazvukový přenosový systém udržuje konstantní výkon. Hodnota amplitudy naměřená na rezonanční frekvenci byla 43.4mV.



Obrázek 24 - Závislost poklesu výkonu ultrazvukového přenosového systému na vzdálenosti

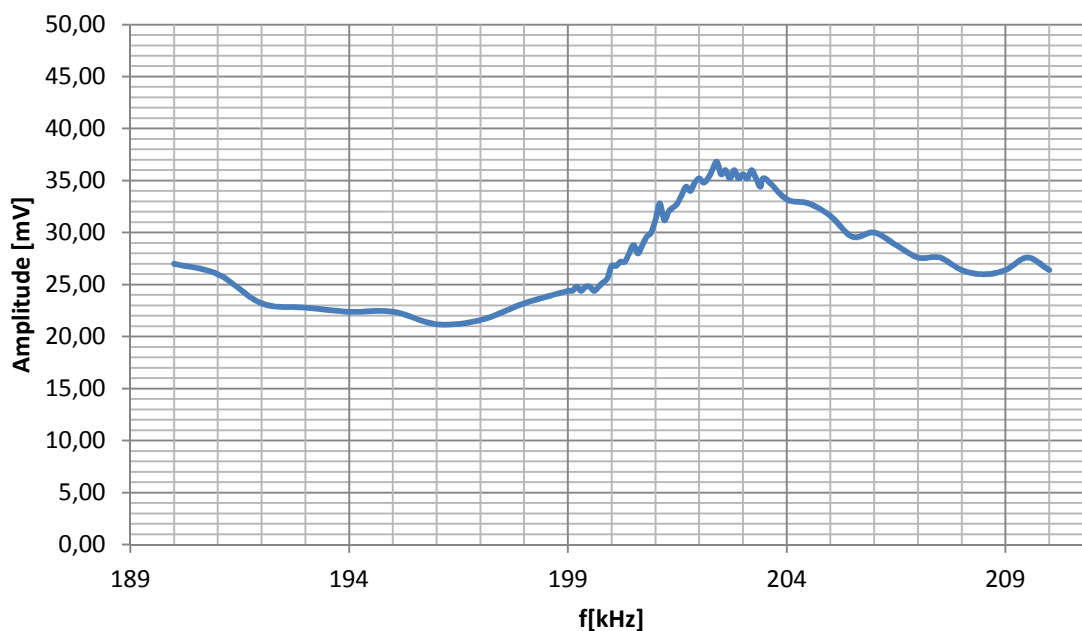
Na obrázku číslo 23 je vidět, že útlum přenosového systému se zvyšující se vzdáleností je obdobný na 100kHz systému jako na 40kHz systému.

6.3 Ultrazvukový měnič 200kHz

Parametry MCUSD19A200B11RS:

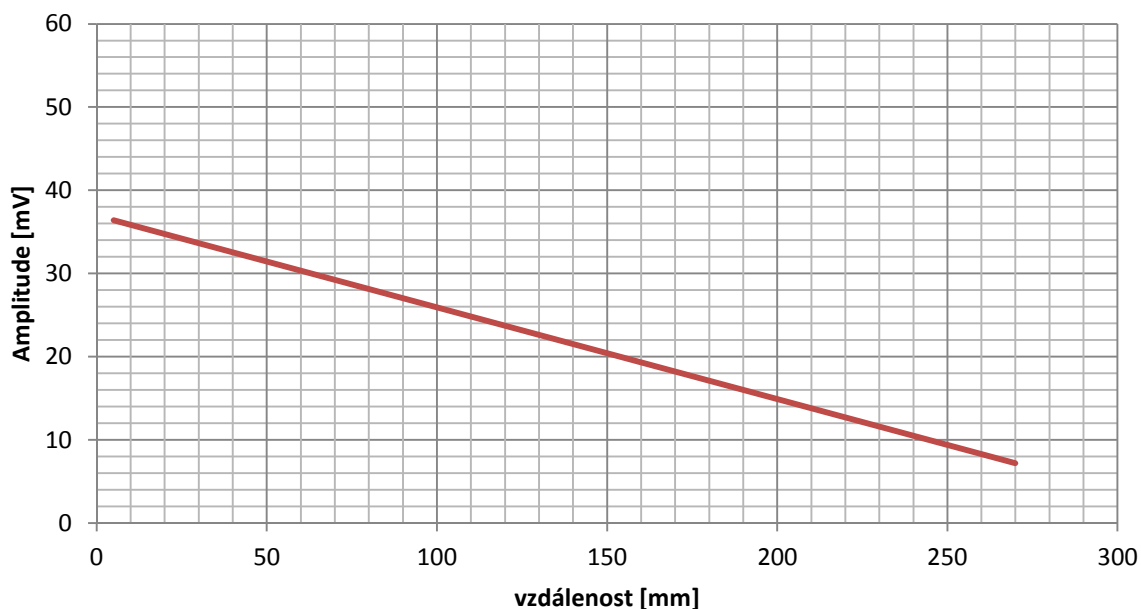
- Konstrukce: vodotěsný
- Středový kmitočet: 200kHz +/-10kHz
- Přijímací citlivost: $\geq 1.8V$ (při budícím signálu 200Vp-p, na vzdálenosti 20cm)
- Kapacita: 900pF +/-25%
- Směrovost na -3dB: 7 +/-2
- Vzdálenost detekce: 0.1m - 2m
- Maximální vstupní napětí: 500Vp-p

Stejně jako u předchozích dvou frekvencí byla změřena frekvenční charakteristika kolem rezonančního kmitočtu a závislost poklesu výkonu na vzdálenosti.



Obrázek 25 - Frekvenční charakteristika 200kHz ultrazvukového systému

U 200kHz ultrazvukového přenosového systému je podle grafu na obrázku 24 patrné, že nemá rezonanční křivku tolik strmou jako dva předchozí systémy, ani pokles výkonu před rezonancí není tak markantní. Úroveň přijatého napětí na rezonančním kmitočtu 202.8 je 36mV.



Obrázek 26 - Závislost poklesu výkonu ultrazvukového přenosového systému na vzdálenosti

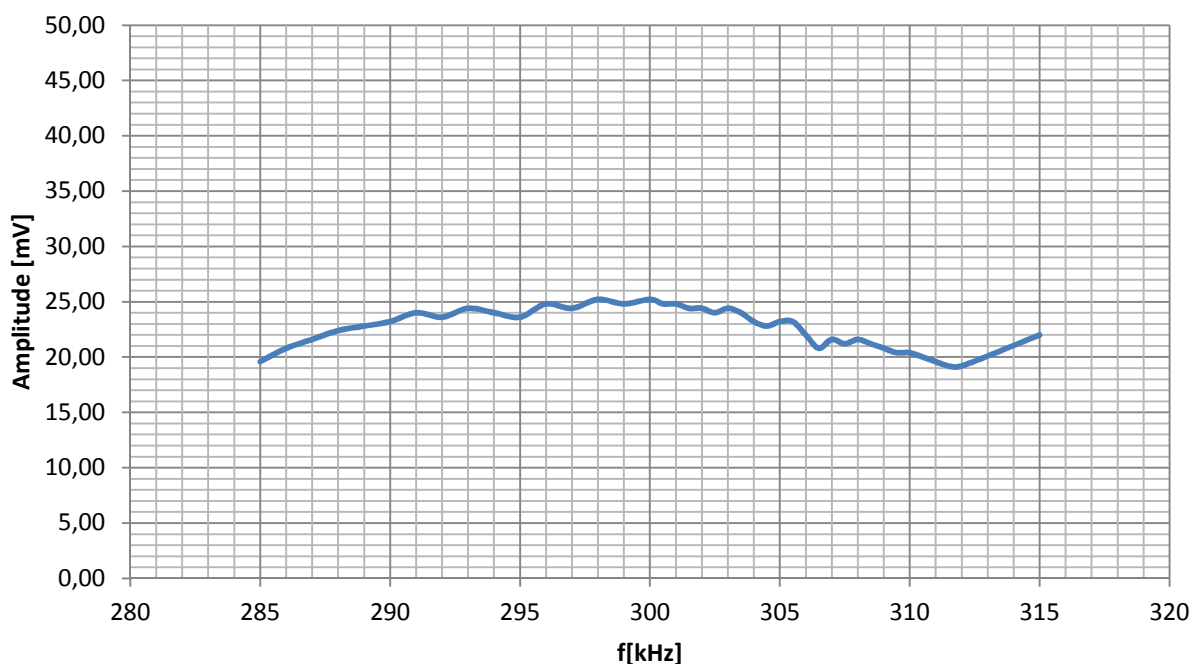
Opět přímka s obdobným sklonem jako u předchozích dvou přenosových systémů.

6.4 Ultrazvukový měnič 300kHz

Parametry MCUSD13A300B09RS:

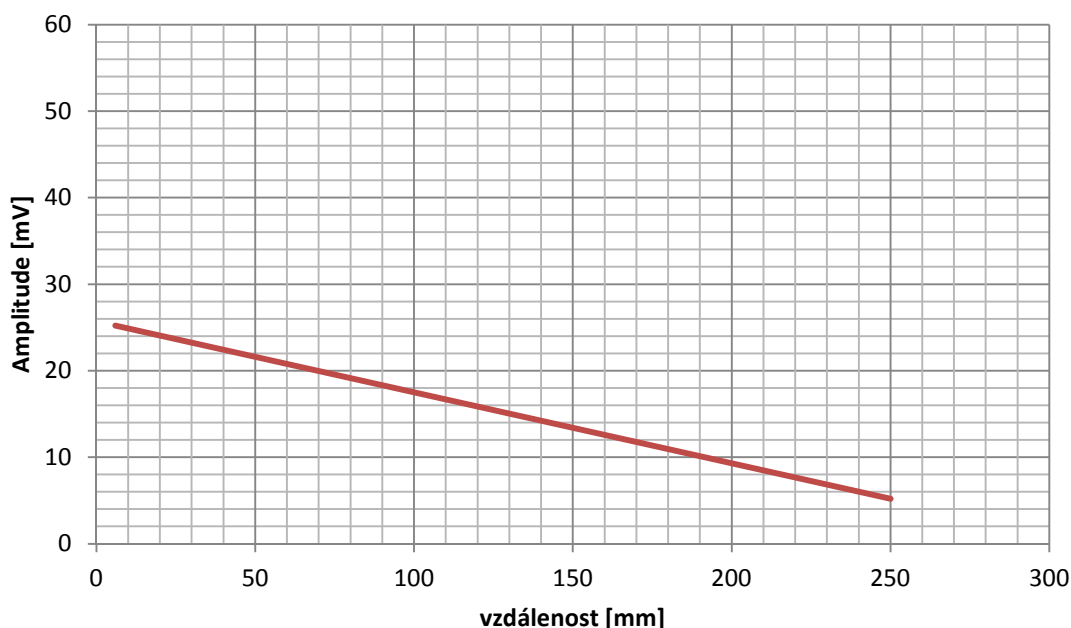
- Konstrukce: vodotěsný
- Středový kmitočet: 300kHz +/-15kHz
- Přijímací citlivost: $\geq 800\text{mV}$ (při budícím signálu 200Vp-p, na vzdálenosti 20cm)
- Kapacita: 300pF +/-25% na 1kHz
- Směrovost na -3dB: 10 +/-2
- Vzdálenost detekce: 0.04m - 1m
- Maximální vstupní napětí: 400Vp-p

Opět byla provedena stejná měření jako na předchozích přenosových systémech.



Obrázek 27 - Frekvenční charakteristika 300kHz ultrazvukového systému

Obrázek číslo 26 popisuje frekvenční charakteristiku 300kHz měřícího systému. Třistakilohercový systém nemá výraznou rezonanční frekvenci, frekvenční charakteristika je téměř plochá s minimální změnou amplitudy na rezonanci. Resonanční kmitočet je přesně na 300kHz a úroveň napětí na tomto kmitočtu je 25.2mV.



Obrázek 28 - Závislost poklesu výkonu ultrazvukového přenosového systému na vzdálenosti

Pokles výkonu je obdobný jako u ostatních systémů.

6.5 Zhodnocení

6.5.1 Rezonance ultrazvukových měničů

Z provedeného měření je patrné, že každý ultrazvukový přenosový systém má určité maximum. Toto maximum vyplývá z umístění rezonančních frekvencí obou ultrazvukových měničů. Úroveň přijímaného signálu závisela na umístění měničů a i minimální pootočení nebo posunutí jednoho z měničů se úroveň znatelně měnila. Nejlepšího přenosu se dosáhlo při přiložení měničů přímo na sebe, kde se ultrazvukové vlnění nešířilo vzduchem, ale pouze materiálem, ze kterého jsou měniče vyrobeny. Dále je patrné, že při použití měničů s vyšší rezonanční frekvencí není rezonanční křivka tolik strmá, a rozdíl mezi úrovní signálu na rezonanci a signálu mimo ní není tak velký.

6.5.2 Útlum se vzdáleností

Měření útlumu se vzdáleností ve vzduchu nám ukázalo, že úroveň přijímaného signálu padá přibližně stejně u všech měřených přenosových systémů. Podle teorie by se vyšší kmitočty měly tlumit více a nižší méně, to však na tomto pokusu pozorováno nebylo. Hodnoty úrovně přijímaného signálu nemůžeme vůči sobě mezi jednotlivými přenosovými systémy brát příliš vážně, protože se nepodařilo navodit stejných podmínek (natočení čidla, přesná vzdálenost apod.) u všech přenosových systémů. Nicméně nejstabilnější přenos se mi podařilo navázat za použití přenosového systému na kmitočtu 200kHz. Zde byl nejmenší vliv natočení a pozice ultrazvukových měničů. Proto jsem pro další pokusy vybral právě přenosový systém pracující na kmitočtu 200kHz.

6.5.3 Šíření v jiném prostředí

Jak jsem již uvedl výše, protože se jedná o mechanické vlnění, v hustších materiálech se šíří obecně lépe než v řidších. To bylo otestováno přímým přiložením čidel na sebe, zde byl přenos nejméně ztrátový. Dále pak byl zkoušen přenos ve vodě, nicméně se v laboratorních podmínkách nepovedlo navodit dobrých přenosových podmínek. Pro tento pokus byla zvolena krabice naplněná vodou, do které byla čidla ponořena. Přenos se téměř nepodařilo uskutečnit z důvodu mnohonásobných odrazů od stěn a dna krabice.

7 Modulace ultrazvukového signálu

Tato kapitola se zabývá použitím digitálních modulací nosné vlny pro přenos datové zprávy pomocí ultrazvukového vlnění. Využívá se zde výše uvedených teoretických předpokladů a naměřených dat.

7.1 Volba modulační techniky

Nejprve bylo třeba vyzkoušet, jaká digitální modulace je pro přenos pomocí mechanického vlnění optimální a jaká se naopak nehodí.

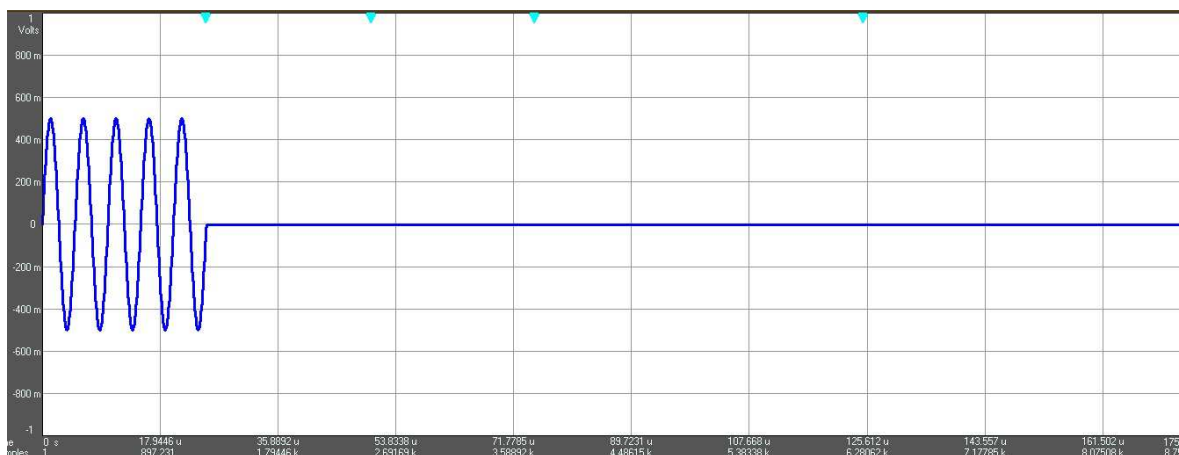
7.1.1 Popis jednotlivých komponentů

- Dva ultrazvukové měniče MCUSD19A200B11RS s rezonančním kmitočtem 200kHz. Nakonec bylo rozhodnuto, že se budící stupeň pro tento pokus nepoužije a měniče se přiloží těsně k sobě.
- Generátor funkcí Agilent 33220A.
- Agilent BenchLink Waveform Builder, software pro PC, který umožňuje generovat různé tvary průběhů pro generátor 33220A.
- Agilent connection expert, ovladače pro propojení generátoru funkcí 33220A s osobním počítačem.
- Digitální osciloskop Instek GDS-820s 150MHz
- Spektrální analyzátor N9320B 9kHz - 3GHz

7.1.2 Postup

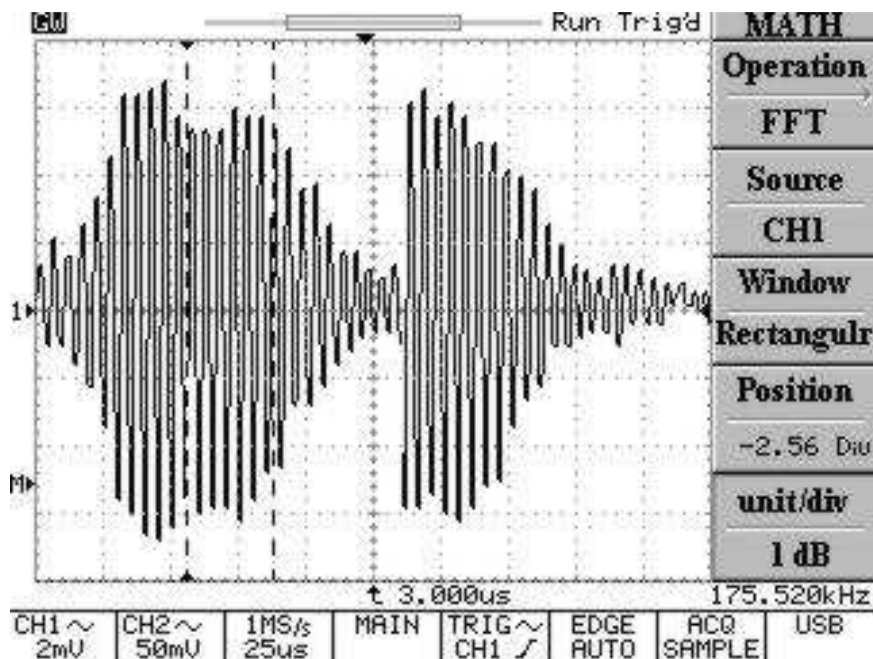
Ultrazvukový měnič představující vysílač byl připojen ke generátoru 33220A. Druhý měnič představující přijímač byl připojen k osciloskopu. Pomocí Agilent BenchLink Waveform Builderu byly vytvořeny průběhy představující 3 typy digitálních modulací ASK, FSK a PSK. Pomocí Agilent connection experta byl generátor propojen USB kabelem k počítači a patřičné tvary signálů byly přeneseny na generátor a následně na ultrazvukový měnič.

Testování ASK průběhu:



Obrázek 29 - Signál reprezentující ASK

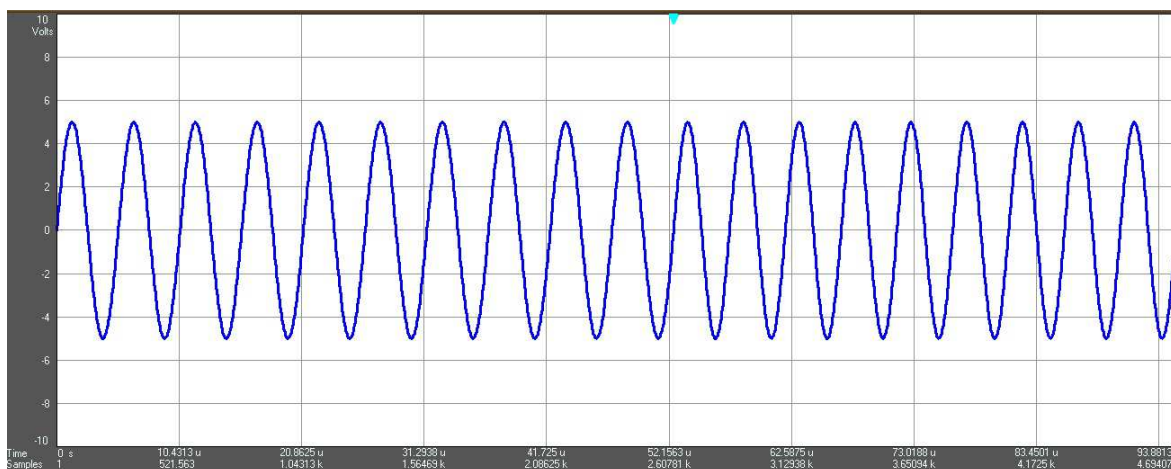
Na obrázku číslo 28 je zobrazen signál vytvořený ve Waveform builderu reprezentující amplitudové klíčování. Kmitočet nosné vlny je nastaven na 200kHz. Na obrázku trvá jeden pulz 25us a odmlka po něm 75us.



Obrázek 30 - Průběh signálu reprezentujícího ASK na osciloskopu

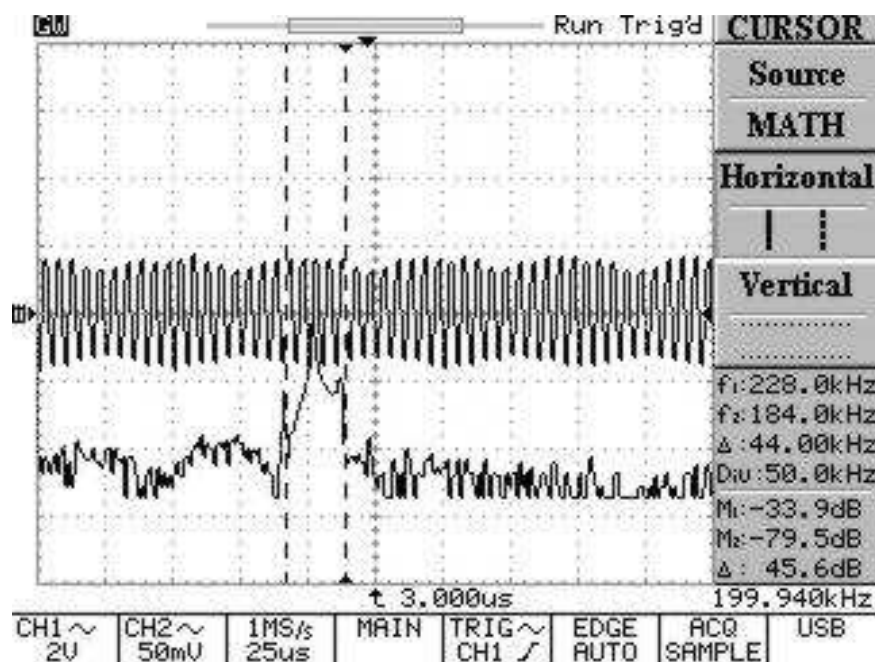
Na obrázku 29 můžeme vidět, jak vypadá signál reprezentující ASK po průchodu ultrazvukovou přenosovou soustavou. Bylo otestováno několik délek pulzů a odmlk po nich. Je patrné, že doznívání ultrazvukových měničů je příliš pomalé a nebylo by možné jednoznačně detekovat, o jakou logickou úroveň se jedná. Proto se digitální modulace ASK pro přenos dat pomocí ultrazvukového vlnění použít nedá.

Testování průběhu FSK:



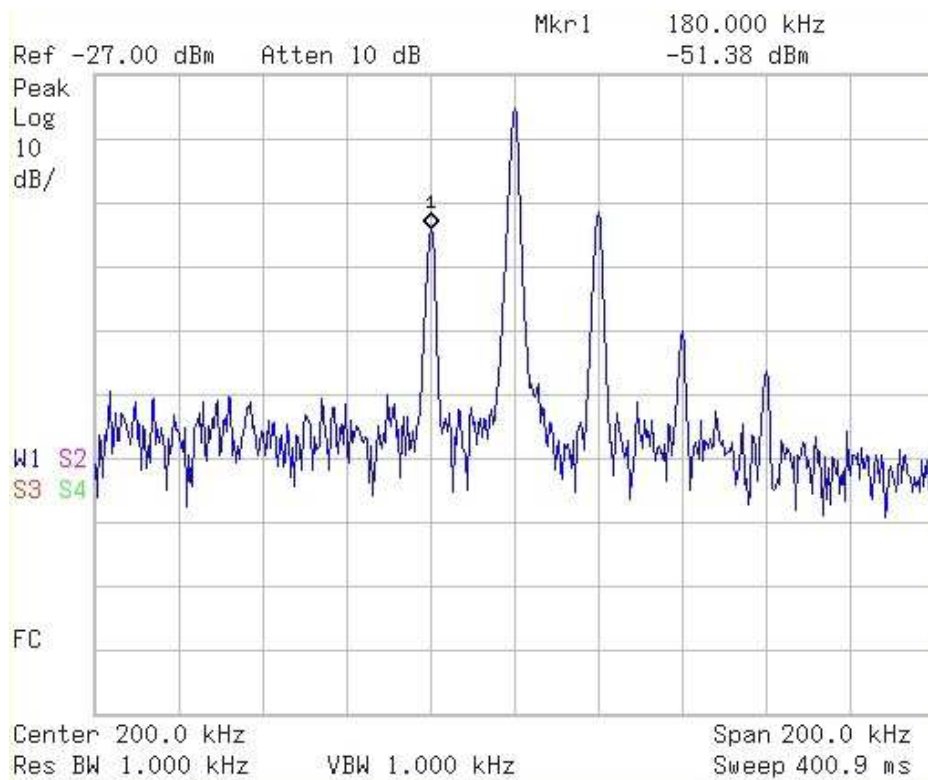
Obrázek 31 - Signál reprezentující FSK

Na obrázku číslo 30 je znázorněn průběh kmitočtového klíčování vygenerovaný pomocí Waveform Builderu. Frekvence se mění mezi dvěma hodnotami 190kHz a 210kHz.



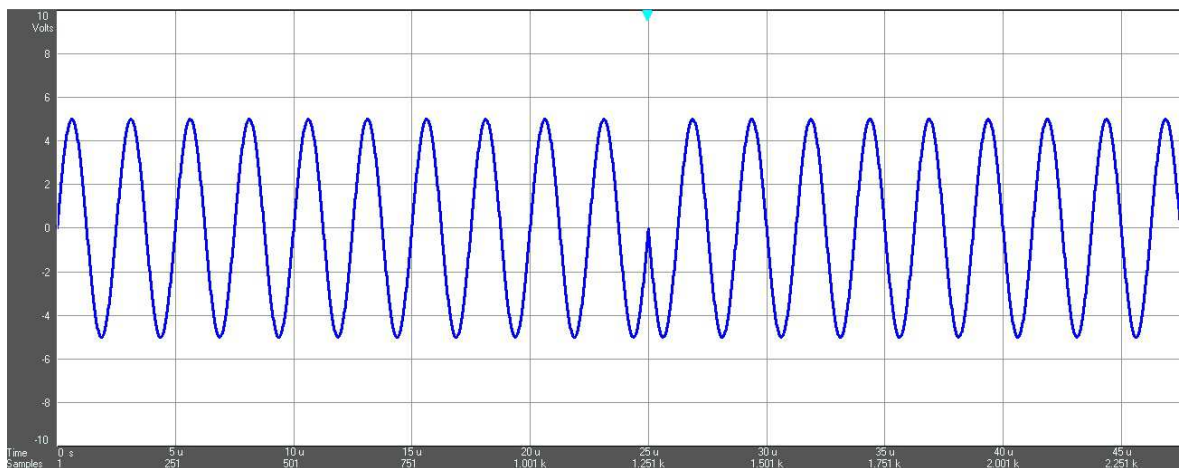
Obrázek 32 - Průběh signálu reprezentujícího FSK na osciloskopu

Na obrázku z osciloskopu (obrázek 31) je vidět průběh frekvenčního klíčování. Časový průběh nám toho moc neříká, avšak je zde zobrazeno i spektrum signálu, ve kterém můžeme vidět dvě maxima - jedno na 184kHz, druhé na 228kHz. Průběh tedy neodpovídá přesně průběhu vygenerovanému, kmitočtové klíčování se však jeví pro přenos datové zprávy pomocí ultrazvukového vlnění jako použitelné. Protože zobrazení funkce FFT na osciloskopu není tolik jednoznačná, přikládám ještě obrázek (obrázek 32) ze spektrálního analyzátoru.



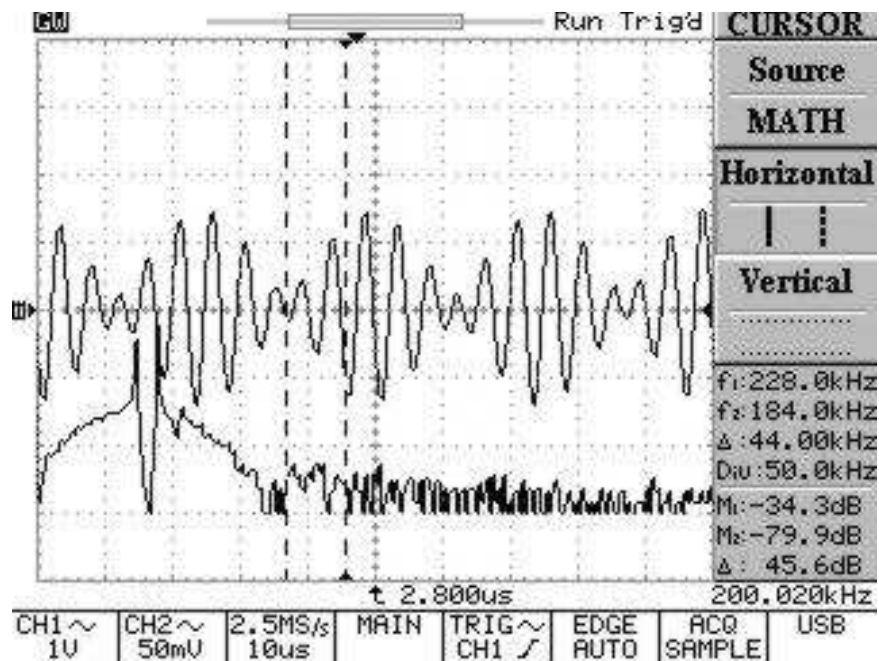
Obrázek 33 - Spektrum signálu reprezentujícího FSK

Testování průběhu PSK:



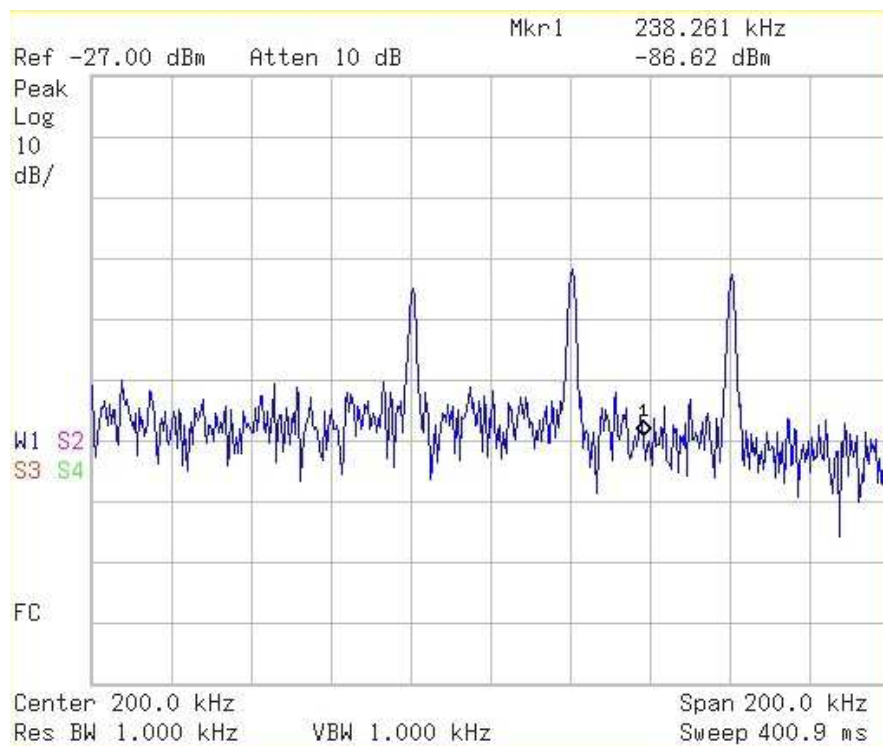
Obrázek 34 - Signál reprezentující PSK

Na předchozím obrázku je znázorněn signál reprezentující klíčování s fázovým posuvem vygenerovaný pomocí Waveform Builderu. Frekvence nosné vlny je 200kHz.



Obrázek 35 - Průběh signálu reprezentujícího PSK na osciloskopu

Na obrázku z osciloskopu (obrázek 34) je vidět přijatý signál fázově klíčovaný. Je patrná jak změna fáze, tak změna amplitudy. Ve spektrální oblasti opět vidíme dva kmitočty na 228kHz a 184kHz, nevidíme však jejich středový kmitočet 200kHz jako u FSK. Pro lepší znázornění opět přikládám obrázek ze spektrálního analyzátoru. Klíčování s fázovým posuvem se také zdá použitelné pro přenos digitálního signálu pomocí ultrazvukového vlnění.



Obrázek 36 - Spektrum signálu reprezentujícího PSK

Na obrázku ze spektrálního analyzátoru (obrázek 35) je mimo dva kmitočty na 180kHz a 220kHz patrný ještě kmitočet 260kHz. Dále byly naměřeny produkty na 380, 420 a 460kHz, tedy posunuty o dvojnásobek nosného kmitočtu.

7.1.3 Zhodnocení

Tento experiment nám ukázal, že jako modulační techniky pro přenos binárního signálu pomocí ultrazvukového vlnění je možno použít kmitočtového i fázového klíčování. Amplitudové klíčování naopak použít nelze.

7.2 Přenos informace pomocí PSK

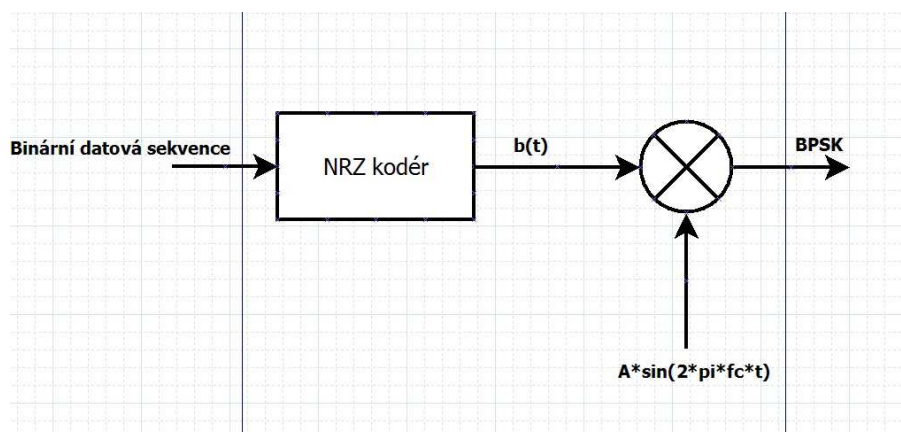
Poznatky z předchozího experimentu nám říkají, že je možné použít fázové klíčování pro přenos binární informace pomocí ultrazvukového vlnění. Následující podkapitola se zabývá přenosem reálných binárních dat pomocí dvoustavové a čtyřstavové fázové modulace (BPSK a QPSK). Dále jsou zde měřeny dosažitelné přenosové rychlosti do určité chybovosti BER.

7.2.1 Popis přenosového systému

Pro tento experiment bylo nakonec rozhodnuto, že se navržený budicí stupeň vůbec nevyužije. Signály jsou vygenerovány ve vývojovém prostředí MATLAB a pomocí reálné měřicí karty NI USB-6351 byl signál dodán do ultrazvukového měniče. Měnič určený pro příjem je také připojen k NI USB-6351 a mezi měniči je opět minimální mezera.

7.2.2 Modulátor PSK

Modulátor pro klíčování fázovým posunem byl navržen v prostředí MATLAB. Matlab sám o sobě obsahuje funkce pro PSK modulaci, která je součástí Communications System Toolboxu. Jedná se o funkci pskmod. Tuto funkci se podařilo využít pro vytvoření funkčního BPSK modulátoru. Na následujícím obrázku je znázorněno blokové schéma podle kterého byl navržen BPSK modulátor.



Obrázek 37 - Blokové schéma BPSK modulátoru

Na obrázku můžeme vidět kodér, který převádí binární datový signál na signál NRZ (logická 1 a 0 jsou reprezentovány hodnotami 1 a -1). Dále násobíme NRZ signál s nosnou vlnou o frekvenci 200kHz.

ukázka zdrojového kódu pro BPSK modulátor

```

%% Generovani datoveho signalu
s_data=(randi([0 M-1], Nsymb,1));% sekvence náhodných bitů
% M-PSK
s_psk=pskmod(s_data, M,pi);      % psk modulace signálu
s_psk=rectpulse(s_psk,Nsamp);    % roztažení dat podle na počet samplů

%% Generovani nosne vlny
fc=200e3;                        % frekvence nosne vlny
Ac=10;                            % amplituda nosne
sc=(Ac*sin(2*pi*fc*t));          % signál nosné

%% Modulátor
s_tx=s_psk.*sc;                  % signál BPSK

```

Funkce randi vygeneruje náhodnou sekvenci bitů a uloží jí do řádkového vektoru. Funkce pskmod vygeneruje komplexní obálku bitového signálu. Funkce rectpulse použije obdélníkový impulz a ovzorkuje ho počtem daným počtem vzorků na symbol (u bpsk na bit). Dále už je jen generování nosné vlny a násobením nosné vlny a signálu s_psk prvek po prvku vznikne fázově klíčovaný signál.

7.2.3 Ovladač pro USB-6351

Dalším úkolem bylo signál, vytvořený v matlabu, dostat na vstup ultrazvukového měniče. Toho bylo dosaženo kartou od National Instruments USB-6351. Na výstupní piny této karty byl zapojen vysílací ultrazvukový měnič, a na vstupní piny přijímací ultrazvukový měnič. Dále bylo třeba napsat skript pro ovládání této měřicí karty. Měřicí karta využívá Data Acquisition Toolbox.

ukázka zdrojového kódu pro ovládání USB-6351

```

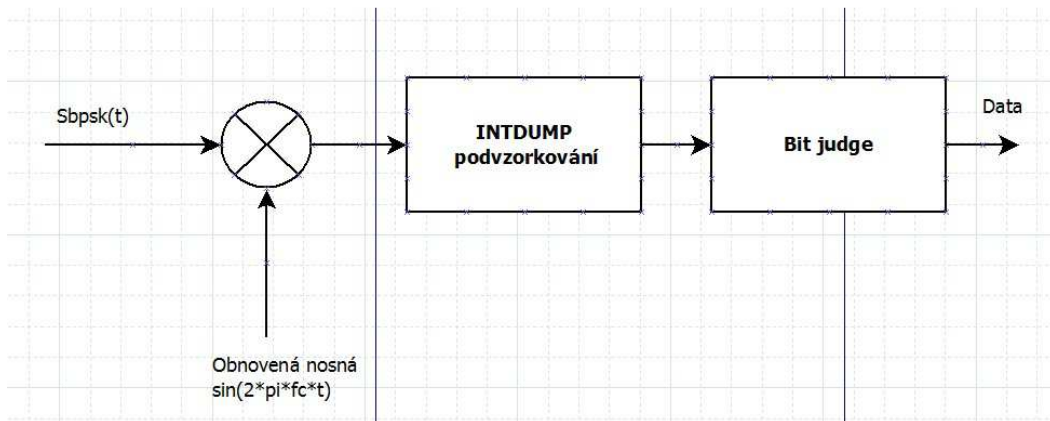
s = daq.createSession('ni');      % Vytvoří objekt
pro konfiguraci data aquisition toolboxu
s.addAnalogInputChannel('Dev1',0,'Voltage') % Přidá analogový
vstup na zařízení reprezentované jedinečným ID
s.addAnalogOutputChannel('Dev1',1,'Voltage'); % Přidá analogový
výstup na zařízení reprezentované jedinečným ID
s.Rate=1000000;                  % Nastaví rychlost
skenování 1e6 scanů za 1s
ch.Range=[-10 10];              % Nastaví výstupní
napětí na 10Vp-p
s.queueOutputData(outputSignal); % připraví data
pro výstup
[captured_data,time] = s.startForeground(); % aktivuje
analogový vstup a výstup zároveň

```


Ovladač nejprve vytvoří seanci pro generování a přijímání signálu zároveň. Dále přidá analogový vstup a výstup, nastaví rychlost přenosu a úroveň výstupního napětí. Nakonec vygenerovaná data připraví pro vyslání a následně zapne výstup a vstup zároveň.

7.2.4 Demodulátor PSK

Pro demodulátor PSK je také napsaná aplikace v matlabu. Využívá se funkce pskdemod. Blokové schéma PSK demodulátoru je znázorněno na následujícím obrázku.



Obrázek 38 - Blokové schéma demodulátoru BPSK

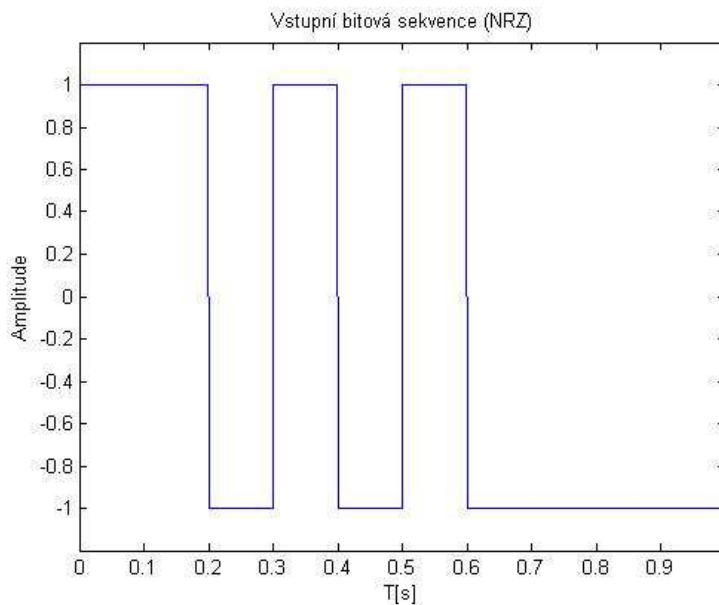
ukázka zdrojového kódu pro BPSK demodulátor

```
s_rx=captured_data.*sin(2*pi*fc*t); % vynásobení s LO
y=intdump(s_rx,Nsamp); % podvzorkuje přijatý signál
y_psk=rectpulse(y,Nsamp); % použití obdélníkového impulsu
s_bb=pskdemod(y_psk,M,pi); % demoduluje komplexní obálku PSK
signálu
```

Nejprve se přijatý signál vynásobí s místním oscilátorem (obnovenou nosnou). Poté je použit integrate dump filtr, který má za úkol podvzorkovat přijatý signál, jinak by mohlo dojít k chybnému vyhodnocení (sigál je přijat s šumem). Funkce intdump integruje signál po dobu danou počtem vzorků. Následně se pomocí funkce rectpulse průměrné hodnoty z proměnné y roztáhnou na celkový počet vzorků celé zprávy. Poté se demoduluje komplexní obálka pomocí funkce pskdemod, výsledkem jsou binární data.

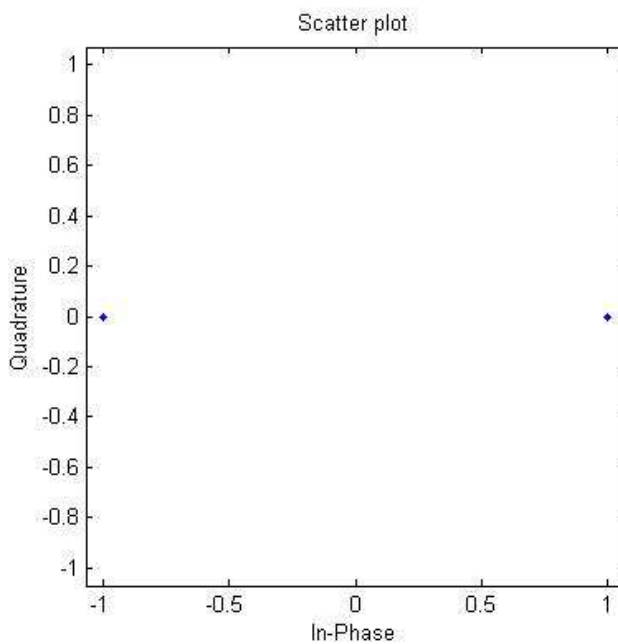
7.2.5 Přenos reálného signálu

BPSK modulovaný signál byl tedy vygenerován, vyslán přes přenosovou cestu, přijat a demodulován. Testovací signál má bitovou periodu $T_b = 10e^{-2}s$ a doba trvání signálu $T = 1s$.



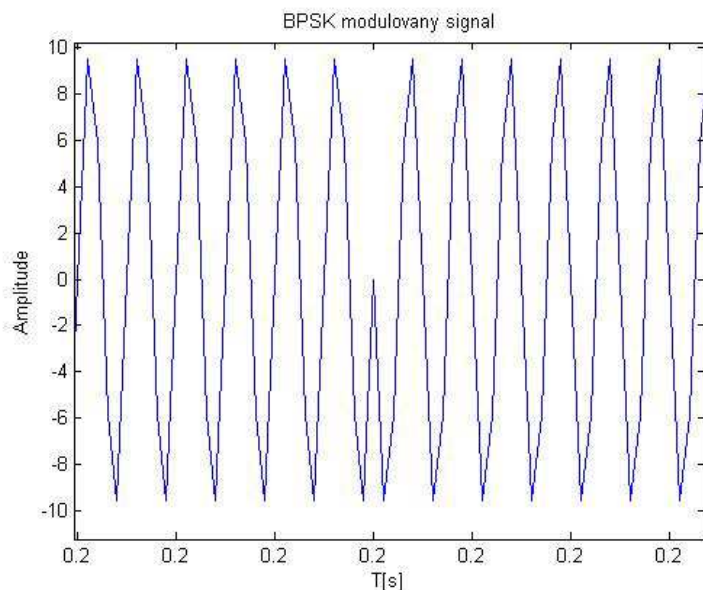
Obrázek 39 - Vstupní bitová sekvence kódovaná NRZ kóděm

Na obrázku 38 je patrné, že logická „1” je reprezentována hodnotou 1 a logická „0” hodnotou -1.



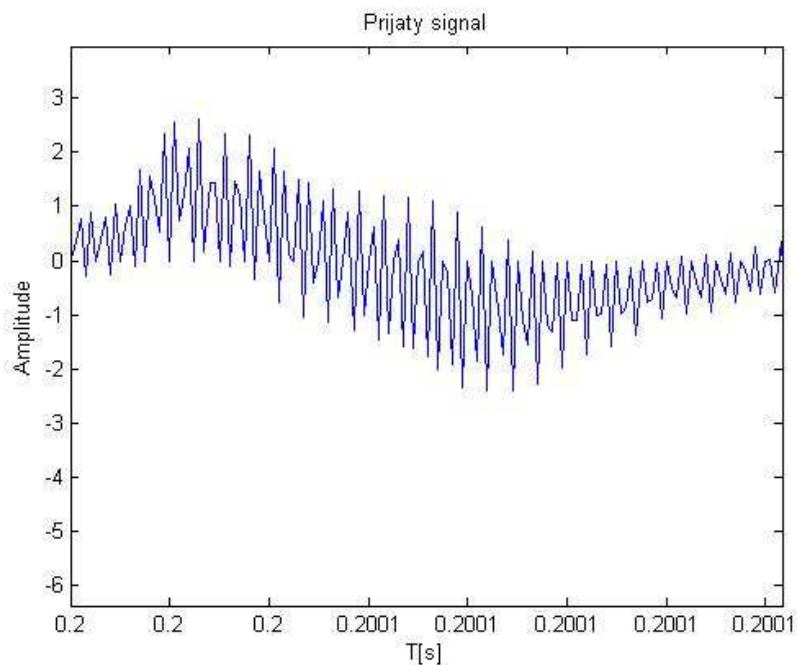
Obrázek 40 - Konstelační diagram vyslaného BPSK signálu

Obrázek 39 znázorňuje konstelační diagram vysílaného signálu, vidíme, že body odpovídající jednotlivým bitovým úrovním jsou soustředěné v sobě.



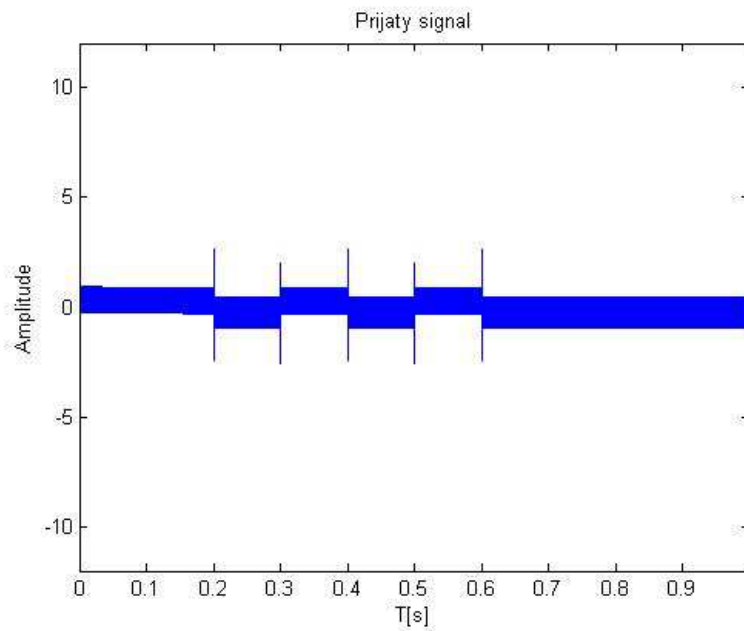
Obrázek 41 - Změna fáze BPSK

Ideální signál vygenerovaný pomocí modulátoru ještě před vysláním má změnu fáze znázorněnou na obrázku 40. Reálná změna fáze přijatého signálu je pak znázorněna na obrázku 41.



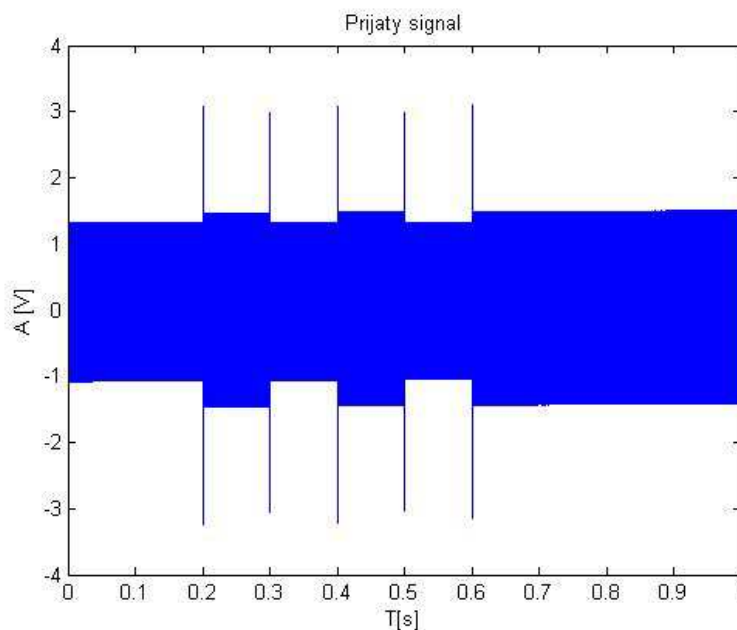
Obrázek 42 - Změna fáze BPSK u přijatého signálu

Na následujícím obrázku (obrázek 42) je pak patrný signál, přijatý ultrazvukovým měničem. Při hodnotě vysílaného signálu 10Vp-p.



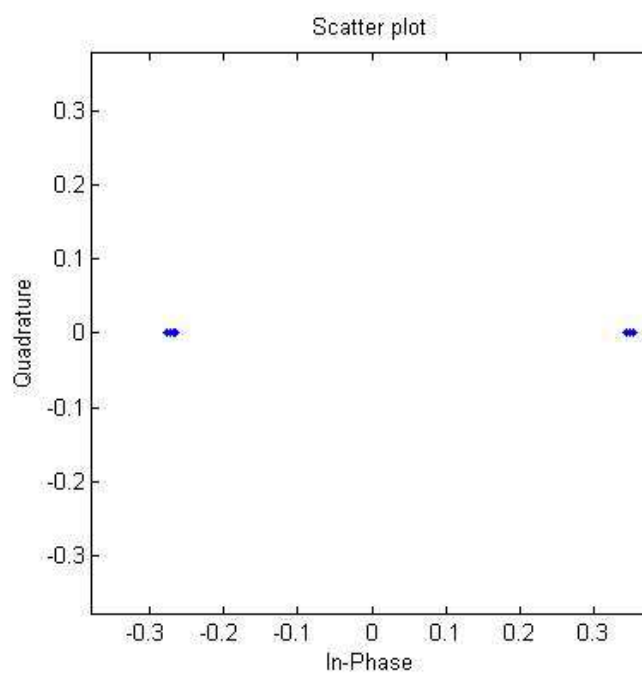
Obrázek 43 - Tvar přijatého BPSK modulovaného signálu

Z obrázku můžeme také dobře vidět jednotlivé změny fáze BPSK signálu. Na obrázku 43 pak už vidíme signál po vynásobení se signálem obnovené nosné vlny.



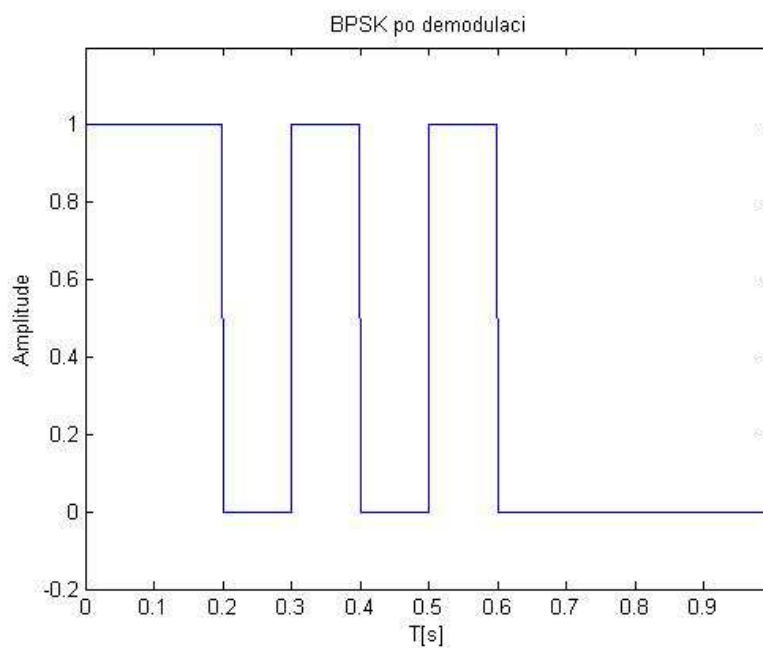
Obrázek 44 - Přijatý signál vynásobený s obnovenou nosnou

Na dalším obrázku (obrázek 44) vidíme jak se změnil konstelační diagram po průchodu signálu přenosovou vestou, body již nejsou soustředěny v jednom místě, ale šum přenosového kanálu způsobuje jejich rozptýlení kolem ideální hodnoty.



Obrázek 45 - Konstelační diagram přijatého signálu

A na posledním obrázku pro tento pokus (obrázek 45) je už demodulovaná bitová sekvence odpovídající datům vyslaným.



Obrázek 46 - Demodulovaná bitová sekvence

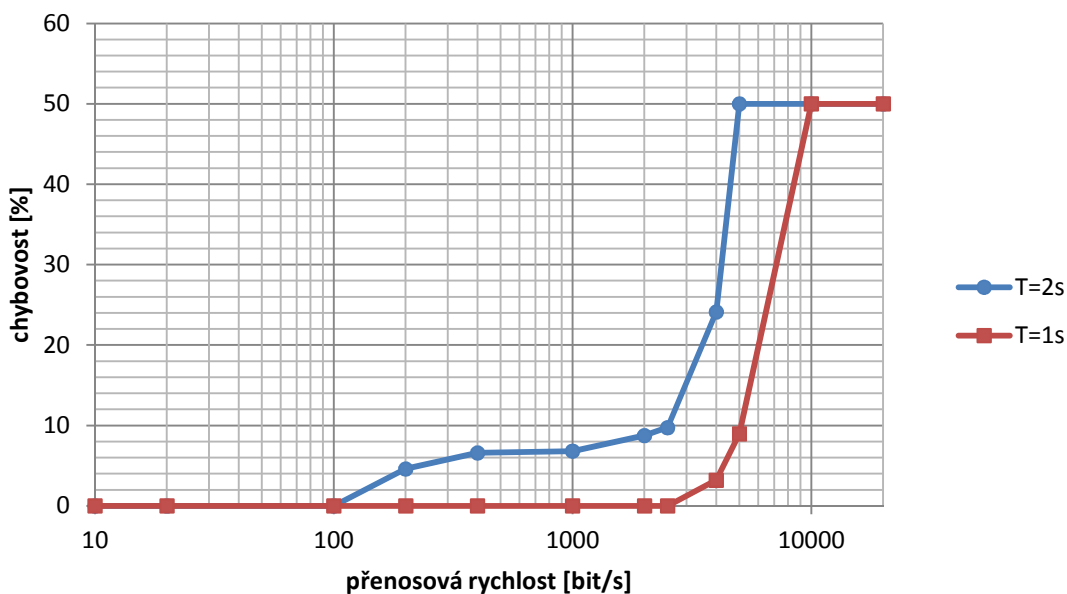
Z tohoto pokusu je tedy jasné, že při přenosové rychlosti 10 bit/s dosahujeme nulové chybovosti při použití BPSK.

7.2.6 Přenosová rychlost a chybovost

Dalším úkolem bylo zjistit, jaké přenosové rychlosti je tento systém schopen dosáhnout při co nejnižší chybovosti. Byla postupně zkracována délka bitové periody T_b při konstantní délce zprávy $T = 1s$. Chybovost byla počítána jako poměr chybně přenesených bitů ku počtu všech bitů a udávána v procentech. Pokus byl ještě zopakován pro delší přenos tedy pro $T = 2s$. Na délce bitových period kde byla změřena nějaká chybovost, bylo měření několikrát opakováno a poté se vzala průměrná hodnota těchto měření.

Tabulka 1- měření přenosové rychlosti v závislosti na chybovosti

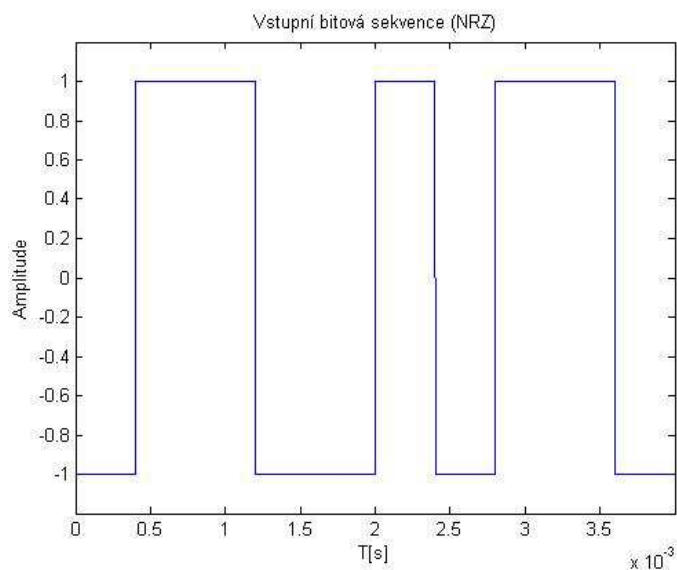
Vp [bit/s]	Tb [s]	T=1s BER [%]	T=2s BER [%]
10	1e-1	0	0
20	5e-2	0	0
100	1e-2	0	0
200	5e-3	0	4.6
400	2.5e-3	0	6.6
1000	1e-3	0	6.82
2000	5e-4	0	8.755
2500	4e-4	0	9.736
4000	2.5e-4	3.21	24.125
5000	2e-4	8.96	50
10000	1e-4	50	50
20000	5e-5	50	50



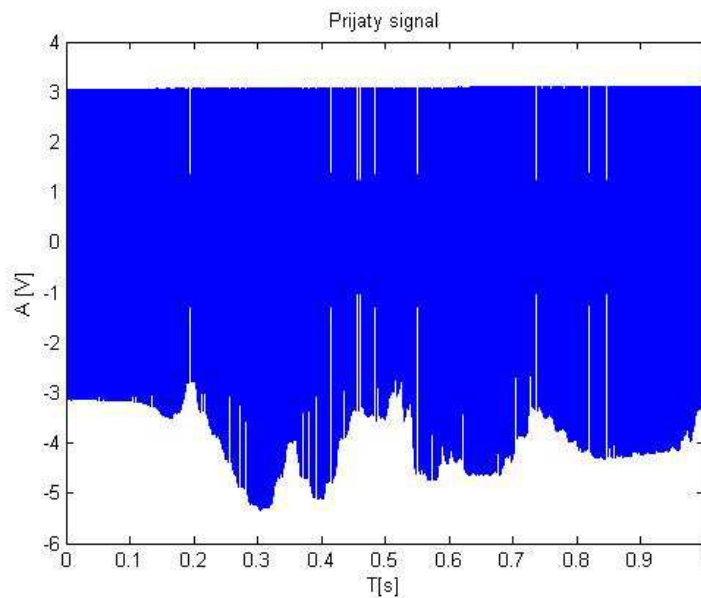
Obrázek 47 - Graf závislosti přenosové rychlosti na chybovosti

Z grafu (obrázek 47) a tabulky (tabulka 1) je patrné, že při délce zprávy $T=1\text{s}$ je systém dosáhnout rychlosti 5 kbit/s s chybovostí menší než 10% . Při delší zprávě $T=2\text{s}$ však chybovost vzroste a dosahujeme tak menších rychlostí při stejné chybovosti. U delší zprávy dost záviselo na natočení měničů, sebemenší změna polohy výrazně měnila chybovost, toto by se pravděpodobně zlepšilo větším vysílacím výkonem.

Následující obrázky zobrazují vyslaný a přijatý signál těsně před hranicí chybovosti s bitovou periodou $T_b = 4\text{e-}4\text{s}$, a poté již plně chybující signál s $T_b=5\text{e-}5\text{s}$.

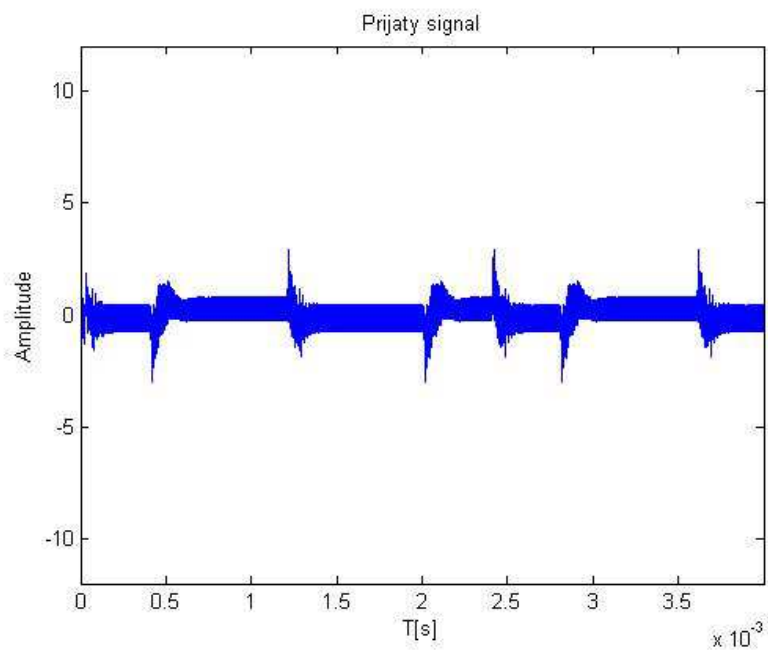


Obrázek 48 - Vstupní bitová sekvence kódovaná NRZ kóděrem (prvních 10 bitů)

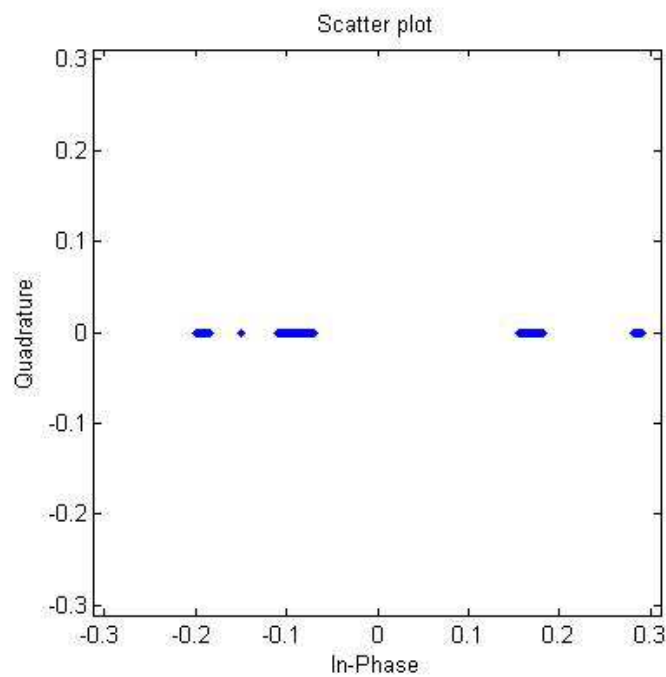


Obrázek 49 - Tvar přijatého BPSK modulovaného signálu

Na obrázku 48 jsou stále patrné změny fáze modulovaného signálu. Na obrázku 49 je pak vidět, že změny fáze jsou stále detekovatelné, zobrazeno je prvních 10 bitů.

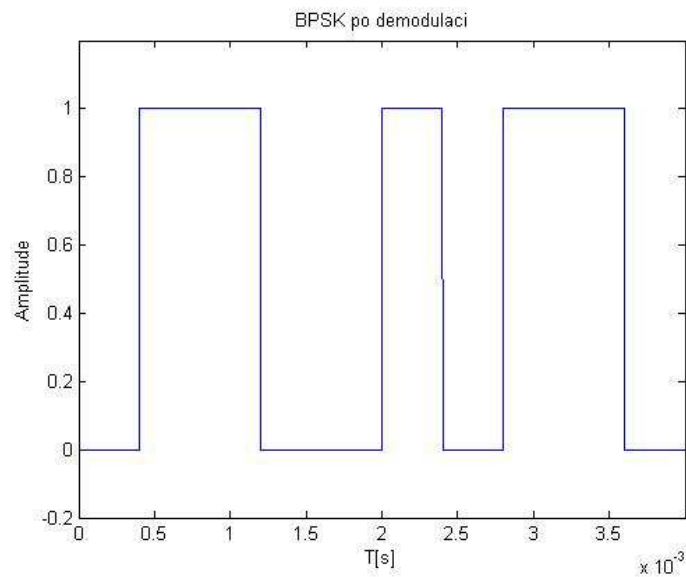


Obrázek 50 - Prvních 10 bitů přijatého signálu vynásobeného s obnovou nosnou



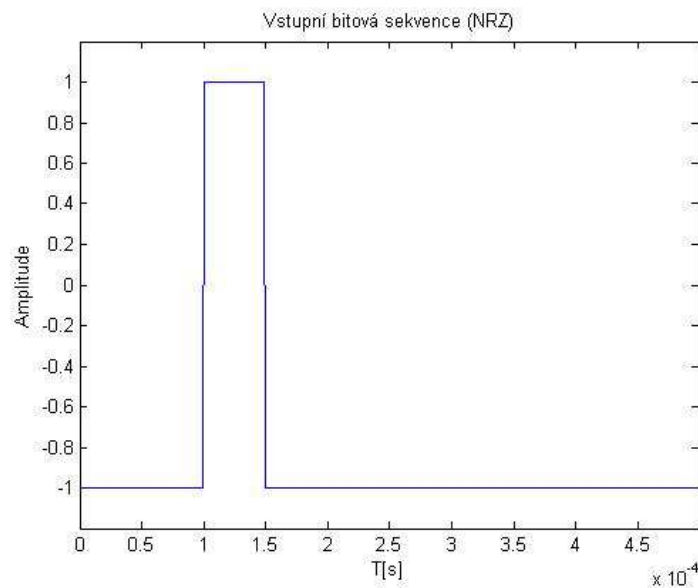
Obrázek 51 - Konstelační diagram přijatého signálu

Je vidět, že s větší přenosovou rychlostí se body v konstelačním diagramu stále více vychylují od ideální hodnoty.



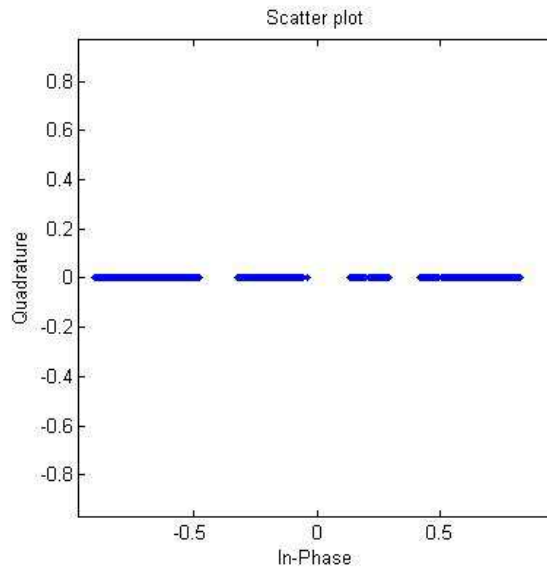
Obrázek 52 - Demodulovaná bitová sekvence (prvních 10 bitů)

Na obrázku 51 vidíme, že výsledná bitová sekvence odpovídá stále sekvenci vstupní.

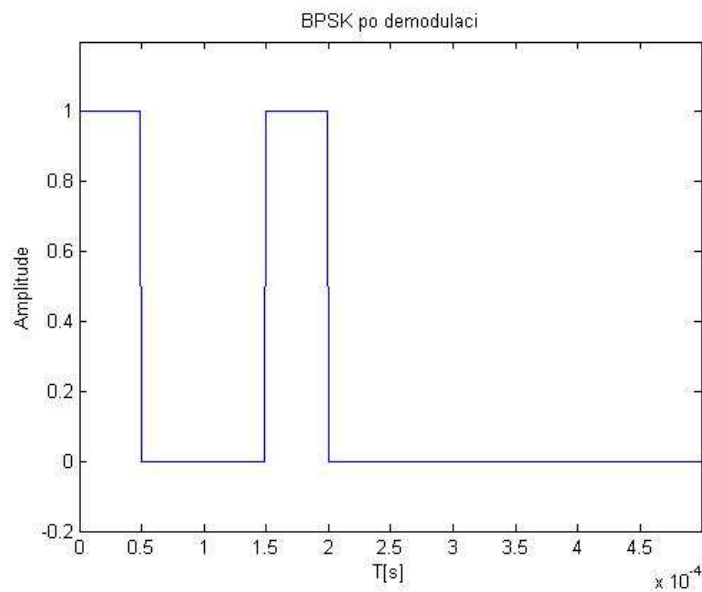


Obrázek 53 - Vstupní bitová sekvence kódovaná NRZ kóděrem (prvních 10 bitů)

Obrázek 52 znázorňuje prvních 10 bitů vstupní bitové sekvence při bitové periodě $T_b=5e-5$ s. Z konstelačního diagramu na obrázku 53 je vidět, že jednotlivé body odpovídající signálovým stavům jsou rozprostřeny po celé přímce, tudíž signál nebude možno jednoznačně detekovat.



Obrázek 54 - Konstelační diagram přijatého signálu

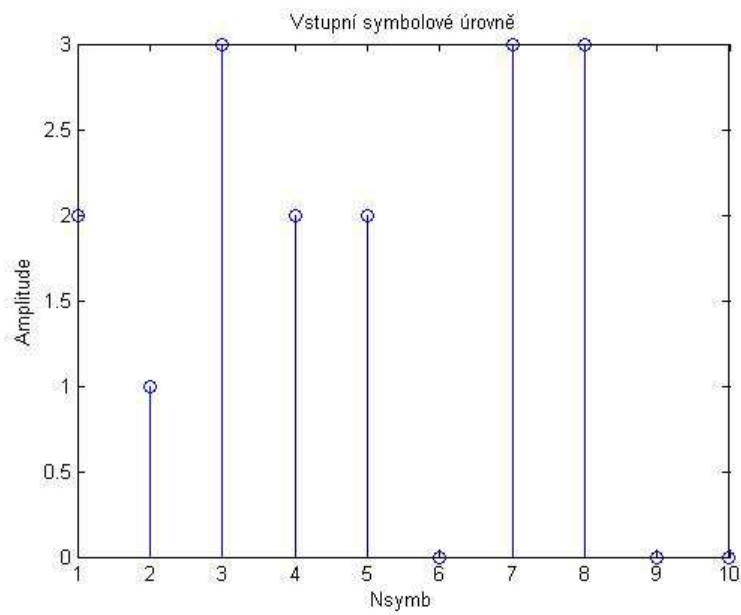


Obrázek 55 - Demodulovaná bitová sekvence (prvních 10 bitů)

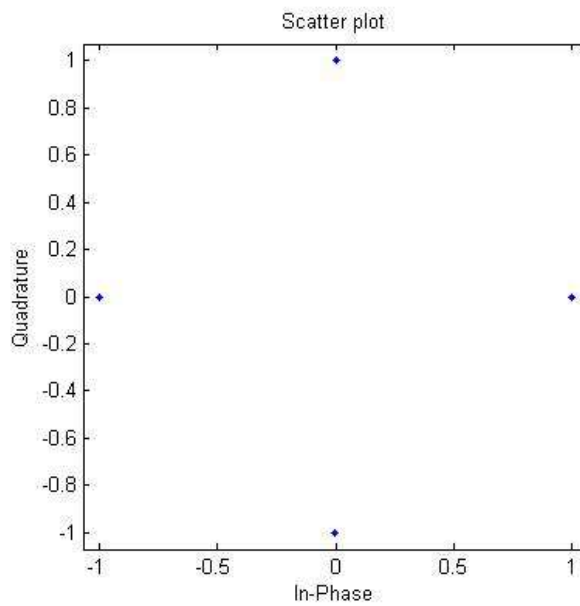
Na obrázku 54 je patrné, že výstupní bitová sekvence neodpovídá sekvenci vstupní, tudíž pro přenosovou rychlost 20kbit/s už tento přenosový systém takto modulovaný použít nemůžeme.

7.2.7 QPSK

Jednou možností zvyšování rychlosti při zachování počtu symbolu je zvýšit počet stavů modulace. Tento problém řeší QPSK (Quadrature Phase Shift Keying). Aplikace v matlabu byla upravena na použití čtyřstavové modulace. Funkce pskmod a pskdemod umožňují použití i více než dvoustavových modulací. Pro experiment s QPSK byla zvolena symbolová perioda $T_{\text{ymb}}=1\text{e-}2\text{s}$ a délka zprávy $T=1\text{s}$.

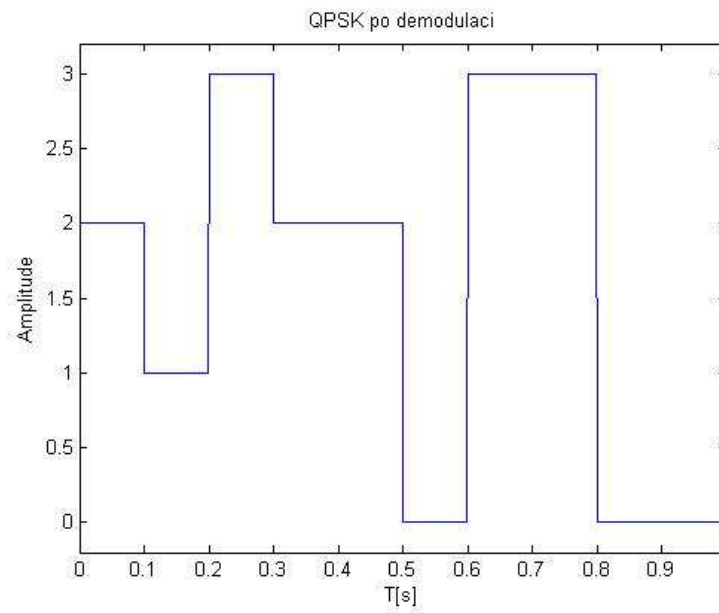


Obrázek 56 - Vstupní symbolové úrovně QPSK



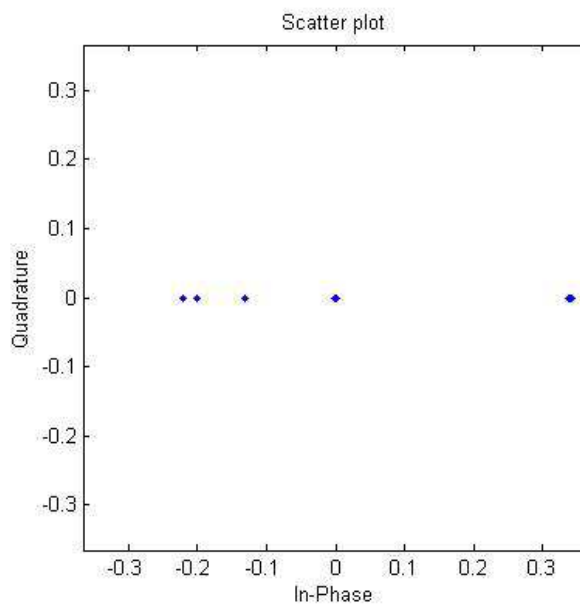
Obrázek 57 - Konstelační diagram QPSK

Na konstelačním diagramu (obrázek 56) jsou patrné 4 stavy, kterých nabývá vstupní symbolová sekvence. Na následujícím obrázku (obrázek 57) je zobrazeno, jak by měla vypadat výstupní symbolová sekvence po demodulaci. Jednotlivé úrovně signálu odpovídají vstupním symbolům.

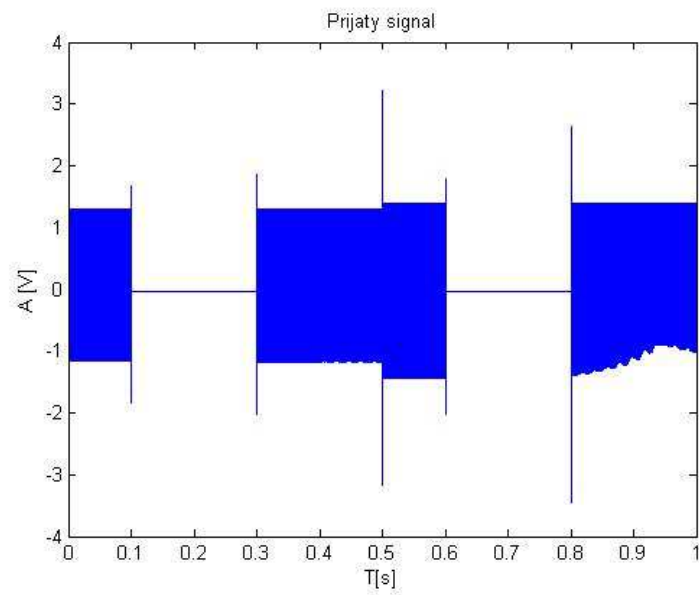


Obrázek 58 - QPSK po demodulaci

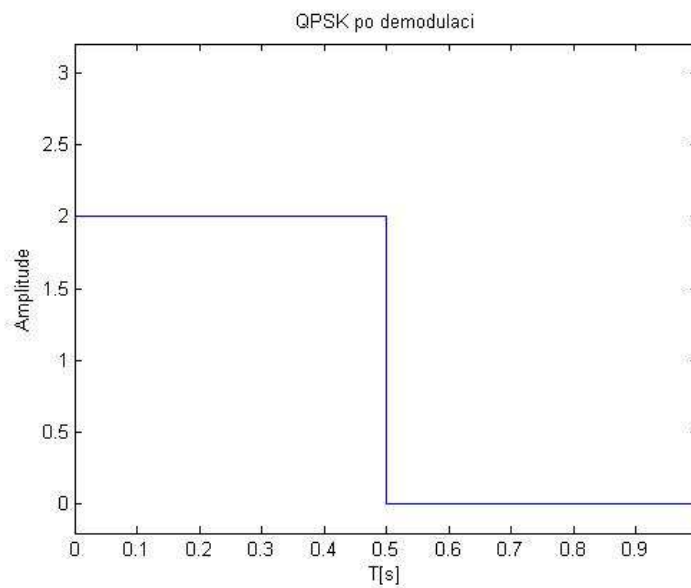
Reálný přijatý signál však vypadal jinak, jeho konstelační diagram je znázorněn na obrázku 58. Je patrné, že se fáze reálného přenosu nemění mezi čtyřmi stavy, ale pouze mezi dvěma.



Obrázek 59 - Konstelační diagram QPSK



Obrázek 60 - Reálný přijímaný signál QPSK



Obrázek 61 - QPSK po demodulaci

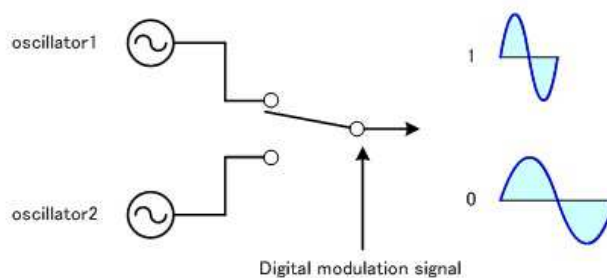
Z obrázku 60 je tedy patrné, že se QPSK signál řádně demodulovat nepodařilo. Toto může být způsobeno tím, že změny fáze signálu o 90° není schopen vysílací ultrazvukový měnič řádně vytvořit nebo přijímací měnič řádně vyhodnotit. QPSK se tedy pro další zvyšování rychlostí ukázala jako nepoužitelná.

7.3 Přenos informace pomocí FSK

Experiment, kde se testovalo, jaké digitální modulace lze použít, vypovídá, že i frekvenční klíčování je možno použít pro přenos binární informace pomocí ultrazvukového vlnění. Následující podkapitola se, podobně jako kapitola předchozí, zabývá přenosem reálných binárních dat pomocí dvoustavové modulace, nyní však FSK. Opět jsou zde měřeny dosažitelné přenosové rychlosti do určité chybovosti BER. Byly použity stejné komponenty jako u PSK experimentu. I aplikace pro ovládání USB-6351 byl využit z předchozího experimentu.

7.3.1 Modulátor FSK

FSK modulátor byl navržen v prostředí MATLAB. První myšlenkou bylo využití funkce z Communications System Toolboxu stejně jako u PSK modulace, nicméně se mi funkce `fskmod` a `fskdemod` pro danou aplikaci použít nepodařilo. Frekvenčně klíčovaný signál byl tedy vytvořen pomocí `for` cyklu, který generuje sinusovku bod po bodu (v každém vzorku jí přiřadí určitou hodnotu kmitočtu). Aplikace byla vytvořena podle následujícího jednoduchého blokového schématu, kde se přepíná mezi dvěma oscilátory.



Obrázek 62 - FSK modulátor (19)

ukázka zdrojového kódu pro 2FSK modulátor

```
%% Generovani datoveho signalu
s_data=(randi([0 M-1], Nsymb,1));% sekvence náhodných bitů
%% Generovani dat na celou délku zprávy
alldata=[];
for j=1:1:Nsymb
    if s_data(j)==1;
        d=ones(1,Nsamp);
    else
        d=zeros(1,Nsamp);
    end
    alldata=[alldata d];
end
```

ukázka zdrojového kódu pro 2FSK modulátor

```
%% Generovani FSK
Ac=10; % amplituda nosne
fs=1/Tb; % bitrate
fc1=210e3;
fc2=190e3;
ts=Tb/Nsamp:Tb/Nsamp:Tb; % casova osa pro vytvoreni fce sinus

s_fsk=[];
for j=1:1:Nsymb
    if (s_data(j)==1)
        s=Ac*cos(2*pi*fc1*ts); % generování F1 bod po bodu
    else
        s=Ac*cos(2*pi*fc2*ts); % generování F2 bod po bodu
    end
    s_fsk=[s_fsk s];
end
```

První for cyklus má za úkol roztáhnout data na celkový počet vzorků. Druhý for cyklus pak generuje sinusový signál bod po bodu a v každém bodě rozhodne o kmitočtu nosné vlny.

7.3.2 Demodulátor FSK

Nejprve byl vytvořen demodulátor, který převádí změnu frekvence na změnu amplitudy (tedy simuluje VCO). Nicméně s tímto demodulátorem nebylo dosaženo příliš dobrých výsledků u vyšších přenosových rychlostí.

ukázka zdrojového kódu pro 2FSK demodulátor

```
s_bb=[];
for k=Nsamp:Nsamp:length(s_rx)
    ts=Tb/Nsamp:Tb/Nsamp:Tb; % casova osa pro vytvoreni
    fce sinus
    Lol=cos(2*pi*fc1*ts);
    Lo2=cos(2*pi*fc2*ts);
    s1=Lol.*s_rx((k-(Nsamp-1)):k); % ulozi hodnotu Lol do n-
tých Nsamplů ,zvetsi se amplituda symbolu s kmitoctem Lol
    s2=Lo2.*s_rx((k-(Nsamp-1)):k); % ulozi hodnotu Lol do n-
tých Nsamplů ,zvetsi se amplituda symbolu s kmitoctem Lol
    i1=trapz(ts,s1); % integrace prevod FM na
AM
    i2=trapz(ts,s2);
    i11=abs(10*i1/Tb); % absolutni hodnota proto,
ze uroven i2 vychazela zaporna
    i22=(10*i2/Tb); % 10x proto, ze se
pohybujeme u velkmi nizkych urovni
    if (i11>Ac/200)
        d=1;
    elseif (i22>Ac/200)
        d=0;
    end
    s_bb=[s_bb d];
end
```

For cyklus násobí přijatý signál signálem obnovené nosné, následně mění amplitudu pro každý kmitočet jinak. Nakonec se podmínkou rozhoduje, zda se jedná o logickou „1” nebo logickou „0”. Demodulátor obsahuje ještě další forcyklus, který bitový signál roztáhne opět na celou délku signálu. Tento demodulátor nedosahoval příliš dobrých vlastností, demodulace signálů s větší hustotou bitů byla nemožná.

Při přenosu frekvenčně klíčovaného signálu však došlo k zajímavému zjištění. Kmitočet, který se více blíží rezonanční frekvenci přenosového systému, má větší amplitudu než kmitočet vzdálenější. Proto můžeme jednoznačně určit bitovou úroveň signálu pomocí amplitudy přijímaného signálu. To vedlo k myšlence druhé verze demodulátoru která využívá právě tyto vlastnosti přenosového systému.

ukázka zdrojového kódu pro 2FSK amplitudový demodulátor

```
s_bb=[ ];
for x=1:Nb

    samp=s_rx((x+((x-1)*Nsamp)):(x)*(Nsamp));

    samp(1:Nsamp/1000)=0;           % nechceme brát krajní hodnoty,
                                   % mohou být zkreslené
    samp(Nsamp-Nsamp/1000:Nsamp)=0;

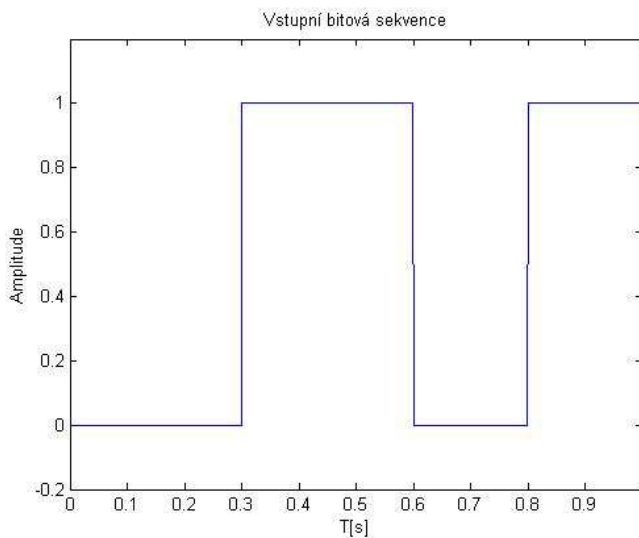
    dd=max(samp);
    if dd>2.5                       % rozhodovací uroveň amplitudy
        ddd=1;
    else
        ddd=0;
    end

    s_bb=[s_bb ddd];
end
```

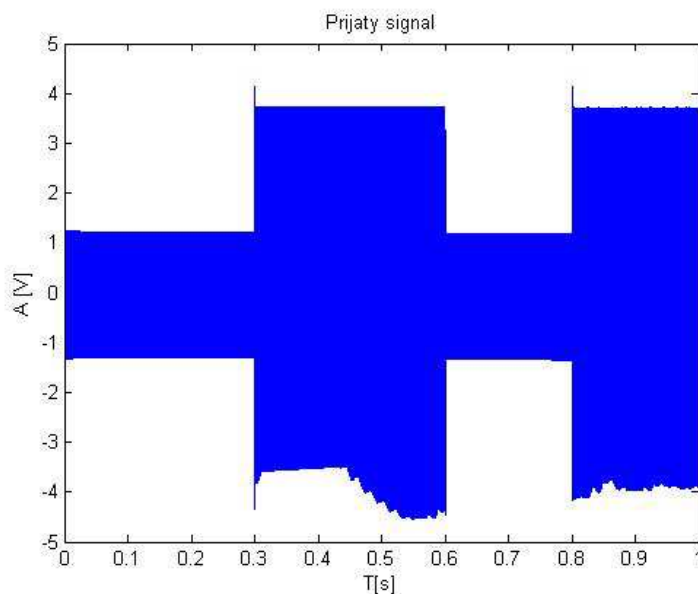
Experimentálně byla zvolena rozhodovací úroveň amplitudy v daném přenosovém systému. Tento demodulátor není přenosný, protože při použití jiných ultrazvukových měničů nebo jiných vstupních úrovní vždy budeme muset nejprve zjistit, jaká úroveň bude odpovídat logické „0” a jaká logické „1”. Takto myšlená demodulace by jistě šla vytvořit univerzálním způsobem, aby byla rozhodovací úroveň určena automaticky. Řešil by to for cyklus, který by projel po vzorku celý signál a vyhodnotil by pak dvě průměrné hodnoty, jednu odpovídající logické „0” a druhou odpovídající logické „1”. Toto však implementováno nebylo.

7.3.3 Přenos reálného signálu

2FSK modulovaný signál byl tedy vygenerován, vyslán přes přenosovou cestu, přijat a demodulován. Testovací signál má bitovou periodu $T_b = 10e^{-2}s$ a doba trvání signálu $T = 1s$.

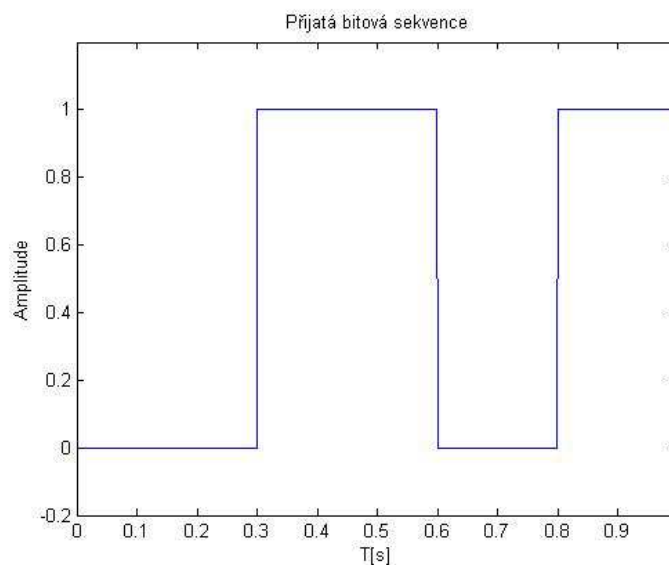


Obrázek 63 - Vstupní bitová sekvence



Obrázek 64 - Přijatý signál FSK

Na obrázku 63 můžeme vidět, jak se mění amplituda přijímaného signálu v závislosti na frekvenci. Frekvence odpovídající logické „1” má vyšší hodnotu amplitudy a frekvence odpovídající logické „0” má amplitudu nižší. Tohoto jevu bylo využito při realizaci druhého demodulátoru.



Obrázek 65 - FSK po demodulaci

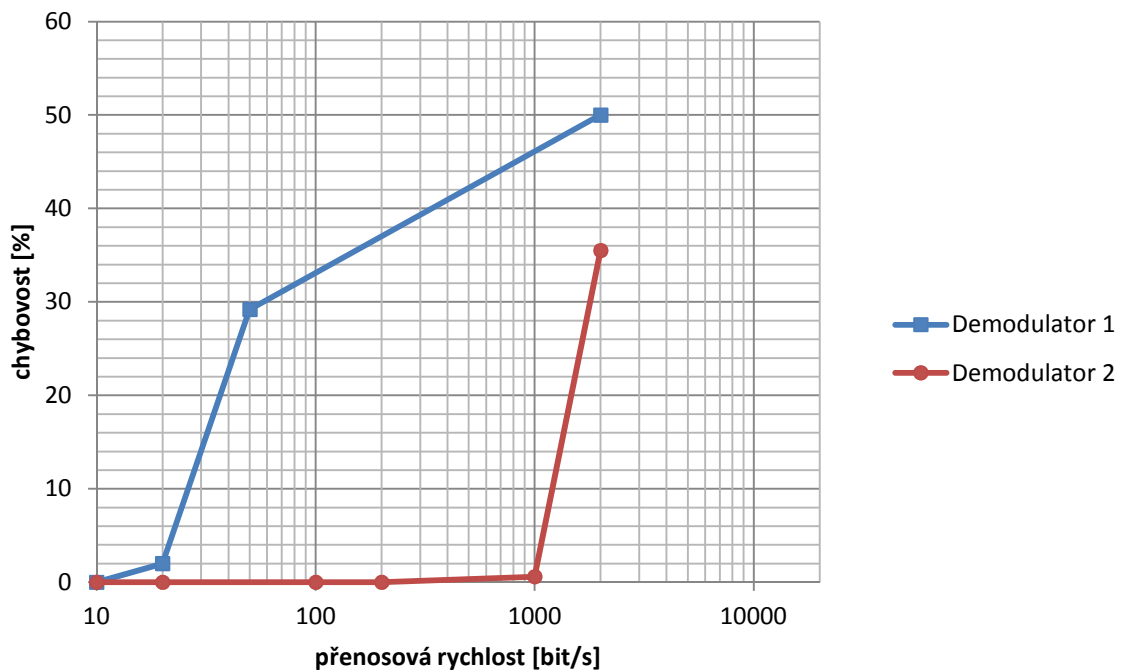
Zde obdobně jako u BPSK i u 2FSK dosahujeme při bitové periodě $T_b = 10e^{-2}s$ a délce signálu $T=1s$ nulové chybovosti.

7.3.4 Přenosová rychlost a chybovost

Stejně jako u BPSK bylo potřeba zjistit jaké přenosové rychlosti je systém schopen dosáhnout při co nejnižší chybovosti. Opět byla zkracována délka bitové periody T_b při stejné délce zprávy $T = 1s$. Výpočet chybovosti probíhal stejným způsobem, tedy poměr mezi počtem chybně přijatých bitů ku počtu všech vyslaných bitů. Pokus byl vyzkoušen pro oba typy demodulace.

Tabulka 2 - měření přenosové rychlosti v závislosti na chybovosti

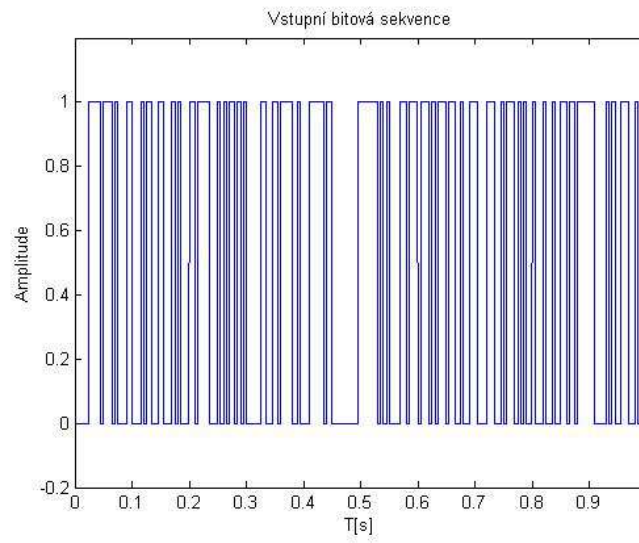
Vp [bit/s]	Tb [s]	Demodulator 1 BER [%]	Demodulator 2 BER [%]
10	1e-1	0	0
20	5e-2	2	0
50	2e-2	29.2	0
100	1e-2	50	0
200	5e-3	50	0
1000	1e-3	50	0.6
2000	5e-4	50	35.5



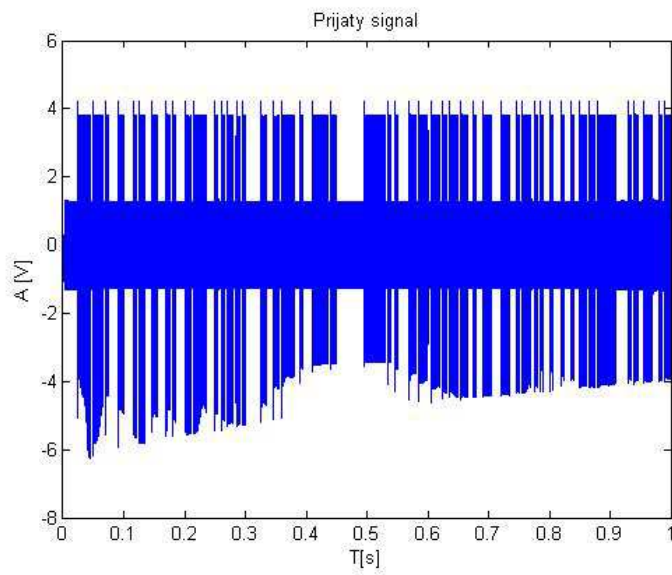
Obrázek 66 - závislosti přenosové rychlosti na chybovosti

Z grafu (obrázek 66) a tabulky (tabulka 2) je patrné, že při délce použití prvního demodulátoru dokážeme dosáhnout přenosové rychlosti pouze 20bit/s. Druhý demodulátor je výrazně lepší, s jeho použitím je systém schopen dosáhnout přenosové rychlosti 1kbit/s. Bylo testováno pouze na zprávě dlouhé 1s z toho důvodu, že při větší přenosové rychlosti u delších signálů už počítač, na kterém testování probíhalo, nedokázal vygenerovat signál a přestal pracovat. Je patrné, že FSK modulace dosahuje výrazně horších výsledků než modulace PSK.

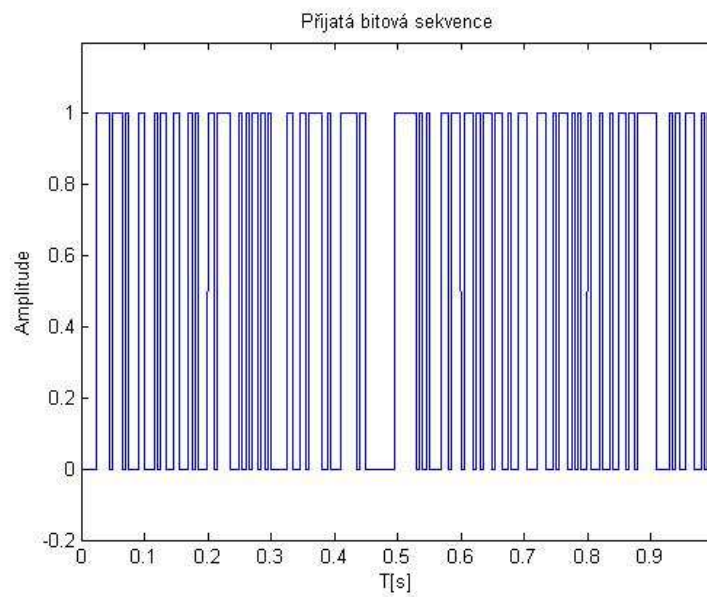
Následující obrázky popisují signál demodulovaný demodulátorem číslo 2. Délka zprávy $T=1s$ a bitová perioda $T_b=5e3s$. Jedná se o signál, který ještě nechybuje.



Obrázek 67 - Vstupní bitová sekvence



Obrázek 68 - Přijatý signál modulovaný FSK



Obrázek 69 - FSK po demodulaci

Z obrázku číslo 67 vidíme, jak se mění amplituda přijatého signálu v závislosti na frekvenci nosné vlny. Na obrázku 68 pak vidíme odpovídající bitovou sekvenci na výstupu z demodulátoru.

Závěr

Podařilo se vytvořit funkční přenos reálného digitálního signálu pomocí ultrazvukového přenosového systému. Nejprve byly na základě experimentu vybrány ultrazvukové měniče s rezonančním kmitočtem 200kHz. Ultrazvukový signál o kmitočtu 200kHz se jevil jako nejméně ovlivňován vnějšími vlivy, pozicí a natočením měničů. Následně byly pomocí generátoru funkcí a software Agilent Waveform Builder vytvořeny průběhy odpovídající třem typům digitálních modulací ASK, FSK a PSK. Na osciloskopu byl pak testován tvar signálu po průchodu reálnou přenosovou cestou. Tento pokus z použitelných modulačních technik rovnou vyloučil amplitudové klíčování, a to z toho důvodu, že doznívání měničů je příliš pomalé a nebylo by možné jednoznačně detekovat zda signál nabývá logické „1” nebo logické „0”. Ostatní dva principy FSK a PSK se jevily jako využitelné pro další experimentování. Proběhl návrh budícího stupně pro ultrazvukový měnič. Schéma i deska plošného spoje byly navrženy v programu Altium Designer. Budící stupeň však nakonec využit nebyl, a to z toho důvodu, že bylo přistoupeno k softwarovému řešení modulátorů a demodulátorů v prostředí MATLAB. Měniče byly umístěny na krátkou vzdálenost, signál zesílený budícím stupněm by byl zbytečně silný, a proto budící stupeň zůstal pouze ve formě návrhu. Nejstěžejnější kapitolou praktické části byl samotný přenos digitálně modulovaného ultrazvukového signálu. Zvoleny byly dvě modulační techniky a to PSK a FSK. Software modulátoru a demodulátoru byl navržen pro oba případy v prostředí MATLAB. Dále byl signál vygenerován pomocí karty pro generování a sběr dat a poslán do ultrazvukového měniče. U klíčování s fázovým posuvem bylo dosaženo poměrně dobrých výsledků, nejprve byla vyzkoušena dvoustavová modulace BPSK, u ní bylo dosaženo při chybovosti do 10% přenosové rychlosti 5kbit/s. Jako možnost dalšího zvyšování rychlosti byla vyzkoušena čtyřstavová modulace QPSK, u ní se bohužel zdárného přenosu dosáhnout nepodařilo, ultrazvukový měnič nedokázal rozpoznat změny fáze o 90°. Dále bylo vyzkoušeno frekvenční klíčování, kmitočet vysílaného signálu byl v rytmu bitové sekvence přepínán mezi kmitočty 190kHz a 210kHz. U této metody byla zjištěna zajímavá skutečnost. Signál na frekvenci bližší rezonanční frekvenci ultrazvukového přenosového systému má výrazně větší amplitudu než signál s frekvencí vzdálenější. Díky této skutečnosti byli vytvořeny dva typy demodulátorů. Prvním demodulátorem pracujícím principiálně jako VCO (Voltage Controlled Oscillator) nebylo dosaženo příliš dobrých výsledků, přenosová rychlost nabývala hodnoty pouze 20bit/s. Druhým demodulátorem, který podle amplitudy přijatého signálu určuje bitovou úroveň, bylo dosaženo rychlosti 1kbit/s. Je patrné, že modulací PSK se podařilo dosáhnout 5x vyšší rychlosti než u modulací FSK. Při analýze vysílaného signálu na vyšších přenosových rychlostech byli změny amplitudy stále detekovatelné, proto jsem toho názoru, že při lepší realizaci FSK demodulátoru by bylo možné přenosovou rychlost ještě několikanásobně zvýšit.

Literatura

1. **HALÁMKA, Filip.** *Využití zvuku pro lokalizaci.* Pardubice : Univerzita Pardubice, 2011.
2. **BARTONÍK, Jan.** Možnosti bezdotykového měření vzdálenosti. *UNIVERZITA TOMÁŠE BATI VE ZLÍNĚ.* [Online] 2013. [Citace: 12. Červen 2014.] https://dspace.k.utb.cz/bitstream/handle/10563/25282/barton%C3%ADk_2013_bp.pdf?sequence=1.
3. Encyklopedie fyziky. <http://fyzika.jreichl.com/>. [Online] 2014. [Citace: 12. Červen 2014.] <http://fyzika.jreichl.com/>.
4. **Ing. KABEŠ, Karel.** Magnetostrikční snímače vzdálenosti. *Odborné časopisy.* [Online] 2013. [Citace: 14. Červen 2014.] http://www.odbornecasopisy.cz/index.php?id_document=34229.
5. Piezoelektrický Jev. *Wikipedie.* [Online] 8. Březen 2013. [Citace: 14. Červen 2014.] http://cs.wikipedia.org/wiki/Piezoelektrick%C3%BD_jev.
6. Ultrazvuk/Diagnostické aplikace ultrazvuku. *WikiSkripta.* [Online] [Citace: 20. Červen 2014.] http://www.wikiskripta.eu/index.php/Ultrazvuk/Diagnostick%C3%A9_aplikace_ultrazvuku.
7. **FORMAN, Michal.** DIGITÁLNÍ KNIHOVNA UNIVERZITY PARDUBICE. <http://dspace.upce.cz/>. [Online] 2012. [Citace: 20. Červen 2014.] http://dspace.upce.cz/bitstream/10195/46541/2/FormanM_VyuzitiUltrazvukove_PS_2012.pdf.
8. UZ ve strojírenství; UZ v lékařství. www.ultrazvuk.cz. [Online] 2007. [Citace: 20. Červen 2014.] <http://www.ultrazvuk.cz/index.php?mnu=79,0&PHPSESSID=526187045e91b5b779b6712af340ff5e>.
9. **Dr. FRIBERT, Miroslav.** *Přednášky z předmětu Senzory měření neelektrických veličin - Pr07.* místo neznámé : Univerzita Pardubice.
10. POWER OPERATIONAL AMPLIFIER. www.apex.cz. [Online] 10 2012. [Citace: 4. Červenec 2014.] http://www.apexanalog.com/wp-content/uploads/2012/08/PA08U_P.pdf.
11. HIGH VOLTAGE POWER OPERATION AMPLIFIERS. www.apexanalog.com. [Online] Říjen 2012. [Citace: 8. Červenec 2014.] http://www.apexanalog.com/wp-content/uploads/2012/10/PA91U_M.pdf.
12. DRV8662. www.ti.com. [Online] Listopad 2012. [Citace: 20. Červenec 2014.] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/drv8662.pdf>.

13. OPA454. *www.ti.com*. [Online] Prosinec 2008. [Citace: 10. Červenec 2014.]
<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa454.pdf>.
14. **Ing. NĚMEC Ph.D, Zdeněk.** *Přednášky z předmětu Sdělovací technika ISTE*. Pardubice : Univerzita Pardubice.
15. FREKVENČNÍ MODULACE. *http://cs.wikipedia.org*. [Online] 8. 26 2014. [Citace: 2. Srpen 2014.] http://cs.wikipedia.org/wiki/Frekven%C4%8Dn%C3%AD_modulace.
16. **Doc. Ing. HANUŠ, Csc., Stanislav.** *Bezdrátové a mobilní komunikace*. Brno : Vysoké učení technické v Brně Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií Ústav radiotechniky, 2003.
17. DIGITAL MODULATION: AMPLITUDE SHIFT KEYING(ASK). *Circuit Design*. [Online] [Citace: 19. Srpen 2014.]
http://www.cdt21.com/resources/Modulation/modulation_ASK.asp.
18. **Bc. BĚLOHLÁVEK, Jiří.** NÁVRH TYPU MODULACE PRO PROSTŘEDÍ. *www.vutbr.cz*. [Online] 26. Květen 2009. [Citace: 21. Srpen 2014.]
https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=15667.
19. RADIO TECHNOLOGY. *Circuit Design*. [Online] [Citace: 24. Srpen 2014.]
http://www.cdt21.com/resources/Modulation/modulation_FSK.asp.

Příloha A - Papírová

- Schéma budícího stupně
- Podklady pro výrobu plošného spoje a osazení

Příloha B - CD

Obsah kompaktního disku je následující:

- textová podoba práce

složka Board:

- výstupní soubory pro výrobu desky plošných spojů
- zdrojové soubory schématu a desky plošných spojů

složka Grafy - Matlab:

- všechny grafy zaznamenané během všech pokusů pomocí MATLABu

složka Grafy - Osciloskop:

- screenshoty z osciloskopu zaznamenané během měření

složka Grafy - Spektrální analyzátor:

- screenshoty ze spektrálního analyzátoru zaznamenané během měření

složka Matlab:

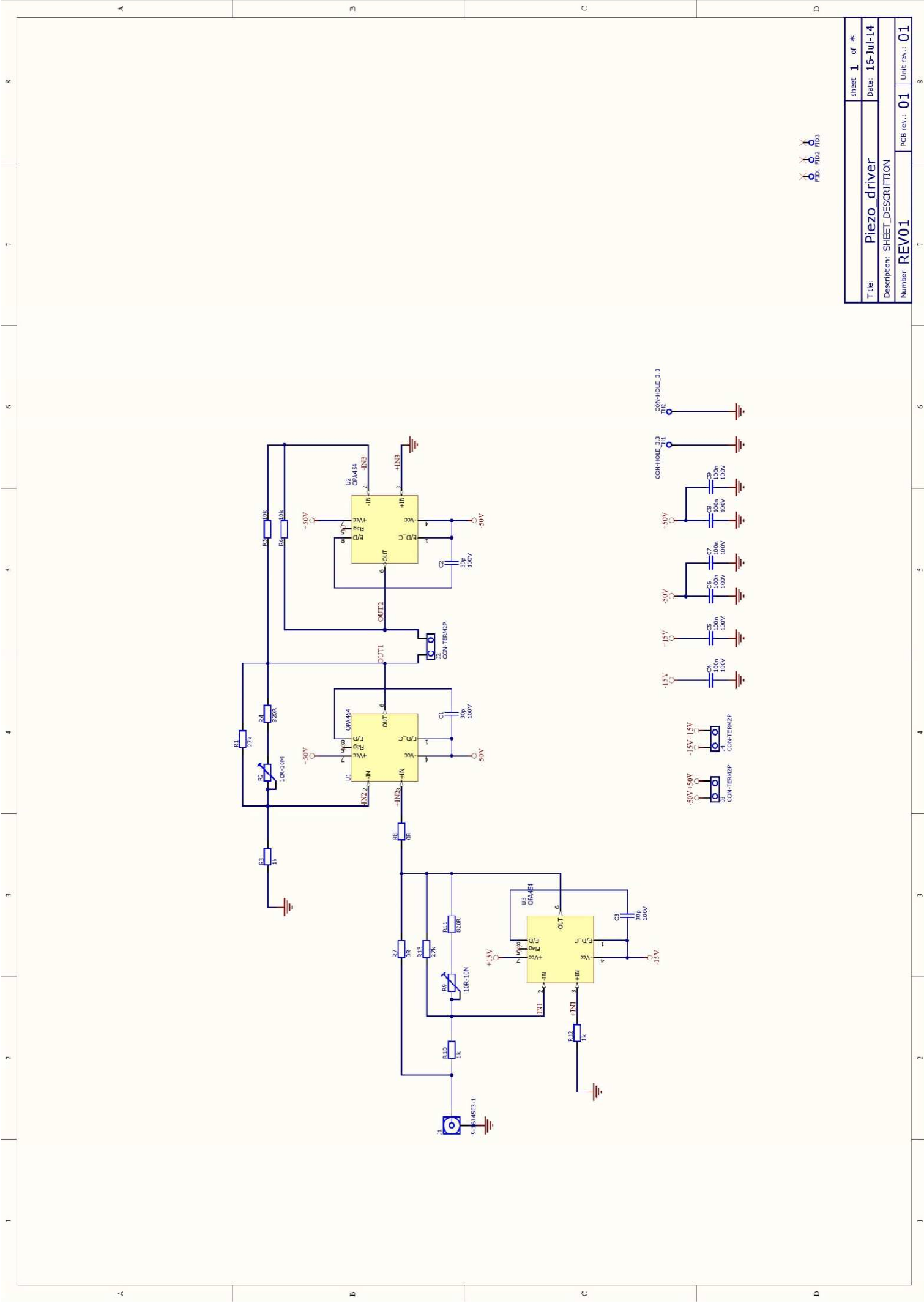
- zdrojové soubory pro všechna provedená měření ve formátu m-file

složka Tabulky:

- tabulky v programu Microsoft Excel všech naměřených hodnot v průběhu celé práce

složka Signály:

- soubory vygenerovaných signálů pomocí software Agilent Benchlink Wave Builder



sheet 1 of *
Title: Piezo driver
Date: 16-Jul-14
Description: SHEET_DESCRIPTION
Number: REV01
Unit rev.: 01

1 2 3 4 5 6 7 8

A B C D

