



**ČVUT – Fakulta Elektrotechnická**

Diplomová práce  
Systém pro vyhodnocení azimutu pomocí  
feromagnetické sondy

Bc. Matěj Veit

2014



## ZADÁNÍ DIPLOMOVÉ PRÁCE

Student: **Bc. Matěj Veit**

Studijní program: **Kybernetika a robotika**  
Obor: **Letecké a kosmické systémy**

Název tématu česky: **Systém pro vyhodnocení azimutu pomocí feromagnetické sondy**

Název tématu anglicky: **System for Azimuth Determination with Ferromagnetic Sensors**

### Pokyny pro vypracování:

Navrhněte a realizujte systém pro vyhodnocení azimutu využívající trojici feromagnetických sond pro měření magnetického pole Země a systém inklinometru pro měření odchylky umístění sond od vodorovné roviny. Jelikož výstupy feromagnetických sond jsou analogové, proveďte analýzu možných řešení digitalizace signálů a jejich filtrace. Výběr zdůvodněte. Pro realizaci řídicí jednotky zajišťující sběr dat a výpočet azimutu použijte STM32F407. Pro měření odchylek umístění sond od vodorovné roviny dále použijte modul s elektrolytickou libelou, připojitelný k řídicí jednotce přes RS232. Daný systém prakticky ověřte a stanovte přesnosti určení kurzu.

### Seznam odborné literatury:

- [1] Draxler, K.: Přístrojové systémy letadel I a II, Vydavatelství ČVUT
- [2] Davies, M.: The standard handbook for aeronautical and astronautical engineers. McGRAW-HILL 2002
- [3] Moir, I., Seabridge, A.: Aircraft systems. John Wiley&Sons, Ltd. 2008
- [4] Ripka, P. (ed.): Magnetic sensors and magnetometers. Artech House Inc., London 2001, ISBN 1-58053-057-5

Vedoucí diplomové práce: Ing. Jan Roháč, Ph.D.

Datum zadání diplomové práce: 16. listopadu 2012

Platnost zadání do<sup>1</sup>: 30. června 2014

Prof. Ing. Vladimír Haasz, CSc.  
vedoucí katedry



Prof. Ing. Pavel Ripka, CSc.  
děkan

V Praze dne 16. 11. 2012

<sup>1</sup> Platnost zadání je omezena na dobu tří následujících semestrů.

## Čestné prohlášení

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne .....

.....  
Podpis autora práce

## Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce doc. Ing. Janu Roháčovi, Ph.D. za cenné rady, připomínky a metodické vedení práce.

## Abstrakt

Tato práce se zabývá návrhem měřicího systému pro tříosou feromagnetickou sondu, realizací hardwarové části pro digitalizaci a také softwaru pro další zpracování a vyhodnocení. Dále je v práci vysvětlen princip digitalizace, základních typů analogově digitálních převodníků a také analogových filtrů.

## Abstract

This thesis is focused on designing measuring system for three-axis feromagnetic sensor, realization of hardware for digitalization and software for other processing and evaluation. The study also explained the basic principle of digitalization, basic types of analog-digital converters and also analog filters.

## Obsah

1. Úvod.....	1
2. Zpracování signálu .....	1
2.1. Feromagnetická sonda.....	1
2.2. Analogové filtry.....	2
2.2.1. Pasivní filtry.....	4
2.2.2. Aktivní filtry.....	6
2.3. AD převodníky.....	10
2.3.1. Vzorkování a kvantování signálu .....	11
2.3.2. Paralelní AD převodník .....	11
2.3.3. S postupnou aproximací (SAR) .....	12
2.3.4. S dvojitou integrací.....	13
2.3.5. Sigma-delta.....	15
2.4. Použitá komunikační rozhraní .....	15
2.4.1. SPI.....	15
2.4.2. RS232.....	17
2.5. Mikrořadiče a programování v C.....	17
2.5.1. Motorola MC9S12 .....	17
3. Návrh a realizace hardwaru.....	18
3.1. Popis celého systému .....	19
3.2. Výběr vhodného AD převodníku.....	19
3.3. Obvodové schéma .....	20
3.3.1. Návrh analogového filtru .....	20
3.4. Návrh desky plošných spojů.....	22
4. Návrh software .....	22
4.1. Použitý programátor a překladač.....	22
4.2. Vývojový diagram.....	24
4.3. Struktura programu .....	24
4.4. Komunikace s externími zařízeními.....	26

4.4.1.	AD převodník .....	26
4.4.2.	Inklinometr .....	28
4.4.3.	Segmentový displej .....	29
4.4.4.	PC.....	29
4.5.	Algoritmus pro výpočet kurzu .....	29
4.6.	Zobrazení v PC .....	31
5.	Výsledné zhodnocení .....	31
5.1.	Ověření funkce.....	31
5.1.1.	Ověření filtrace analogového filtru .....	32
5.1.2.	Ověření digitalizace signálu.....	34
5.1.3.	Ověření přesnosti určení kurzu .....	35
5.1.4.	Kompenzace náklonu.....	37
6.	Závěr.....	39
	Literatura.....	41
	Přílohy.....	<b>Chyba! Záložka není definována.</b>
	Seznam součástek na plošném spoji.....	<b>Chyba! Záložka není definována.</b>
	Schéma zapojení .....	<b>Chyba! Záložka není definována.</b>
	Schéma mikrořadiče .....	<b>Chyba! Záložka není definována.</b>





## 1. Úvod

Tato práce se zabývá návrhem kompletního systému, který pomocí měření magnetického pole Země určuje směr letu letadla. Práce také nastiňuje způsoby digitalizace a filtrace analogového signálu, zabývá se problémem návrhu analogových filtrů. Popisuje několik nejpoužívanějších typů analogově digitálních převodníků a také jejich funkci a vlastnosti.

Cílem práce je navrhnout systém, který bude zpracovávat signál ze tří horizontálně umístěných feromagnetických sond měřících magnetické pole Země. Nejprve signál digitalizovat a následovně pomocí mikrořadiče vyhodnotit kurz letadla. Výsledný kurz má být zobrazován číslicově na digitálním displeji a zároveň na monitoru počítače, tak aby byl zobrazen stejně, jako je zobrazen na přístrojové desce letadla. Kurz má být dále kompenzován pomocí měření odchylky od vodorovné roviny.

V první části je popsán princip filtrace analogového signálu. Dále jsou tu popsány různé typy analogových filtrů, jejich základní vlastnosti a způsoby návrhu. Následuje popis digitalizace signálu, vysvětlení funkce a vlastností různých druhů analogově digitálních převodníků. Problémy, které mohou při digitalizaci nastat. Nakonec je v této části popsán použitý mikrořadič a také komunikační rozhraní SPI a RS232, pomocí nichž komunikuje s periferiemi.

V druhé části práce je navržena deska plošného spoje pro základní zpracování a digitalizaci signálu. Je vybrán vhodný analogově digitální převodník a operační zesilovač pro analogový filtr. Dále je vytvořeno schéma zapojení a podle podkladů vyrobena a osázena deska plošného spoje.

Ve třetí části je podrobně popsán program mikrořadiče. Je zde uvedena struktura programu, programová část komunikace přes sběrnice SPI a RS232, vyčítání z analogově digitálního převodníku, algoritmus pro určení kurzu, kompenzace náklonu pomocí inklinometru, jednotlivé funkce programu a také popsán program pro zobrazení na monitoru počítače.

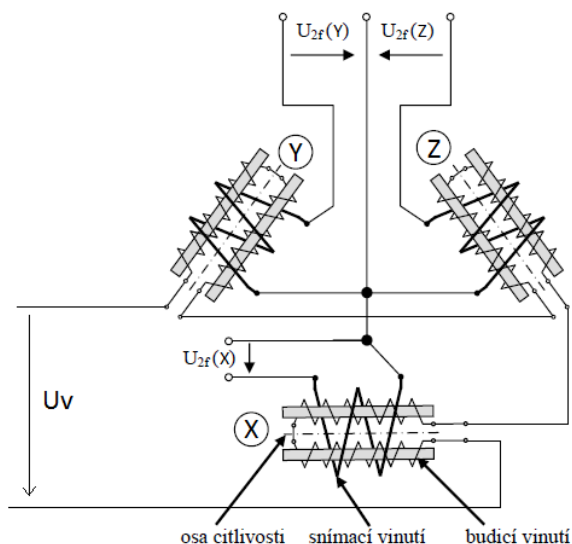
V poslední části je ověřeno chování kompletního systému a zobrazeny výsledky měření.

## 2. Zpracování signálu

### 2.1. Feromagnetická sonda

Zdroj informace pro určení kurzu je intenzita magnetického pole Země, která je měřena feromagnetickou sondou. Použitá sonda se skládá ze tří Fluxgate senzorů pootočených od

sebe navzájem o  $120^\circ$ . Tyto senzory jsou zapojeny jako na Obr. 2-1. Funkce těchto senzorů a také vlastnosti magnetického pole Země byly již popsány v [6]. Výstupem ze senzoru je signál, z něhož informaci o intenzitě magnetického pole nese pouze 2. harmonická složka tohoto signálu a to konkrétně její velikost. Dále pomocí fázového posunu oproti vstupnímu signálu lze zjistit polaritu. Z těchto třech Fluxgate senzorů je pak pomocí jejich geometrie určen výsledný kurz stejným způsobem, jako byl popsán v [6].

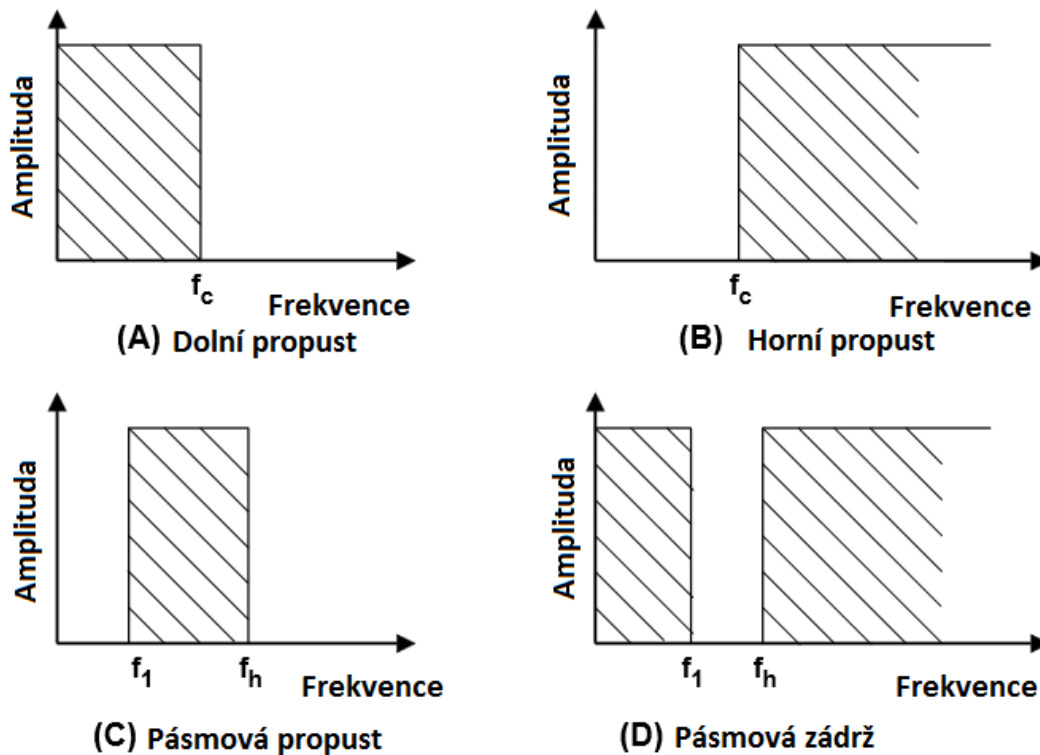


Obr. 2-1 Blokové schéma zapojení senzoru, podle [7]

## 2.2. Analogové filtry

Filtr je obvod, který se vyznačuje frekvenční závislostí. Základním obvodem filtrů je kmitočtově závislý dělič napětí. Kde alespoň jedna z impedancí musí být kmitočtově závislá. S tím jak se mění frekvence, se tedy mění i impedance obvodu a také napětí na děliči. Popisují se pomocí přenosové funkce, která také definuje frekvenční odezvu.

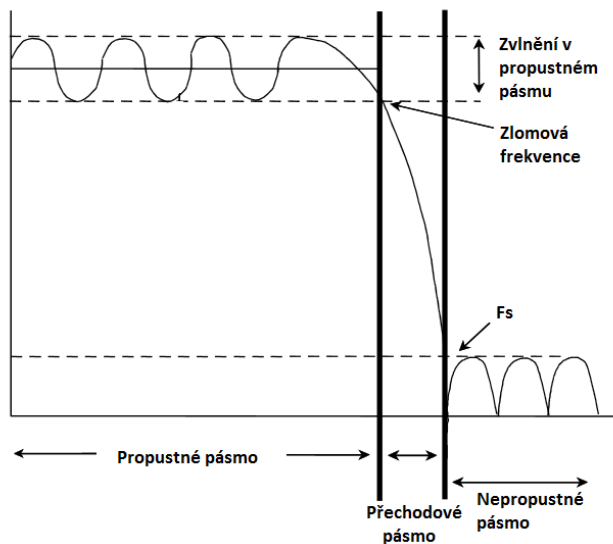
Ideální filtr má v propustném pásmu na frekvenční charakteristice všude stejné zesílení a v nepropustném je všude nula. Frekvence, kde se mění propustné pásmo na nepropustné, se nazývá mezní frekvence  $f_c$ . Obr. 2-2(A) zobrazuje ideální filtr dolní propust, kde propustné pásmo je na nízkých frekvencích a nepropustné na vysokých. U filtru horní propust na Obr. 2-2(B) je to obráceně.[5]



Obr. 2-2 Typy filtrů [5]

Spojením těchto filtrů do kaskády vznikne filtr pásmová propust na Obr. 2-2(C). Tento filtr má propustné pásmo mezi spodní mezní frekvencí a horní mezní frekvencí. Komplementární typ k tomuto filtru je filtr pásmová zadrž na Obr. 2-2(D), kde mezi dolní a horní mezní frekvencí je nepropustné pásmo.

Některé parametry jsou zobrazeny na Obr. 2-3. Mezní frekvence  $f_c$  je frekvence, kde amplituda odezvy filtru klesne o 3dB. Zvlnění v propustném pásmu udává hodnotu, o kterou se může lišit amplituda v propustném pásmu. Strmost v přechodovém pásmu poté udává řád filtru ( $M$ ).  $M$  je také počet pólů v přenosové funkci. Každý pól zvětšuje strmost o 20dB/dekádu.

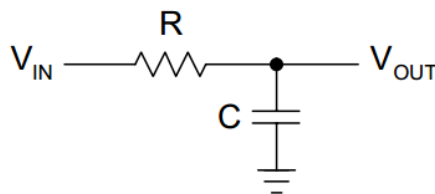


Obr. 2-3 Parametry filtrů [5]

### 2.2.1. Pasivní filtry

Pasivní filtry jsou filtry skládající se pouze z pasivních součástek, tedy jen z rezistorů, kondenzátorů a indukčností. Jejich výhodou je snadné zapojení bez nutnosti napájení aktivních součástek.

Příkladem nejjednoduššího pasivního filtru je filtr dolní propust 1.řádu RC, nebo také integrační článek na Obr. 2-4.



Obr. 2-4 Filtr RC dolní propust [5]

Jeho přenosová funkce je

$$G(s) = \frac{\frac{1}{RC}}{s + \frac{1}{RC}} = \frac{1}{1 + sRC} \quad (1)$$

kde  $s = j\omega$ .

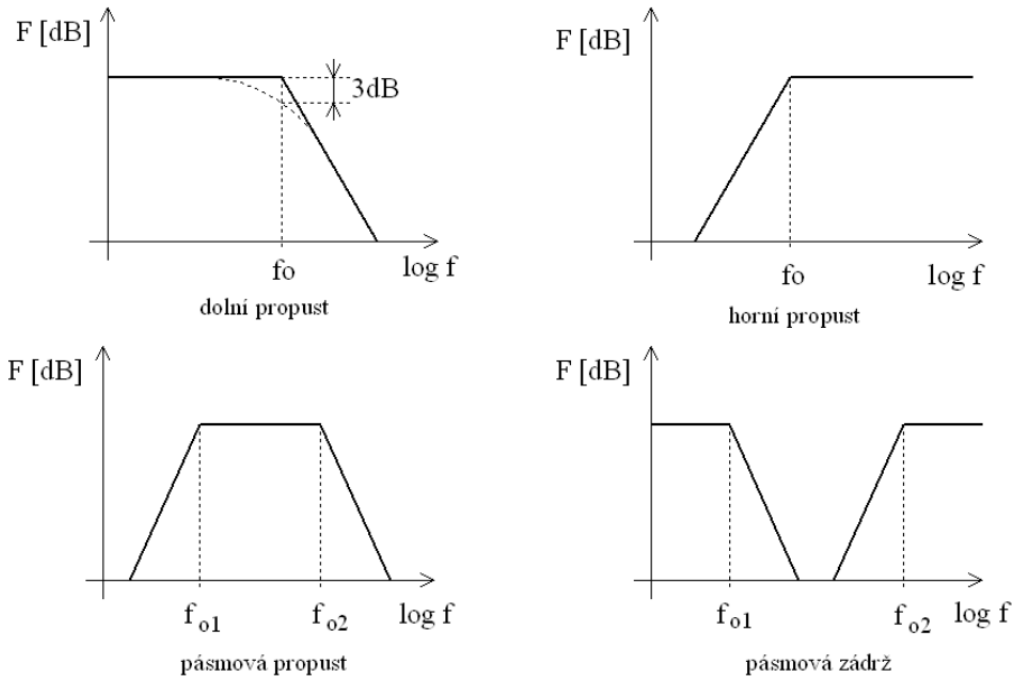
Logaritmičká amplitudová charakteristika je

$$|G(j\omega)|_{dB} = 20 \log 1 - 20 \log \sqrt{1 + \omega^2 R^2 C^2} \quad (2)$$

a fázová charakteristika

$$\varphi(\omega) = -\arctg\omega RC. \quad (3)$$

Frekvenční charakteristika je grafické znázornění frekvenčního přenosu v závislosti na  $\omega$ . Na Obr. 2-5 jsou zobrazeny frekvenční charakteristiky všech typů filtru.

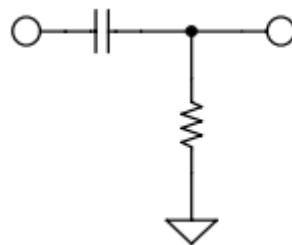


Obr. 2-5 Frekvenční charakteristiky filtrů [17]

Sklon klesání charakteristiky v nepropustném pásmu je pro filtr prvního řádu 20dB/dekáda. Nejdůležitější parametr filtru je jeho mezní frekvence  $f_c$ . Pro tento filtr se vypočte vztahem

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (4)$$

Filtr horní propust poté vznikne pouze prohozením kondenzátoru a odporu na Obr. 2-6.



Obr. 2-6 Horní propust [5]

Vyšší řády filtrů vznikají spojením více jednotlivých bloků a filtr pásmová propust nebo zádrž jejich kombinací. Jednotlivé bloky se ale navzájem ovlivňují, protože představují pro sebe

zátěž, proto nedostaneme požadované parametry jednoduchým spojením již vypočítaných filtrů prvního řádu.

Obecný tvar přenosu filtru n-tého řádu je

$$K(s) = \frac{U_{out}}{U_{in}} = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_0}{b_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_0} = K_0 \frac{\prod_i (s - n_i)}{\prod_j (s - n_j)} \quad (5)$$

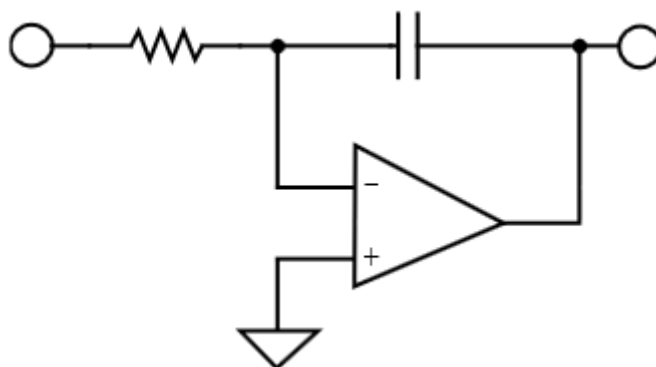
Kde  $n_i$  jsou nulové body a  $n_j$  póly přenosové funkce.

Nevýhoda pasivních filtrů je nemožnost zesílení signálu a také potřeba velkých induktorů pro malé frekvence. Induktory s malou tolerancí jsou také velmi drahé.

### 2.2.2. Aktivní filtry

Oproti pasivním filtrům, aktivní filtry obsahují ještě aktivní prvek v podobě operačního zesilovače. Je proto nutné řešit při návrhu ještě napájení. Zároveň jsou omezeny šířkou pásma operačního zesilovače a také rychlostí přeběhu. Největší výhodou je konstrukce bez induktorů a také možnost kaskádního řazení.

Nejjednodušším zapojením aktivního filtru je jednoduchý integrátor zobrazen na Obr. 2-7, který může být považován za filtr dolní propust o mezní frekvenci 0 Hz. Tento filtr má ve zpětné vazbě umístěn kondenzátor, jeho zesílení je tedy největší pro stejnosměrné napětí a dále pak klesá.

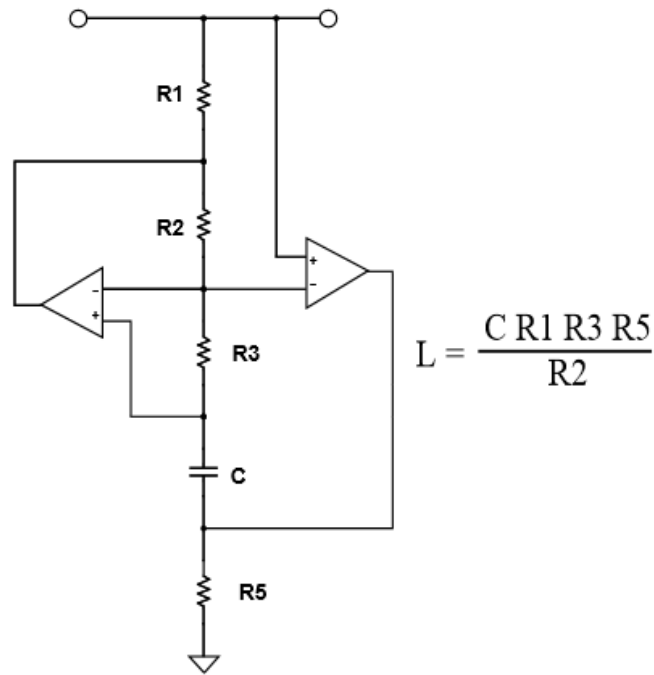


Obr. 2-7 Integrátor

Dalším typem aktivního filtru je FDNR (Frequency Depend Negative Resistor). Tento filtr vznikne ze struktury aktivní cívky na Obr. 2-8, což je obvod, který se chová jako cívka s hodnotou  $L$ ,

$$L = \frac{CR_1 R_3 R_5}{R_2} \quad (6)$$

Pokud je jeden odpor nahrazen kondenzátorem vznikne filtr FNDR.



Obr. 2-8 Aktivní cívka [5]

Jeho impedance je potom

$$Z = \frac{sC^2 R_2 R_4}{R_5}, \quad (7)$$

tato impedance se nazývá D a má hodnotu

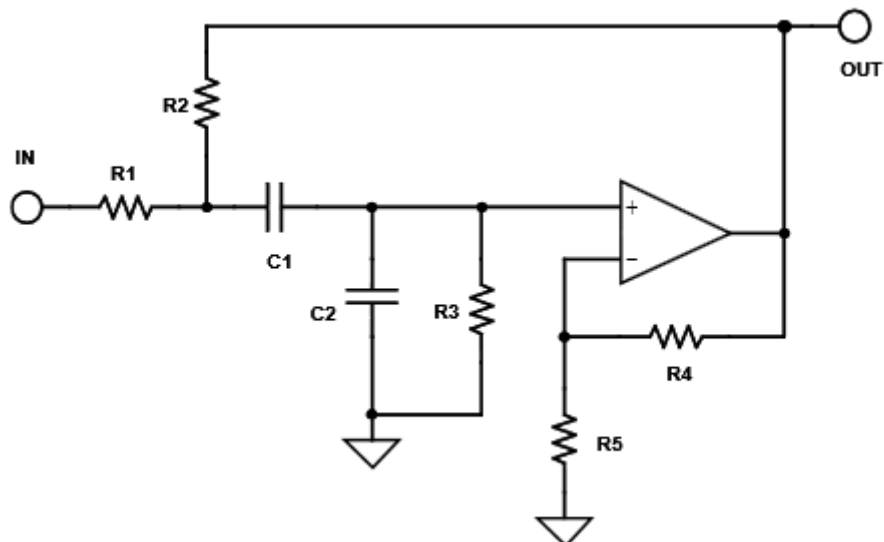
$$D = C^2 R_4, \quad (8)$$

když

$$C_1 = C_2 \text{ a } R_2 = R_5. \quad (9)$$

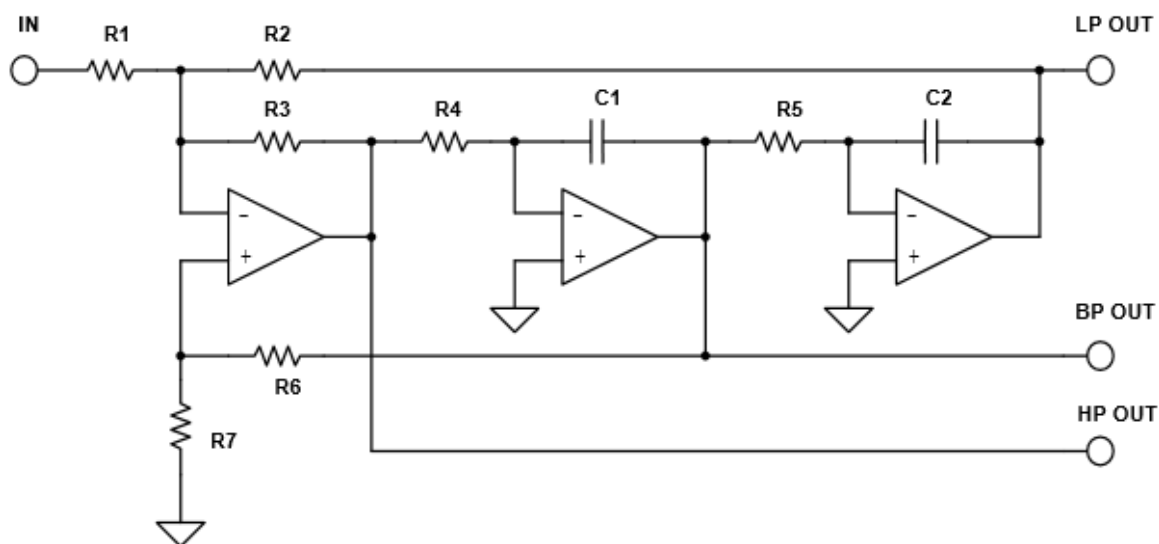
Největší výhodou FNDR filtrů je, že nejsou umístěné žádné operační zesilovače, které mohou způsobovat šum, v přímé cestě signálu. Také je relativně necitlivý na malé změny hodnot komponent.

Dalším typem zapojení aktivního filtru je zapojení Sallen-Key. Poprvé bylo představeno v roce 1955 R. P. Sallenem a E. L. Keyem. Patří k nepoužívanějším zapojením a to zejména kvůli malé závislosti na vlastnostech použitých operačních zesilovačů. Toho je dosaženo díky zapojení operačního zesilovače jako zesilovač a nikoliv jako integrátor, což minimalizuje požadavky na šířku frekvenčního pásma zesilovače. Lze tedy navrhovat filtry na vyšší frekvence než u jiných topologií. Další výhodou je malý rozdíl v použitém největším a nejmenším odporu. Na Obr. 2-9 je zobrazeno zapojení pásmové propusti.[5]



Obr. 2-9 Topologie Sallen-Key pásmová propust [5]

Na Obr. 2-10 je zobrazena topologie „State variable“. Toto zapojení nabízí nejpřesnější implementaci za cenu velkého počtu použitých součástek. Všechny parametry lze nastavovat nezávisle na sobě. Horní, dolní a pásmová propust jsou dostupné zároveň. Teplotní závislost a závislost na přesnosti součástek je minimální. Sekce integrátorů je více závislá na typu operačního zesilovače.[5]

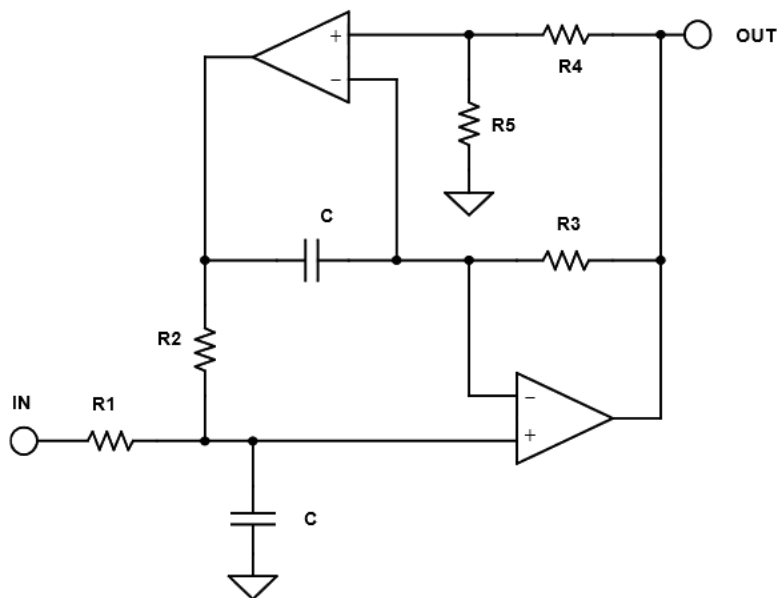


Obr. 2-10 State variable [5]

Mezní frekvence se nastavuje pomocí rezistorů  $R_4$  a  $R_5$ . Pomocí změny impedance  $R_2$  lze nastavovat zesílení dolní propusti a pomocí  $R_3$  zesílení horní propusti. Díky snadné změně parametrů filtru mohou být tyto parametry nastavované i elektronicky.[5]

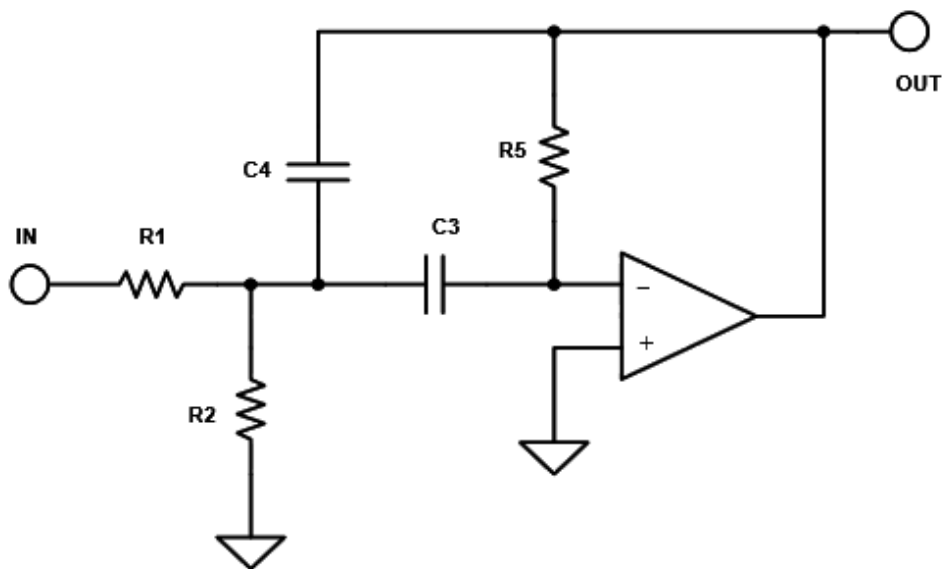


DAPB (Dual Amplifier Band-Pass) filtr je filtr pásmová propust složen ze dvou operačních zesilovačů na Obr. 2-11. Tento typ filtru je využíván pro vyšší frekvence, jeho citlivost na přesnost komponent je malá. Na mezní frekvenci má dvojnásobné zesílení.



Obr. 2-11 DAPB filtr [5]

Vybrané a použité zapojení při návrhu filtru v této práci se nazývá Multiple feedback na Obr. 2-12. V tomto případě je operační zesilovač zapojen jako integrátor. Kvůli tomu je závislost parametrů na použitém operačním zesilovači větší než u Sallen-Key. Tento filtr také posouvá fázi o  $180^\circ$ .



Obr. 2-12 Multiple feedback pásmová propust [5]

Vzorec pro výpočet parametrů je

$$\frac{-H\omega_0 s}{s^2 + \alpha\omega_0 s + \omega_0^2}. \quad (10)$$

Přenosová funkce

$$\frac{U_O}{U_{IN}} = \frac{-s \frac{1}{R_1 C_4}}{s^2 + s \frac{(C_3 + C_4)}{C_3 C_4 R_5} + \frac{1}{R_5 C_3 C_4} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}. \quad (11)$$

Při výpočtu zvolíme  $C_3$ , potom

$$k = 2\pi f_0 C_3, \quad (12)$$

$$C_4 = C_3, \quad (13)$$

$$R_1 = \frac{1}{Hk}, \quad (14)$$

$$R_2 = \frac{1}{(2Q-H)k}, \quad (15)$$

$$R_5 = \frac{2Q}{k}. \quad (16)$$

Kde  $Q$  je činitel jakosti filtru, někdy také udávaná jako  $\alpha$ ,

$$\alpha = \frac{1}{Q}. \quad (17)$$

Když je  $Q > 0,707$  ve frekvenční charakteristice filtru bude špička, pokud je  $Q < 0,707$  klesání frekvenční charakteristiky bude pozvolnější a začne dříve před mezní frekvencí.[5]

$H$  je potom požadované zesílení filtru.

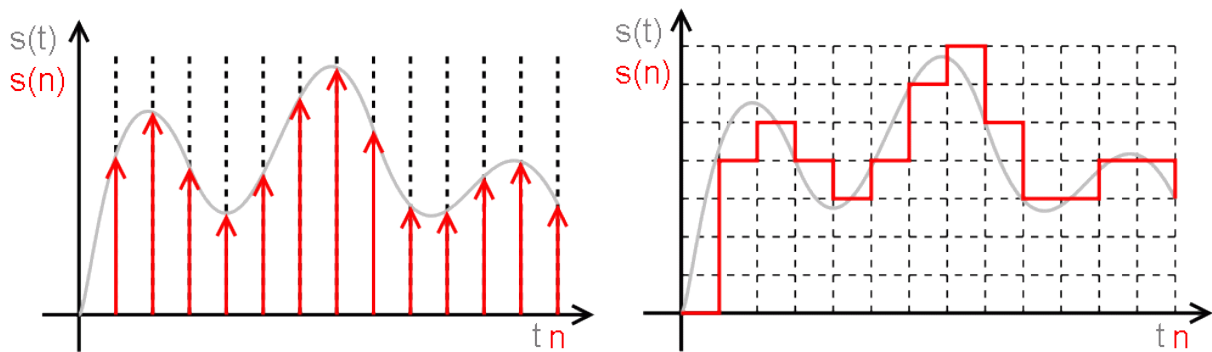
### 2.3.AD převodníky

Analogově digitální převodník je elektronické součástka zajišťující převod analogového signálu na digitální. Převod spočívá ve vzorkování a poté kvantování signálu.

Analogový signál je spojitý a dal by se tedy donekonečna zvětšovat a tím získávat větší detaily. Takto je ale nemožné signál dále zpracovávat pomocí mikrořadičů a dalších zařízení s omezenou datovou propustností. Proto se analogový signál digitalizuje pomocí AD převodníků.

### 2.3.1. Vzorkování a kvantování signálu

Nejprve se signál vzorkuje a to tak, že každý stejně dlouhý časový okamžik je zaznamenána hodnota signálu. Namísto spojitě křivky tak dostáváme množinu diskrétních bodů, jejichž četnost odpovídá zvolené vzorkovací frekvenci. Spojitá funkce  $s(t)$  popisující vstupní signál, se tedy transformuje na diskrétní posloupnost čísel  $s(n)$ . Příklad vzorkování je zobrazen na Obr. 2-13.



Obr. 2-13 Vzorkování a kvantování signálu [14]

Podle Shannonova teorému musí být ale vzorkovací frekvence zvolena tak, aby se ve vzorkovaném signálu nevyskytovala frekvence vyšší, než je polovina vzorkovací frekvence. Při nesplnění této podmínky dojde k nenávratnému zkreslení signálu, nazývaném aliasing. Proto se před AD převodníky umísťuje filtr s dolní propustí, takzvaný antialiasing filtr, který odstraní vyšší frekvence.

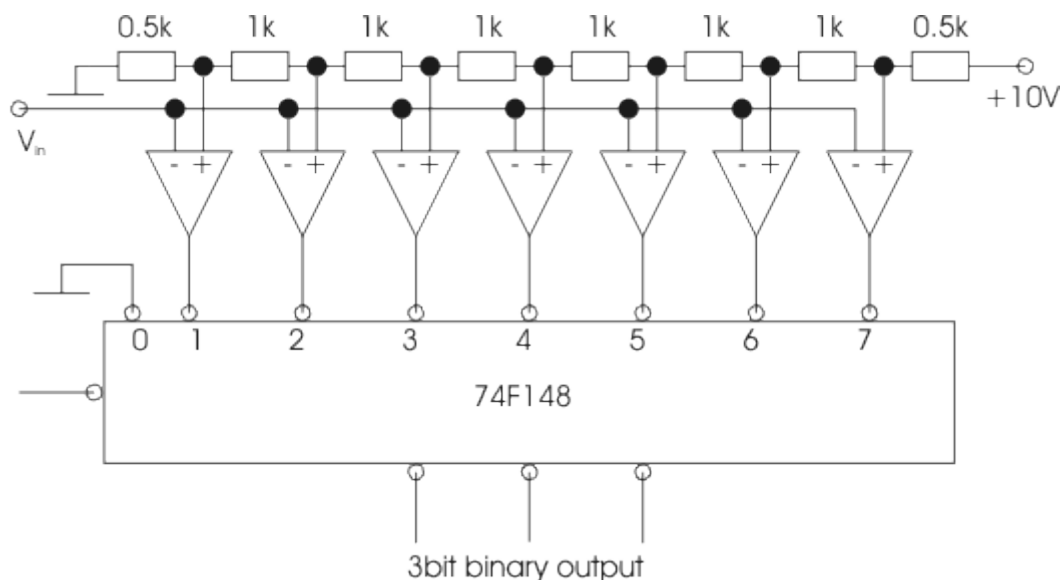
Zařízení, které zpracovávají digitální signál, dokáží ale interpretovat jeho hodnotu pouze s omezenou přesností. Proto výsledná hodnota vzorku signálu neodpovídá přesně změřené hodnotě, ale úrovni jakou dokáže AD převodník ještě rozlišit. Tento proces se nazývá kvantování a vzniká při něm kvantovací chyba (grafické znázornění je na Obr. 2-13). Ta se rovná vzdálenosti mezi původními a kvantovanými hodnotami. Největší možná chyba je  $+1/2$  nebo  $-1/2$  kvantizační úrovně. Kvantizační úroveň se získá pomocí rozlišení AD převodníku a jeho rozsahu. Například pokud je 12bit převodník a jeho rozsah je 5V, kvantizační úroveň neboli hodnota LSB se vypočte,

$$Q = \frac{\text{rozsah}}{2^{\text{rozlišení}-1}} = \frac{5}{2^{12}-1} = 1.22\text{mV}. \quad (18)$$

### 2.3.2. Paralelní AD převodník

Je to nejrychlejší AD převodník, převod probíhá v jednom časovém okamžiku. Tento převodník je složen z komparátorů, které porovnávají vstupní napětí s odstupňovaným referenčním napětím. To je odstupňované od nuly a s každým komparátorem se zvýší o hodnotu LSB (nejméně významný bit). Na rozlišení  $n$  bitů je nutné  $2^n-1$  komparátorů.

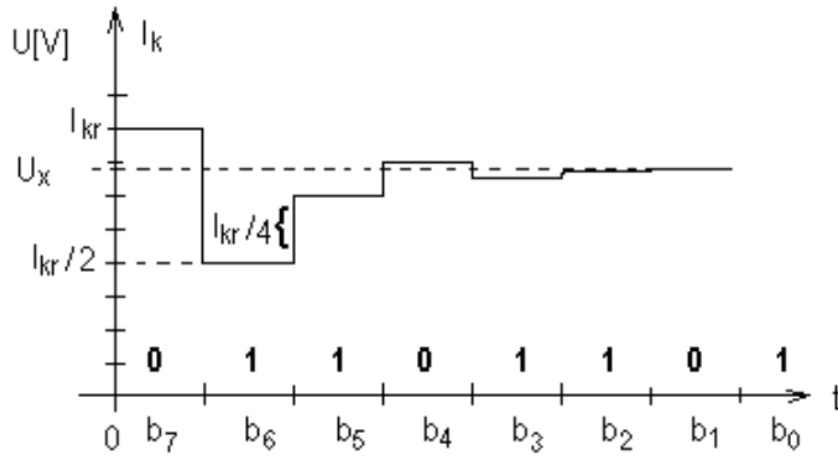
Vzorkování signálu se uskutečňuje zápisem výstupu komparátorů do logických obvodů. Všechny referenční napěťové úrovně na komparátorech nižší než je vstupní hodnota převodníku dají „1“ a další budou mít na výstupu „0“. V následujícím kroku už se jen dekódují pomocí dekóderu.[9] Na Obr. 2-14 je zobrazena struktura. Největší nevýhodou tohoto typu převodníku je nutnost velkého počtu komparátorů a také velmi přesného děliče napětí.[9]



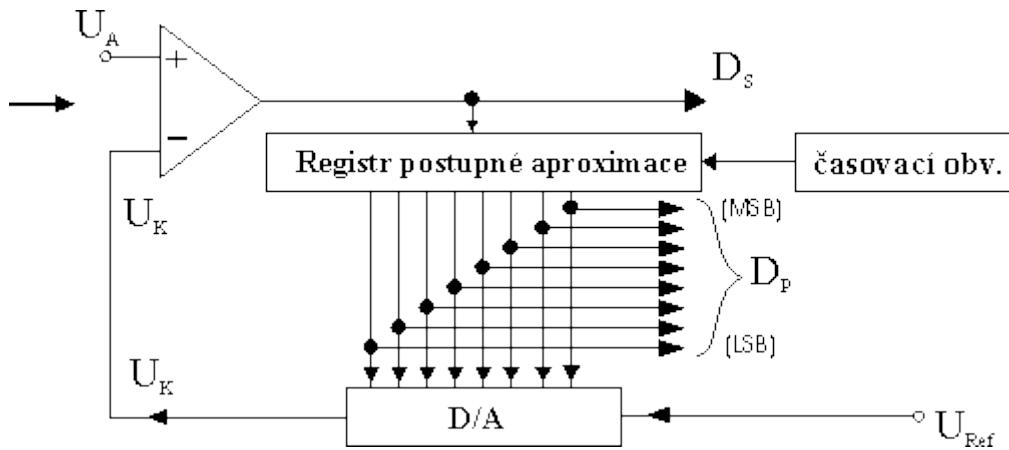
Obr. 2-14 Paralelní AD převodník [15]

### 2.3.3. S postupnou aproximací (SAR)

Tento převodník využívá oproti paralelnímu jen jeden komparátor a převod probíhá ve více cyklech. Pro konverzi je pro n-bitový převodník nutných n cyklů. A to tak, že se zkusmo nastavují jednotlivé váhové bity a to od MSB (nejvýznamnější bit) do LSB. Na začátku se v aproximačním registru MSB nastaví na „1“ a ostatní bity na „0“, tomu odpovídá výstup  $U_{ref}/2$ . Toto napětí se porovná v komparátoru s vstupním napětím ( $U_A$ ). Když je hodnota  $U_A$  vyšší ponechá se MSB na „1“, když nižší vrátí se na „0“. Takto se postupuje s každým dalším bitem až do LSB.[9] Princip převodu je zobrazen na Obr. 2-15. Struktura a funkce tohoto převodníku je zobrazena na Obr. 2-16.



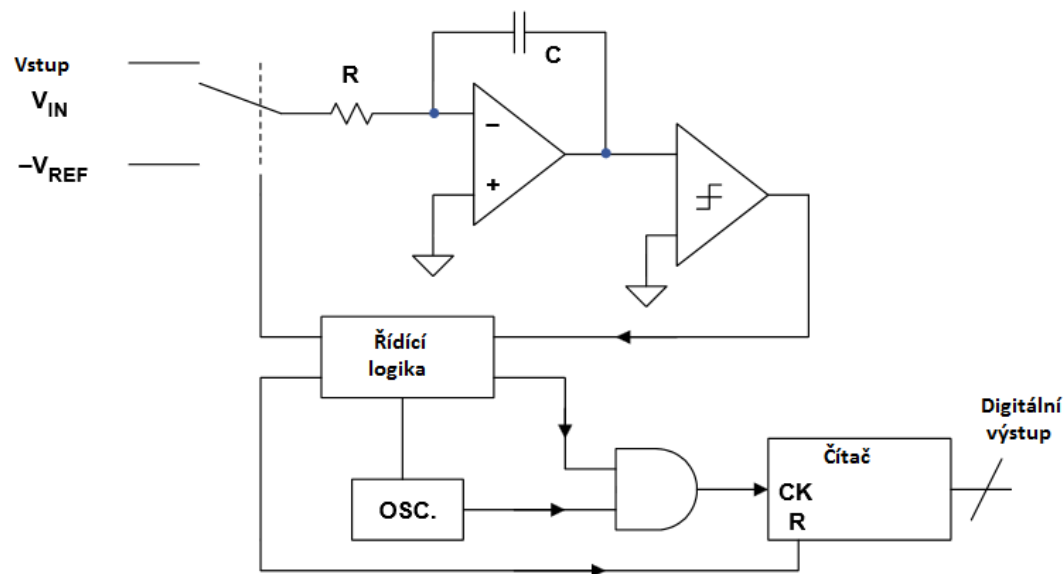
Obr. 2-15 Princip převodu aproximačního převodníku [9]



Obr. 2-16 Aproximační AD převodník [15]

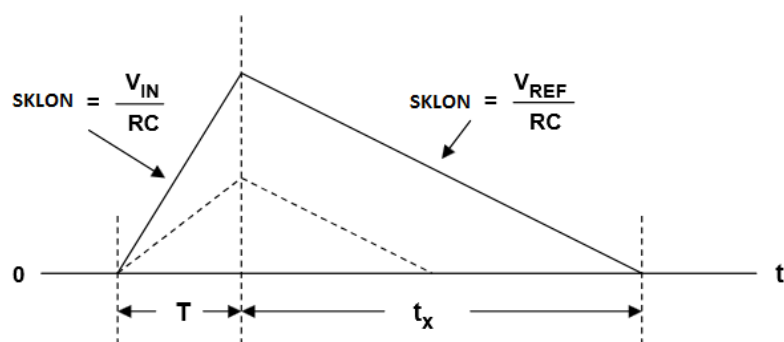
### 2.3.4. S dvojistou integrací

Tento převodník je nejvhodnější pro aplikace vyžadující vysokou přesnost převodu. Zjednodušené schéma je zobrazeno na Obr. 2-17.



Obr. 2-17 Schéma AD převodníku s dvojitou integrací

Vstupní signál jde do integrátoru, v ten samý čas je spuštěn čítač, který čítá hodinové pulzy. Integrační kondenzátor se tedy nabíjí a absolutní hodnota napětí na kondenzátoru se zvyšuje se strmostí danou velikostí vstupního napětí. Po uplynutí určitého času ( $T$ ), začne druhá fáze. Na integrátor je připojeno  $U_{ref}$  opačné polarity než vstupní napětí, v tom samém okamžiku se spustí znovu čítač. Hodnota napětí na kondenzátoru se začne zmenšovat, když dosáhne nuly, čítač je zastaven a celý okruh resetován. Průběh jedné konverze je znázorněn na Obr. 2-18. Výsledná hodnota se poté odvozuje od času, za který se napětí integruje do nuly.



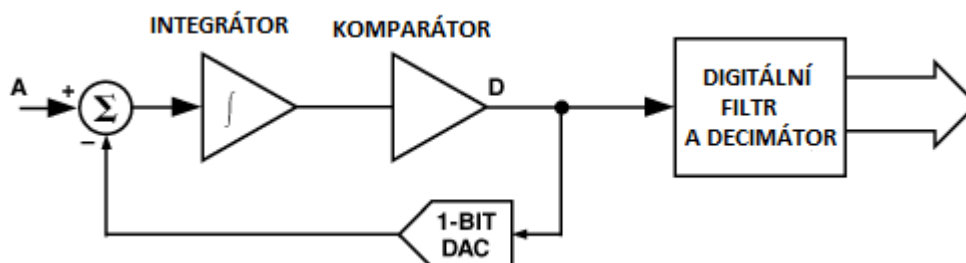
$$\frac{V_{IN}}{RC} T = \frac{V_{REF}}{RC} t_x$$

$$t_x = \frac{V_{IN}}{V_{REF}} T$$

Obr. 2-18 Průběh integrace

### 2.3.5. Sigma-delta

Tento typ převodníků se skládá z integrátoru, komparátoru a jednobitového DA převodníku, jak je znázorněno na Obr. 2-19.



Obr. 2-19 Schéma sigma-delta převodníku [13]

Výstup z DA převodníku je ve zpětné vazbě odečítán od vstupního signálu. Výsledný signál je potom integrován a pomocí komparátoru převáděn na 1-bitový výstup. Ten je poté vstupem do DA převodníku. Digitální data vystupující z tohoto AD převodníku jsou proud jedniček a nul. Hodnota vstupního napětí je poté závislá na hustotě proudu digitálních „1“ proudících z komparátoru. Tento proud bitů je poté filtrován pomocí digitálních filtrů a decimován na výsledný digitální výstup.[9]

Největší jeho výhodou je tvarování šumu. Pracuje tak, že posouvá spektrum hustoty energie na vyšší frekvence. Využívá se především pro signály o nízkých frekvencích pro vysokou přesnost převodu. Vzhledem k tomu, že vstup vzorkuje na mnohem větší frekvenci, není vždy nutné před tyto převodníky umisťovat anti-aliasing filtr. Díky většímu rušení při převodu, není vhodný pro vícekanálový převod.

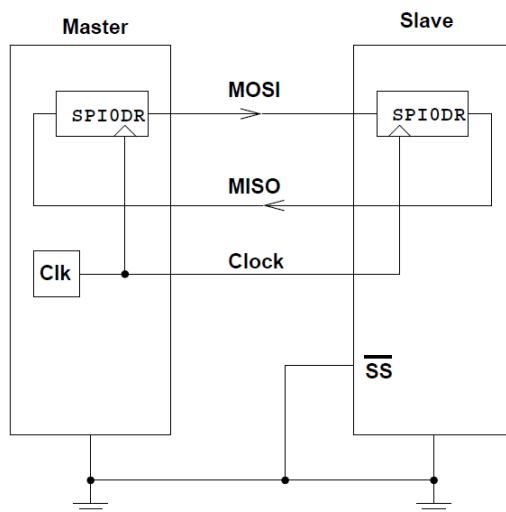
## 2.4. Použitá komunikační rozhraní

### 2.4.1. SPI

Externí sériová sběrnice (Serial Peripheral Interface) je v současnosti součástí mnoha digitálních zařízení. A to hlavně díky jednoduchosti zapojení a programového vybavení. Umožňuje komunikaci mezi dvěma i více zařízeními. Kde vždy jedno zařízení pracuje v režimu master a všechny ostatní v režimu slave. Zařízení, které pracuje v režimu master obsahuje hodinový generátor, ten je rozveden vodičem s označením SCK do všech ostatních zařízení. Díky tomu je umožněna obousměrná synchronní komunikace. Dále jsou zařízení propojeny vodiči s názvy MOSI (master out, slave in) a MISO (master in, slave out) pro přenos dat a posledním vodičem SS, který slouží pro výběr zařízení.

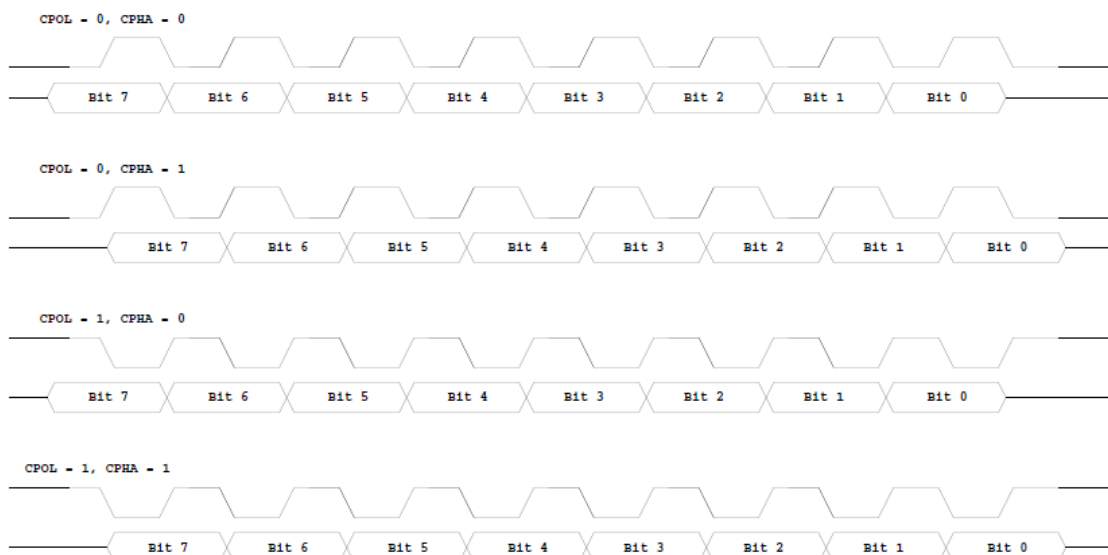
Nejjednodušší komunikace je v podstatě posouvání registru pomocí hodinového signálu. Na Obr. 2-20 je zobrazeno propojení dvou zařízení. Posuvný registr SPI0DR má velikost 8bitů a

slouží zároveň pro příjem a vyslání bitů. Pokaždé, když se registr posune o jeden bit doprava, vyšle se krajní bit přes vodič MOSI do slave zařízení, kde se posuvný registr rovněž posune doprava o jeden bit a krajní bit je vyslán pomocí vodiče MISO do zařízení master. Vysílání a příjem jednoho bitu tedy vždy probíhá současně.[12]



Obr. 2-20 Komunikace pomocí SPI [13]

Zařízení master generuje hodinové impulsy, jimiž je řízen a synchronizován posun registrů SPI0DR. Na Obr. 2-21 jsou znázorněny 4 možné tvary hodinového signálu s různým nastavením polariry a fáze.



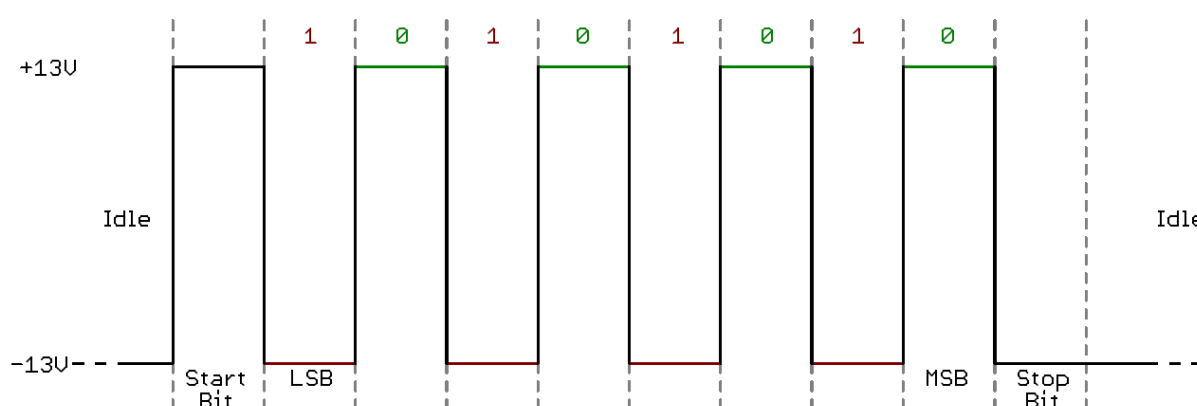
Obr. 2-21 Synchronizace přenášených dat hodinovým signálem [13]



## 2.4.2. RS232

Tento standart definuje sériovou asynchronní komunikaci pro přenos dat. Počet přenášených datových bitů je obvykle 8. Logická úroveň je reprezentována pomocí bipolárního napětí, kde logické 1 odpovídá záporné napětí a logické nule kladné napětí. Základní tři vodiče rozhraní jsou označeny pro příjem RxD pro vysílání TxD a společná zem GND.[16]

U asynchronní komunikace vysílač pošle nějaká data přijímači, který se po jejich přijmutí synchronizuje pomocí hrany start bitu. Každá datová sekvence se skládá z jednoho start bitu, poté následují data, za nimi může být paritní bit a za ním stop bit. Na Obr. 2-22 je zobrazen přenos jednoho datového paketu.



Obr. 2-22 Komunikace po RS232 [16]

## 2.5. Mikrořadiče a programování v C

Mikrořadiče se využívají v mnoha aplikacích, například ve spotřební elektronice, automobilovém průmyslu, měřicí technice atd. Mikrořadič je integrovaný obvod soustřeďující na jednom čipu základní funkce mikropočítačové struktury, tedy aritmeticko-logickou jednotku, paměť ROM, paměť RAM, vstupy, výstupy atd. Na svých vývodech obvykle nezpřístupňují signály sběrnice mezi mikroprocesorem, paměťmi a obvody rozhraní, není tedy možné prakticky rozšiřovat rozsah programu nad určitou mez. Program může být uložen v různých variantách paměti ROM.

### 2.5.1. Motorola MC9S12

Pro číslicovou úpravu a výpočet kurzu byl zvolen 16-bitový mikrořadič Motorola MC9S12XDT256. V tomto provedení má mikrořadič 256 Kbytu flash paměť, 16 Kbytu RAM paměť, 4 Kbyty EEPROM paměť. Dále obsahuje 3-krát sběrnici CAN, 2-krát SCI, 3-krát SPI a jednu I2C, celkem 59 vstupů a výstupů. Zdroj hodinového signálu o frekvenci 16 MHz pochází z externího zdroje. Blokové schéma mikrořadiče je vloženo v příloze.

MC9S12 má registry pro podporu běžných operací procesoru a také registry pro ovládání výstupních modulů. Procesorové registry pro běžné operace jako aritmetiku, logiku a tok programu. Vstupně/výstupní registry pak můžou být rozděleny na datové, řídicí a stavové registry. Tyto registry jsou umístěny v paměti, kde k nim lze přistupovat. Procesorové registry v paměti nejsou, jsou umístěny přímo na procesoru a nelze k nim tedy adresně přistupovat.

Procesorové 8-bitové registry A a B se nazývají akumulátory a jsou využívány pro základní výpočty a datové manipulace. Některé instrukce využívají jejich spojení, jako akumulátor D. X a Y se značí 16-bitové indexové registry, které jsou využívány pro indexování v adresovém módu. SP neboli stack pointer je registr, který ukazuje na poslední používané místo na haldě. Toho je využíváno hlavně při volání přerušení. Programový čítač je registr, který má vždy hodnotu adresy následující instrukce.

Mikrořadič podporuje 8 a 16 bitové typy integer a 16-bitové adresy. Byte se skládá z 8 bitů, slovo je složeno ze dvou navazujících bytů, kde významnější byte je na adrese s nižší hodnotou.

### 3. Návrh a realizace hardwaru

Vlastnosti feromagnetické sondy byly již popsány v mé Bakalářské práci. Pro určení kurzu je důležitá 2. harmonická složka výstupního napětí ze senzorů.

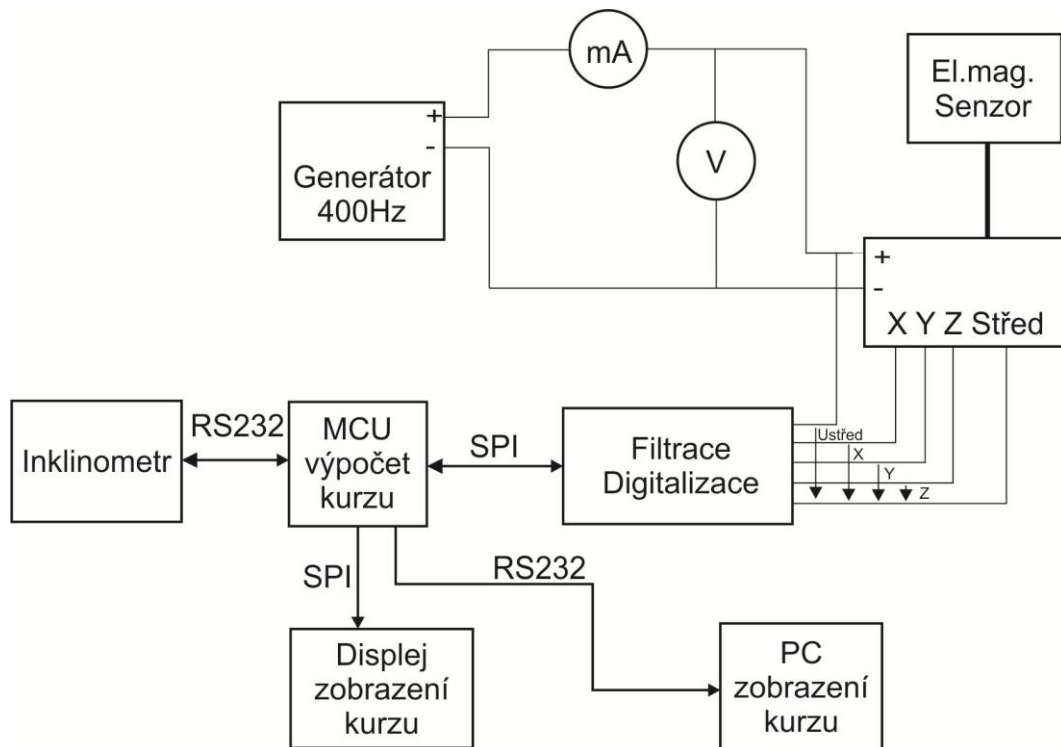
Při realizaci systému bylo nejprve nutno určit, jak signál před digitalizací upravit. Již v [6] bylo zjištěno, že k určení 2. harmonické složky signálu je vhodnější filtrace před použitím Fourierovo transformace.

Vzhledem k vlastnímu návrhu desky plošných spojů mohla být filtrace realizována pomocí digitálního filtru na digitalizovaný signál pomocí mikrořadiče, nebo návrhem vlastního analogového filtru. Při digitální filtraci všech čtyřech signálů by ale docházelo k velké výpočetní zátěži mikrořadiče. Také by bylo nutné umístit před AD převodník antialiasingové filtry, proto bylo rozhodnuto filtrovat 2. harmonickou složku analogově před vstupem signálu do AD převodníku. Pro filtraci byly navrženy aktivní filtry pásmová propust 800 Hz a filtr dolní propust se zlomovou frekvencí 400 Hz. Jejich výhody oproti pasivním filtrům již byly popsány v kapitole 2.2.

Dále bylo nutné signál zesílit. Zesílení signálu nebylo realizováno už pomocí vhodného návrhu filtrů z důvodu možného dalšího šumu přidaného operačními zesilovači, proto byl vybrán AD převodník s možností zesílení vstupního signálu před digitalizací.

Digitalizovaný signál je pomocí SPI přenášén do mikrořadiče, kde je dále zpracováván a poté zobrazen na digitálním displeji a pomocí sériové linky přenesen do PC a graficky zobrazen na monitoru.

### 3.1. Popis celého systému



Obr. 3-1 Blokové schéma

### 3.2. Výběr vhodného AD převodníku

Komponenty byly vybírány na základě vlastností feromagnetické sondy. Maximální velikost napětí 2. harmonické výstupního signálu jednotlivých senzorů je  $U_{pp} = 0,09 \text{ V}$ . Odstup signálu od šumu a počet efektivních bitů je

$$SNR_{dB} = 20 \log_{10} \frac{A_{signal}}{A_{\text{šum}}} = 20 \log_{10} \frac{36,9}{0,05} = 57,36 \text{ dB}, \quad (19)$$

$$ENOB = \frac{57,36 - 1,76}{6,02} = 9,23 \text{ bits}. \quad (20)$$

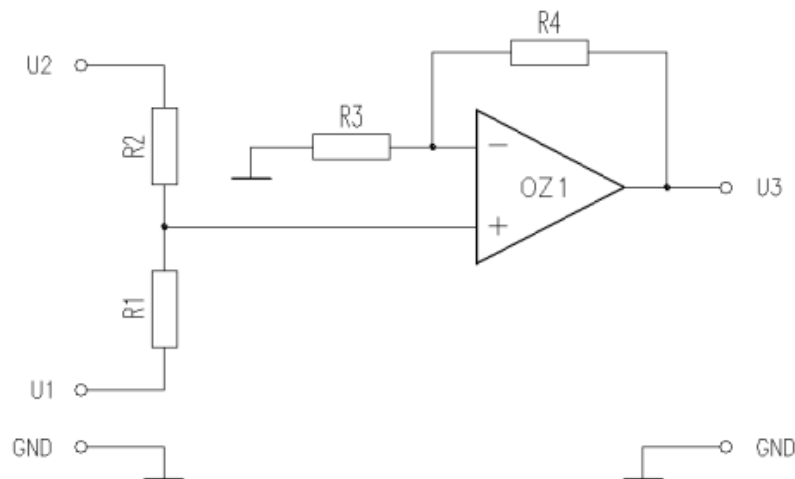
Z výstupního signálu sondy vyplývají požadavky na AD převodník, jako je minimální odstup signálu od šumu, minimální počet efektivních bitů, vzorkovací frekvence a rozsahu vstupního signálu do AD převodníku. Vzhledem k malé amplitudě výstupního signálu, je nutno signál zesílit pro vyplnění co největšího rozsahu AD převodníku. Zároveň je nutné digitalizovat čtyři signály zároveň.

Tyto požadavky splňuje vybraný AD převodník od Texas Instruments ADS7871, který má programovatelné zesílení na vstupu až 20-krát, rozlišení 14 bit a vzorkovací frekvenci 48 kHz

a rozhraní SPI. Také 8 vstupů, které lze použít buď jako jednotlivé vstupy vůči zemi, nebo jako 4 diferenciální vstupy.

### 3.3. Obvodové schéma

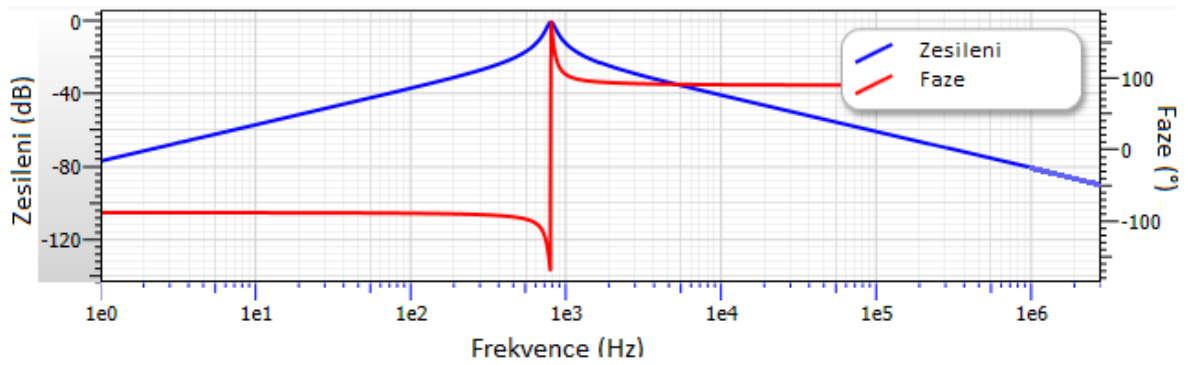
Výstupní signály z Fluxgate senzorů jsou nejprve filtrovány filtrem pásmová propust, referenční signál filtrem dolní propust. Vzhledem k tomu, že vybraný AD převodník je unipolárním a nelze tedy na jednotlivé vstupy přivést záporné napětí, vstupy jsou zapojeny jako diferenční, kde vždy jeden vstup je referenční napětí a druhý vstup už filtrovaný signál, ke kterému je ještě přičtena stejná reference pomocí sčítače napětí. Obvodové řešení sčítače napětí je zobrazeno na Obr. 3-2, kde  $R1=R2=R3=R4=10k\Omega$ . Zapojení bylo navrženo neinvertující, aby mohl být použit jednodušší zesilovač napájený unipolárně. Vzhledem k tomu, že je nutné takto upravit všechny čtyři signály vstupující do AD převodníku je potřeba čtyř operačních zesilovačů, proto byl vybrán čtyř-kanalový operační zesilovač od Texas Instruments TLC274.



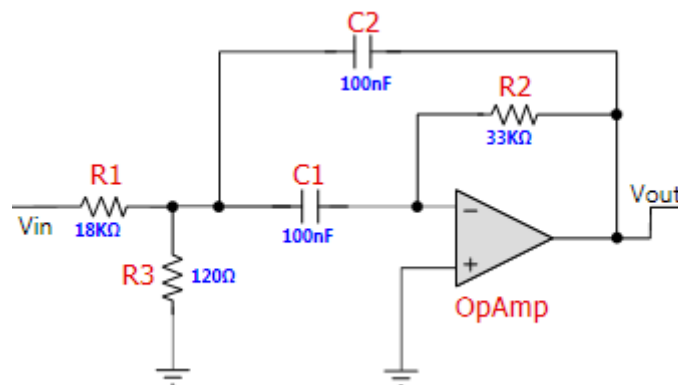
Obr. 3-2 Přičítání reference

#### 3.3.1. Návrh analogového filtru

Filtr pro získání 2. harmonické složky byl navrhnout pomocí programu FilterPro Desktop od Texas Instruments. A to typu Butterworth 2. řádu pásmová propust 800 Hz zapojení Multi-feedback. Na Obr. 3-3 je zobrazena frekvenční charakteristika navrhnutého filtru a na Obr. 3-4 výsledné zapojení.

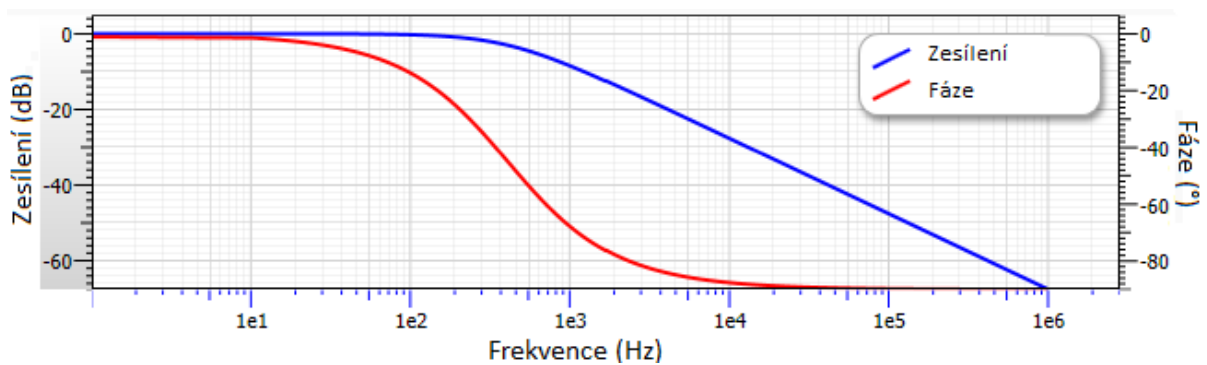


Obr. 3-3 Frekvenční charakteristika filtru pásmová propust

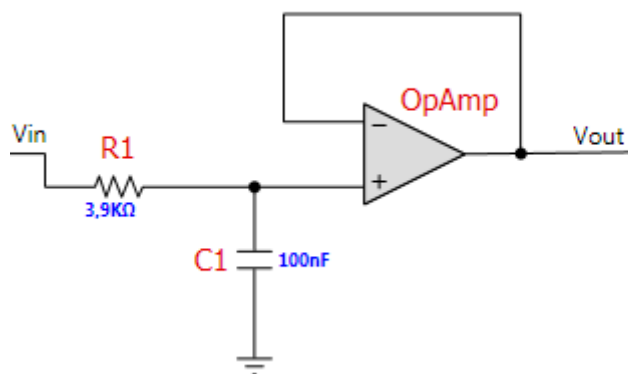


Obr. 3-4 Zapojení filtru pásmová propust

Referenční signál nutný pro určení fáze 2. harmonické je pouze 400 Hz z generátoru napětí, proto je filtrován jen filtrem typu Butterworth dolní propust prvního řádu. Frekvenční charakteristika je na Obr. 3-5 a zapojení filtru na Obr. 3-6.



Obr. 3-5 Frekvenční charakteristika filtru dolní propust



Obr. 3-6 Zapojení filtr dolní propust

Pro tyto dva filtry byl vybrán nízko šumový operační zesilovač TL074 od Texas Instruments, který je 4 kanálový.

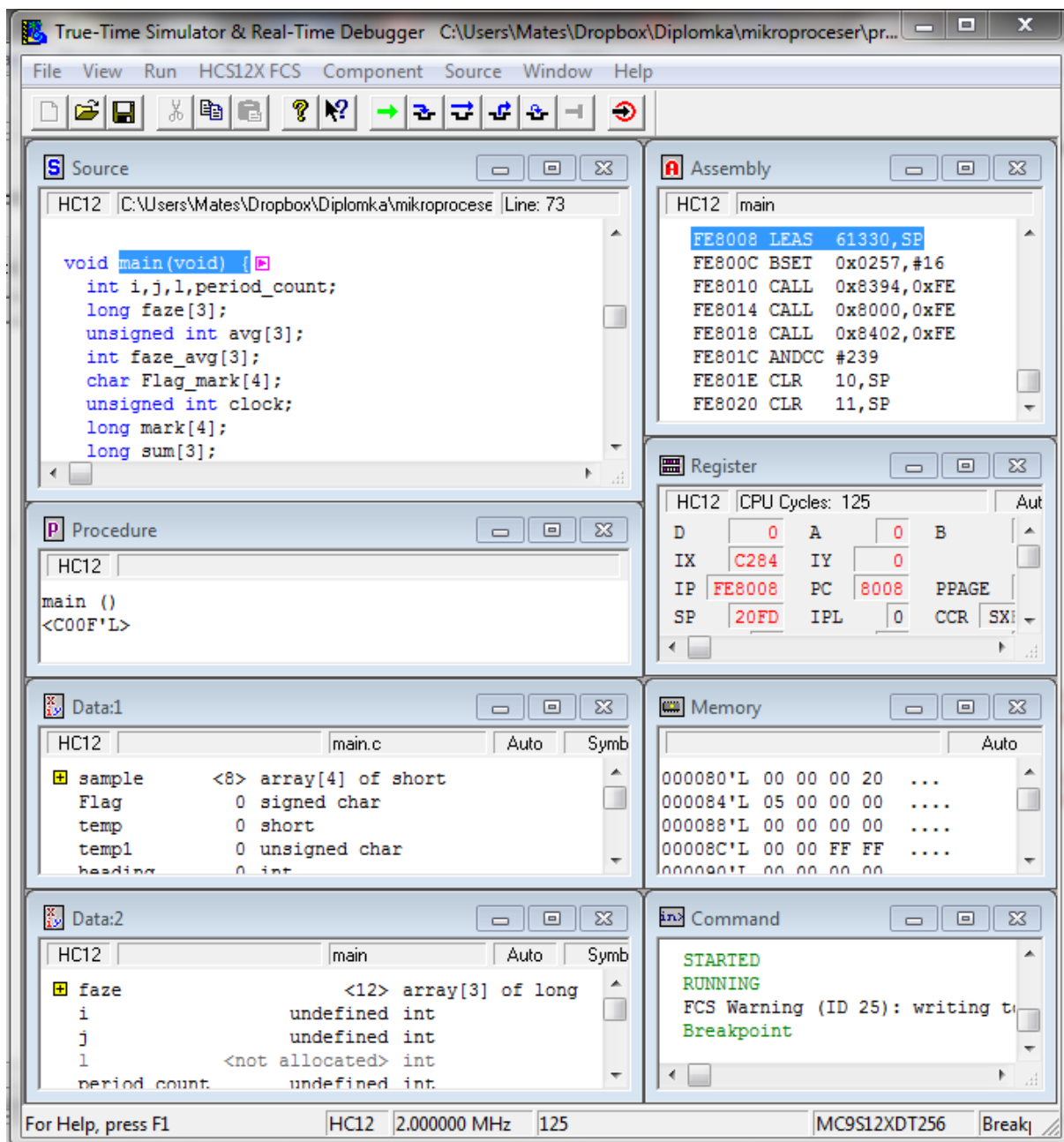
### 3.4.Návrh desky plošných spojů

Deska byla navržena pomocí programového prostředí Altium. Schéma a celý návrh desky plošných spojů je přiložen v příloze. Vzhledem k tomu, že AD převodník nedokázal dodávat požadované referenční napětí, bylo referenční napětí dodáváno z přidaného referenčního zdroje MCP1701A o napětí 2,5 V.

## 4. Návrh software

### 4.1.Použitý programátor a překladač

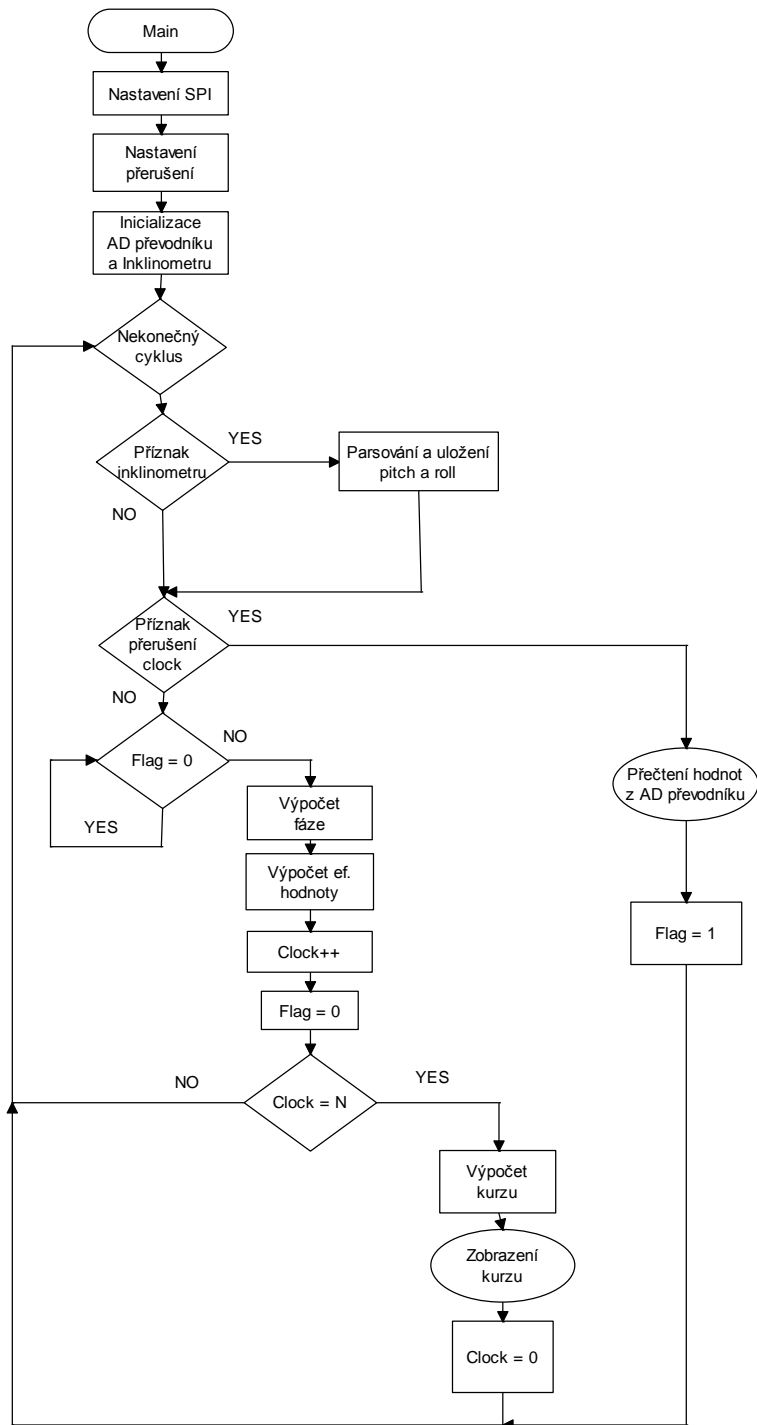
Mikrořadič je programován pomocí programátoru USB BDM Multilink Cable od firmy P&E. Program je psán v prostředí CodeWarrior Development Studio pro S12(X). V tomto prostředí je vytvořený pomocí šablon pro MC9S12 projekt. Automaticky je vytvořena knihovna, která popisuje všechny registry a přerušení a také program pro základní obsluhu mikrořadiče. Program je testován pomocí programátoru a debuggeru, který je součástí prostředí CodeWarrior. Na Obr. 4-1 je zobrazeno prostředí debuggeru. Mikrořadič obsahuje debugový systém pracující na pozadí. Tento systém je implementován hardwarově pomocí vestavěného modulu. Díky tomu můžou některé aktivity při debugování probíhat zároveň s činností procesoru. Modul používá procesorové mrtvé cykly během toho, kdy procesor normálně pracuje. Pokud je to ale nutné, může využít i cykly hlavního programu. Modul komunikuje s mikrořadičem sériově pomocí BKGD pinu.



Obr. 4-1 Prostředí debuggeru

V prostředí debuggeru je vždy zobrazen zdrojový kód v C, dále jednotlivé instrukce jaké se provádějí v assambleru, spuštěné procedury, registry procesoru, používané proměnné a jejich hodnoty a stav paměti mikrořadiče.

## 4.2. Vývojový diagram



Obr. 4-2 Vývojový diagram

## 4.3. Struktura programu

Celý zdrojový kód je vložen na příloženém CD. Zde jsou popsány jednotlivé funkce programu.



## **SPI.c**

*interrupt void RTI\_ISR(void)*

obsluha přerušení, provede se vzorkování a načtení všech 4 signálů

*static void RTIInit(void)*

inicializace přerušení

*void delay(unsigned short time)*

zpoždění o požadovaný počet taktů hodin mikrořadiče

*void SPI0Init(void)*

nastavení registrů SPI0 tak, aby mohla probíhat komunikace s AD převodníkem

*void SPI1Init(void)*

nastavení registrů SPI0 tak, aby mohla být provedena inicializace segmentového displeje

*void initAD(void)*

nastaví požadované vlastnosti AD převodníku

*void segment(int c)*

rozdělení hodnoty na jednotlivé číslice a zapsání na displej

*void MAX7219\_INIT()*

inicializace segmentového displeje

## **count.c**

*float atanLibr(int x, int y)*

funkce, která počítá arkustangens ze souřadnic x,y a vrací kurz ve stupních, k výpočtu arkustangens využívá funkce atan z knihovny math.h

*float kurz(int x,int y,int z)*

je zde pomocí údajů z inklinometru kompenzována hodnota na jednotlivých senzorech z těchto hodnot vrací souřadnice x a y

*int value\_sign(int value,int faze)*

rozhoduje od jaké velikosti fáze je hodnota na senzoru záporná

## **LUT.c**

*unsigned int LUTatan(int arg)*

funkce, jejímž vstupem je integer od 0 do 99 a vrací úhel ve stupních od 0° do 45°

## **main.c**

*void main(void)*

volá všechny funkce pro inicializaci, obsahuje nekonečný cyklus, kde je ze vzorkovaného signálu počítána absolutní střední hodnota signálu a také fázový posun signálu

*void AS1\_SendString(char\* str)*

funkce, které posílá pole znaků, znak po znaku na sériovou linku AS1

*void AS2\_SendString(char\* str)*

funkce, které posílá pole znaků, znak po znaku na sériovou linku AS2

*void tilt\_init(void)*

inicializuje nastavení libely

*byte tilt\_parsing(char\* data, byte sw)*

parsování pole znaků přijatého od libely

## **AS1.c, AS2.c**

Tyto funkce byly vygenerovány pomocí nástroje, který se součástí prostředí CodeWarrior. Implementují asynchronní sériovou komunikaci. Je zde nastavena parita, šířka slova, rychlost a další vlastnosti.

## **Events.c**

*void AS2\_OnRxCharExt(AS2\_TComData Chr)*

obsluha přerušení od libely

## **4.4.Komunikace s externími zařízeními**

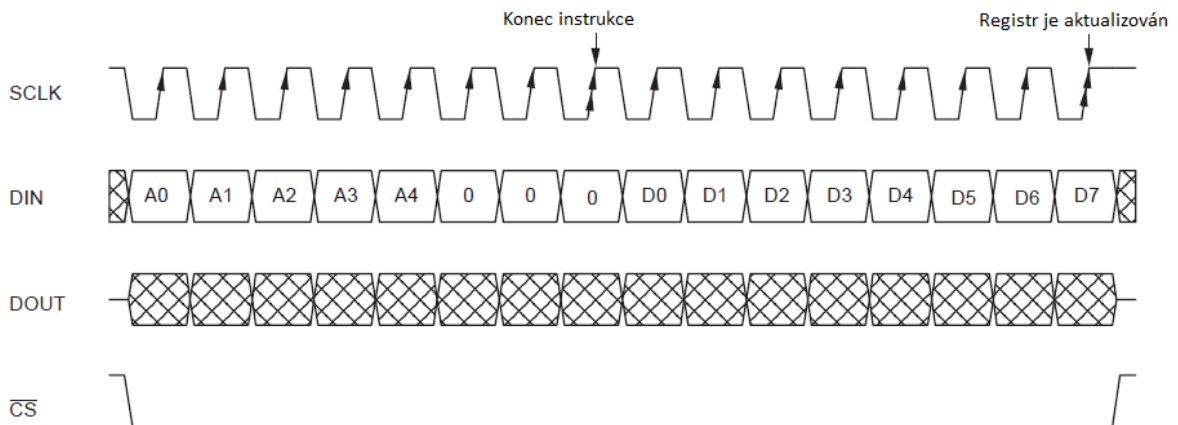
### **4.4.1. AD převodník**

S AD převodníkem AD7871 je komunikováno pomocí sběrnice SPI, jejíž funkce byla popsána v kapitole 2.4.1. Nejprve jsou nastaveny všechny registry mikrořadiče, potřebné ke správné funkci SPI. Pomocí registru SPI0CR1 je nastaven mikroprocesor jako master zařízení, také je nastavena potřebná polarita a fáze SCK signálu. Registrem SPI0BR je nastavena frekvence SPI na 2,5 MHz. Vysílaná a přijímaná data jsou zapisována do datového registru SPI0DR. Bit SPIF stavového registru SPI0SR je nastaven na konci přenosu, vynulován je pomocí čtení SPI0SR registru. Bit SPTEF je nastaven, pokud je

datový registr prázdný, vynulován může být pomocí čtení SPI0SR následovaném zápisem do SPI0DR.

Komunikace s AD převodníkem probíhá buď v „přímém módu“ nebo „registrovém módu“. Mezi těmito módy je voleno pomocí bitu D7 v prvním posílaném instrukčním bytu. Pokud je hodnota bitu D7 0, jde o registrový mód. Další obsah instrukčního bytu je potom adresa registru, ze kterého se má číst, nebo do kterého bude zapisováno. Pokud je registr vyčítán, jeho hodnota je vyslána hned po odeslání celého instrukčního bytu. Pokud je do registru zapisováno, po instrukčním bytu následuje požadovaná hodnota. V přímém módu je hodnota bitu D7 v instrukčním bytu 1, další obsah je potom požadované zesílení při konverzi a také konfigurace multiplexeru. Konverze potom začíná ihned po zapsání instrukčního bytu.

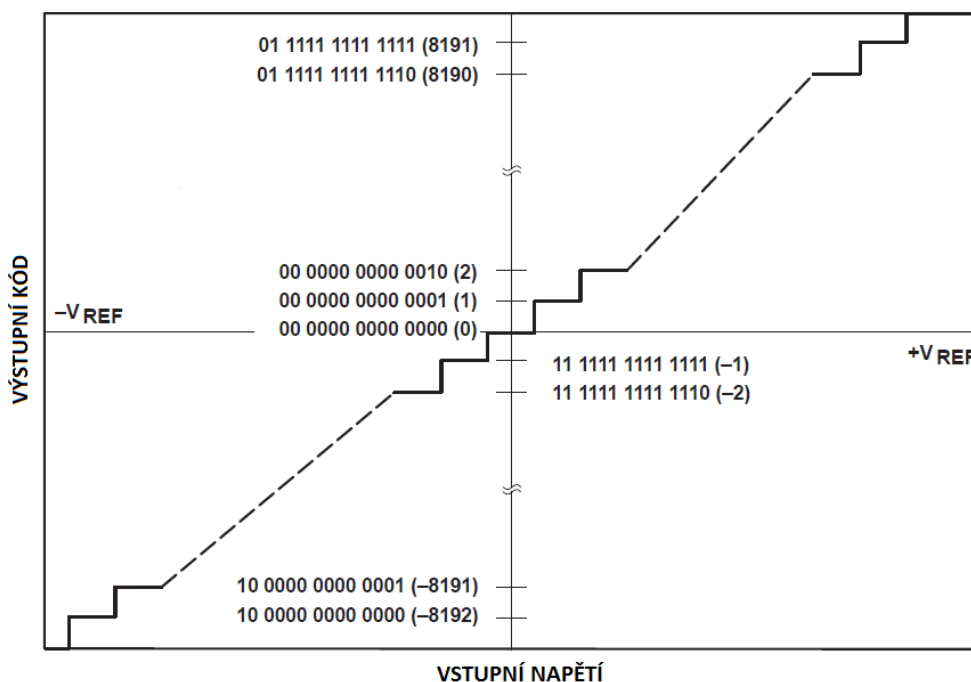
V tomto případě je nejprve pomocí zapsání do „Ref/Oscillator Control Register“ AD převodníku zapnuta interní reference a hodiny. Na Obr. 4-3 je zobrazen časový průběh zápisu do registru po SPI sběrnici. Kde první byte je adresa registru a poté následuje hodnota, která má být do registru zapsána.



**Obr. 4-3 Časový průběh zápisu do registru AD převodníku**

Zapsáním do registru „AD Control Register“ je nastaven mód vyčítání po konverzi, tak aby byla hodnota odeslána ihned po dokončení konverze a nemusel se zvlášť vyčítat datový registr.

Signál je takto vzorkován frekvencí 4906 Hz na každém kanálu. Kdy každou vzorkovací periodu je vyslán instrukční byte pro začátek konverze pro každý ze čtyř vzorkovaných signálů. Paket odesílaný po konverzi je poté složen ze dvou bytů, kde nejvyšších 14bitů jsou vzorkovaná data, předposlední bit je vždy 0 a poslední udává, zda konverze proběhla úspěšně. Data jsou kódována v komplementárním kódu, jak je zobrazeno na Obr. 4-4.



**Obr. 4-4 Výstupní kód v závislosti na vstupním napětí**

Z přečtených vzorků je poté z každých 2048 vzorků vypočítaná absolutní střední hodnota napětí všech kanálů. Protože i při natočení sond, tak že jsou kolmé na vektor magnetické intenzity, není 2. harmonická složka nulová je tato hodnota dále odečítána. Vzhledem k tomu, že každá ze tří sond má trochu jinou citlivost, maxima 2. harmonické jsou různé. Proto jsou výsledné hodnoty normalizovány tak, že jsou vyděleny maximem dosaženém na konkrétním senzoru.

Referenční signál digitalizovaný pro výpočet fáze a tedy určení polarity indukovaného napětí na sondách má frekvenci 400 Hz. Fáze je počítána jako doba, která uplyne od průchodu referenčního signálu nulou do průchodu nulou signálu, jehož určujeme fázi. Doba je měřena pomocí počtu vzorků.

#### **4.4.2. Inklinometr**

Pro měření náklonu senzoru, byl použit inklinometr Ez-tilt 3109, který k měření náklonu využívá libely. Náklon měří ve dvou osách. S mikrořadičem komunikuje pomocí sériové sběrnice. Kdy při spuštění jsou mikrořadičem poslány instrukce pro nastavení inklinometru. Poté zasílá inklinometr s periodou 5 ms informaci o náklonu. Tato zpráva je poté parsována znak po znaku, kdy data následující po znaku R patří úhlu náklonu a data následující po znaku P úhlu sklonu. Tyto hodnoty jsou dále ukládány do proměnné typu float a jsou dále využívány ke kompenzaci náklonu.

#### 4.4.3. Segmentový displej

Pro číselné zobrazení kurzu je použit 7-segmentový LED displej. Ten je složen z pěti číslic. Pro komunikaci s mikrořadičem je použit řadič MAX7221. Díky němuž lze komunikovat s displejem pomocí sběrnice SPI. Komunikace probíhá pomocí 16-bitových paketů, kde prvních 8-bitů je adresa registru a druhých 8-bitů potom požadovaná hodnota registru. CS musí být nastaveno na 0, aby došlo k přenosu dat přes SPI. Tyto data jsou posunuty do 16-bitového přijímacího registru řadiče. Po přenosu je poté nastaven pin CS na 1 a instrukce z přijímacího registru se provede. Pomocí registrů v řadiči lze nastavit kódování, intenzitu displeje a mód displeje. Datový paket s informací o tom co se má zobrazit na displeji se skládá z prvního adresního bytu, který určuje pro jaký digit je hodnota posílaná a druhého bytu s informací jakou číslici zobrazit.

Kurz je na displeji zobrazován s přesností na jedno desetinné místo. Před zobrazením je hodnota ještě filtrována pomocí sedmi bodového filtru typu klouzavý průměr.

#### 4.4.4. PC

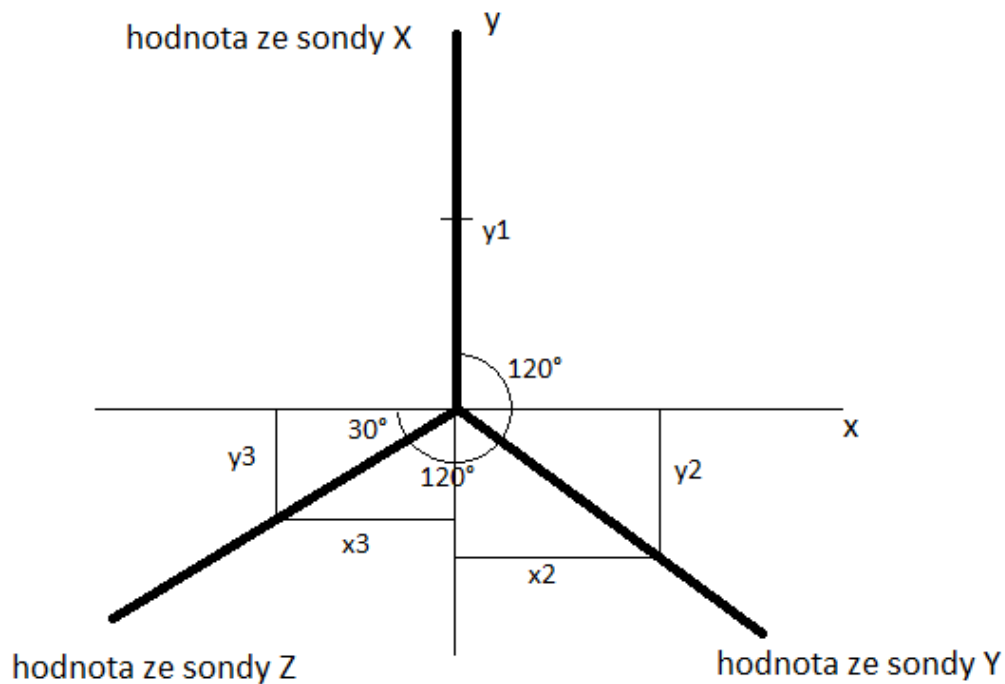
Mikrořadič komunikuje s PC pomocí sériové linky SCI. Konkrétně pro vysílání slouží TXD pin a pro přijímání RXD pin. Toto rozhraní má ale úroveň v logice TTL, tedy kdy napětí 0V odpovídá „0“ a napětí 5V odpovídá „1“. Proto je na desce mikrořadiče ještě čip ICL232CBE, který převádí TTL logiku do RS232 logiky. Pomocí převodníku RS232/USB je potom mikrořadič propojen s PC. Pro požadovanou funkci SCI sběrnice musí být přepsány odpovídající registry. SC0BDH a SC0BDL nastaví potřebnou rychlost přenosu. Kontrolní registry SC0CR1 a SC0CR2 určují další vlastnosti přenosu. Stavové registry SC0SR1 a SC0SR2 poté udávají informace o probíhajícím přenosu. Vysílaná nebo přijímaná data jsou poté zapisovány registru SC0DRL. Posílaný datový paket se pak skládá z jednoho start bitu, následovaného 8 datovými bity a na konci stop bitu. Data jsou posílána ve formátu LSB.

Převodník RS232/USB se pak chová v PC jako virtuální sériová linka, lze s ním tedy komunikovat jako by byla zapojena přímo RS232. V programovém prostředí Visual Studio 2013 je napsána v jazyce C# komunikace po sériové lince. Mikrořadič posílá informaci o vypočteném výsledném kurzu, náklonu libely a také střední hodnoty napětí na všech třech senzorech. Přijatá data jsou poté zpracována a dále zobrazována.

#### 4.5. Algoritmus pro výpočet kurzu

Algoritmus vychází z algoritmu, který byl navrhnout v mé Bakalářské práci[6]. Tam byl implementován v programovém prostředí Matlab. V tomto případě byl modifikován pro výpočet na mikrořadiči a přepsán do jazyka C. Algoritmus využívá geometrii rozmístění sond,

jak je znázorněno na Obr. 4-5. Vstupem jsou hodnoty naměřené na všech třech senzorech a výstupem je potom výsledný kurz.



Obr. 4-5 Geometrická transformace[6]

K algoritmu pro výpočet kurzu byla přidána ještě kompenzace náklonu, pomocí údajů o náklonu z inklinometru. Pro kompenzaci byl využit algoritmus z publikace [19]. Tento algoritmus využívá dopočítání vertikální složky magnetického pole, pomocí známé hodnoty celkového vektoru intenzity magnetického pole,

$$Z = \sqrt{H_{Země}^2 - (X^2 + Y^2)}, \quad (21)$$

Kde X a Y jsou změřené a vypočítané hodnoty převedené ze soustavy X, Y, Z, do soustavy xy, pomocí algoritmu využívajícího geometrického rozmístění sond z Obr. 4-5. Poté kompenzuje úhel klonění pomocí rotačních rovnic,

$$X_{rc} = X \quad (22)$$

$$Y_{rc} = Y \cos(\theta) + Z \sin(\theta) \quad (23)$$

$$Z_{rc} = -Y \sin(\theta) + Z \cos(\theta). \quad (24)$$

Úhel klonění je poté kompenzován pomocí rovnic,

$$X_h = X_{rc} \cos(\varphi) - Z_{rc} \sin(\varphi) \quad (25)$$

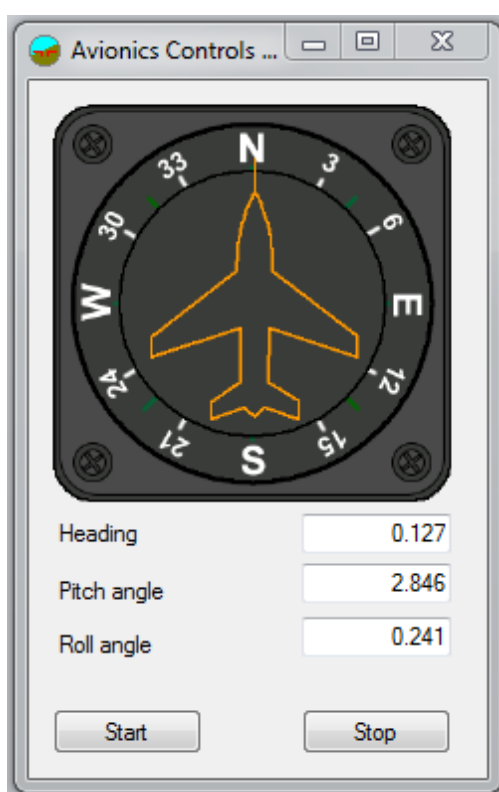
$$Y_h = Y_{rc}. \quad (26)$$

$X_h$  a  $Y_h$  jsou potom výsledné kompenzované horizontální složky pole.

Celková intenzita v místě měření, tedy v Praze zeměpisná šířka  $50^{\circ}05'$  a zeměpisná délka  $14^{\circ}25'$ , je tedy  $H_{země} = 48.967 \mu T$ .

#### 4.6. Zobrazení v PC

Kurz je potom zobrazen pomocí úpravy open licence grafického rozhraní leteckých přístrojů [18], které bylo upraveno tak aby vyhovovalo této aplikaci. Výsledné zobrazení kurzu je na Obr. 4-6.

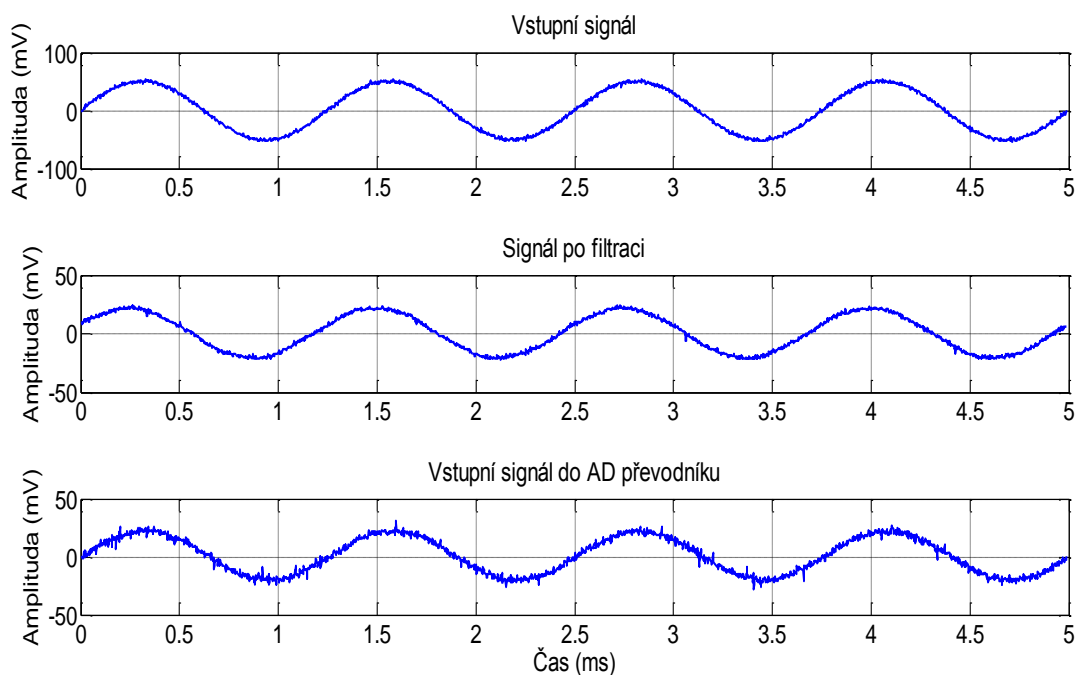


Obr. 4-6 Zobrazení kurzu na monitoru

## 5. Výsledné zhodnocení

### 5.1. Ověření funkce

Pro ověření funkčnosti analogové části systému byl nejprve jako zdroj signálu použit funkční generátor HP 33120A. Pomocí osciloskopu Tektronik TDS 2022B byl poté zobrazen vstupní signál, průběh po průchodu filtrem a nakonec ještě diferenční vstupní signál do AD převodníku. Tyto průběhy jsou zobrazeny na Obr. 5-1.

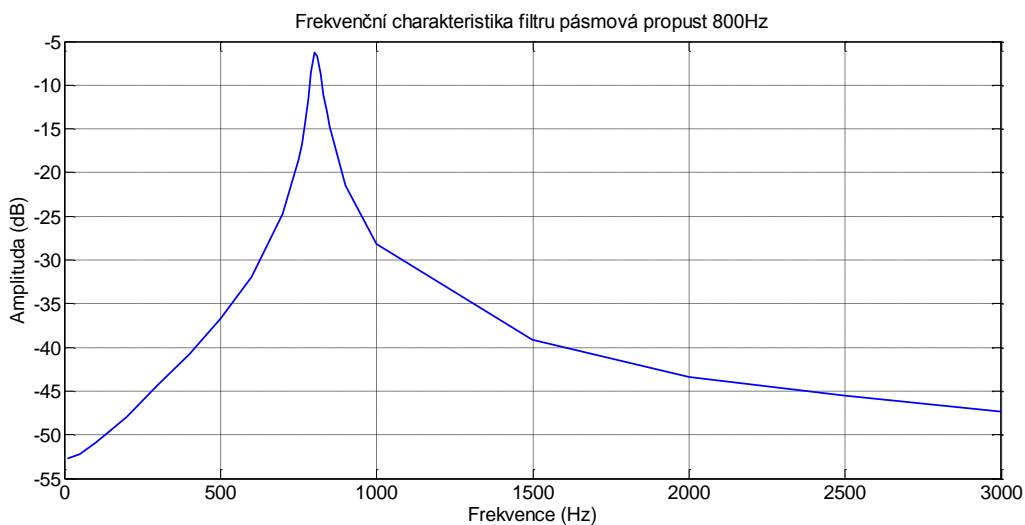


Obr. 5-1 Průběhy signálu - vstup z generátoru

Z grafů je patrné, že i v propustném pásmu je určité potlačení a filtrovaný signál má menší amplitudu než před filtrací.

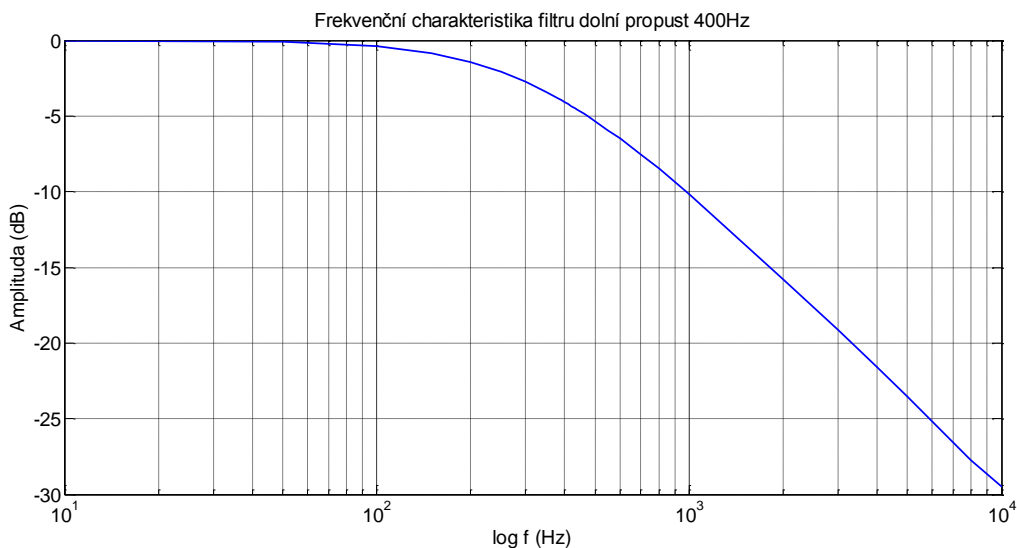
### 5.1.1. Ověření filtrace analogového filtru

Ověření proběhlo pomocí proměření frekvenční charakteristiky. Kde na vstupu systému byl připojen funkční generátor HP33120A. Pomocí multimetru HP34401A byla změřena efektivní hodnota signálu před filtrací a po filtraci. Vyfiltrovaný signál byl vyneseno do grafu. Na Obr. 5-2 je zobrazena frekvenční charakteristika filtru pásmová propust 800 Hz a na Obr. 5-3 frekvenční charakteristika filtru dolní propust 400 Hz.



Obr. 5-2 Frekvenční charakteristika pásmové propusti

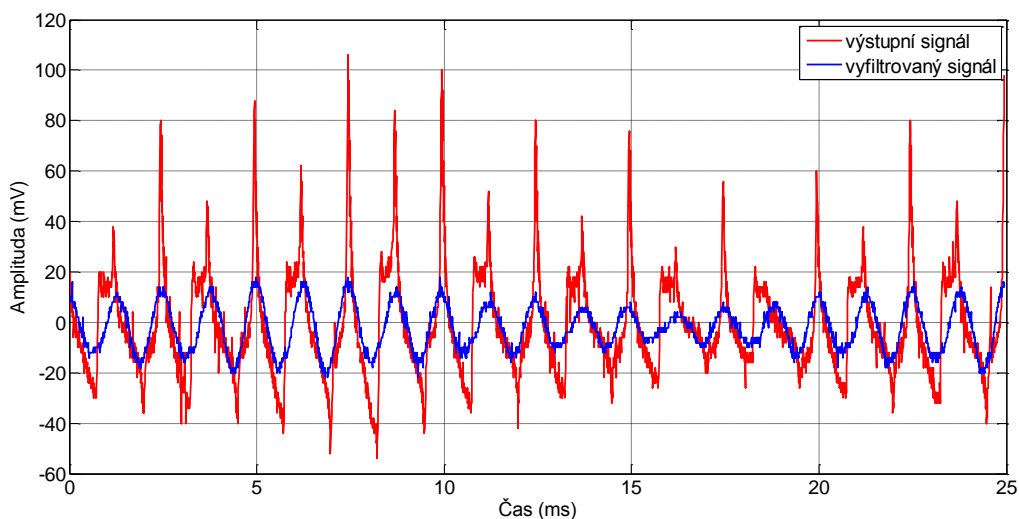




**Obr. 5-3 Frekvenční charakteristika dolní propusti**

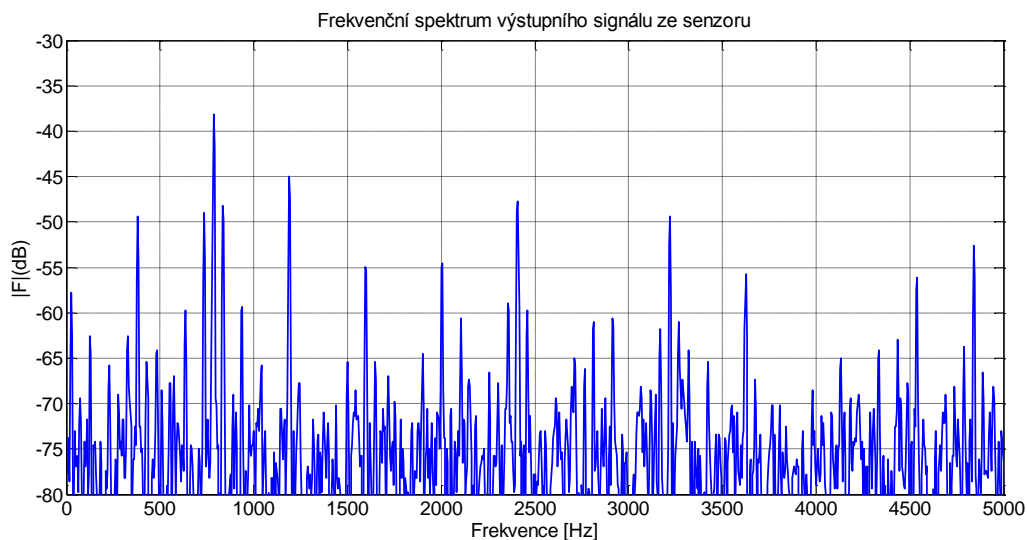
Z grafu pásmové propusti je patrné, že i propustné pásmo má určité zesílení a to  $A = -6\text{dB}$ . Vzhledem k tomu, že takto jsou filtrovány všechny tři složky, toto zesílení se nijak neprojeví při výpočtu. Filtrace reference je prováděna pouze pro odstranění rušivých vyšších frekvencí, aby nedocházelo k aliasingu při digitalizaci.

Dále byla analogová část systému připojena k feromagnetické sondě a pomocí osciloskopu zobrazen průběh výstupního napětí z feromagnetické sondy a ten porovnán s již vyfiltrovaným signálem na Obr. 5-4.

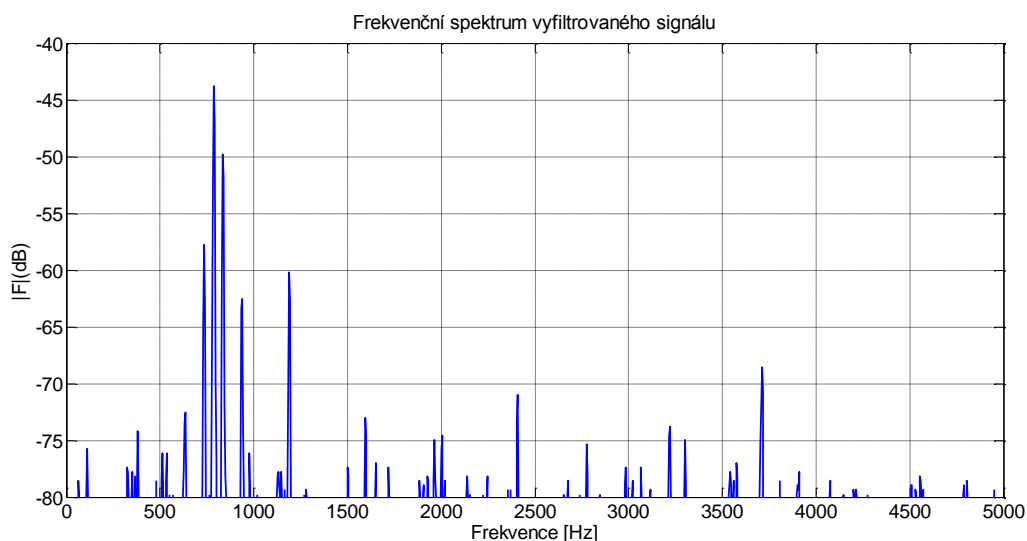


**Obr. 5-4 Porovnání výstupního a vyfiltrovaného signálu**

Na Obr. 5-5 a Obr. 5-6 je zobrazeno pomocí osciloskopu frekvenční spektrum těchto dvou signálů.



Obr. 5-5 Frekvenční spektrum výstupního signálu ze senzoru



Obr. 5-6 Frekvenční spektrum vyfiltrovaného signálu

Ze spektra výstupního signálu ze senzoru je patrné, že 2. harmonická na 800 Hz je nejvýznamnější. Na spektru po filtraci jsou vyšší harmonické mnohem více potlačené.

### 5.1.2. Ověření digitalizace signálu

Po připojení desky s mikrořadičem k navržené, otestované desce s analogovými filtry a analogově digitálním převodníkem pomocí sběrnice SPI, byla ověřena přesnost převodu a výpočtu algoritmu absolutní střední hodnoty napětí při zpracování všech čtyř kanálů feromagnetické sondy a při frekvenci vzorkování AD převodníku 4906 Hz na kanál. V **Chyba! Nenalezen zdroj odkazů.** jsou zobrazeny naměřené hodnoty všech tří sond vždy po 45° otočení, nejprve pomocí multimetru efektivní hodnota napětí na vstupu do AD převodníku a dále odpovídající digitalizovaná efektivní hodnota.

Tabulka 5-1

Pootočení	X (mV)	X-AD (mV)	Y (mV)	Y-AD (mV)	Z (mV)	Z-AD (mV)
0	3,3	2,85	7,55	7,52	6,9	7,37
45	6,92	7,22	2,14	2,52	5,79	6,14
90	9,52	9,34	5,67	5,55	3,23	3,31
135	6,53	6,31	7,96	8,68	3,61	3,69
180	2,82	2,52	5,97	5,88	6,61	7,24
225	8,23	8,92	3,07	2,80	7,6	7,89
270	8,54	8,79	4,94	4,78	3,8	3,83
315	5,01	4,31	8,3	8,95	3,8	4,02

Vnitřní reference byla  $U_{ref} = 450$  mV. Proto při převodu bitové hodnoty na skutečné napětí bylo počítáno s referencí 450mV. Bitová hodnota byla převedena na skutečnou pomocí vztahu

$$LSB = \frac{U_{ref}/zesílení}{8192} = 0,0055mV, \quad (21)$$

$$U = \text{bit hodnota} * LSB, \quad (22)$$

$$U_{ef} = U * \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \quad (23)$$

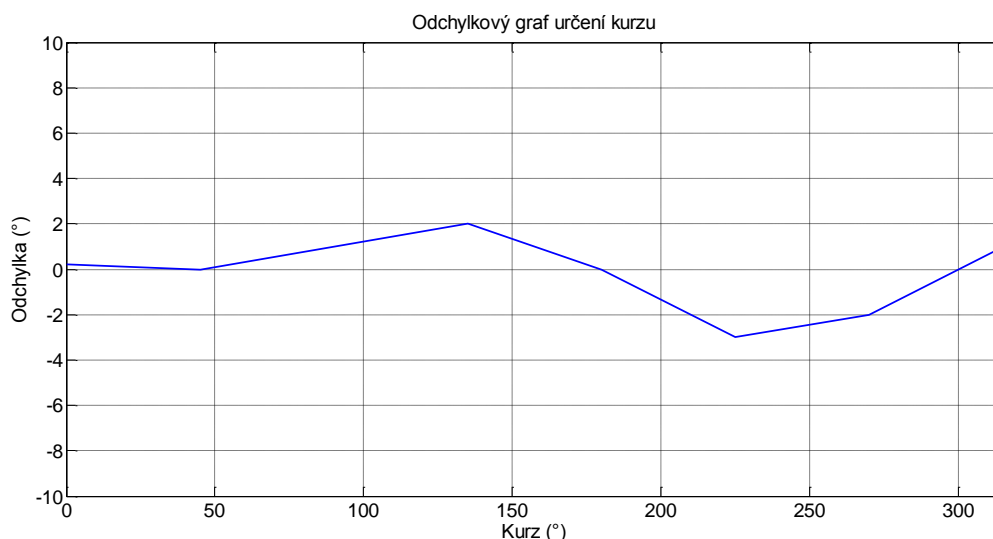
Z tabulky je patrné, že hodnoty jen mírně kolísají. To může být způsobeno právě kolísáním vnitřní reference, nedostatečným počtem vzorků použitých při výpočtu. Nebo také rušivým polem od dalších přístrojů v laboratoři a šumem na desce plošných spojů.

### 5.1.3. Ověření přesnosti určení kurzu

Ověřování přesnosti určení kurzu probíhalo ve školní laboratoři uprostřed místnosti, aby byl vliv rušení od jiných přístrojů co nejmenší. Vzhledem k tomu, že i tak je v okolí mnoho zdrojů rušivých polí, byl jako reference použit jiný přesný magnetometr Innalabs AHRS M3 a s tím byly údaje porovnávány. Naměřené údaje jsou zobrazeny v tabulce 5-2 a formou odchylky od hodnoty referenčního magnetometru na Obr. 5-7.

Tabulka 5-2 Porovnání referenčních a naměřených údajů

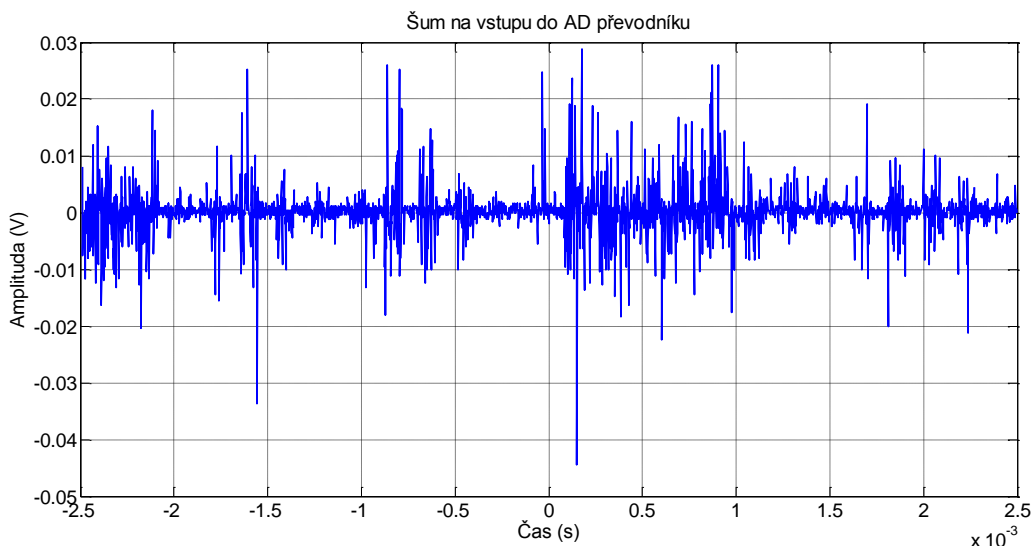
Skutečný úhel (°)	0	45	90	135	180	225	270	315
Naměřený úhel (°)	0.2	45.1	90.9	137	180	222.3	268	316.1



**Obr. 5-7 Odchylkový graf**

Z grafu a tabulky jsou patrné mírné odchylky 2-3°, které jsou způsobené velkým šumem na navržené desce plošných spojů pro zpracování signálu. Tento šum způsobuje, že není možné od určité hodnoty napětí na sondě rozeznat toto napětí od šumu, proto v místech kde se hodnota na nějaké sondě blíží k minimální hodnotě, projevuje se větší odchylka od kurzu. Oproti údajům z referenčního magnetometru také hodnota kolísá při určitých natočeních o 0,5° oproti 0,1° na referenčním magnetometru.

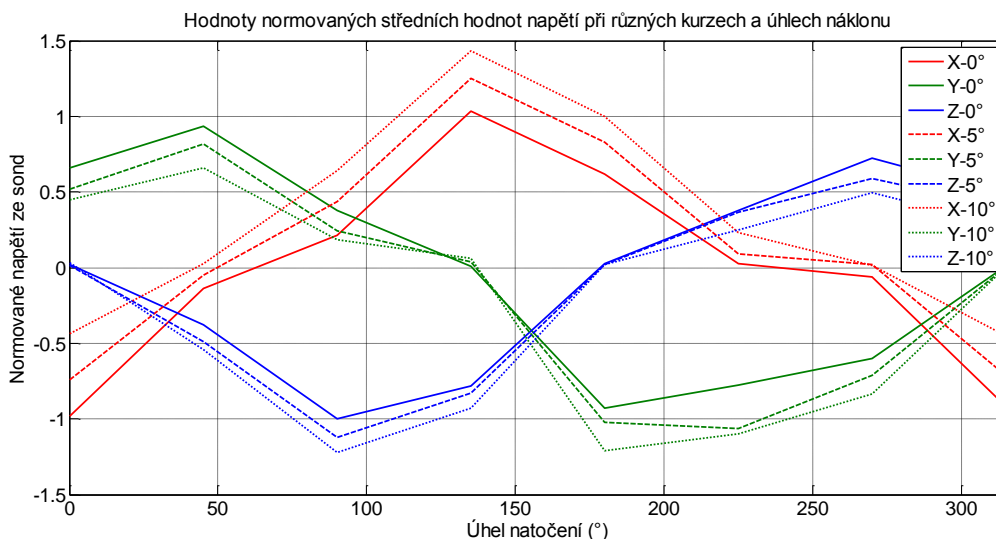
Na Obr. 5-8 je zobrazen vstupní kanál do AD převodníku bez signálu ze sondy, je zde patrný velký šum. Tento šum vzniká hlavně z důvodů propojení zemí desky pro digitalizaci signálu s deskou s mikrořadičem. Pro odstranění tohoto šumu by bylo nutné navrhnout a vyrobit celou desku znovu a přidat ke spojení těchto zemí blokové kondenzátory. Dále také při filtraci 2. harmonické pomocí analogového filtru vzniká rušení o amplitudě až 2mV. Toto rušení se nepodařilo odstranit na současné desce plošných spojů a k jeho odstranění by bylo zapotřebí navrhnout a použít jiný filtr.



Obr. 5-8 Šum na vstupu do AD převodníku

#### 5.1.4. Kompenzace náklonu

Přesnost kompenzace náklonu tříosé feromagnetické sondy byla zjišťována opět pomocí referenčního magnetometru. Kdy sonda byla umístěna na nemagnetickou polohovatelnou plošinu spolu s referenčním magnetometrem. Poté byly změřeny hodnoty kurzu pro náklony  $5^\circ$ ,  $10^\circ$  a  $15^\circ$  nejprve bez zapnuté kompenzace náklonu a poté kompenzované.

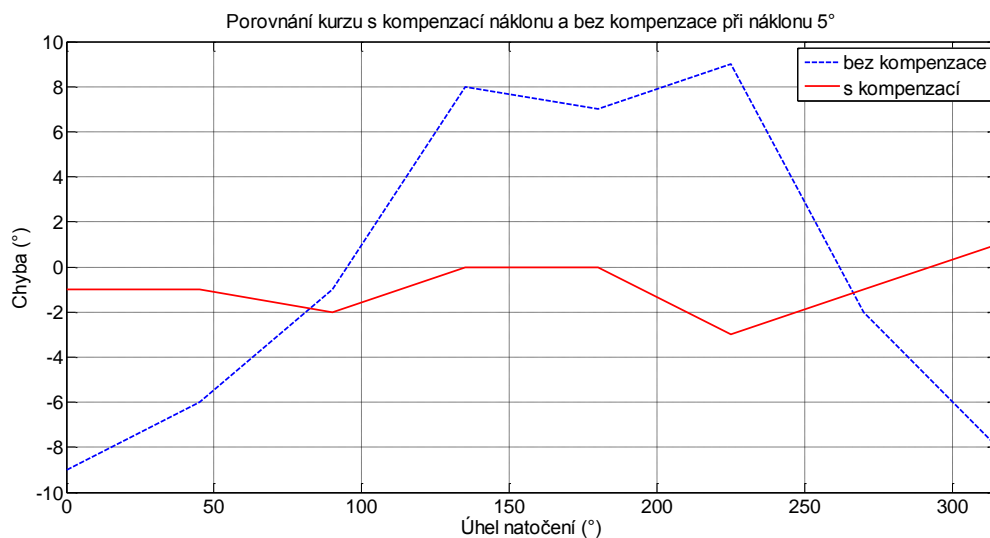


Obr. 5-9 Hodnoty na jednotlivých sondách při různých náklonech

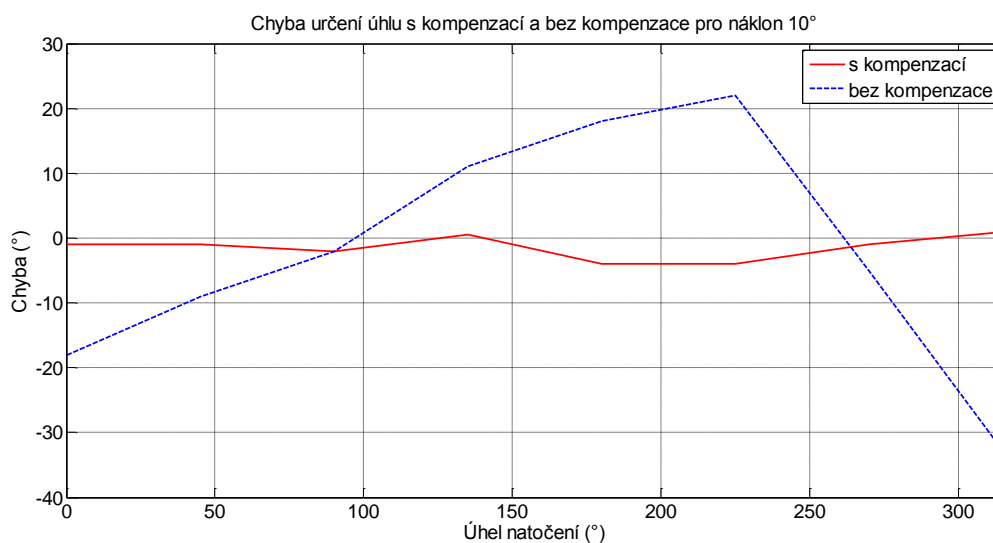
Z Obr. 5-9 je patrné jak se mění velikost 2. harmonické jednotlivých senzorů v závislosti na náklonu plošiny od horizontální roviny. Kdy k největší změně dochází v maximu senzorů, tedy pokud je osa senzoru rovnoběžná s horizontální částí vektoru magnetické intenzity.

Na Obr. 5-10, Obr. 5-11, Obr. 5-12 je zobrazeno vždy porovnání odchylek od referenčního kurzu a kurzu určeného pomocí senzoru, bez algoritmu pro kompenzaci náklonu a

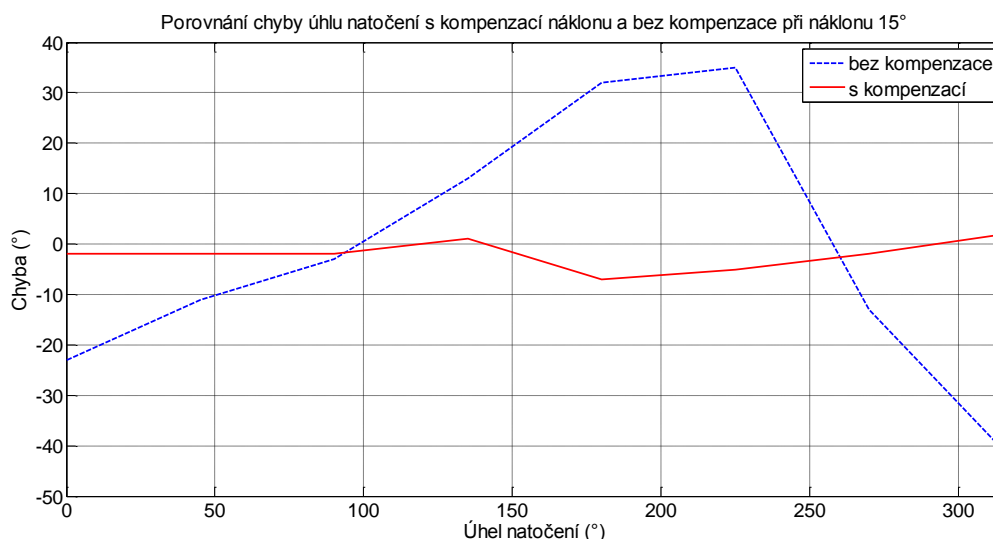
s kompenzací náklonu. Měření bylo prováděno, tak že sonda byla nakloněna na nastavitelné plošině o požadovaný náklon, poté byla celá plošina otáčena a kurz zaznamenán vždy po 45° otočení.



Obr. 5-10 Porovnání kurzu s kompenzací a bez kompenzace, náklon 5°



Obr. 5-11 Porovnání kurzu s kompenzací a bez kompenzace, náklon 10°



**Obr. 5-12 Porovnání kurzu s kompenzací a bez kompenzace, náklon 15°**

Z Obr. 5-10, Obr. 5-11, Obr. 5-12 je patrné, že se zvětšujícím se náklonem odchylna od skutečného kurzu roste a to tak, že při 15° náklonu dosahuje až chyby 40°. Pomocí algoritmu pro kompenzaci kurzu se podařilo tuto chybu výrazně zmenšit, kdy u náklonu 5° odpovídá největší chyba od kurzu 3°. U náklonu 10° byla největší odchylka 4° a u náklonu 15° se pohybovala nejvíce u 7°. Tyto chyby byly pravděpodobně způsobeny velkým šumem na desce plošných spojů s filtrací a digitalizací, který byl už popsán v kapitole 5.1.3, nebo také rušivým polem v laboratoři. Díky tomuto poli mohl mít celkový vektor magnetické indukce mírně rozdílnou hodnotu od udávané hodnoty.

## 6. Závěr

Během práce proběhlo seznámení s různými možnostmi analogového zpracování signálu a jeho následné digitalizace. Například způsoby analogové filtrace signálu a jejich návrhy. Také byly porovnány základní druhy analogově číslicových převodníků.

Byl vybrán vhodný způsob zpracování signálu před digitalizací, navržen analogový filtr pro filtrování 2. harmonické složky výstupního signálu z feromagnetické sondy. Dále proběhlo seznámení s pravidly návrhu desky plošných spojů. Byla navržena, vyrobena a osázena vlastní deska plošných spojů s vybraným analogově digitálním převodníkem.

Dále proběhlo seznámení s programováním mikrořadičů. Byla naprogramována komunikace a vyčítání z analogově digitálního převodníku. Implementovány a upraveny algoritmy pro určení výsledného kurzu navržené již v Bakalářské práci. K systému byl implementován ještě systém s inklinometrem a pomocí něho kompenzována chyba v kurzu při mírném náklonu sondy. Nakonec byla naprogramována komunikace se segmentovým displejem a PC.

System spolehlivě zobrazuje kompenzovaný kurz v reálném čase na segmentovém displeji a také na monitoru počítače.

Výsledky této práce mohou být využity při návrhu systémů pro zpracování signálů ze senzorů. Nebo pro seznámení s programováním mikrořadičů.



## Literatura

- [1] Draxler K. – Přístrojové systémy letadel I a II, Vydavatelství ČVUT
- [2] Davies M.: The standard handbook for aeronautical and astronautical engineers. McGRAW-HILL 2002
- [3] Moir I., Seabridge A.: Aircraft systems. John Wiley&Sons, Ltd. 2008
- [4] Ripka P.: Magnetic sensors and magnetometers. Artech House Inc., London 2001, ISBN 1-58053-057-5
- [5] Analog Devices Inc. Engineeri, Linear Circuit Design Handbook
- [6] Bakalářská práce – Využití feromagnetické sondy pro určení kurzu (Matěj Veit)
- [7] Katedra měření,  
*<http://measure.feld.cvut.cz/groups/lis/predmety/ulohy/K621EPS1/serie3/sonda.pdf>*,  
laboratorní úloha Měření základních parametrů feromagnetické sondy
- [8] Davídek, V., Laipert, M., Vlček, M. Analogové a číslicové filtry. Vydavatelství ČVUT Praha, 2000.
- [9] The Engineering Staff of Analog Devices, Inc. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, Analog-Digital Conversion Handbook
- [10] Han-Way Huang, HCS12/9S12 An Introduction To Software And Hardware Interfacing
- [11] Záhlava Vít, Návrh a konstrukce desek plošných spojů
- [12] Pavel Tišnovský, *<http://www.root.cz/clanky/externi-seriove-sbernice-spi-a-i2c/>*
- [13] New Mexico Tech, *[http://www.ee.nmt.edu/courses/ee308\\_spr03/supp/](http://www.ee.nmt.edu/courses/ee308_spr03/supp/)*
- [14] Projekt Midas, *[http://midas.uamt.feec.vutbr.cz/ZVS/Exercise01/content\\_cz.php](http://midas.uamt.feec.vutbr.cz/ZVS/Exercise01/content_cz.php)*
- [15] *[http://www.e-automatizace.cz/ebooks/ridici\\_systemy\\_akcni\\_cleny/Prevodniky.html](http://www.e-automatizace.cz/ebooks/ridici_systemy_akcni_cleny/Prevodniky.html)*
- [16] *<https://learn.sparkfun.com/tutorials/serial-communication/all>*
- [17] *<http://buon.fjfi.cvut.cz/>*
- [18] *<http://www.codeproject.com/Articles/27411/C-Avionic-Instrument-Controls>*
- [19] Li Xisheng, Kang Ruiqing, Shu Xiongying, Yu Guanghua, Tilt-Induced-Error Compensation for 2-Axis Magnetic Compass with 2-Axis Accelerometer