České vysoké učení technické v Praze Fakulta elektrotechnická Katedra řídicí techniky



## BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

# Měřicí obvod pro rozdílový kapacitní snímač

## Milan Anderle

2006

### Prohlášení

Prohlašuji, že jsem svou bakalářskou práci vypracoval samostatně a použil jsem pouze podklady (literaturu, projekty, SW atd.) uvedené v přiloženém seznamu.

V Praze dne .....

podpis

### Poděkování

Děkuji Ing. Ondřeji Holubovi za vedení bakalářské práce a za cenné rady a připomínky. Dále děkuji všem, kteří mě při tvorbě práce podporovali.

#### Abstrakt

Cílem této bakalářské práce bylo navrhnout a realizovat měřící obvod s demodulátorem AD 630 pro čtyřkvadrantový rozdílový kapacitní senzor polohy. Základními bloky měřicího obvodu jsou generátor sinusového signálu pro amplitudovou modulaci a demodulátor AD 630 pro následnou demodulaci měronosného napětí na výstupu senzoru. Měřicí obvod dále obsahuje filtry pro zlepšení odstupu šumu od užitečného signálu, korekci fáze a offsetu signálu. Pro pohodlnější práci s údajem o měřené poloze byl výstup měřicího obvodu připojen k PC, a to prostřednictvím multifunkční vstupně - výstupní karty MF 614. Bylo vytvořeno simulinkové schéma, které umožňuje volit směr měřeného posuvu a zobrazuje obvodově zpracovaný údaj o poloze. Na závěr práce byl měřicí obvod otestován pomocí dvou kapacitních trimrů a na jednoduchém, ručně vyrobeném kapacitním senzoru.

#### Abstrakt

This work describes design and implementation of a measuring circuit based on demodulator AD 630 for 2D capacitive position sensor. The key blocks of the measuring circuit are harmonic generator for amplitude modulation and the demodulator AD 630 for consequent demodulation of the sensor output. The measuring circuit includes additional filters to improve signal to noise ratio and correction of phase and offset of the sensor output. The circuit has been connected to PC via multifunction IO card MF 614. A Simulink schematic has been built that allows for comfortable selection of the measured direction and access of the measured position. The measurement setup has been tested on capacitive trimms and a characteristic of a simple capacitive position sensor has been measured, too.

## Obsah

1	Úvod				
	1.1	Mezerové kapacitní senzory	12		
	1.2	Kapacitní senzory s proměnnou plochou překrytí	13		
<b>2</b>	2 Popis měřicího obvodu				
	2.1	Demodulátor AD630	16		
		2.1.1 Úprava referenčního signálu	18		
	2.2	Frekvenční filtry	22		
		2.2.1 Návrh filtru typu dolní propust	23		
		2.2.2 Návrh filtru typu pásmová propust	26		
	2.3	Obvody pro úpravu budicího signálu	29		
		2.3.1 Generátor budicího signálu	29		
		2.3.2 Invertování budicího signálu	30		
		2.3.3 Multiplexer	31		
	2.4	Napájecí zdroj pro měřicí obvod	33		
		2.4.1 Zdroj referenčního napětí	34		
3	Mul	tifunkční vstupně-výstupní karta MF 614	36		
4	Výs	ledky měření	38		
<b>5</b>	Závěr				
Li	terat	ura	41		
6	6 Přílohy				

## Seznam obrázků

1.1	Princip činnosti mezerového kapacitního senzoru		
1.2	Princip činnosti kapacitního senzoru s proměnnou plochou překrytí $\ .$ .		
2.1	Buzení elektrod v závislosti na měřeném směru	14	
2.2	Blokové schéma měřícího obvodu	15	
2.3	Blokové schéma demodulátoru AD630	16	
2.4	Zapojení demodulátoru AD630 v měřicím obvodu	17	
2.5	Zapojení zesilovače AMP A pro zpracování měřeného signálu	18	
2.6	Zapojení zesilovače AMP B pro zpracování měřeného signálu	18	
2.7	Obvod pro posun fáze	19	
2.8	Fázová frekvenční charakteristika navrženého obvodu pro posuv fáze	20	
2.9	Obvod pro kompenzaci ofsetu	21	
2.10	Typické frekvenční charakteristiky jednotlivých filtrů	22	
2.11	Obecné zapojení obvodu Sallen–Key	24	
2.12	Dolní propust čtvrtého řádu typu Butterworth sestavena ze dvou zapojení		
	Sallen–Key	25	
2.13	Amplitudová frekvenční charakteristika navrženého filtru typu dolní propust	25	
2.14	Blokové schéma integrovaného obvodu UAF42	26	
2.15	Zapojení integrovaného obvodu UAF42	27	
2.16	Amplitudová frekvenční charakteristika navrženého filtru typu pásmová		
	propust	28	
2.17	Blokové schéma generátoru XR–2206	29	
2.18	Blokové schéma diferenciálního zesilovače s jednotkovým zesílením AMP03	31	
2.19	Zapojení diferenciálního zesilovače s jednotkovým zesílením	31	
2.20	Blokové schéma multiplexeru AD8182	32	
2.21	Zapojení zdroje napětí s operačním zesilovačem	33	
2.22	Blokové schéma napěťové reference	35	
3.1	Multifunkční vstupně-výstupní karta MF 614	37	
3.2	Simulinkové schéma	37	
4.1	Závislost měření kapacit $C_1$ a $C_2$ na jejich zpracování poměrovou metodou	39	
4.2	Závislot výstupu měřící karty na poloze snímací elektrody	39	
6.1	Rozložení součástek na desce měřicího obvodu	44	
6.2	Pohled ze strany součástek	45	

6.3	Pohled ze strany spojů	46
6.4	Měřící obvod	47

# Seznam tabulek

2.1	Tabulka normalizovaných Butterworthových polynomů	23
2.2	Funkční tabulka multiplexeru AD8182	32
6.1	Seznam součástek	43

# Kapitola 1 Úvod

Kapacitní senzory jsou vhodné pro měření veličin ovlivňujících kapacitu kondenzátoru, tj. geometrii elektrod (plochu S a vzdálenost d) a permitivitu  $\varepsilon$  prostoru, v němž se uzavírá elektrické pole kondenzátoru. U **kontaktních** kapacitních senzorů je měřený objekt spojen s pohyblivou elektrodou, která je součástí senzoru. **Bezkontaktní** kapacitní senzory detekují přítomnost objektů z deformace elektrického pole.

Pro kapacitu rovinného deskového kondenzátoru s homogenním polem platí

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_\mathrm{r} S}{d},$$

kde

 $\varepsilon_0 = 8,85\,\mathrm{pF/m}$ je dielektrická konstanta pro vakuum,

- $\varepsilon_{\rm r}$  je relativní permitivita jejíž hodnota závisí na druhu dielektrika,
- S je plocha desek kondenzátoru,
- d je vzdálenost mezi deskami.

Pro měření malých posunutí jsou velmi vhodné kontaktní **diferenciální kapacitní** senzory. V [1] je uvedeno, že tyto senzory lze použít pro měření posuvů v rozmezí od 0, 1 pm do 10 mm, jejich kapacita se pohybuje od 1 pF do 100 pF. Diferenciální senzory obecně jsou založeny na konstrukci dvou stejně uspořádaných senzorů, jejichž statické charakteristiky jsou totožné a vstupní signál vstupuje do jednoho ze dvou senzorů s opačným znaménkem než do druhého. Dva základní typy diferenciálních kapacitních senzorů jsou

- mezerové kapacitní senzory,
- kapacitní senzory s proměnnou plochou překrytí.

#### 1.1 Mezerové kapacitní senzory

U mezerových kapacitních senzorů je měřený objekt spojen se střední elektrodou, viz obr. 1.1. Se změnou polohy měřeného objektu dochází ke změně vzdálenosti desek kondenzátorů a tím i ke změnám kapacit  $C_1$  a  $C_2$  dle vztahů

$$C_{1} = \frac{\varepsilon_{0}\varepsilon_{r}S}{d-x} = \frac{\varepsilon_{0}\varepsilon_{r}S}{d}d\frac{1}{d-x} = C_{0}\frac{d}{d-x},$$
$$C_{2} = \frac{\varepsilon_{0}\varepsilon_{r}S}{d+x} = \frac{\varepsilon_{0}\varepsilon_{r}S}{d}d\frac{1}{d+x} = C_{0}\frac{d}{d+x}.$$

Nejvýhodnější je výstupní kapacity  $C_1$  a  $C_2$  zpracovat pomocí **poměrové metody** 

(1.1) 
$$\frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2}.$$

Dosazením kapacit  $C_1$  a  $C_2$  do (1.1) dostaneme

$$\frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} = \frac{C_0 \left(\frac{d}{d-x} - \frac{d}{d+x}\right)}{C_0 \left(\frac{d}{d-x} + \frac{d}{d+x}\right)} = \frac{d(d+x) - d(d-x)}{d(d+x) + d(d-x)} = \frac{x}{d}.$$

Poměrová metoda vyhodnocení diferenčně uspořádaných mezerových senzorů odstranila nelinearitu a závislot na parametrech S a  $\varepsilon$ .



Obrázek 1.1. Princip činnosti mezerového kapacitního senzoru

#### 1.2 Kapacitní senzory s proměnnou plochou překrytí

U kapacitních senzorů s proměnnou plochou překrytí je měřený objekt spojen s horní elektrodou, viz obr. 1.2. Se změnou polohy měřeného objektu dochází ke změně ploch desek kondenzátorů a tím i ke změnám kapacit  $C_1$  a  $C_2$  dle vztahů

$$C_1 = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{w \left(x_0 - x\right)}{d} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{w}{d} x_0 \frac{x_0 - x}{x_0} = C_0 \frac{x_0 - x}{x_0},$$
$$C_2 = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{w \left(x_0 + x\right)}{d} = \varepsilon_0 \varepsilon_r \frac{w}{d} x_0 \frac{x_0 + x}{x_0} = C_0 \frac{x_0 + x}{x_0}.$$

I v případě senzorů s proměnnou plochou překrytí je nejvýhodnější výstupní kapacity  $C_1$  a  $C_2$  zpracovat poměrovou metodou. Dosazením kapacit  $C_1$  a  $C_2$  do (1.1) dostaneme

$$\frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} = \frac{C_0 \left(\frac{x_0 - x}{x_0} - \frac{x_0 + x}{x_0}\right)}{C_0 \left(\frac{x_0 - x}{x_0} + \frac{x_0 + x}{x_0}\right)} = -\frac{x}{x_0}$$

Poměrová metoda vyhodnocení diferenčně uspořádaných senzorů s proměnnou plochou překrytí odstranila nelinearitu a závislost na parametrech d a  $\varepsilon$ .



Obrázek 1.2. Princip činnosti kapacitního senzoru s proměnnou plochou překrytí

# Kapitola 2 Popis měřicího obvodu

Měření polohy pomocí diferenciálního kapacitního senzoru je založeno na jednoduché myšlence, že napětí na měřící elektrodě je úměrné její poloze. Navržený měřicí obvod slouží pro úpravu a vyhodnocování tohoto napětí.

Kladným nebo záporným sinusovým signálem z generátoru jsou buzeny jednotlivé elektrody čtyřkvadrantového senzoru v závislosti na měřeném směru. Pro měření posuvu ve směru osy x je pomocí multiplexerů přiveden kladný sinusový signál na 2. a 3. kvadrant, na 1. a 4. kvadrant je přiveden záporný sinusový signál, viz obr. 2.1a. Pro měření posuvu ve směru osy y je přiveden kladný sinusový signál na 3. a 4. kvadrant, na 1. a 2. kvadrant je přiveden záporný sinusový signál na 3. a 4. kvadrant, na 1. a 2. kvadrant je přiveden záporný sinusový signál na 3. a 4. kvadrant, na 1. a 2. kvadrant je přiveden záporný sinusový signál, viz obr. 2.1b.



Obrázek 2.1. Buzení elektrod v závislosti na měřeném směru

Z měřicí elektrody je po impedančním přizpůsobení, pomocí napěťového sledovače, signál přiveden na vstup demodulátoru, kde je zesílen a dvoucestně usměrněn. Střední hodnota tohoto signálu, získaná z dolnopropustného filtru, je přivedena na vstup multi-funkční vstupně - výstupní karty MF 614 od firmy Humusoft.

V Simulinku jsem navrhl jednoduché schéma, které prostřednictvým karty MF 614 řídí přepínání multiplexerů a zobrazuje výsledky měření polohy.

Blokové schéma měřícího obvodu je na obr. 2.2. Jednotlivé bloky jsou popsány dále ve zbytku kapitoly.



Obrázek 2.2. Blokové schéma měřícího obvodu

#### 2.1 Demodulátor AD630

Demodulátor **AD630** od firmy ANALOG DEVICES je precizní symetrický demodulátor s vysokou přesností a teplotní stabilitou, obojí zajišťované pomocí laserem naleptaných rezistorů. Demodulátor si lze představit jako dva přesné operační zesilovače se dvěma nezávislými vstupy a přesný komparátor, který se používá k výběru jednoho ze zesilovačů. Blokové schéma demodulátoru je na obr. 2.3. Rychlá časová odezva komparátoru s rychlou dobou přeběhu a rychlé ustálení lineárního zesilovače minimalizují zkreslení, způsobené přepínáním komparátoru. Demodulátor AD630 lze použít v aplikacích pro přesné zpracování signálu, které vyžadují velkou šířku pásma.



Obrázek 2.3. Blokové schéma demodulátoru AD630

Demodulátor AD630 používám v zapojení podle obr. 2.4 ke zpracování signálu ze snímací elektrody kapacitního senzoru. Při bližším seznámením se s vnitřním zapojením demodulátoru jsou patrné dva způsoby zpracování měřeného signálu v závislosti na amplitudě referenčního signálu. Pokud je na pinu 9 kladná amplituda referenčního signálu, je přivedený signál zesílen obvodem na obr. 2.5 se zesílením +2. Pokud je amplituda referenčního signálu záporná, je přivedený signál zesílen obvodem na obr. 2.6 se zesílením -2. Výsledkem demodulace je dvoucestně usměrněný signál, jehož střední hodnota, kterou získáme z dolnopropustného filtru, viz kap. 2.2.1, je úměrná měřené poloze.

Signál ze snímací elektrody může být dvojího typu

- má kladný sinusový průběh je ve fázi s referenčním signálem  $\Rightarrow$  kladná amplituda měřeného signálu je zesílena se zesílením +2 a záporná amplituda je zesílena se zesílením -2. Výsledkem demodulace je kladný dvoucestně usměrněný signál.
- má záporný sinusový průběh je v protifázi s referenčním signálem ⇒ kladná amplituda měřeného signálu je zesílena se zesílením -2 a záporná amplituda je zesílena se zesílením +2. Výsledkem demodulace je záporný dvoucestně usměrněný signál.



Obrázek 2.4. Zapojení demodulátoru AD630 v měřicím obvodu

Pro odvození přenosu obvodu na obr. 2.5 je třeba si uvědomit, že do ideálního operačního zesilovače netečou žádné vstupní proudy, tudíž na rezistoru  $R_3$  nevzniká žádný úbytek napětí a na neinvertujícím vstupu je vstupní napětí  $u_i$ . Rezistorem  $R_1$  také neteče žádný proud, a proto rezistor  $R_1$  stejně jako rezistor  $R_3$  zanedbáme. Aby na invertujícím vstupu bylo stejné napětí jako na neinvertujícím, musí platit

(2.1) 
$$u_{\rm i} = u_{\rm o} \frac{R_4}{R_4 + R_2}.$$

Upravou (2.1) a dosazením hodnot rezistorů  $R_2$  a  $R_4$  dostaneme celkové zesílení obvodu

$$\frac{u_{\rm o}}{u_{\rm i}} = 1 + \frac{R_2}{R_4} = 1 + \frac{10\,{\rm k}\Omega}{10\,{\rm k}\Omega} = 2.$$



Obrázek 2.5. Zapojení zesilovače AMP A pro zpracování měřeného signálu

Podobné úvahy jako v předchozím případě budeme aplikovat i při odvození přenosu obvodu na obr. 2.6. Neinvertující vstup je přes rezistor  $R_3$  připojen na zem. Opět platí, že do ideálního operačního zesilovače netečou žádné vstupní proudy, tudíž na  $R_3$  nevzniká žádný úbytek napětí, a proto rezistor  $R_3$  můžeme zanedbat. Stejně tak můžeme zanedbat i rezistor  $R_4$ . Aby na invertujícím vstupu bylo nulové napětí, musí platit

(2.2) 
$$u_i R_1 = -u_o R_1.$$

Úpravou (2.2) a dosazením hodnot rezistorů  $R_1$  a  $R_2$  dostaneme celkové zesílení obvodu

$$\frac{u_{\rm o}}{u_{\rm i}} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{10\,{\rm k}\Omega}{5\,{\rm k}\Omega} = -2.$$



Obrázek 2.6. Zapojení zesilovače AMP B pro zpracování měřeného signálu

#### 2.1.1 Úprava referenčního signálu

Impedance kapacitního senzoru je poměrně velká, proto je třeba operační sítě okolo AMP A a AMP B impedančně oddělit, jinak by nízké hodnoty odporů těchto operačních

sítí v podstatě zkratovaly výstup senzoru. Na impedanční přizpůsobení signálu používám jednoduchý sledovač napětí s operačním zesilovačem s minimální vstupní kapacitou — **OPA404** od firmy TEXAS INSTRUMENTS, dříve BURR–BROWN. Pro správnou funkčnost demodulátoru je třeba zajistit, aby přiváděný referenční signál byl ve fázi s měřeným signálem a aby referenční signál měl nulový offset. Jinak by signál na výstupu demodulátoru byl zdeformován a měření by nemělo význam.

#### Kompenzace fáze

Nelze předpokládat ideální vlastnosti používaného senzoru, které by zaručovaly jednoznačnou, neměnitelnou a předem definovatelnou velikost zpoždění. Nejvhodnější by byl obvod pro zpětnovazební fázovou kompenzaci. Avšak sestavení tohoto obvodu by bylo poměrně časově náročné, proto jsem použil obvod pro kompenzaci fáze vycházející z jednoduchého zapojení na obr. 2.7. Napětí na neinvertujícím vstupu  $u_p$ 

$$u_{\rm p} = u_{\rm i} \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}} = u_{\rm i} \frac{1}{j\omega CR + 1}$$

dosadíme do rovnice pro výstupní napětí  $u_{\rm o}$ 

(2.3) 
$$u_{\rm o} = -\frac{R_2}{R_1}u_{\rm i} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)u_{\rm p}$$

Za předpokladu, že  $R_1 = R_2$ , rovnici (2.3) upravíme a dosazením napětí  $u_p$ 

$$u_{\rm o} = -u_{\rm i} + 2u_{\rm p} = -u_{\rm i} + u_{\rm i} \frac{2}{j\omega CR + 1} = \frac{u_{\rm i} (j\omega CR + 1) + 2u_{\rm i}}{j\omega CR + 1}$$

dostaneme přenos obvodu

(2.4) 
$$\frac{u_{\rm o}}{u_{\rm i}} = \frac{-j\omega CR + 1}{j\omega CR + 1}.$$

Z rovnice (2.4) je vidět, že posuv fáze závisí pouze na velikosti rezistoru R a kapacitoru C a nikoliv na velikosti rezistorů ve zpětné vazbě.



Obrázek 2.7. Obvod pro posun fáze

Hodnoty rezistorů  $R_1$  a  $R_2$  jsem při testování na nepájivém poli stanovil na  $R_1 = R_2 = 5, 1 \,\mathrm{k\Omega}$ . Hodnoty odporového trimru R a kapacitoru C jsem při návrhu v Matlabu stanovil na  $R = 100 \,\mathrm{k\Omega}$  a  $C = 330 \,\mathrm{pF}$ . Na obr. 2.8 je fázová frekvenční charakteristika obvodu na obr. 2.7 pro 20 hodnot rezistoru R v rozsahu  $100 \,\Omega \approx 100 \,\mathrm{k\Omega}$  v logaritmickém měřítku. Z průběhů je patrno, že zvolené hodnoty součástek jsou dostačující pro pokrytí možných fázových posuvů referenčního a měřeného signálu v rozsahu  $0^{\circ} \approx 180^{\circ}$ .



Obrázek 2.8. Fázová frekvenční charakteristika navrženého obvodu pro posuv fáze

#### Kompenzace offsetu

Opět platí, že nejvhodnější by byl obvod pro zpětnovazební kompenzaci offsetu. Avšak z časových důvodů jsem použil obvod pro kompenzaci offsetu vycházející z jednoduchého zapojení na obr. 2.9. Pomocí zesilovače AMP A se zesílením -0,02 zmešuji rozsah napětí z velikosti  $\pm 15$  V na  $\pm 300$  mV, které se pak na zesilovači AMP B, zapojeným jako neinvertující sčítající zesilovač, přičítá k referenčnímu sinusovému signálu.

Vlastní součet vzniká na neinvertujícím vstupu zesilovače, který součtový signál zesílí. To by v tomto případě nemělo žádný užitek, a proto jsem zesilovač AMP B zapojil pouze jako napěťový sledovač. Výstupní napětí celého obvodu  $u_{\rm o}$  je rovno součtovému napětí  $u_{\rm p}$ 

$$u_{\rm o} = u_{\rm p} = \frac{R_4}{R_4 + R_3} u_{11} + \frac{R_3}{R_4 + R_3} {\rm sin},$$

které lze vypočítat pomocí principu superpozice.



Obrázek 2.9. Obvod pro kompenzaci ofsetu

#### 2.2 Frekvenční filtry

Filtr je obecně selektivní obvod, který propouští určité frekvenční pásmo, zatímco ostatní frekvenční pásma jsou potlačována. Filtry je možno realizovat sítí rezistorů, kondenzátorů a induktorů. To je kategorie tzv. "pasivních fitrů". Jejich použití je v aplikacích, kde nejsou kladeny příliš vysoké nároky na přesnost aproximace přenosové funkce filtru. V ostatních případech se používají tzv. "aktivní fitry", které sice navíc obsahují jeden nebo několik zesilovačů, ale na druhou stranu neobsahují většinou induktory, které mohou negativně ovlivňovat přesnost aproximace přenosové funkce celého filtru.

Rozlišujeme celkem čtyři základní typy fitrů podle jejich přenosových vlastností

- filtr typu dolní propust low pass, viz obr .2.10a,
- filtr typu horní propust high pass, viz obr .2.10b,
- filtr typu pásmová propust **band pass**, viz obr .2.10c,
- filtr typu pásmová zádrž notch filter, viz obr .2.10d.



Obrázek 2.10. Typické frekvenční charakteristiky jednotlivých filtrů

Nejčastěji používaným filtrem v regulační technice je tzv. **Butterworthův filtr**, který jsem také ve své práci použil. Někdy je nazýván filtr s maximálně plochou amplitudovou frekvenční charakteristikou v propustném pásmu.

Obecně lze tento tento filtr popsat přenosem

(2.5) 
$$G_{(s)} = \frac{A_{u0}}{B_n(S)},$$

kde  $B_n(s)$  je Butterworthův polynom *n*-tého řádu. Jestliže dosadíme za  $s = j\omega$ , bude pro absolutní velikost  $G(j\omega)$  platit

$$|G(j\omega)|^{2} = |G(j\omega)| \cdot |G(-j\omega)| = \frac{A_{u0}^{2}}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{c}}\right)^{2n}} \Rightarrow |G(j\omega)| = \frac{A_{u0}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{c}}\right)^{2n}}}$$

Při kruhové frekvenci  $\omega=\omega_c$  poklesne zesílení filtru na hodnotu

$$|G(j\omega)| = \frac{A_{\mathrm{u}0}}{\sqrt{2}} \cong 0,707A_{\mathrm{u}0},$$

t.j. na hodnotu o 3 dB nižší oproti propustnému pásmu.

Pro normovanou úhlovou frekvenci  $\omega_c = 1 \,\mathrm{s}^{-1}$  je výhodné použít normalizovaných Butterworthových polynomů  $B_n(\mathbf{s})$ , které jsou pro první až šestý řád v tab. 2.1.

n	Koeficienty polynomu $B_n(s)$
1	(s+1)
2	$(s^2 + 1, 414s + 1)$
3	$(s+1)(s^2+s+1)$
4	$(s^2 + 0,765s + 1)(s^2 + 1,848s + 1)$
5	$(s+1)(s^2+0,618s+1)(s^2+1,618s+1)$
6	$(s^{2}+0,518s+1)(s^{2}+1,414s+1)(s^{2}+1,932s+1)$

Tabulka 2.1. Tabulka normalizovaných Butterworthových polynomů

#### 2.2.1 Návrh filtru typu dolní propust

Dolnopropustný filtr používám v měřícím obvodě pro získání střední hodnoty z výstupu demodulátoru AD630, viz kap. 2.1.

Filtr jsem navrhl využitím normovaných polynomů, použitím  $\frac{n}{2}$  operačních zesilovačů pro realizaci filtru *n*-tého řádu. Čím vyšší řád navrhovaného filtru, tím se frekvenční charakteristika "těsněji blíží" aproximované charakteristice ideálního filtru. Čím nižší frekvence zlomu, tím je menší zvlnění v nepropustném pásmu, ale na druhou stranu s klesající frekvencí zlomu roste doba náběhu přechodové charakteristiky filtru. Při testování na nepájivém poli a simulacemi v Matlabu jsem stanovil řád filtru na hodnotu 4 a frekvenci zlomu na hodnotu  $f_c = 33 \text{ Hz}$  jako nejlepší kompromis mezi velikostí zvlnění, dobou náběhu a složitostí filtru.

Filtr 4. řádu s frekvencí zlomu  $f_c = 33 \text{ Hz}$  lze realizovat pomocí zapojení dvou obvodů Sallen–Key na obr. 2.11 v kaskádě.



Obrázek 2.11. Obecné zapojení obvodu Sallen-Key

Podle tab. 2.1 platí pro čtvrtý řád filtru polynom

$$B_n(s) = (s^2 + 0,765s + 1)(s^2 + 1,848s + 1).$$

První závorka je realizována prvním obvodem typu Sallen–Key a druhá závorka druhým obvodem v kaskádě.

Pro první závorku platí vztah

$$A_{\rm uo} = 3 - 2k_1 = 3 - 0,7654 = 2,2346 = \frac{R_2}{R_1} + 1.$$

Jeden rezistor volím a druhý dopočítám, volím  $R_1 = 5, 1 \text{ k}\Omega$  a

 $R_2 = R_1(2, 2346 - 1) \Rightarrow R_2 = 6, 2 \,\mathrm{k}\Omega.$ 

Pro druhou závorku platí vztah

$$A'_{\rm uo} = 3 - 2k_2 = 3 - 1,8487 = 1,1522 = \frac{R'_2}{R'_1} + 1.$$

Jeden rezistor volím a druhý dopočítám, volím  $R_1' = 10\,\mathrm{k}\Omega$  a

$$R'_2 = R'_1(1, 1522 - 1) \Rightarrow R'_2 = 1, 5 \,\mathrm{k}\Omega.$$

Z frekvence zlomu $f_{\rm c}=33\,{\rm Hz}$ jsem na základě rovnice

$$f_{\rm c} = \frac{1}{2\pi \cdot RC}$$

dopočítal zbývající dvě součástky R a C. Jednu součástku jsem zvolil a druhou dopočítal. Praktické je volit kondenzátor, jehož hodnota by měla být v řadě vyráběných kondenzátorů. Volím  $C = 33 \,\mathrm{nF}$  a

$$R = \frac{1}{2\pi \cdot 33 \cdot 10^{-9}} \Rightarrow R = 150 \,\mathrm{k}\Omega.$$

Na obr. 2.12 je zapojení navrženého filtru i s vypočtenými hodnotami součástek. Na obr. 2.13 je jeho amplitudová frekvenční charakteristika.



Obrázek 2.12. Dolní propust čtvrtého řádu typu Butterworth sestavena ze dvou zapojení Sallen–Key



Obrázek 2.13. Amplitudová frekvenční charakteristika navrženého filtru typu dolní propust

#### 2.2.2 Návrh filtru typu pásmová propust

Filtr typu pásmová propust používám k potlačení vyšších harmonických v sinusovém signálu z generátoru, viz kap. 2.3.1. Návrh filtru jsem řešil použitím integrovaného obvodu **UAF42** od firmy TEXAS INSTRUMENTS, dříve BURR–BROWN. UAF42 je univerzální aktivní fitr, který může být zapojen jako fitr typu dolní propust, horní propust nebo pásmová propust. Blokové schéma tohoto obvodu je na obr. 2.14.



Obrázek 2.14. Blokové schéma integrovaného obvodu UAF42

V [3] jsou uvedeny přenosy při zapojení obvodu jako filtr typu:

• dolní propust

$$\frac{V_{\rm O}(s)}{V_{\rm I}(s)} = \frac{A_{\rm LP}\omega_{\rm n}^2}{s^2 + s\frac{\omega_{\rm n}}{Q} + \omega_{\rm n}^2},$$

• horní propust

$$\frac{V_{\rm HP}(s)}{V_{\rm I}(s)} = \frac{A_{\rm HP}s^2}{s^2 + s\frac{\omega_{\rm n}}{O} + \omega_{\rm n}^2},$$

• pásmová propust

$$\frac{V_{\rm BP}(s)}{V_{\rm I}(s)} = \frac{A_{\rm BP}\frac{\omega_{\rm n}}{Q}s}{s^2 + s\frac{\omega_{\rm n}}{Q} + \omega_{\rm n}^2}.$$

Dále jsou v[3]uvedeny vzorce pro výpočet jednotlivých parametrů v přenosech:

• (2.6) 
$$\omega_{n}^{2} = \frac{R_{2}}{R_{1}R_{F1}R_{F2}C_{1}C_{2}},$$
  
• (2.7)  $Q = \frac{1 + \frac{R_{4}(R_{G}+R_{Q})}{R_{G}R_{Q}}}{R_{G}R_{Q}} \left(\frac{R_{2}R_{F1}C_{1}}{R_{2}R_{F1}C_{1}}\right)$ 

• (2.7) 
$$Q = \frac{1 + \frac{R_4(R_{\rm G} + R_{\rm Q})}{R_{\rm G}R_{\rm Q}}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \left(\frac{R_2 R_{\rm F1} C_1}{R_1 R_{\rm F2} C_2}\right)^{\frac{1}{2}},$$

• (2.8) 
$$QA_{\rm LP} = QA_{\rm HP}\frac{R_1}{R_2} = A_{\rm BP}\left(\frac{R_1R_{\rm F1}C_1}{R_1R_{\rm F1}C_2}\right)^{\frac{1}{2}},$$

• (2.9) 
$$A_{\rm LP} = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{R_{\rm G} \left(\frac{1}{R_{\rm G}} + \frac{1}{R_{\rm Q}} + \frac{1}{R_4}\right)},$$

• (2.10) 
$$A_{\rm HP} = A_{\rm LP} \frac{R_2}{R_1} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{R_{\rm G} \left(\frac{1}{R_{\rm G}} + \frac{1}{R_{\rm Q}} + \frac{1}{R_4}\right)},$$

• (2.11) 
$$A_{\rm BP} = \frac{R_4}{R_{\rm G}}.$$

Zapojení rezistorů  $R_{\rm G},\,R_{\rm Q},\,R_{\rm F1},\,R_{\rm F2}$  je patrné z obr. 2.15.



Obrázek 2.15. Zapojení integrovaného obvodu UAF42

Filtr je navrhován na zlomovou frekvenci $f_{\rm c}=100\,{\rm kHz},$ které odpovídá úhlová frekvence

$$\omega_{\rm n} = 2\pi f = 2\pi \cdot 100000 \Rightarrow \omega_{\rm n} = 628319 \,\mathrm{rad}\,\mathrm{s}^{-1}.$$

Hodnoty  $R_{\rm F1}$  a  $R_{\rm F2}$  jsem určil dosazením do vzorce (2.6) a jeho následnou úpravou

$$\omega_{\rm n}^2 = \frac{R_2}{R_1 R_{\rm F1} R_{\rm F2} C_1 C_2} \Rightarrow R_{\rm F1} R_{\rm F2} = \frac{1}{\omega_{\rm n}^2 \cdot 10^{-18}} \Rightarrow R_{\rm F1} = R_{\rm F2} = 1,6\,\rm k\Omega.$$

Zesílení celého obvodu jsem při návrhu filtru v Matlabu stanovil na hodnotu 1,5. Dosazením do vzorce (2.11) a jeho úpravou jsem vypočítal velikost rezistoru  $R_{\rm G}$ 

$$A_{\rm BP} = 1, 5 = \frac{R_4}{R_{\rm G}} \Rightarrow R_{\rm G} = \frac{50000}{1,5} \Rightarrow R_{\rm G} = 33 \,\mathrm{k\Omega}.$$

Činitel jakosti Q, který ovlivňuje strmost amplitudové frekvenční charakteristky, jsem při návrhu filtru v Matlabu stanovil na hodnotu 5. Dosazením do vzorce (2.7) a jeho úpravou jsem vypočítal velikost rezistoru  $R_{\rm Q}$ 

$$Q = 5 = \frac{1 + \frac{R_4(R_{\rm G} + R_{\rm Q})}{R_{\rm G}R_{\rm Q}}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \left(\frac{R_2R_{\rm F1}C_1}{R_1R_{\rm F2}C_2}\right)^{\frac{1}{2}} \Rightarrow$$
$$10 = 1 + \frac{50\left(R_{\rm Q} + 33 \cdot 10^3\right)}{33 \cdot R_{\rm Q}} \Rightarrow R_{\rm Q} = 6,8\,\mathrm{k}\Omega.$$

Na obr. 2.16 je amplitudová frekvenční charakteristika navrženého filtru.



Obrázek 2.16. Amplitudová frekvenční charakteristika navrženého filtru typu pásmová propust

#### 2.3 Obvody pro úpravu budicího signálu

#### 2.3.1 Generátor budicího signálu

Budicí signál pro čtyřkvadrantový senzor má sinusový průběh o frekvenci 100 kHz. Na jeho generování používám funkční generátor  $\mathbf{XR}$ –2206 od firmy EXAR, který je schopen vyrábět vysoce kvalitní sinusový, obdélníkový nebo trojúhelníkový signál o vysoké stabilitě a přesnosti, s proměnnou stejnosměrnou složkou generovaného signálu. Výstupní frekvence se nastavuje externími součástkami v rozmezí od 0,01 Hz až do 1 MHz. Blokové schéma obvodu i s doporučeným zapojením externích součástek pro generování sinusového signálu je na obr. 2.17.



Obrázek 2.17. Blokové schéma generátoru XR-2206

Drobnou nevýhodou zapojení jsou použité odporové trimry, pomocí nichž se nastavuje zkreslení, frekvence a amplituda. Odporové trimry mohou při změnách teploty nebo při dlouhodobém používání měnit svůj odpor a tím i parametry generovaného signálu. V reálném zapojení používám cermetové odporové trimry, které mají dlohodobě stabilní vlastnosti, čímž se nevýhoda použití odporových trimrů minimalizuje.

Frekvence oscilací  $f_o$  se nastavuje externím časovacím kapacitorem C, připojeným na piny 5 a 6, a časovacím rezistorem R, připojeným na pin 7 nebo 8. Frekvence  $f_o$  je dána vztahem

$$(2.12) f_{\rm o} = \frac{1}{RC}.$$

V [9] je uvedeno doporučené rozmezí hodnot pro časovací rezistor a kapacitor

$$\begin{array}{rcl} 4\,\mathrm{k}\Omega & \leq & R & \leq & 200\,\mathrm{k}\Omega, \\ 1000\,\mathrm{pF} & \leq & C & \leq & 100\,\mu\mathrm{F}. \end{array}$$

Požadovaná frekvece budicího signálu je  $f_o = 100 \text{ kHz}$ . Ze vzorce (2.12) určíme hodnoty časovacího rezistoru a kapacitoru. Jednu součástku zvolíme a druhou dopočítáme. Na základě doporučeného rozmezí hodnot volím kondenzátor C = 1 nF. Hodnota dopočítaného rezistoru je

$$f_{\rm o} = \frac{1}{RC} \Rightarrow R = \frac{1}{f_{\rm o}C} \Rightarrow R = 10 \,\mathrm{k}\Omega.$$

Výstup generátoru je připojen na vstup filtru typu pásmová propust, viz kap. 2.2.2, který potlačí případné vyšší harmonické.

#### 2.3.2 Invertování budicího signálu

Pro správnou funkci celého měřícího obvodu je třeba sinusový signál invertovat. Na to je nejvhodnější transformátor s vyvedeným středem na sekundárním vinutím. Mezi invertovaným a neinvertovaným signálem není žádný fázový posuv a ani s měnící se teplotou se žádný neobjeví. Běžně vyráběné transformátory s železným jádrem jsou vhodné pro kmitočty do cca 200 Hz, pro vyšší kmitočty je nutno používat transformátory s feritovým jádrem, které se běžně nevyrábí. Z časových důvodů jsem upustil od možnosti ručního navíjení transformátoru a rozhodl jsem se použít diferenciální zesilovač s jednotkovým zesílením **AMP03**<sup>1</sup> od firmy ANALOG DEVICES. Blokové schéma obvodu je na obr. 2.18.

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup>Stejný obvod, pod výrobním označením **INA105**, vyrábí i firma TEXAS INSTRUMENTS. Při pokusném zapojení na nepájivém poli jsem pozoroval malý fázový posuv mezi invertovaným a neivertovaným signálem, narozdíl od obvodu od firmy Analog Devices, kde fázový posuv byl nepozorovatelný



Obrázek 2.18. Blokové schéma diferenciálního zesilovače s jednotkovým zesílením AMP03

Pro minimalizaci fázového posuvu používám jeden obvod v zapojení na obr. 2.19<br/>a pouze jako sledovač, kde

 $u_{\rm i} = u_{\rm o}$ .

Druhý obvod používám v zapojení na obr. 2.19b jako invertor, kde

$$u_{\rm i} = -u_{\rm o}.$$



Obrázek 2.19. Zapojení diferenciálního zesilovače s jednotkovým zesílením

#### 2.3.3 Multiplexer

Pro přepínání invertovaného nebo neinvertovaného průběhu budicího signálu na jednotlivých kvadrantech senzoru v závislosti na měřeném směru je použit multiplexer. Lze si ho představit jako jednoduchý digitální přepínač z n vstupů na 1 výstup. Z velké nabídky jednotlivých výrobců jsem vybral multiplexer **AD8182** od firmy ANALOG DEVICES. Jeho blokové schéma je na obr. 2.20.

Multiplexer AD8182 má celou řadu výhod. Poměrně široké propustné pásmo - 750 MHz, krátkou dobu přepnutí - 10 ns. Menší nevýhodou, v mém případě, je velikost požadovaného napájecího napětí  $\pm 5$  V. Jelikož všechny ostatní používané obvody napájím symetrickým napětím  $\pm 15$  V, musím kvůli multiplexeru zavést do měřicího obvodu druhou úroveň napájecího napětí.



Obrázek 2.20. Blokové schéma multiplexeru AD8182

V [6] je uvedena funkční tabulka, viz. tab. 2.2 pro vstupy SELECT a ENABLE, na jejichž kombinaci závisí výstup multiplexeru. Buď je na výstup přepnut jeden ze vstupů multiplexeru, tj. sin nebo – sin, nebo je na výstupu stav vysoké impedance, který ale v měřícím obvodě nepoužívám, proto jsou piny 9 a 13 trvale připojeny na zem. Na piny 14 a 8 jsou připojeny digitální výstupy vstupně - výstupní karty MF 614, viz. kap. 3, která řídí přepínání multiplexeru v závislosti na měřeném směru.

SELECT	$\overline{ENABLE}$	OUTPUT
0	0	IN0
1	0	IN1
0	1	High Z
1	1	High Z

Tabulka 2.2. Funkční tabulka multiplexeru AD8182

#### 2.4 Napájecí zdroj pro měřicí obvod

Pro obvody na měřicí desce je potřeba dvojí úrovně napájecího napětí  $\pm 5$  V a  $\pm 15$  V. Aby kvalita a přesnost měření nebyla závislá na kvalitě napájecího zdroje, obsahuje měřicí deska vlastní zdroj napětí, který je napájen symetrickým napětím  $\pm 18$  V z externího zdroje. V [3] je popsáno zapojení zdroje napětí s operačním zesilovačem, které jsem použil. Na vstup operačního zesilovače připojíme přesné referenční napětí, viz kap. 2.4.1, a velikostí rezistorů ve zpětné vazbě nastavíme velikost výstupního napětí. Jelikož běžný operační zesilovač dává na výstupu max. 20 mA, je třeba výstup "výkonově posílit", čehož nejsnáze docílíme připojením báze tranzistoru na výstup operačního zesilovače.

Pro kladné výstupní napětí použijeme zapojení na obr. 2.21a s tranzistorem PNP. Velikost výstupního napětí je dána vztahem

(2.13) 
$$u_{\rm o} = U_{\rm REF} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right).$$

Pro záporné výstupní napětí použijeme zapojení na obr. 2.21b s tranzistorem NPN. Velikost výstupního napětí je dána vztahem

(2.14) 
$$u_{\rm o} = -U_{\rm REF} \frac{R_2}{R_1}.$$



Obrázek 2.21. Zapojení zdroje napětí s operačním zesilovačem

První 100 Ω rezistor slouží jako ochranný. Přes druhý 150 Ω rezistor se výstup operačního zesilovače přímo podílí na předávání malého výkonu do zátěže. Průtokem výstupního proudu se na rezistoru vytvoří napětí, které je takto připojeno mezi bázi a emitor tranzistoru. Tím je splněn předpoklad k otevření tranzitoru a jeho normální činnosti. Při malém proudu se tranzistor neotevře a výkon do zátěže dodává pouze operační zesilovač. Jakmile proud překročí 4,4 mA, vytvoří se na rezistoru napětí přibližně 0,65 V a otevře se tranzistor, takže operační zesilovač již není více zatěžován. Kladná hodnota napájecího napětí je na emitoru tranzistoru NPN. Pro napětí o velikosti  $u_{\rm o} = 15$  V je použito referenční napětí  $U_{\rm REF} = 10$  V. Jeho dosazením do (2.13) a volbou jednoho rezistoru vypočítáme hodnotu zbývajícího zpětnovazebního rezistoru. Volím  $R_1 = 100$  k $\Omega$ , hodnota druhého rezistoru je

$$u_{\rm o} = U_{\rm REF} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \Rightarrow R_2 = \left( \frac{u_{\rm o}}{U_{\rm REF}} - 1 \right) R_1 \Rightarrow R_2 = 50 \,\mathrm{k\Omega}.$$

Pro napětí o velikosti  $u_{\rm o} = 5 \,\mathrm{V}$  je třeba zapojení na obr. 2.22a modifikovat pouze na napěťový sledovač, tj. vynechat rezistory  $R_1$  a  $R_2$ , čímž ze vztahu (2.13) vypadne podílový člen  $\frac{R_2}{R_1}$ . Abychom dostali požadované výstupní napětí, je nutno použít referenční napětí  $U_{\mathrm{REF}} = 5 \,\mathrm{V}$ 

Záporná hodnota napájecího napětí je na emitoru tranzistoru PNP. Pro napětí o velikosti  $u_{\rm o} = -15 \,\mathrm{V}$  je použito referenční napětí  $U_{\rm REF} = 10 \,\mathrm{V}$ . Jeho dosazením do (2.14) a volbou jednoho rezistoru vypočítáme hodnotu zbývajícího zpětnovazebního rezistoru. Volím  $R_1 = 100 \,\mathrm{k}\Omega$ , hodnota druhého rezistoru je

$$u_{\rm o} = -U_{\rm REF} \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow R_2 = -R_1 \frac{u_{\rm o}}{U_{\rm REF}} \Rightarrow R_2 = 150 \,\mathrm{k}\Omega.$$

Pro napětí o velikosti  $u_{\rm o} = -5$  V je použito referenční napětí  $U_{\rm REF} = 5$  V. Jeho dosazením do (2.14) a volbou jednoho rezistoru vypočítáme hodnotu zbývajícího zpětnovazebního rezistoru. Volím  $R_1 = 100 \,\mathrm{k}\Omega$ , hodnota druhého rezistoru je

$$u_{\rm o} = -U_{\rm REF} \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow R_2 = -R_1 \frac{u_{\rm o}}{U_{\rm REF}} \Rightarrow R_2 = 100 \,\mathrm{k}\Omega.$$

#### 2.4.1 Zdroj referenčního napětí

Nejjednodušší možný zdroj referenčního napětí lze realizovat se Zenerovo diodou. Její zapojení lze nalézt např. v [2]. Asi nejlepším a zároveň nejdostupnějším zdrojem referenčního napětí je napěťová reference. Jde o obvod na jehož výstupu je přesné, téměř bezšumové a teplotně nezávislé napětí. Z velké nabídky jednotlivých výrobců jsem vybral 10 V referenci **AD587** a 5 V referenci **AD586**, obě od firmy ANALOG DEVICES. Blokové schéma napěťové reference, které je stejné pro oba typy, je na obr. 2.22.



Obrázek 2.22. Blokové schéma napěťové reference

## Kapitola 3

## Multifunkční vstupně-výstupní karta MF 614

Měřicí obvod je k počítači připojen přes multifunkční vstupně - výstupní kartu MF 614, viz obr. 3.1, která je navržena pro propojení počítače s reálným systémem. Obsahuje

- 8 analogových vstupů s 12-bit A/D převodníkem s programovatelnými vstupními rozsahy,
- 4 12-bit analogové výstupy,
- 8 TTL kompatibilních digitálních vstupů a výstupů,
- 4 vstupy inkrementálních snímačů,
- 5 čítačů/časovačů.

Veškerou komunikaci s kartou MF 614 zajišťuje **Real Time toolbox**. Asi nejstabilnějšího provozu je dosaženo použitím verze Real Time toolboxu 4.0.0, která funguje pouze na nejnovější verzi Matlabu R2006a. Přístup k jednotlivým vstupům/výstupům na kartě je uživatelsky nejpříjemnější v Simulinku<sup>1</sup>.

V Simulinku jsem vytvořil funkční blok, viz obr. 3.2, který řídí přepínání multiplexerů a zobrazuje výsledky.

Bloky kvadrant<sub>1,2,3,4</sub> jsou digitální výstupy a blok RT In je analogový vstup s nastaveným vstupním rozsahem  $\pm 5$  V. Z obr. 2.1 je vidět, že budící signál na 1. a na 3. kvadrantu nezávisí na měřeném směru. Tomu ve schématu odpovídá trvale přivedená 1 na kvadrant<sub>1</sub> a 0 na kvadrant<sub>3</sub>. Kvadranty 2 a 4 jsou periodicky přepínány s periodou 1 sekunda.

- Na kvadrant<sub>2</sub> je přivedená 0, na kvadrant<sub>4</sub> je přivedená 1 tomu podle obr. 2.1<br/>a odpovídá měření ve směru x.
- Na kvadrant<sub>2</sub> je přivedená 1, na kvadrant<sub>4</sub> je přivedená 0 tomu podle obr. 2.1b odpovídá měření ve směru y.

<sup>&</sup>lt;sup>1</sup>Simulink je nadstavba Matlabu pro simulace dynamických systémů ve spojitém i diskrétním čase.



Obrázek 3.1. Multifunkční vstupně-výstupní karta MF614



Obrázek 3.2. Simulinkové schéma

# Kapitola 4 Výsledky měření

Přesnost měřícího obvodu jsem vyzkoušel pomocí dvou kapacitních trimrů. Na RLC metru jsem nastavoval velikosti kapacit jednoho kondenzátoru od 2 pF do 8 pF, s krokem 0, 5 pF. Velikosti kapacit druhého kondenzátoru jsem nastavoval od 8 pF do 2 pF, s krokem 0, 5 pF. Tímto jsem simuloval použití diferenciálního kapacitního senzoru. Na obr. 4.1 je závislost výstupu měřícího obvodu na velikosti kapacit trimrů zpracovaných poměrovou metodou. Výsledky měření jsem proložil přímkou, jejíž parametry jsem získal metodou nejmenších čtverců, kterou jsem aplikoval na změřená data. Z obrázku je vidět, že většina odchylek změřených hodnot od aproximovaných je minimální, z čehož lze usoudit, že měřící obvod je dostatečně přesný a lze ho použít pro měření polohy. Výraznější odchylky mohou být způsobeny obtížným a nepřesným nastavováním tak malých velikostí kapacit na použitých kapacitních trimrech. Už jen samotným dotykem docházelo k výraznější změně jejich kapacity a v některých případech bylo nastavení přesné hodnoty kapacity téměř nemožné.

Kvalitní kapacitní senzor, na který je měřící obvod navrhován, jsem v závěru práce neměl k dispozici. Abych mohl otestovat činnost obvodu při měření polohy, sestavil jsem z kuprextitové desky a stavebnice Merkur jednoduchý kapacitní senzor pro měření polohy v jednom směru. Na obr. 4.2 je závislot výstupu měřící karty na poloze snímací elektrody. Výsledky měření jsem opět proložil přímkou, jejíž parametry jsem získal metodou nejmenších čtverců, kterou jsem aplikoval na změřená data. Offset pro nulovou výchylku bude pravděpodobně způsoben jednak tím, že výchylka ve skutečnosti není nulová a jednak tím, že pohyblivá deska se nepohybovala rovnoběžně s deskou budicích elektrod. Výraznější odchylky změřených hodnot od aproximovaných mohou být způsobeny nepřesnostmi v nastavování polohy snímací elektrody nebo použitím nestíněného vodiče ze snímací elektrody do měřícího obvodu.



Obrázek 4.1. Závislost měření kapacit ${\cal C}_1$  <br/>a ${\cal C}_2$ na jejich zpracování poměrovou metodou



Obrázek 4.2. Závislot výstupu měřící karty na poloze snímací elektrody

## Kapitola 5

## Závěr

Navrhl a sestavil jsem měřící obvod pro měření kapacit. Vyšel jsem z jednoduchého blokového schéma, které obsahovalo pouze demodulátor a filtr typu dolní propust. Po sestavení a otestování na nepájivém poli jsem postupně přidával další bloky podle potřeby úprav signálů, až vzniklo celé schéma. Sestavovat celý měřící obvod pouze na nepájivém poli by bylo velmi nepřehledné a nepraktické, proto jsem si dvakrát vyleptal desku plošného spoje, na kterou jsem dosavadní obvod naletoval. Jednak jsem se tím naučil leptat desky plošného spoje lepším způsobem, než který jsem doposud používal. Ale hlavně jsem tím odstranil chyby, které vznikly při kreslení schémat v EAGLU, jako např. prohození invertujícího a neinvertujícího vstupu u operačního zesilovače, přehození napájení u integrovaného obvodu.

Výsledný měřící obvod je plně funkční a lze ho použít pro měření polohy. V době jeho dokončení jsem neměl k dispozici žádný kvalitni kapapacitní senzor, na kterém bych mohl měřící obvod vyzkoušet. Proto jsem si vyrobil jednoduchý kapacitním senzor, na kterém jsem funkčnost měřícího obvodu vyzkoušel.

Při práci se mi podařilo vyřešit několik problémů, na které jsem narazil - snížit šum v celém obvodu použitím blokovacích kondenzátorů u napájecího pinu každého integrovaného obvodu, nahradit transformátor s feritovým jádrem a vyvedeným středem na sekundárním vinutí dvěma integrovanými obvody při zachování původní funkce transformátoru.

Některé problémy se mi vyřešit zcela nepodařilo - zpětnovazební kompenzace offsetu a fázového posunu, připojení počítačové karty MF 614 do počítače, který jsem měl na práci přidělen. Probém je s největší pravděpodobností způsoben nedokončenou verzí Real Time toolboxu 4.0.0, která je zatím kompatibilní jen s novějšími počítači. Proto jsem se při práci s kartou MF 614 musel i s potřebným vybavením přesunovat do laboratoře K 26.

Navržené simulinkové schéma je poměrně jednoduché, ale zcela dostačující. Případné vylepšení by spočívalo v průměrování/filtrování vstupního signálu před jeho zobrazením a doplnění paměťového bloku, který by na zobrazovacím bloku nechal zobrazenou poslední změřenou polohu při měření v druhém směru.

### Literatura

- [1] PALLÁS-ARENY R., WEBSTER J. G. SENSORS AND SIGNAL CONDITIONING. Vydavatelství John Wiley & Sons, Inc.: New York, 2001.
- [2] VOBECKÝ J., ZÁHLAVA V. ELEKTRONIKA součástky a obvody, principy a příklady. Vydavatelství Grada Publishing: Praha, 2001.
- [3] MALINA V. Poznáváme elektroniku 3. Vydavatelství Kopp: České Budějovice, 1997.
- [4] RIPKA P., DAD'O S., KREIDL M., NOVÁK J. Senzory a převodníky. Vydavatelství ČVUT: Praha, 2005.
- [5] ŠIMEK T., BURGET P. Elektronické systémy 1. Vydavatelství ČVUT: Praha, 2004.
- [6] VYSOKÝ O. Elektronické systémy 2. Vydavatelství ČVUT: Praha, 2003.
- [7] Universal active filter UAF42. BURR-BROWN. Datasheet. (http://focus.ti. com/lit/ds/symlink/uaf42.pdf).
- [8] Quad High-Speed Precision Operational Amplifier OPA404. BURR-BROWN. Datasheet. (http://focus.ti.com/lit/ds/symlink/opa404.pdf).
- [9] Monolithic Function Generator XR-2206. EXAR. Datasheet. (http://www.exar. com/products/XR2206v103.pdf).
- [10] Precision, Unity-Gain, Differential Amplifier AMP03. ANALOG DEVI-CES. Datasheet. (http://www.analog.com/UploadedFiles/Data\_Sheets/ 5401336159411174194AMP03\_f.pdf).
- [11] Multiplexers AD8180 / AD8182. ANALOG DEVICES. Datasheet. (http://www.analog.com/UploadedFiles/Data\_Sheets/12075248AD8180\_2\_b.pdf).
- [12] High Precision 10 V Reference AD587. ANALOG DEVICES. Datasheet. (http:// www.analog.com/UploadedFiles/Data\_Sheets/36724877496502AD587\_g.pdf).
- [13] High Precision 5 V Reference AD586. ANALOG DEVICES. Datasheet. (http:// www.analog.com/UploadedFiles/Data\_Sheets/384977004AD586\_g.pdf).
- [14] MF 614 Multifunction I/O Card. HUMUSOFT<sup>(R)</sup>. User's manual.

# Kapitola 6

# Přílohy

označení	hodnota	označení	hodnota	katalogové
součástky	součástky	součástky	součástky	číslo
rezis	tory	odporové trimry		
$R_{1,2,3,4}$	$150\mathrm{k}\Omega$	$R_{20}$	$100\mathrm{k}\Omega$	PK50HK100
$R_5$	$1,5\mathrm{k}\Omega$	$R_{25}$	$50\mathrm{k}\Omega$	PTC10VK050
$R_6$	$10\mathrm{k}\Omega$	$R_{26}$	$2,5\mathrm{k}\Omega$	PTC10HK002,5
$R_7$	$6,2\mathrm{k}\Omega$	$R_{27}$	$500\Omega$	PTC10HE500
$R_8$	$5,1\mathrm{k}\Omega$	$R_{28}$	$25\mathrm{k}\Omega$	PTC10HK025
$R_{9,10}$	$100\Omega$	kondenzátory		
$R_{11}$	$10\mathrm{k}\Omega$	$C_{1,2,3,4}$	$33\mathrm{nF}$	CF2-33N/J
$R_{12,13}$	$1,6\mathrm{k}\Omega$	$C_5$	$330\mathrm{pF}$	CK330P/500V
$R_{14}$	$6,8\mathrm{k}\Omega$	$C_6$	$1\mu\mathrm{F}$	CK1M/50V
$R_{15}$	$33\mathrm{k}\Omega$	$C_7$	$10\mu\mathrm{F}$	CT10M/25V
$R_{16}$	$1\mathrm{k}\Omega$	$C_8$	$1\mathrm{nF}$	CF2-1N0/J
$R_{17}$	$50\mathrm{k}\Omega$	$C_9$	$1\mu\mathrm{F}$	CT1M/25V
$R_{18,19}$	$5,1\mathrm{k}\Omega$	$C_{10,11,,27}$	$10\mu\mathrm{F}$	CT10M/25V
$R_{21,22}$	$5,1\Omega$	$C_{28,29,,45}$	$0,1\mu\mathrm{F}$	CK100N/63V
$R_{23}$	$9,1\mathrm{k}\Omega$	tranzistory		
$R_{24}$	$10\mathrm{k}\Omega$	Q5.6	NPN	BD242V
$R_{29,36,37,42}$	$100\Omega$	$Q_{7,0}$	PNP	BD241CV
$R_{30,34,38,40}$	$150\Omega$	\$7,0		2221101
$R_{31,35,39,41}$	$100\mathrm{k}\Omega$			
$R_{32}$	$50\mathrm{k}\Omega$			
$R_{33}$	$150\mathrm{k}\Omega$			

Tabulka 6.1. Seznam součástek



Obrázek 6.1. Rozložení součástek na desce měřicího obvodu



Obrázek 6.2. Pohled ze strany součástek



Obrázek 6.3. Pohled ze strany spojů



Obrázek 6.4. Měřící obvod