



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

LOCK-IN ZESILOVAČ

LOCK-IN AMPLIFIER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

MARTIN PIVNIČKA

VEDOUcí PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. PETR BENEŠ, Ph.D.

BRNO 2013



**VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ**

**Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií**

Ústav automatizace a měřicí techniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Automatizační a měřicí technika

Student: Martin Pivnička

ID: 136575

Ročník: 3

Akademický rok: 2012/2013

NÁZEV TÉMATU:

Lock-in zesilovač

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Cílem bakalářské práce je nastudovat problematiku koherentní demodulace pomocí Lock-in zesilovačů. Porovnejte používaná koncepční řešení přístrojů a uveďte jejich základní parametry, výhody a omezení. V praktické části práce realizujte analogový Lock-in zesilovač s obvodem AD630, digitální variantu Lock-in zesilovače s využitím vhodné měřicí karty a porovnejte získané parametry s přístrojem HF2LI firmy Zurich Instruments.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Application Notes Analog Devices pro obvody AD630
- [2] firemní dokumentace Zurich Instruments, Stanford Research Systems
- [3] Ďaďo, S. Koherentní demodulace [online], http://www.crr.vutbr.cz/system/files/brozura_08_1111.pdf

Termín zadání: 11.2.2013

Termín odevzdání: 27.5.2013

Vedoucí práce: doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.

Konzultanti bakalářské práce:

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

Abstrakt

Práce se zabývá problematikou koherentní demodulace pomocí Lock-in zesilovačů. První část je zaměřena na teoretický rozbor této problematiky. V druhé - praktické části je popsán návrh, konstrukce a měření vlastností jednokanálového a dvoukanálového analogového Lock-in zesilovače. Dále je popsáno měření průtoku pomocí Coriolisova průtokoměru s využitím dvoukanálového Lock-in zesilovače. Dále je popsán návrh digitálního Lock-in zesilovače pomocí měřicí karty. V závěru jsou shrnuté výsledky měření vlastností Lock-in zesilovače.

Klíčová slova

Koherentní demodulace, Lock-in zesilovač, AD630, měření fáze

Abstract

This thesis deals with coherent demodulation by using Lock-in amplifier. The first part of this thesis focuses on theoretical analysis of this issue. The second – practical part describes design, construction and measurement of single-channel and dual-channels analog Lock-in amplifier. Further is described measurement of flow through the Coriolis flow meter by using dual-channels Lock-in amplifier. As further is described design digital Lock-in amplifier by using measuring card. The conclusion summarizes the results of measurement of Lock-in amplifier.

Keywords

Coherent demodulation, Lock-in amplifier, AD630, phase measurement

Bibliografická citace:

PIVNIČKA, M. *Lock-in zesilovač*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 72s. Vedoucí bakalářské práce doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou bakalářskou práci na téma Lock-in zesilovač jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího bakalářské práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené bakalářské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této bakalářské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 23. května 2013

.....

podpis autora

Poděkování

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

V Brně dne: 23. května 2013

.....

podpis autora

Obsah

Seznam obrázků	9
Seznam grafů	10
Seznam tabulek	11
Úvod	12
1 Odhad měronosných parametrů signálu	13
1.1 Odhad amplitudy signálu	13
1.2 Odhad amplitudy bílého šumu.....	15
1.3 Odhad amplitudy spojitých signálů	16
1.4 Fázová citlivost.....	16
1.5 Souvislost mezi obecnou a koherentní amplitudovou demodulací.....	17
1.6 Podmínky koherence.....	18
1.7 Podmínky koherence pro spojité signály	19
1.8 Vliv statických parametrů rušení $N(t)$	19
1.9 Odhad LMMSE jako číslicové filtrace	19
1.10 Přizpůsobený filtr.....	20
2 Analogové koherentní demodulátory	23
2.1 Obvodová řešení	23
2.1.1 AD 630 – vyvážený modulátor/demodulátor.....	23
2.1.2 AD 698 – obvod pro zpracování signálu z lineárního diferenciálního transformátoru (LVDT)	25
2.2 Základní částí koherentních demodulátorů	27
2.2.1 Předdetekční zpracování signálu	27
2.2.1.1 Heterodynní filtrace	29
2.2.2 Referenční kanál.....	30
2.2.3 Vlastní koherentní demodulátor	31
2.2.4 Postdetekční obvody.....	32
3 Digitální koherentní demodulátory.....	34
3.1 Teorém ekvivalentní nelinearity.....	34

3.2	Výhody číslicové koherentní demodulace	35
3.3	Porovnání dostupných Lock-in zesilovačů	36
4	Návrh Lock-in zesilovač	38
4.1	Předdetekční obvod.....	38
4.2	Koherentního demodulátor.....	40
4.3	Postdetekční obvod	40
4.4	Vlastní měření.....	40
4.4.1	NI Elvis II+	40
4.4.2	NI Labview SignalExpress.....	41
4.5	Postup měření	42
4.6	Návrh DPS.....	50
4.7	Dvoukanálový analogový Lock-in zesilovač	52
4.7.1	Coriolisův průtokoměr	52
4.7.2	Konstrukce dvoukanálového Lock-in zesilovače.....	53
4.7.3	Měření vlastností dvoukanálového Lock-in zesilovače.....	54
4.7.3.1	Měření průtoku pomocí Lock-in zesilovače	58
5	Digitální Lock-in zesilovač	61
5.1	LabVIEW	61
5.2	Vlastnosti měřicích karet.....	63
5.3	Popis programu v LabVIEW	65
5.4	Měření digitálním Lock-in zesilovačem	67
5.5	Výběr karty měřicí karty pro Lock-in zesilovač.....	68
6	Závěr	70
	Literatura.....	71
	Seznam příloh	73

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1. Amplitudová frekvenční charakteristika ideálního koherentního demodulátoru ^[1]	16
Obrázek 2. Určení složek fázoru V ^[1]	17
Obrázek 3. Časové průběhy demodulovaných signálů – obecně a koherentně ^[1]	18
Obrázek 4. Číslíkový filtr pro odhad amplitudy dle kritéria LMMSE ^[1]	20
Obrázek 5. Přizpůsobený filtr ^[1]	20
Obrázek 6. Funkční blokové schéma ^[4]	23
Obrázek 7. Blokové schéma AD630 ^[4]	24
Obrázek 8. Vnitřní zapojení pro základní popis činnosti ^[4]	24
Obrázek 9. Funkční blokové schéma AD 698 ^[5]	25
Obrázek 10. Blokové schéma AD 698 ^[5]	26
Obrázek 11. Blokové schéma základních částí umožňující koherentního demodulaci ^[1]	27
Obrázek 12. Úrovňový diagram - dynamická rezerva ^[1]	28
Obrázek 13. Heterodynní filtrace ^[1]	29
Obrázek 14. Filtrování zrcadlových frekvencí ^[1]	30
Obrázek 15. Referenční kanál ^[1]	30
Obrázek 16. Ekvivalentní amplitudová frekvenční charakteristika KD ^[1]	32
Obrázek 17. Postdetekční obvod - spínaná propust (vzorkovací obvod použitý jako dolní propust) ^[1]	33
Obrázek 18. Princip vektorvoltmetru - určení modulu fázoru pomocí 2 KD ^[1]	33
Obrázek 19. Obrázek k lepšímu vysvětlení TEN ^[1]	34
Obrázek 20. Dithering - grafická konvoluce ^[1]	35
Obrázek 21. Blokové schéma zapojení digitálního Lock-in zesilovače HF2LI ^[8]	36
Obrázek 22. Zapojení analogového Lock-in zesilovače ^[9]	38
Obrázek 23. Zjednodušené vnitřní schéma AD 620 ^[10]	39
Obrázek 24. NI Elvis II+ ^[12]	41
Obrázek 25. NI Labview SignalExpress – ukázka programu	41
Obrázek 26. Praktické zapojení analogového Lock-in zesilovače na nepájivém poli	42

Obrázek 27. Návrh DPS Lock-in zesilovače	51
Obrázek 28. Vyrobený jednobaný Lock-in zesilovač.....	51
Obrázek 29. Coriolisův průtokoměr ve tvaru U ^[13]	52
Obrázek 30. Přední strana 2-baný Lock-in zesilovače.....	53
Obrázek 31. Zadní strana 2-baný Lock-in zesilovače.....	53
Obrázek 32. Konstrukce 2-baný Lock-in zesilovače	54
Obrázek 33. Měření průtoku Coriolisovým průtokoměrem s využitím 2 - baný Lock-in zesilovače.....	60
Obrázek 34. Ukázka prostředí LabVIEW.....	62
Obrázek 35. Příklad měřicí karty NI USB – 6008 ^[14]	64
Obrázek 36. Zpracování naměřených dat ^[15]	64
Obrázek 37. Způsoby využití vyrovnávací paměti ^[15]	65
Obrázek 38. Ukázka front panelu programu Lock-in zesilovače v LabVIEW.....	67

SEZNAM GRAFŮ

Graf 1. Závislost napětí na změně fáze	42
Graf 2. Časové průběhy signálů fázový rozdíl 0°	43
Graf 3. Časové průběhy signálů fázový rozdíl 45°	43
Graf 4. Časové průběhy signálů fázový rozdíl 90°	44
Graf 5. Časové průběhy signálů fázový rozdíl 180°	44
Graf 6. Časové průběhy signálů fázový rozdíl -90°	44
Graf 7. Časové průběhy výstupních napětí s použitím filtru - kladné hodnoty rozdílu fáze mezi měřeným a referenčním signálem	45
Graf 8. Časové průběhy výstupních napětí s použitím filtru – záporné hodnoty rozdílu fáze mezi měřeným a referenčním signálem	45
Graf 9. Časové průběhy signálů fázový rozdíl 0°, vstupní signál se šumem	46
Graf 10. Časové průběhy signálů fázový rozdíl 45°, vstupní signál se šumem.....	46
Graf 11. Časové průběhy signálů fázový rozdíl 90°, vstupní signál se šumem.....	46
Graf 12. Časové průběhy signálů fázový rozdíl 180°, vstupní signál se šumem.....	47
Graf 13. Průběh napětí při offsetu vstupního napětí	55

Graf 14. Průběh napětí při offsetu referenčního napětí	55
Graf 15. Průběhy napětí při $U_{ref} = 0,2V$	57
Graf 16. Průběhy napětí při $U_{ref} = 1V$	57
Graf 17. Závislost průtoku na rozdílu fází.....	60

SEZNAM TABULEK

Tabulka 1. Porovnání vlastností dostupných Lock-in zesilovačů.....	37
Tabulka 2. Hodnoty zesílení předdetekční části a časové konstanty jednokanálového Lock-in zesilovače.....	50
Tabulka 3. Hodnoty zesílení předdetekční části a časové konstanty dvoukanálového Lock-in zesilovače.....	54
Tabulka 4. Měření CMRR pro jeden kanál	56
Tabulka 5. Měření CMRR pro oba kanály	56
Tabulka 6. Měření průtoku	59
Tabulka 7. Měření fáze s NI 9234.....	67
Tabulka 8. Měření fáze s NI 6008.....	68
Tabulka 9. Vlastnosti vhodných měřicích karet pro Lock-in zesilovač ^[16]	69

ÚVOD

Pro měření a zpracování signálů ležících hluboko pod úrovní šumu se využívá princip známý jako koherentní demodulace. Ten tvoří podstatu přístrojů známých jako Lock-in zesilovač (Lock-in Amplifier – LIA). Za původce prvních typů Lock-in zesilovačů je považován výzkumný tým vedený fyzikem Robertem Henrym Dickem, který pracoval ve vědecko-výzkumných laboratořích Princeton Applied Research. První Lock-in zesilovač z jejich laboratoří se komerčně objevil v roce 1962. Poprvé se o koherentní modulaci a jejím využití zmínil Walter C. Michels v roce 1934 ve článku (*Review of Scientific Instruments*), v kterém poprvé použil označení LIA. V tomto článku jsou popsány první práce o využití koherentní demodulace publikovaná již v roce 1934. Většina přístrojů patřící do kategorie Lock-in zesilovačů, která byla v minulém století realizována analogovou technikou. V posledních dvaceti letech díky pokrokům součástek z moderní polovodičové elektroniky jsou Lock-in zesilovače realizovány výhradně číslicovými metodami. I přes tento fakt, jsou ještě analogové provedení v některých případech vhodná. Asi největší rozdíl mezi analogovým a digitálním provedením je hlavně cena, tedy použití analogových zesilovačů je vhodné v aplikacích, kde máme omezený rozpočet financí.

Motivací mé bakalářské práce bylo zjistit limity a vlastnosti analogových Lock-in zesilovačů a porovnat s digitálními. V první části je popsán teoretický rozbor a ve druhé praktická realizace Lock-in zesilovače.

1 ODHAD MĚRONOSNÝCH PARAMETRŮ SIGNÁLU

Funkce koherentní demodulace se odvozuje od postupů amplitudové demodulace známých z radiotechniky nebo od řízených usměrňovačů. Pro odvození nejdůležitějších vlastností koherentní demodulace – možnost měření parametrů signálu hluboce utopených v šumu („denoising“), je použito pohledu na koherentní demodulaci jako odhadu parametrů (amplitudy) signálu z naměřených dat.

1.1 Odhad amplitudy signálu

Pod termínem odhad v měřicí technice obecně myslíme nalezení vektoru měronosných parametrů signálu $\mathbf{x}$ (např. amplituda, frekvence, fáze) z naměřených hodnot, tvořících vektor dat $\mathbf{y}$. Všechny odvozené vztahy jsem převzal z literatury^[1].

Teoretickým základem postupů koherentního zpracování signálů je odhad amplitudy A_0 amplitudově modulovaného signálu $A_0 s(t)$ přítomného v aditivní směsi $V(t)$ se šumem $N(t)$, to znamená:

$$V(t) = A_0 s(t) + N(t) \quad (1.1)$$

Ve vztahu (1.1) je $s(t)$ zobecněný průběh periodické nosné vlny.

Hodnoty (vzorky) průběhů $V(t_i)$, $s(t_i)$ a $N(t_i)$, určené v intervalu pozorování, tvoří sloupcové vektory $\mathbf{V}$, $\mathbf{s}$, $\mathbf{N}$. Tyto vektory jsou dány vztahem:

$$\mathbf{V} = A_0 \mathbf{s} + \mathbf{N} \quad (1.2)$$

Protože je vztah mezi naměřenými hodnotami $\mathbf{V}$ a skalární veličinou A_0 lineární použijeme metodu LMMSE (Linear Minimum Mean Square Error) – odhad pomocí tohoto kritéria je vhodný pro situaci, kdy závislost mezi vektory $\mathbf{x}$ a vektorem naměřených hodnot $\mathbf{y}$ je lineární, tedy platí $\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{y} + \mathbf{b}$

Protože A_0 je skalární veličina, tak její přímý výpočet z rovnice (1.2) není možný, proto musíme rovnici upravit vynásobením zleva jednotkovou maticí $\mathbf{I}$.

$$\mathbf{IV} = A_0 \mathbf{Is} + \mathbf{IN} \quad (1.3)$$

Tento vztah je ekvivalentní i pomocí zápisu diagonálních matic

$$\mathbf{V}_d = A_0 \mathbf{s}_d + \mathbf{N}_d \quad (1.4)$$

Index d značí diagonální matici.

Amplituda A_0 lze tedy vypočítat jako inverzní funkci

$$A_0 = V_d s_d^{-1} + N_d s_d^{-1} \quad (1.5)$$

Pro odhad amplitudy kritériem LMMSE platí:

$$A_{0LMS} = \mu_{A_0} + \mathbf{P}_{A_0V}^T \mathbf{P}_{VV}^{-1} (\mathbf{V} - \mu_V) \quad (1.6)$$

Po úpravě získáme konečný tvar kovariační matice

$$\mathbf{P}_{A_0V} = \mathbf{s} \cdot \sigma_{A_0}^2 \quad (1.7)$$

$\sigma_{A_0}^2$ - rozptyl hledané amplitudy

Pro výpočet amplitudy A_0 si určíme variační matici $\mathbf{P}_{VV}$

$$\mathbf{P}_{VV} = \text{var} A_0 \mathbf{s} + \text{var} \mathbf{N} = \sigma_{A_0}^2 \mathbf{s}^T \mathbf{s} + \text{var} \mathbf{N} = \sigma_{A_0}^2 \mathbf{s}^T \mathbf{s} + \mathbf{P}_{NN} \quad (1.8)$$

Za předpokladu nulové střední hodnoty rušení $\mathbf{N}(t)$ platí:

$$E\{\mathbf{V}\} = E\{A_0 \mathbf{s}\} + E\{\mathbf{N}\} = E\{A_0\} \mathbf{s} \quad (1.9)$$

$$\mu_V = E\{\mathbf{V}\} = E\{\mathbf{s} + \mathbf{N}\} = E\{A_0 \mathbf{s}\} = \mathbf{s} \mu_{A_0} \quad (1.10)$$

Pro zjednodušení zavedeme kvadratickou formu (skalár), závislou jenom na průběhu nosné signálu $s(t)$ a úměrnou jeho energii.

$$F_s = \mathbf{s}^T \mathbf{P}_{NN}^{-1} \mathbf{s} \quad (1.11)$$

Po dosazení do základního tvaru (1.11) dostáváme :

$$A_{0LMS} = \mu_{A_0} + \frac{\sigma_{A_0}^2}{1 + F_s \sigma_{A_0}^2} (\mathbf{V}^T \mathbf{P}_{NN}^{-1} \mathbf{s} - \mu_{A_0} \mathbf{s}^T \mathbf{P}_{NN}^{-1} \mathbf{s}) \quad (1.12)$$

Označíme-li první člen v závorce (kvadratická forma) F_V :

$$F_V = \mathbf{V}^T \mathbf{P}_{NN}^{-1} \mathbf{s} \quad (1.13)$$

Po úpravách dostaneme:

$$A_{0LMS} = \frac{\mu_{A0} + \sigma_{A0}^2 F_V}{1 + \sigma_{A0}^2 F_S}$$

Například pro signály s rovnoměrnou hustotou rozložení amplitudy, u kterých platí:

$$\sigma_{A0}^2 F_S \gg 1 \quad (1.14)$$

se odhad zjednoduší na:

$$A_{0LMS} \approx \frac{F_V}{F_S} = \frac{V^T P_{NN}^{-1} s}{s^T P_{NN}^{-1} s} = \frac{V^T P_{nn}^{-1} s}{s^T P_{nn}^{-1} s} \quad (1.15)$$

Zavedli jsme normalizovanou varianční matici šumu

$$P_{nn} = \frac{1}{\sigma_N^2} P_{NN} \quad (1.16)$$

σ_N^2 je střední kvadratická hodnota rušení $N(t)$

1.2 Odhad amplitudy bílého šumu

V tomto případě je často varianční matice rušení P_{nn} jednotková I . Pro odhad amplitudy tedy platí:

$$A_{0LMS} \approx \frac{V^T I s}{s^T I s} \quad (1.17)$$

$V^T I s$ - tento vztah přibližně odpovídá diskretní formě **vzájemné korelace** (*vzájemný vztah mezi dvěma veličinami – pokud se mění jedna, mění se i druhá, ale není možné prokázat, že by jeden z by musel být příčinnou a druhý následkem* ^[2]) průběhů $V(t)$ a $s(t)$ pro nulové vzájemné zpoždění. $s^T I s$ je úměrný energii signálu, proto můžeme napsat, že platí následující rovnice:

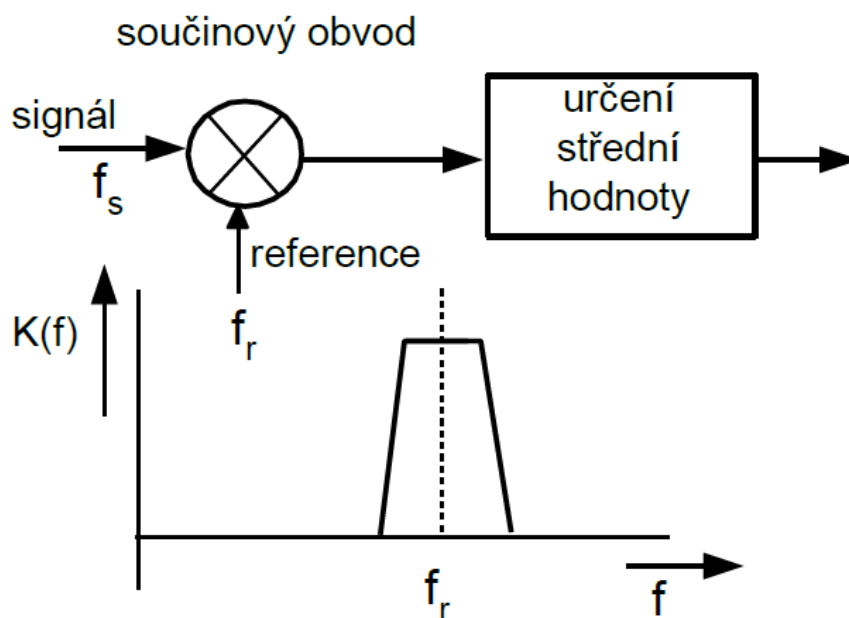
$$A_{0LMS} = \frac{\sum_{i=1}^M V(t_i)s(t_i)}{\sum_{i=1}^M s^2(t_i)} = \frac{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M V(t_i)s(t_i)}{\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M V(t_i)s(t_i)} \quad (1.18)$$

1.3 Odhad amplitudy spojitých signálů

Budeme-li zmenšovat intervaly (periodu vzorování) mezi sousedními vzorky až k limitní nulové hodnotě, potom budou vzorkované průběhy $V(t)$ a $s(t)$ téměř totožné s spojitým průběhům. Sumaci ze vztahu (1.18) můžeme vyjádřit určitými integrály v rozsahu t_0 až (t_0+T_m)

$$A_{OLMS} = \frac{\frac{1}{T_m} \int_{t_0}^{t_0+T_m} V(t)s(t)dt}{\frac{1}{T_m} \int_{t_0}^{t_0+T_m} s^2(t)dt} \quad (1.19)$$

Základem analogových koherentních demodulátorů je vztah (1.19). Model je znázorněn na následujícím obrázku.



Obrázek 1. Amplitudová frekvenční charakteristika ideálního koherentního demodulátoru ^[1]

1.4 Fázová citlivost

V případě kdy máme harmonické vstupní a referenční signál o stejné frekvenci, můžeme odhadovanou amplitudu určit podle vzorce:

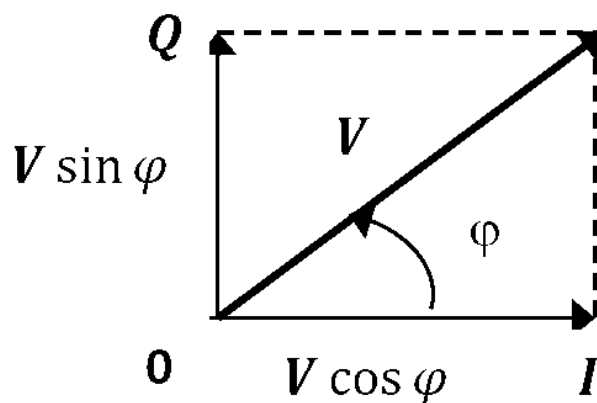
$$A_{OLMS} = V_m \sin(\omega t + \varphi_V) S_m \sin(\omega t + \varphi_S) = 1/2 V_m S_m [\cos(\varphi_V - \varphi_S) + \cos(2\omega t + \varphi_V + \varphi_S)] \quad (1.20)$$

Výpočtem střední hodnoty (analogovou integrací), kterou realizujeme dolnofrekvenční propustí, potlačíme složku o frekvenci 2ω a tedy výstupní signál úměrný fázovému rozdílu vstupního a referenčního signálu:

$$A_{0LMSO} = 1/2V_m S_m \cos(\varphi_V - \varphi_S) \quad (1.21)$$

V případě stejné amplitudy vstupního a referenčního signálu je výstupní signál koherentního demodulátoru závislý pouze na rozdílu fází obou průběhů. V tomto případě se KD chová jako fázový detektor. Maximální výstupní signál je dán při nulovém fázovém rozdílu (soufázová složka signálu – I). Nulový výstupní signál je při rozdílu 90° (kvadrurní složka signálu – Q).

Pro určení reálné (I) a imaginární (Q) složky fázoru harmonického signálu $V(t)$ lze použít princip fázové detekce



Obrázek 2. Určení složek fázoru V [1]

Základem fázorových voltmetrů (vektor voltmetrů) jsou dva koherentní demodulátory s referenčními signály posunutými o 90° . Modul fázoru V je dán vztahem:

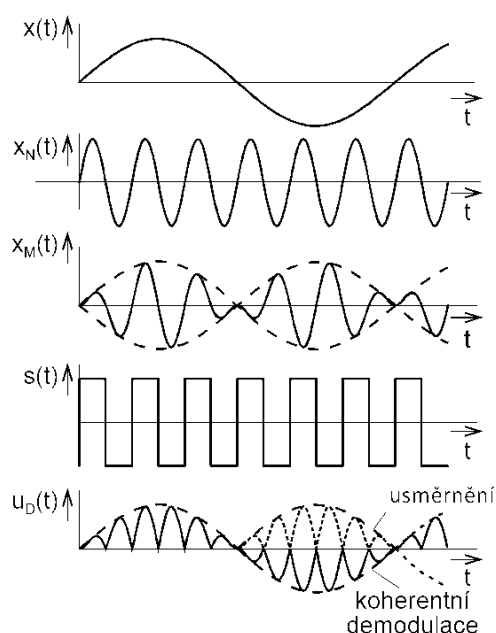
$$V = \sqrt{I^2 + Q^2} = \sqrt{(Re(V))^2 + (Im(V))^2} = \sqrt{(V \cos \varphi)^2 + (V \sin \varphi)^2} = V$$

Hodnota modulu V lze tedy získat výpočtem i při kolísání fáze.

1.5 Souvislost mezi obecnou a koherentní amplitudovou demodulací

Signálem $x(t)$ modulujeme amplitudu nosné vlny $x_N(t)$. Výsledkem je amplitudová modulace s potlačenou nosnou $x_M(t)$. Použijeme-li diodový (neřízený) amplitudový, tak na jeho výstupu bude průběh obálky (usměrnění) – $u_D(t)$. Koherentní demodulátor (řízený, spínací) pracuje tak, že násobí střídavý průběh $u_M(t)$ hodnotami $+1$ a -1 , jak udává průběh spínací funkce $s(t)$. Výsledný průběh je obálka respektující změnu fáze

$x_M(t)$ při průchodu $x(t)$ nulou. Posuneme-li $s(t)$ o čtvrtinu periody vůči $x_N(t)$ bude střední hodnota $u_D(t)$ nulová.



Obrázek 3. Časové průběhy demodulovaných signálů – obecně a koherentně^[1]

1.6 Podmínky koherence

Opakujeme-li jednotlivá měření v závislosti na změně zpoždění signálu κ vůči referenčnímu bodu na časové ose, tak se hodnota F_V mění i při stálých hodnotách ostatních parametrů. Mohou nastat 2 případy:

- κ = konstantní nebo předem známé. V tomto případě jde o koherentní signál. Získáme při každém opakování posloupnost vzorků odebraných ze stejných úseků průběhu signálu.
- κ je náhodně proměnné nebo funkci $s(t)$ neznáme. Jedná se o nekoherentní signál a nelze určit odhad amplitudy pomocí vztahu (1.15), protože vektor s nelze určit nebo se mění náhodně

Musíme tedy splnit podmínku koherence průběhu nosné vlny $s(t)$ a průběhu řídicí odběr vzorků. Čas odběrů vzorků musí být přesně v souladu s nosným průběhem.

Nejčastěji se používá ekvidistantní vzorkování - požadujeme, aby frekvence vzorkování f_{vz} byla celočíselným násobkem nebo podílem frekvence f_s nosné vlny $s(t)$. Časové vzájemné posunutí mezi základní harmonickou nosného signálu $s(t)$ a vzorkovací frekvence musí být stálé. Tato volba f_{vz} je v souladu se vzorkovacím teorémem. Podmínkou jsou znalosti průběhu nosné $s(t)$. Tuto podmínku lze snadno splnit např. u

můstkových měření, nebo při zpracování signálů ze senzorů záření přerušovaného rotující clonkou.

Například pro harmonický průběh $s(t)$ můžeme získávat vzorky pro určení odhadu v maximálních hodnotách signálu $s(t)$. Odpovídající průběh nosné jsou pak impulsy s jednotkovou amplitudou o šířce, která respektuje dobu odběru vzorku.

Při neznalostech parametrů nosné s , nesplnění podmínky koherence, musíme přítomnost nebo velikost signálu zjišťovat jinak. Například použitím nelineárních detektorů nebo výpočetních operací z přírůstku energie. V tomto případě může dojít k potlačení signálu rušením.

1.7 Podmínky koherence pro spojité signály

Můžeme použít místo skutečné nosné $s(t)$ jiný časový průběh $s_{ekv}(t)$, ale musí být koherentní s nosnou. Abychom mohli použít $s_{ekv}(t)$ musí platit, že vzájemnou korelaci signálů $V(t)$ a $s_{ekv}(t)$ byla nulová. To vyplývá i z čitatele vzorce (1.19). Tuto podmínku lze splnit, obsahuje-li $s_{ekv}(t)$ alespoň některé spektrální složky shodné se spektrem $s(t)$.

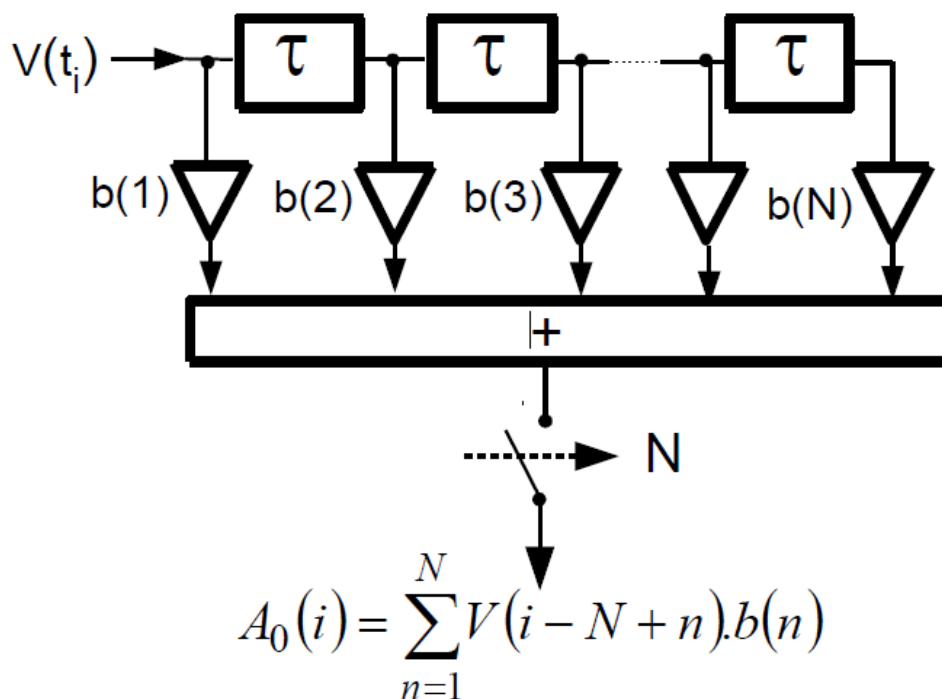
V případě, kdy je zdroj referenčního signálu a vlastní koherentní demodulátor příliš vzdálen a drátové spojení je nemožné nebo nákladné, je zajištění koherence velmi obtížné.

1.8 Vliv statických parametrů rušení $N(t)$

Pro optimální odhad dle kritéria LMMSE, potřebujeme znát kovarianční matici rušení $\mathbf{P}_{nn}$. V případě bílého šumu platí $\mathbf{P}_{nn} = \mathbf{I}$. Výraz pro odhad amplitudy se zjednoduší na střední hodnotu součinu dat $V(t)$ a nosné $s(t)$. V praxi se výpočet odhadu provádí za předpokladu rušení bílým šumem, ale výsledek odhadu nemusí být optimální.

1.9 Odhad LMMSE jako číslicové filtrace

Odhad amplitudy signálu podle vztahu (1.15) můžeme interpretovat jako druh číslicové filtrace, realizované jako transversální filtr typu FIR.

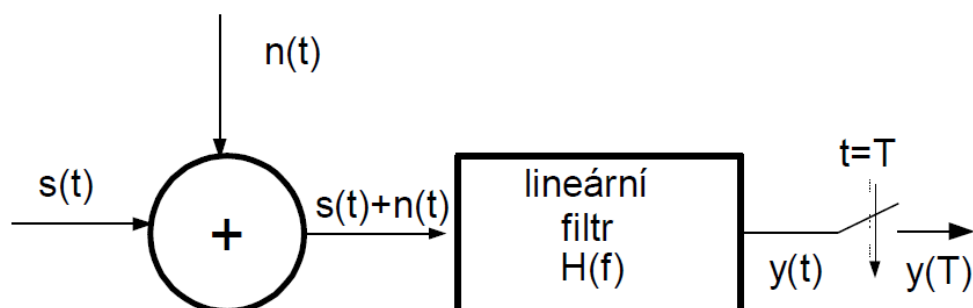


Obrázek 4. Číslicový filtr pro odhad amplitudy dle kritéria LMMSE ^[1]

Vstupem filtru jsou vzorky dat $V(t_i)$ a koeficienty filtru $b(n)$ jsou dány prvky sloupcového vektoru vytvořeného součinem řádků $\mathbf{p}_n (n = 1, 2, \dots, N)$ matice $\mathbf{P}_{nn}^{-1}$ a vektoru $\mathbf{s}$. Tento číslicový filtr se od obvyklých filtrů liší vzorkováním výstupu po N vzorcích.

1.10 Přizpůsobený filtr

Struktura filtru na obrázku 4 odpovídá přizpůsobeným filtrům (matched filter) na obrázku 5, který minimalizuje účinky šumu na měřicí systém.



Obrázek 5. Přizpůsobený filtr ^[1]

Jeho přenos lze odvodit následovně. Za předpokladu, že vstupní obvod se chová jako lineární filtr s impulzní odezvou $h(t)$, jehož výstupní signál je vzorkován v intervalech T . Původní signál je $s(t)$, avšak po přičtení šumu je na vstupu filtru součet:

$$y(t) = s(t) + n(t) \quad (1.22)$$

$n(t)$ – aditivní šum s nulovou střední hodnotou a výkonovou spektrální hustotou $N_0/2$.

Signál na výstupu filtru je roven:

$$y(t) = s_0(t) + n(t) \quad (1.23)$$

$s_0(t)$ – signální složka

$n(t)$ – šumová složka

Navrhujeme filtr, který bude maximalizovat poměr signál/šum v okamžicích vzorkování $t = T$. Známe-li signál $s(t)$, lze určit T tak, aby poměr špičkové hodnoty signálu na druhou k šumu byl maximální.

$$SNR = \frac{|s_0(T)|^2}{E\{n^2(t)\}} \quad (1.24)$$

Označíme-li Fourierovu transformaci nezarušeného signálu jako $S(f)$ a $H(f)$ jako přenos filtru. Výstup filtru tedy bude dán součinem $S(f) \cdot H(f)$ a pomocí zpětné Fourierovy transformace dostaneme:

$$s_0(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) S(f) e^{j2\pi f t} df \quad (1.25)$$

Předpokládáme-li, že spektrální hustota bílého šumu $n(t) = N_0/2$, pak je spektrální hustota výkonu $S_N(f)$ šumu rovna:

$$S_N(f) = \frac{N_0}{2} |H(f)|^2 \quad (1.26)$$

Střední šum výkonu šumu je dán integrálem této hustoty

$$E\{n^2(t)\} = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (1.27)$$

Nyní po dosazení dostaneme:

$$SNR = \frac{|s_0(T)|^2}{E\{n^2(t)\}} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} H(f) S(f) e^{j2\pi f T} df \right|^2}{\frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df} \quad (1.28)$$

Pro určení přenosové funkce filtru potřebujeme, aby při pevně daném vstupním signálu s Fourierovou transformací $S(f)$ byl maximální SNR. Proto čitatel zlomku můžeme upravit pomocí Schwarzovy nerovnosti:

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} H(f) S(f) e^{j2\pi ft} df \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df \quad (1.29)$$

Pro SNR tedy platí:

$$SNR \leq \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df \quad (1.30)$$

Na základě Parsevalova vztahu můžeme napsat, že maximální hodnota SNR je dána vztahem:

$$SNR = \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df = \frac{2}{N_0} \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt = \frac{2E_S}{N_0} \quad (1.31)$$

E_S – energie signálu $s(t)$

Poměr signálu tedy nezávisí na tvaru signálu $s(t)$, ale pouze na jeho energii. Na základě Schwarzovi nerovnosti a vztahu (1.29) obdržíme optimální přenos přizpůsobeného filtru. [3]

$$H_{opt}(f) = k S^*(f) e^{-j2\pi fT} \quad (1.32)$$

S^* - funkce kompletně sdružená k funkci $S(f)$

K – libovolná násobící konstanta

Pomocí zpětné Furierovy transformace si vyjádříme impulzní charakteristiku přizpůsobeného filtru:

$$h_{opt}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} k S^*(f) e^{-j2\pi fT} e^{j2\pi ft} df \quad (1.33)$$

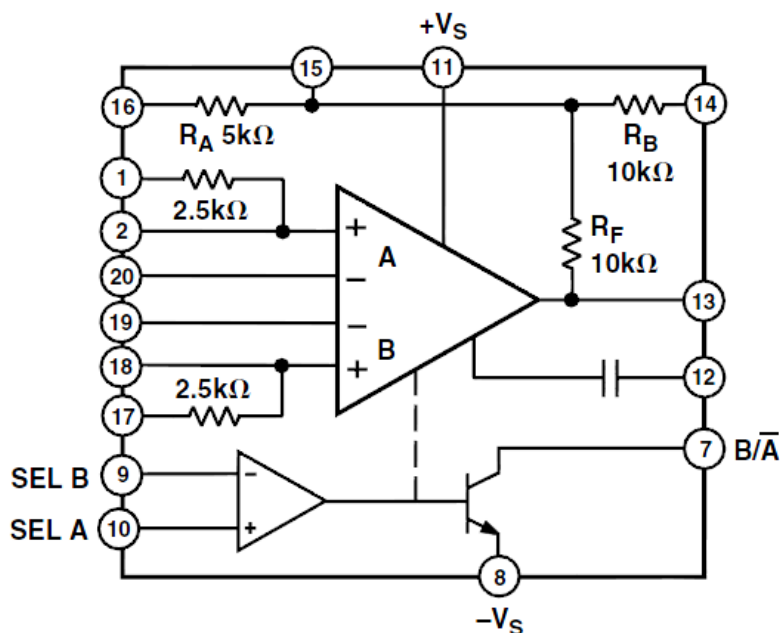
Pro reálný signál $s(t)$ platí: $k S^*(f) = S(-f)$ a tedy výsledný přenos impulzní odezvy je:

$$h_{opt}(t) = k s(T - t) \quad (1.34)$$

Platí tedy: Impulzní odezva přizpůsobeného filtru je v čase obrácená a zpožděná verze vstupního signálu modifikovaná měřítkem k . [1]

Číslicový filtr, který je na obrázku 5 odpovídá diskrétní formě přizpůsobeného filtru. Odezva na jednotkový impuls $\delta(n)$ odpovídá impulzní odezvě spojitých filtrů a má tvar vstupního signálu. Zpoždění o T je vytvořeno vzorkovacím výstupním obvodem.

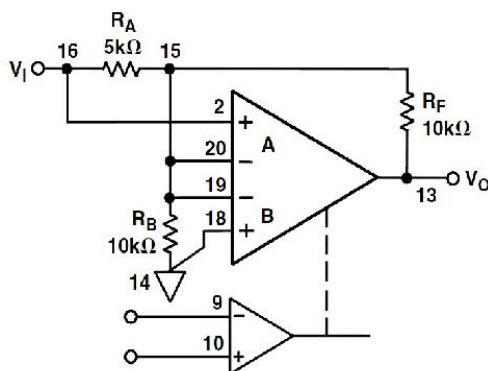
Na obvod AD 630 se můžeme dívat 2 pohledy. Na obrázku 6 můžeme vidět zapojení jednotlivých pinů k vnitřním funkcím.



Obrázek 7. Blokové schéma AD630 ^[4]

Alternativní pohled na tento zesilovač je zobrazen na obrázku 7, kde jsou jednotlivé předzesilovací kanály A, B, přepínač a integrační výstupní zesilovač umístěny do jednoho operačního zesilovače. Tento zesilovač má rozdílné vstupní kanály, ale pouze jeden je v každém okamžiku aktivní (záleží podle přepínače).

Základní činnost:



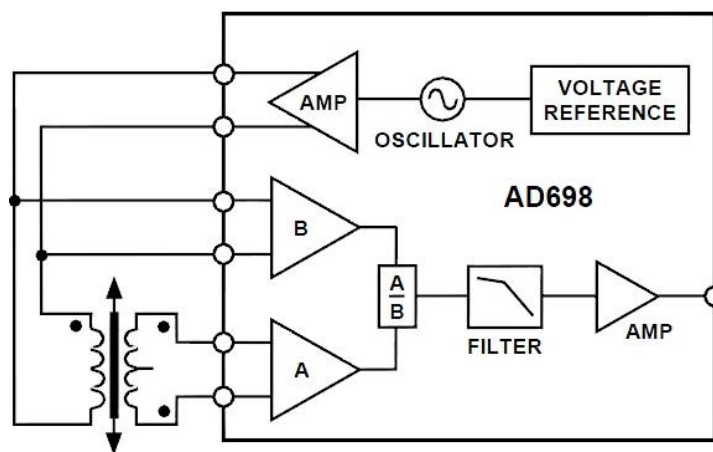
Obrázek 8. Vnitřní zapojení pro základní popis činnosti ^[4]

Obvod působí jako násobička vstupního signálu. Komparátor vybere jeden ze vstupních průběhů. Je-li vybrán kanál B, je zesilovač zapojen jako invertující. Zesílení je dáno poměrem: $-\frac{R_F}{R_A}$ a po vyčíslení je hodnota zesílení zesilovače -2. Když se změní polarita referenčního signálu, kanál B se odpojí a vybere se kanál A. Nyní je zesilovač zapojen

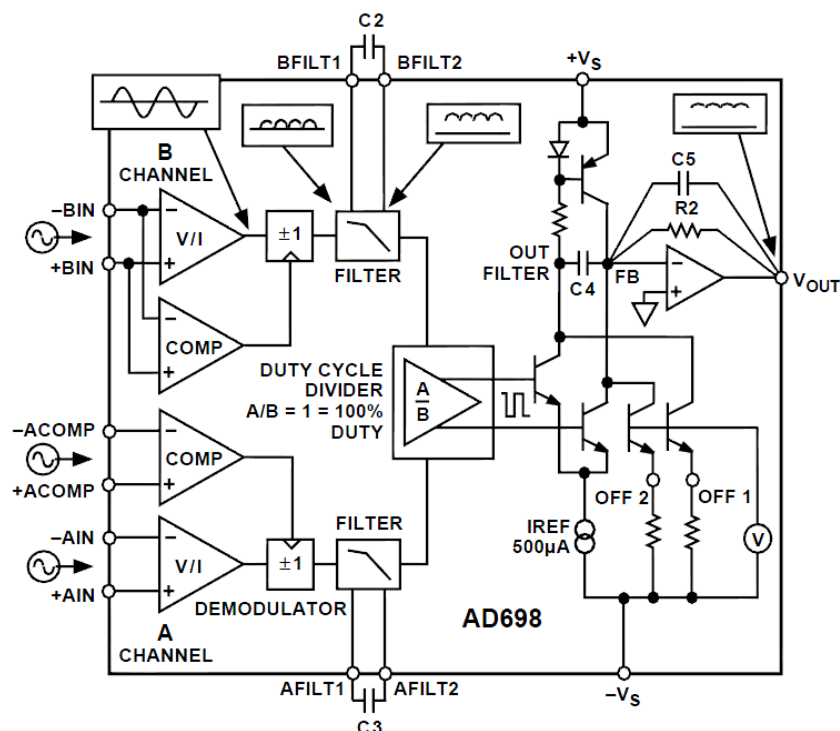
jako neinvertující a jeho zesílení je dáno vztahem: $1 + \frac{R_F}{R_B}$. Po vyčíslení bude hodnota zesílení 2.

2.1.2 AD 698 – obvod pro zpracování signálu z lineárního diferenciálního transformátoru (LVDT)

AD 698 je kompletní obvod pro zpracování signálu z LVDT (lineární diferenční transformátor). Spojení AD 698 s LVDT převádí polohu jádra na stejnosměrné napětí s velkou přesností a opakovatelností. Všechny obvody potřebné pro zpracování jsou umístěny na jednom čipu. AD 698 umí zpracovávat signál při anti-sériovém zapojení (4-vodičové) i zapojení s polovičním mostem (3 vodičové) a s RVDT (rotační diferenční transformátor). Obsahuje sinusový generátor, který napájí primární cívku LVDT. Dále dva synchronní demodulační kanály, které se používají k měření amplitudy primární a sekundární cívky.



Obrázek 9. Funkční blokové schéma AD 698 ^[5]



Obrázek 10. Blokové schéma AD 698 [5]

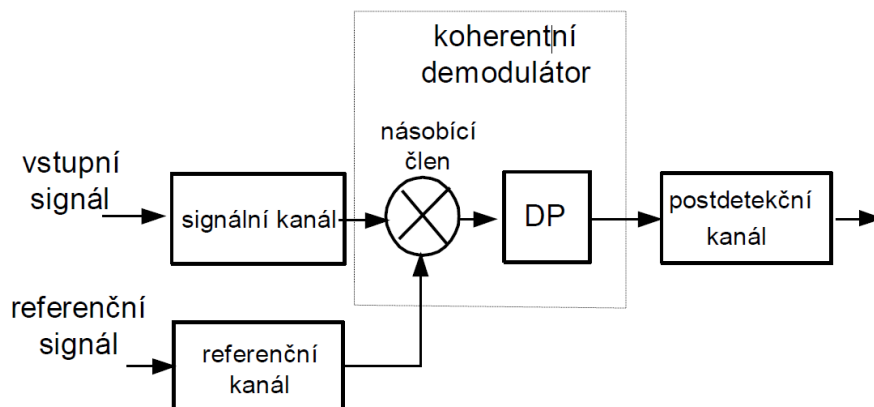
Při měření polohy jádra se používá metoda poměrového měření. Struktura AD 698 je navržena tak, že při použití této metody, dojde k odstranění závislosti výstupního signálu na změně (kolísání) budícího napětí na primární cívce transformátoru (vstup B). Při použití poměrové metody také dojde ke zlepšení odolnosti vůči chybám v důsledku působení teploty, kmitočtové a fázové odezvy, odolnost vůči působení aditivního šumu na spoje LVDT. Poloze jádra odpovídá napětí, které je měřeno na diferenciálním sekundárním vinutí a je připojeno na vstup A. Koherentní demodulátory, jsou zde znázorněny jako násobičky ± 1 a filtry. Na výstupech těchto demodulátorů jsou stejnosměrné signály úměrné vstupním signálům A, B. Aby byl poměr A/B nezávislý na buzení, je použit podílový obvod, který pracuje na impulzním principu (mění se činitel impulzního signálu). V případě, že $A = B$, neboli poměr $A/B = 1$, poté činitel impulzního signálu je roven 100%. Referenční pravoúhlé signály pro demodulátory jsou přivedeny z interního oscilátoru pomocí komparátorů COMP. Interní oscilátor není v blokovém schématu zakreslen.

Kromě měření polohy pomocí LDVT, se obvod AD 698 hodí také ke střídavému můstkovému měření impedancí. Napájecí napětí můstku je přivedeno na kanál B a na kanál A je připojen signál z indikátorové úhlopříčky.

2.2 Základní části koherentních demodulátorů

Základní části, které obsahují přístroje splňující podmínku koherence:

- předdetekční zpracování signálu (signální kanál)
- vlastní koherentní demodulátor
- zpracování referenčního signálu (signální kanál)
- postdetekční zpracování signálu

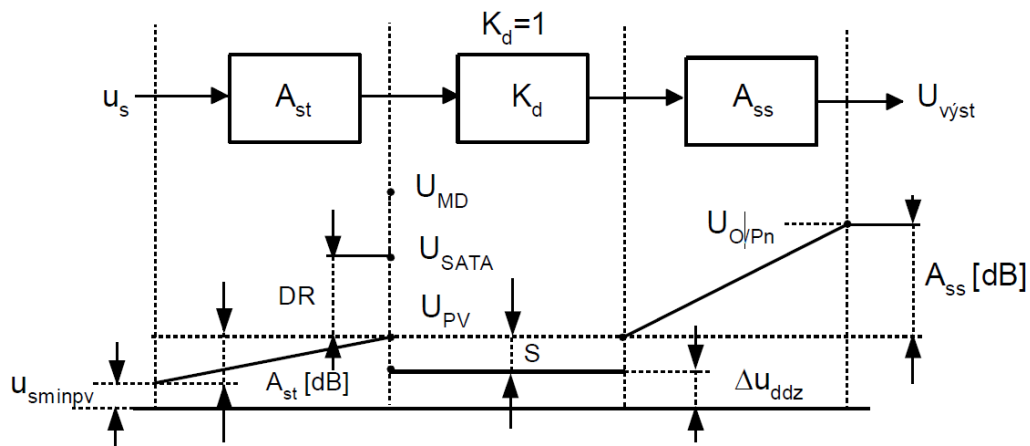


Obrázek 11. Blokové schéma základních částí umožňující koherentního demodulaci ^[1]

2.2.1 Předdetekční zpracování signálu

Jako hlavní úkol této části je dosáhnout žádaného poměru užitečného výstupního signálu U_{PV} k rušení (driftu) demodulátoru a obvodů pro postdetekční zpracování. Dalším úkolem je zajistit možnost zpracování co největší hodnoty rušivého signálu bez následků (dynamická rezerva).

Dynamická rezerva – maximální hodnota rušivého signálu, které na výstupu vyvolá změnu menší než dovolená chyba. Dynamická rezerva se udává v násobcích hodnoty užitečného signálu U_{PSV} .



Obrázek 12. Úrovňový diagram - dynamická rezerva ^[1]

Na obrázku 12 je znázorněn vztah dynamické rezervy k základním parametrům obvodové struktury.

Popis jednotlivých značení:

A_{st}	zisk předdetekčního řetězce
K_d	zesílení koherentního demodulátoru – většinou bývá 1
A_{ss}	zisk postdetekčního řetězce
Δu_{ddz}	drift vlastního demodulátoru a postdetekčního zesilovače
U_{PV}	hodnota napětí na vstupu KD potřebná pro plnou výchylku
U_{SATA}	hranice linearitý převodní charakteristiky zesilovače
U_{MD}	hranice linearitý převodní charakteristiky demodulátoru
$S = U_{PV} / \Delta u_{ddz}$	činitel stálosti výstupního napětí

Dynamická rezerva je dána vzorcem:

$$DR = \frac{U_{SATA}}{U_{PV}} \quad (2.1)$$

U některých kvalitních přístrojů dosahuje až 120 dB. V předdetekčním řetězci se snažíme minimalizovat účinky rušení na výstupní signál z tohoto řetězce, to znamená zvětšit dynamickou rezervu. Nejúčinnější způsob jak toho dosáhnout je filtrovat rušení na výstupu zesilovače. Ale zde narazíme na problém, protože velikost střední kvadratické hodnoty rušení je úměrná šíři pásma. Z toho vyplývá, že obvod by měl být postaven jako úzkopásmový, ale dostaneme se do konfliktu s požadavkem na provoz v širokém rozsahu kmitočtů. Nevýhoda úzkopásmové propusti je značná změna i při

malých odchylkách frekvence měřeného a referenčního signálu. Pro přesné přeladování filtru s pásmovou propustí by bylo velmi obtížně proveditelné, proto se začala používat heterodynní filtrace.

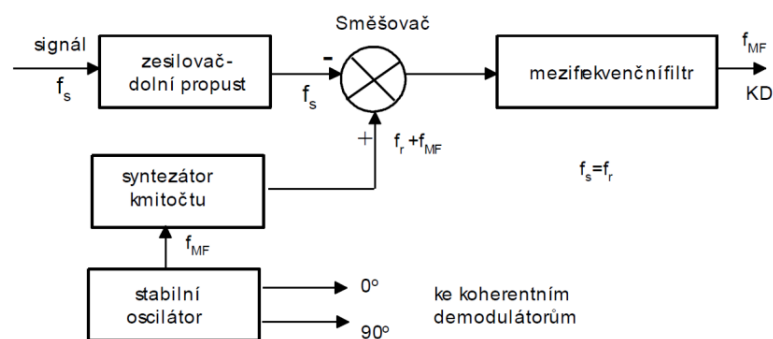
2.2.1.1 Heterodynní filtrace

Tato filtrace je založena na směšovací principu. Mezi hlavní výhody heterodynní filtrace patří:

- snadná optimalizace - korigování vlastností koherentního demodulátoru, protože pracuje na jedné frekvenci f_{MF}
- jednoduchá realizace fázového posunu o $\pi/2$ referenčního signálu
- při výběru vhodné frekvence f_{MF} se neprojeví vyšší harmonické složky signálu na výstupu koherentního demodulátoru
- zvýšení selektivity pomocí pevně naladěnými piezokeramickými filtry – lze dosáhnout propustného pásma řádově 100 Hz na kmitočtu 10 MHz

Nevýhody heterodynní filtrace:

- složitost řešení
- rušení zrcadlových frekvencí (pomocí filtru typu dolní propust se dá odstranit)
- nelinearita směšovače – vznik rušivých signálů, parazitní kmitočty



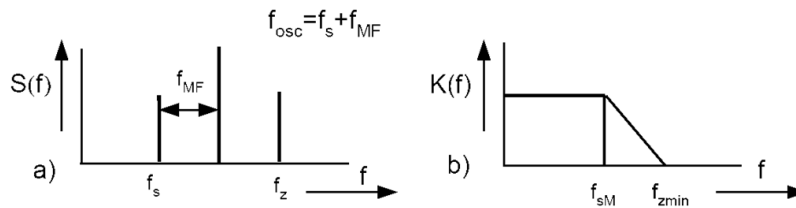
Obrázek 13. Heterodynní filtrace ^[1]

V cestě signálu f_s je zapojen zesilovač a filtr dolní propusti, aby odstranil zrcadlové frekvence. Pro nejnepříznivější případ - zrcadlová frekvence je minimální, jsou parametry dolní propusti navrženy tak, aby signál na tomto nepříznivém kmitočtu měl úroveň signálu menší než dovolenou. Pro zjištění f_{zmin} platí vztah:

$$f_{zmin} = f_{smin} + 2f_{MF} \quad (2.2)$$

f_{smin} – minimální frekvence signálu

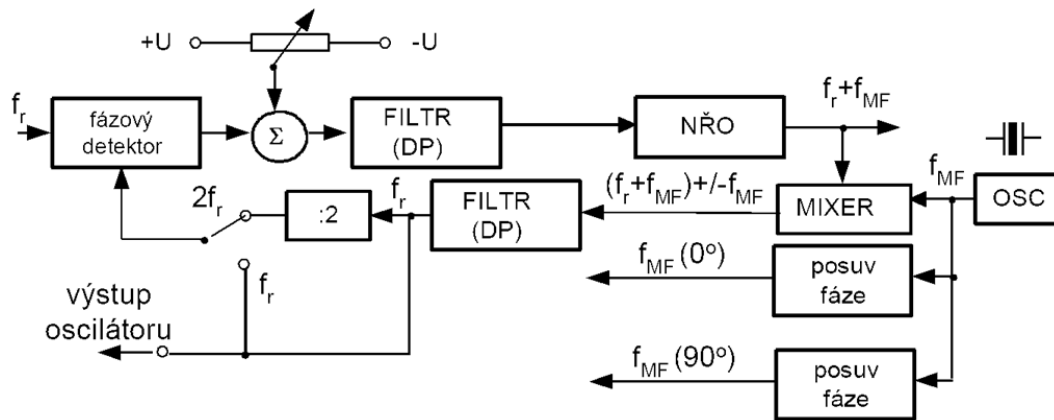
Čím větší je mezifrekvenční frekvence f_{MF} tím menší jsou nároky na dolní propust, avšak nelze ji příliš zvětšovat, protože by nebyla zaručena správná činnost demodulátoru.



Obrázek 14. Filtrování zrcadlových frekvencí ^[1]

Princip činnosti je patrný z obrázku 13. Do směšovače (elektronický obvod, do kterého se přivádějí dva signály s různým kmitočtem, oba se v něm „smíchají“ a výsledkem směřování je nový signál s kmitočtem, který je součtem nebo rozdílem kmitočtů obou původních signálů ^[6]) je přiveden už zesílený a vyfiltrovaný signál f_s a také signál z referenčního kanálu o frekvenci $f_r + f_{MF}$. Aby byla dodržena podmínka koherence, tak musí být signál f_s předem známý a tedy měla by platit rovnice: $f_r = f_s$. V mezifrekvenčním filtru se vybere rozdíl těchto přiváděných signálů a na výstupu tedy bude signál o frekvenci f_{MF} .

2.2.2 Referenční kanál



Obrázek 15. Referenční kanál ^[1]

Hlavní úkol je zajistit podmínky koherence mezi měřeným signálem $s(t)$ a referenčním průběhem, a to i v případech, že se mění frekvence $s(t)$, ale pouze v dovolených mezích. Obecně to tedy znamená, že potřebujeme znát parametry signálu, z nichž se dá odvodit frekvence a fáze. V případě, že je neznáme, bude úloha zřejmě neřešitelná, proto se snažíme upravit měřenou úlohu tak, abychom referenční průběh $s(t)$ předem znali. Například při měření záření, neměříme přímo účinky záření na objekt, ale modulujeme záření pomocí průběhu $s(t)$ rotující clonkou. Splnění podmínky koherence je jednoduché u měření můstkovou metodou nebo například u měření průtoku pomocí

Coriolisova průtokoměru. Zde je napájení můstku a napájení budící cívky přímo odvozeno z referenčního kanálu koherentního demodulátoru.

Základem referenčního kanálu je smyčka fázového závěsu (PLL - Phase-locked loop), umístěná ve zpětnovazební větvi. Jako zdroj frekvence f_{MF} bývá krystalem řízený oscilátor, který určuje stabilitu frekvence výstupního signálu smyčky. Výstupní signál, který vychází z napětím řízeného oscilátoru o frekvenci $f_r + f_{MF}$, se přivádí do směšovače heterodynního filtru v signálním kanálu. V interním režimu, tzn. volba frekvence f_s není kritická, je přeladěn napětím řízený oscilátor pomocí napětí ovládaného z čelního panelu (například pomocí potenciometru) na požadovanou hodnotu f_s .

V externím režimu může dojít k výpadkům informace o frekvenci signálu, ale z podstaty činnosti PLL lze očekávat, že bude generován signál o frekvenci blízké požadované hodnotě. Lze také lehce zařídit, aby kmitočet f_r byl násobkem základní frekvence f_s pomocí děliče kmitočtu.

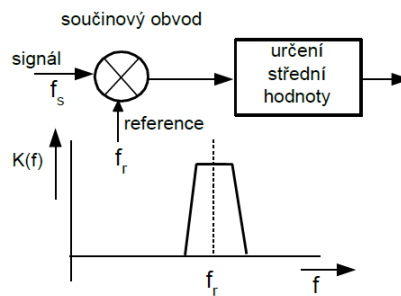
2.2.3 Vlastní koherentní demodulátor

Obvody pro vlastní koherentní demodulátor mají jako hlavní úkol provádět matematické operace, které jsou známy ze vztahů pro odhad amplitudy. V praxi se v přístrojovém provedení využívá suboptimálních algoritmů. Tyto algoritmy jsou vhodné pro odstranění bílého šumu. V tomto případě je základem analogová násobička s filtrací výstupního signálu dolnofrekvenční propustí. Nejčastějšími signály, které v praxi měříme, jsou harmonické - můstkové měření nebo obdélníkové - například měření záření, které nám poskytnou senzory využívající modulace záření. Při takových vstupních měřených signálech nám stačí analogová násobička s výstupním signálem, který je dán součinem měřeného průběhu $V(t)$ a obecné nosné $s(t)$ s harmonickým nebo obdélníkovým průběhem.

Zobrazení ekvivalentní amplitudové charakteristiky koherentního demodulátoru je jiné než při zobrazení pro lineární obvody. U lineárních obvodů zobrazuje amplitudová frekvenční charakteristika, jak se mění výstupní signál (amplituda) na stejné frekvenci vstupního signálu. Ekvivalentní amplitudová charakteristika demodulátoru zobrazuje, oblast frekvencí, které vytváří příspěvek za filtrem (dolnofrekvenční propust) demodulátoru. Konvolucí Fourierovy transformace vstupního signálu $v(t)$ a referenčního průběhu $s(t)$ dostaneme spektrum výstupního signálu násobičky.

$$Y(j\omega) = V(j\omega) * S(j\omega) \quad (2.3)$$

* - znamená konvoluci



Obrázek 16. Ekvivalentní amplitudová frekvenční charakteristika KD ^[1]

V případě harmonického průběhu $s(t)$ platí-li $S(j\omega) = S_0\delta(j\omega - j\omega_r)$, kde $S(j\omega)$ je diskrétní spektrální čára, je amplitudová frekvenční charakteristika zobrazena na obrázku 16 a má tvar pásmové propusti. Ta symetricky a zrcadlově kopíruje přenos dolní propusti kolem kmitočtu referenčního průběhu f_r . Tento tvar amplitudové charakteristiky je vhodný pro vybrání určité šířky pásma, čímž docílíme minimalizace šumové šíře pásma.

Má-li soustava přenos $H(j\omega)$, pak je šumová šíře definována vztahem:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty \left| \frac{H(j\omega)}{H_{max}} \right|^2 d\omega \quad (2.4)$$

H_{max} – maximální hodnota přenosu $H(j\omega)$

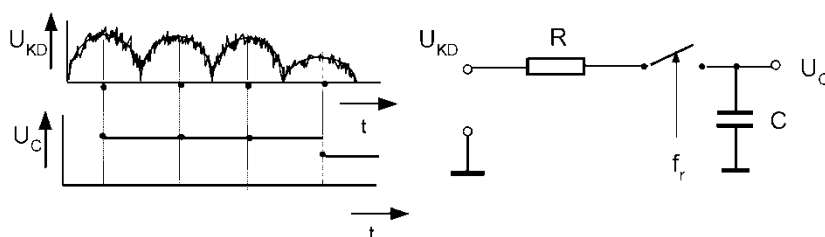
Hodnota Δf představuje šířku pásma pravoúhlé pásmové propusti, která přenáší stejný výkon jako průběh $H(j\omega)$. Při měření větších signálů se projevují nepříznivě nelinearity obvodů, proto je velmi obtížné je zkonstruovat tak, aby byla dodržena požadovaná dynamická rezerva. V popisu nelineární převodní charakteristiky reálné násobičky se vyskytují i vyšší mocniny, které způsobují vznik rázů (zázněje - *zvláštní případ složeného kmitání vzniká, když se skládají dvě kmitání, jejichž úhlové frekvence se velmi málo liší (tj. $\omega_1 \approx \omega_2$). Amplituda výchylky výsledného kmitání se periodicky zvětšuje a zmenšuje*^[7]) mezi složkami šumu a signálu. Tak dojde k potlačení signálu šumem a z tohoto důvodu se koherentní demodulátory s analogovou násobičkou hodí pro úlohy, kde požadujeme zrekonstruovat signál, který je obklopen šumem a má celkem malou maximální hodnou rušení oproti pásmu linearit obvodů, z kterých je násobička složena.

2.2.4 Postdetekční obvody

Tyto obvody je nutné navrhovat i z hlediska minimálního driftu, i když zpracovávaný signál má větší hodnotu než tento drift. Tento fakt vychází z dynamické rezervy koherentního demodulátoru, do které se také započítává drift a nestálosti

dolnofrekvenční propusti a stejnosměrného zesilovače. To vše je u dynamické rezervy zahrnuto do Δu_{ddz} .

Z návrhu dolnofrekvenční propusti by měl vyjít kompromis mezi rychlostí změny amplitudy signálu a potlačení střídavých složek, které jsou na výstupu vlastního koherentního demodulátoru. Pro zlepšení kompromisu je možno využít spínanou propust. Její funkce vychází z nabíjení kondenzátoru na hodnotu výstupního signálu za spínačovým demodulátorem v okamžiku, který je přímo definován nejvyšší hodnotou usměrněného průběhu.



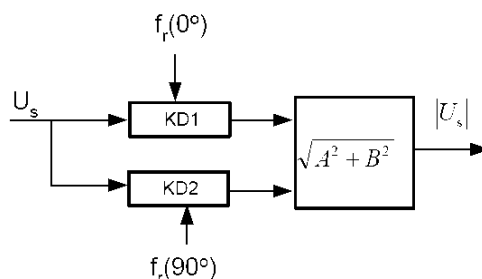
Obrázek 17. Postdetekční obvod - spínaná propust (vzorkovací obvod použitý jako dolní propust) ^[1]

Největší výhodou tohoto uspořádání je rychlost, neboť při skokové změně amplitudy signálu, který vyhodnocujeme, může dojít ke zjištění změny již za dobu poloviny periody $T/2$. Takového času lze dosáhnout při dodržení podmínky, kdy časová konstanta RC obvodu musí být řádově menší než již zmíněná doba půl periody $T/2$. Při takovém nastavování časové konstanty τ může dojít k problému při silně zarušeném signálu, kdy bude výsledné stejnosměrné napětí pro okamžité hodnoty kolísat.

Jako doplňující zapojení postdetekčních obvodů často bývají obvody pro zjištění modulu (popřípadě i fáze) fázoru měřeného signálu. Jedná se o vektorvoltmetr, který pracuje se dvěma koherentními demodulátory. Modul se dá zjistit pomocí obvodu, nebo

výpočtem z výstupu A, B pomocí vztahu $|U_s| = \sqrt{A^2 + B^2}$ a fáze $\varphi = \arctg \frac{B}{A}$. Pomocí

tohoto způsobu, lze zjistit modul signálu, u kterého je proměnná vzájemná fáze mezi měřeným a referenčním signálem a nebo ji neznáme.



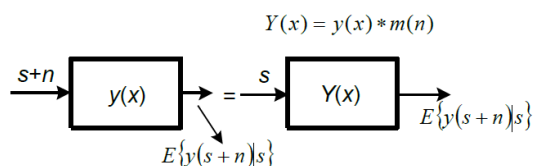
Obrázek 18. Princip vektorvoltmetru - určení modulu fázoru pomocí 2 KD ^[1]

3 DIGITÁLNÍ KOHERENTNÍ DEMULÁTORY

Jak je patrné z názvu, tak odhad amplitudy se neděje pomocí analogových obvodů, ale výpočty probíhají v procesoru, většinou v reálném čase. Pro obnovu signálu ze silně rušeného signálu nastává problém, neboť nároky na převod měřeného signálu $v(t)$ do digitálního tvaru jsou velké. Například pro signál, který je 90dB pod rušením a požadovaná přesnost je 7 bitů, by bylo potřeba analogově číslicový převodník s rozlišením 23 bitů. Provedení převodníku je složitá zvláště pro vysoké kmitočty, kdy hrozí přetížení signálního kanálu nadměrným rušivým napětím. Abychom nemuseli konstruovat takto náročný převodník, využijeme princip, kdy dochází ke zvyšování rozlišení A/D převodníku pomocí přídavného rozmítacího signálu (většinou zesílený vstupní šum).

3.1 Teorém ekvivalentní nelinearity

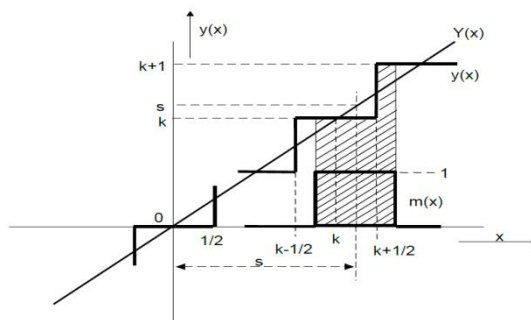
Pro ideální A/D převodník by mělo platit - nekonečná rozlišovací schopnost, tedy průběh by měl být lineární a nikoliv stupňovitý. Převodník s nekonečnou rozlišovací schopností nelze vyrobit, a proto je jeho převodní charakteristika nelineární (stupňovitá). Zvýšení rozlišovací schopnosti – linearizaci převodní charakteristiky lze provést na základě teorému ekvivalentní nelinearity (TEN).



Obrázek 19. Obrázek k lepšímu vysvětlení TEN ^[1]

Na obrázku 19 v levé části je blok na zjištění podmíněné střední hodnoty směsi signálu s a šumu n , který obsahuje nelineární převodní charakteristiku $y(x)$. Ta se dá nahradit ekvivalentní charakteristikou $Y(x)$, kterou lze vyjádřit jako konvoluci předešlé charakteristiky $y(x)$ a hustoty pravděpodobnosti přídavného signálu $m(n)$. Vstupem u ekvivalentní charakteristiky s přenosem $Y(x)$ je proměnná s .

Pro naše účely se tedy dá pomocí přídavného signálu modifikovat schodovitá převodní charakteristika A/D převodníku na lineární. Tím se tedy přiblížíme k ideálně nekonečné rozlišovací schopnosti. Tento způsob se nazývá dithering. Pro číslicový výpočet střední hodnoty, která je dána vztahem $E\{y(s+n)|s\}$ se používá koherentní průměrování, které je lepší a dokonalejší, než kdybychom jej realizovali analogově.

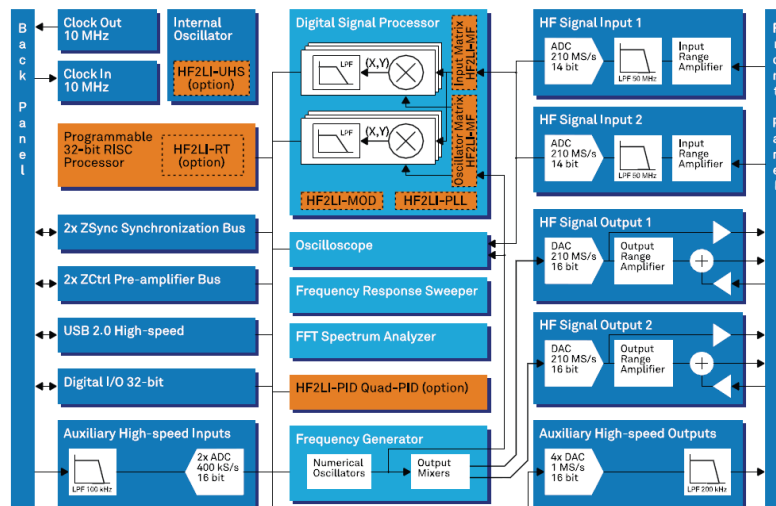


Obrázek 20. Dithering - grafická konvoluce ^[1]

Abychom dosáhli linearizované stupňové převodní charakteristiky, musíme splnit, aby přídavný signál $m(n)$ měl rovnoměrnou hustotu rozdělení pravděpodobnosti v intervalu $\langle -q/2, q/2 \rangle$, kde q je kvantizační krok, v našem případě jednotkový ($q = 1$). Na obrázku 20 vidíme, že pro vstupní signál o hodnotě s je výsledná hodnota pomocí lineární převodní charakteristiky $Y(x)$ rovna s . $Y(x)$ je dána konvolucí $m(x)$ a $y(x)$, neboli graficky to představuje střední hodnotu součinu ploch překrývajících se částí $m(x)$ a $y(x)$.

3.2 Výhody číslicové koherentní demodulace

- násobení vstupního signálu s referenčním pomocí přímé číslicové syntézy. Referenční signál je přesný, počítán na 20 bitů a jeho vyšší harmonické jsou potlačeny o 120 dB a neuplatňují se okna.
- zisk koherentního demodulátoru je stálý a známý, neboť jsou přesně známy parametry referenčního signálu – frekvence, fáze, amplituda a tedy i amplitudová frekvenční charakteristika
- postdetekční obvody jsou realizovány číslicově. Takto realizovaná dolní propust je téměř ideální (realizovaná pomocí integrace – určení střední hodnoty). Výhody oproti analogovým řešením je potlačení nestálosti nuly, která se u analogových přístrojů vyskytuje
- použití A/D převodníku, který je hodně lineární a používá dithering, což zlepšuje dynamickou rezervu, která se pohybuje kolem 130 dB oproti analogovým, kde je dynamická rezerva na úrovni kolem 60 dB
- odstranění nutnosti použití směřování, které využívají heterodynní analogové demodulátory, při použití rychlých A/D převodníku (210 MS/s, 14 bitů)
- při použití externích referenčních signálů, které nejsou dostatečně kvalitní, dochází k „obnově“ v číslicovém oscilátoru



Obrázek 21. Blokové schéma zapojení digitálního Lock-in zesilovače HF2LI [8]

Přístroj HF2LI od firmy Zurich Instruments je digitální Lock-in zesilovač, který lze použít pro frekvenční rozsah 0,7 μ Hz až 50 MHz. Hlavní prvek, který zajišťuje výpočet s využitím koherentní demodulace je digitální signálový procesor. Ten umožňuje 128 bitové zpracování, čímž poskytuje vynikající přesnost a zvyšuje i dynamickou rezervu. Díky velkému kmitočtovému rozsahu umožňuje měření aplikací, které se dříve daly zpracovávat jenom analogově. HF2LI v sobě obsahuje dva nezávislé Lock-in zesilovače a také dva generátory signálů.

Vzorkovací frekvence jednotlivých kanálů je 210 MS/s, což zajišťuje zachycení signálu a zabraňuje aliasingu.

3.3 Porovnání dostupných Lock-in zesilovačů

Jako nejdůležitější parametr udávaný u Lock-in zesilovačů je dynamická rezerva. Mezi další důležité parametry patří: kmitočtový rozsah, vstupní napěťový šum, činitel potlačení souhlasného napětí CMRR a možnost volby časových konstant a cena.

Tabulka 1. Porovnání vlastností dostupných Lock-in zesilovačů

Název	Výrobce	Dynamic ká rezerva [dB]	Kmitočtový rozsah	CMRR [dB]	Vstupní napěťový šum [nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$]	Časové konstanty	Cena [tis Kč]
HF2LI	Zurich Instrument	120	0.7 μHz - 50 MHz	Typ 75	5	1 μs -500 s	600
SR850 DSP	Standford Research Systems	> 100	0.001Hz- 102.4 kHz	>100	6	10 μs -30 ks	150
Model 5210 - analog	Princeton Applied Research		0,5 Hz – 120 kHz	>100	5	1 ms -3 ks	104
SIGNAL OC 2100	Hinds Instrument		40 Hz - 250 kHz	> 60	2 000		
SR124 - analog	Standford Research Systems	Max 60	0.2Hz to 200 kHz	100	2,5		130
Vlastní jednobanální		75	5 Hz – 609kHz	96	550	0,1ms – 1s	1
Vlastní dvoubanální		75	5 Hz – 609kHz	110	3150	0,01s – 1s	2

Dynamická rezerva – již byla vysvětlena v kapitole 2.2.1

CMRR (Common-mode rejection ratio) – činitel potlačení souhlasného napětí
– měřeno u SR850, SR124 a HF2LI při
 $f = 10\text{kHz}$, u 5210 při frekvenci 1kHz

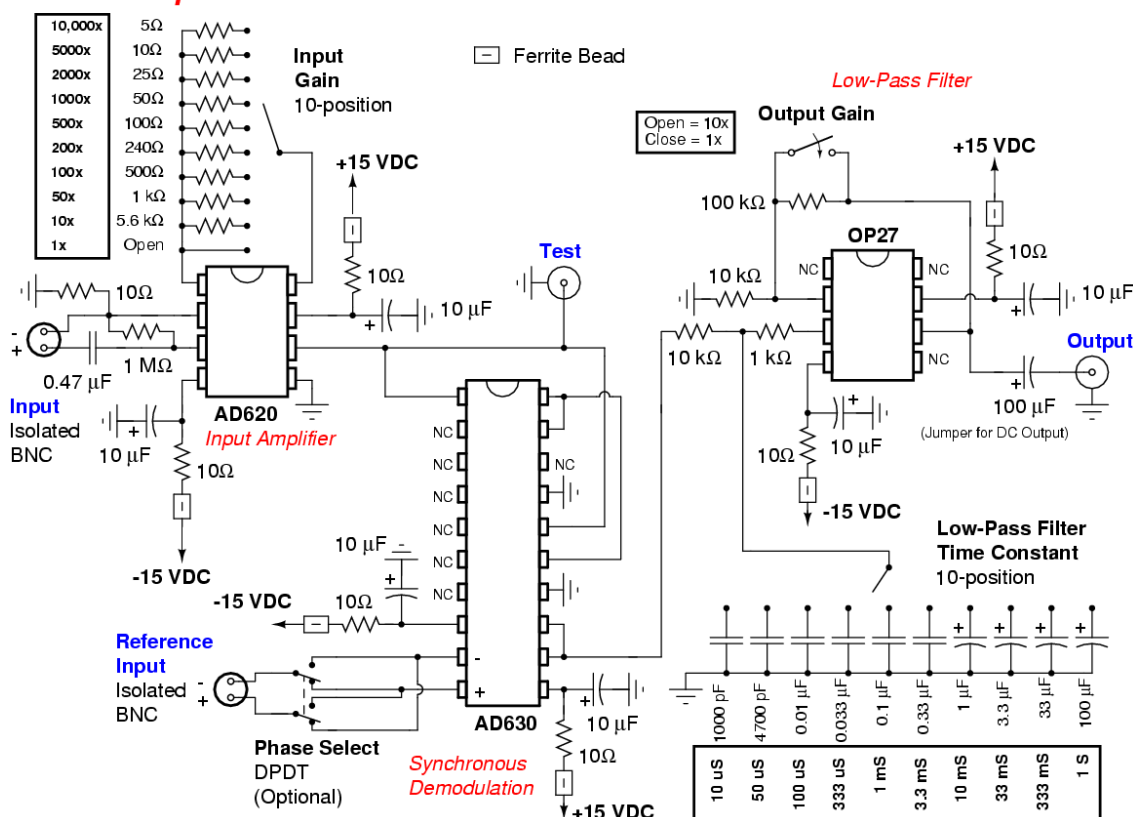
Vstupní napěťový šum – u SR850, SR124 a 5210 je měřeno na $f = 1\text{ kHz}$, u HF2LI při
frekvenci větší než 10 kHz

Časové konstanty – při použití maximálních časových konstant dochází k největšímu
redukci šumu, ale nezaznamenají rychlé změny

4 NÁVRH LOCK-IN ZESILOVAČ

Pro návrh schématu Lock-in zesilovače jsem si vybral vyvážený modulátor AD 630, který je k tomuto účelu vhodný. V datasheetu AD 630 je zapojení tohoto zesilovače jako koherentní demodulátor. Na internetu jsem hledal zapojení Lock-in zesilovače s využitím AD 630 a jako výsledné schéma jsem použil následující obrázek, který jsem čerpal ze zdroje [8]. Rozhodl jsem se pro něj z důvodu přehlednosti a také mělo stejné zapojení modulátoru jako v jeho datasheetu (jenom se lišily předdetekční a postdetekční části) a také po konzultaci s doc. Benešem.

Lock-In Amplifier



Obrázek 22. Zapojení analogového Lock-in zesilovače ^[9]

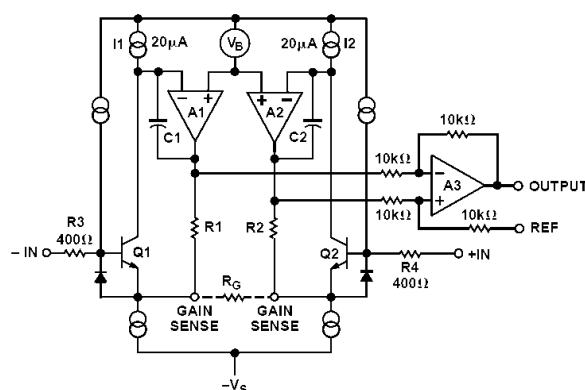
4.1 Předdetekční obvod

Jako předdetekční obvod jsem převzal ze schématu přístrojový zesilovač AD 620 ^[10] od firmy Analog Devices.

K velkým výhodám tohoto zesilovače patří:

- Velký rozsah napájecího napětí ($\pm 2.3\text{V}$ až do $\pm 18\text{V}$)
- Větší výkon než tři operační zesilovače zapojeny podle vnitřního zapojení

- Nízká spotřeba maximální proud 1,3 mA
- Dobré stejnosměrné vlastnosti:
 - max 50 μV vstupní napěťový offset
 - max. 1 nA vstupní klidový proud
 - minimální hodnota CMRR (činitel potlačení souhlasného napětí) 100 dB při $G=10$
- Nízko šumový zesilovač – $9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ na kmitočtu 1kHz
- Jednoduché nastavení zesílení (1 – 10 000) pomocí jednoho externího rezistoru



Obrázek 23. Zjednodušené vnitřní schéma AD 620 ^[10]

Vnitřní zapojení monolitického přístrojového zesilovače AD 620 vychází z modifikace klasického zapojení tří operačních zesilovačů. Zesílení se nastavuje pomocí rezistoru R_G . Výsledné zesílení je dáno vztahem: $G = \frac{R_1 + R_2}{R_G} + 1$. Vnitřní rezistory R_1 a R_2 jsou

při výrobě nastaveny na hodnotu 24,7 k Ω , z čehož dostáváme výsledný vztah pro hodnotu zesílení: $G = \frac{49,4\text{k}\Omega}{R_G} + 1$ (4.1)

Jednoduchou úpravou dostaneme:

$$R_G = \frac{49,4\text{k}\Omega}{G} - 1 \quad (4.2)$$

Na výsledném zesílení mají tedy podíl zesilovače A1 a A2. Zesilovač A3 je zapojen jako rozdílový, má jednotkové zesílení a slouží k odstranění souhlasného napětí a připojení referenčního napětí na pin REF.

Zesilovač AD 620 se rovněž používá v medicínské oblasti. Například pro měření tlaku a také se používá v EKG monitorech. Další jeho využití je přesný převodník napětí na proud.

4.2 Koherentního demodulátor

Jako tento obvod jsem si zvolil AD 630 od Analog Devices. Jeho funkce je již popsána v kapitole 2.1.1.

4.3 Postdetekční obvod

Pro tento účel jsem převzal ze schématu nízko šumový přesný operační zesilovač OP 27^[11] taktéž od firmy Analog Devices. Mezi jeho základní parametry patří:

- Nízký šum $80 \text{ nV}_{\text{p-p}}$ (0,1 – 10 Hz), $3 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
- Nízká napěťová vstupní nesymetrie $10 \text{ }\mu\text{V}$
- Vysoké zesílení v otevřené smyčce 1,8 milionu
- CMRR 126 dB při $U_{\text{CM}} = \pm 11 \text{ V}$

OP 27 je také vhodný pro použití jako předzesilovač pro mikrofon.

4.4 Vlastní měření

Pro zjištění funkčnosti zapojení a taktéž funkčnosti prvků a pro měření jsem použil elektronickou laboratoř pro virtuální instrumentaci NI ELVIS II+.

4.4.1 NI Elvis II+

Tato platforma obsahuje vývojovou desku - nepájivé pole, integrovanou kartu pro sběr dat, USB rozhraní, vnitřní ochrany proti zkratu, možnost připojení k BNC a D-Sub konektorům a k banánkovým zásuvkám, zahrnuje v sobě také 12 přístrojů:

- funkční generátor (*Function Generator*) - možnost ručního nastavení
- digitální multimetr (*Digital Multimeter*)
- osciloskop (*Oscilloscope*)
- proměnný napěťový zdroj (*Variable Power Supply*) - možnost ručního nastavení
- Bodeho analyzátor (*Bode Analyzer*)
- Dynamický signální analyzátor (*Dynamic Signal Analyzer*)
- Generátor libovolných průběhů (*Arbitrary Waveform Generator*)
- Čtení digitálních signálů (*Digital Reader*)
- Zápis digitálních signálů (*Digital Writer*)
- Impedanční analyzátor (*Impedance Analyzer*)
- 2 – vodičový napěťový analyzátor (*Two-Wire Voltage Analyzer*)
- 3 – vodičový napěťový analyzátor (*Three-Wire Voltage Analyzer*)



Obrázek 24. NI Elvis II+ [12]

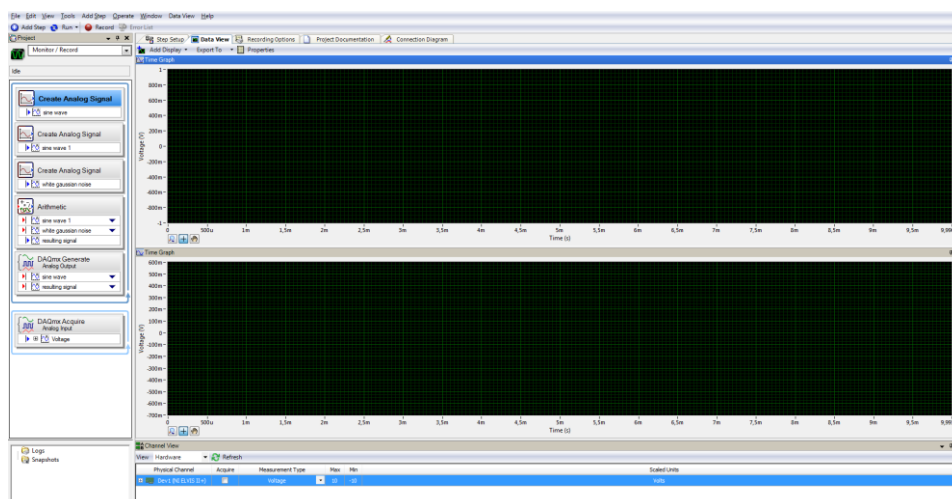
Všechny tyto přístroje je možno ovládat pomocí programů:

- NI Elvismx Instrument Launcher
- NI Multisim
- NI Labview
- NI Labview SignalExpress

Pro účely mého měření jsem používal NI Elvismx Instrument Launcher a hlavně NI Labview SignalExpress.

4.4.2 NI Labview SignalExpress

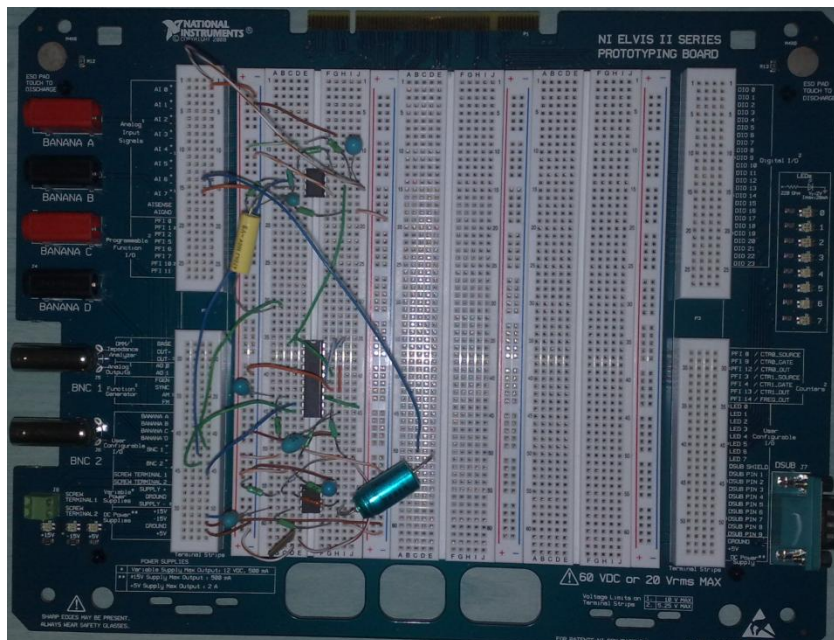
SignalExpress je nástroj pro měření, vytváření, generování, porovnávání signálů a provádění různých operací s nimi. Jeho velká výhoda je v tom, že není vyžadováno žádné složité programování.



Obrázek 25. NI Labview SignalExpress – ukázka programu

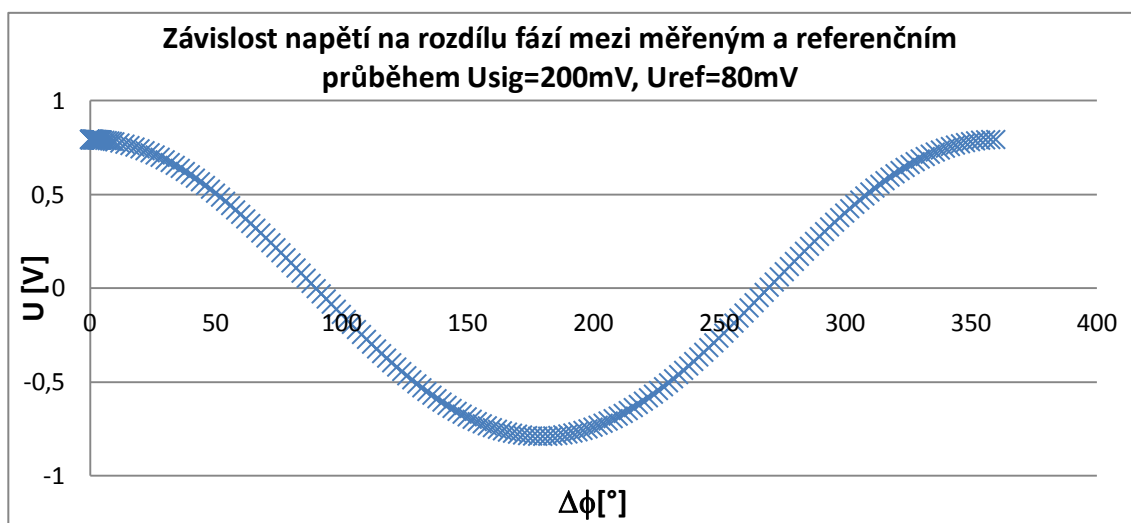
4.5 Postup měření

Nejdříve jsem zapojil obvod podle obrázku 22 do nepájivého pole NI Elvis II+. Následně jsem si ověřil, že všechny prvky jsou dobře zapojeny a jejich funkčnost pomocí funkčního generátoru a osciloskopu.



Obrázek 26. Praktické zapojení analogového Lock-in zesilovače na nepájivém poli

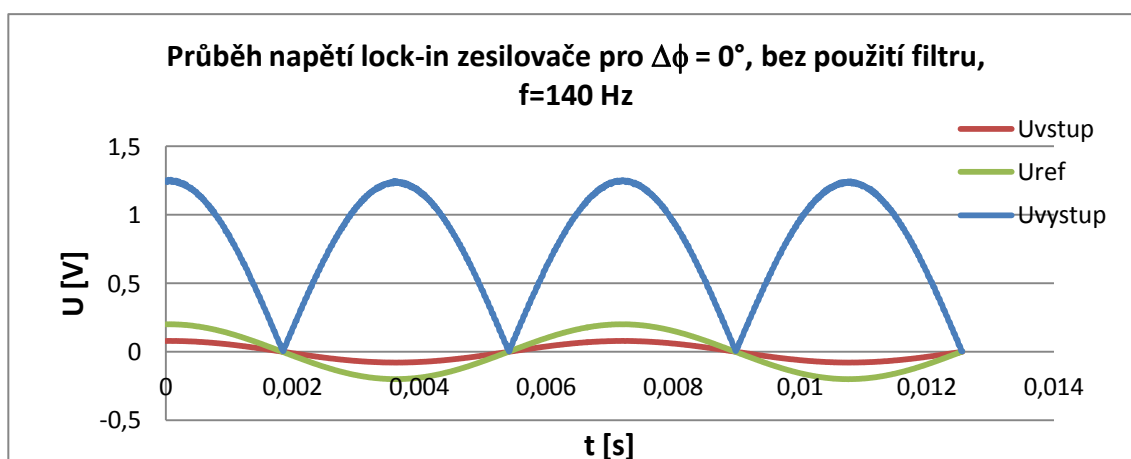
Pomocí programu NI Labview SignalExpress jsem na příslušné kanály AO 0 a AO 1 pouštěl potřebné průběhy. Měřené signály jsem přivedl na kanály AI 0-7 a pomocí SignalExpressu dále zpracovával. Jako první jsem naměřil závislost napětí na výstupu Lock-in zesilovače na změně fáze bez použití šumu, to znamená, že měřený a referenční signál měly sinusový tvar.



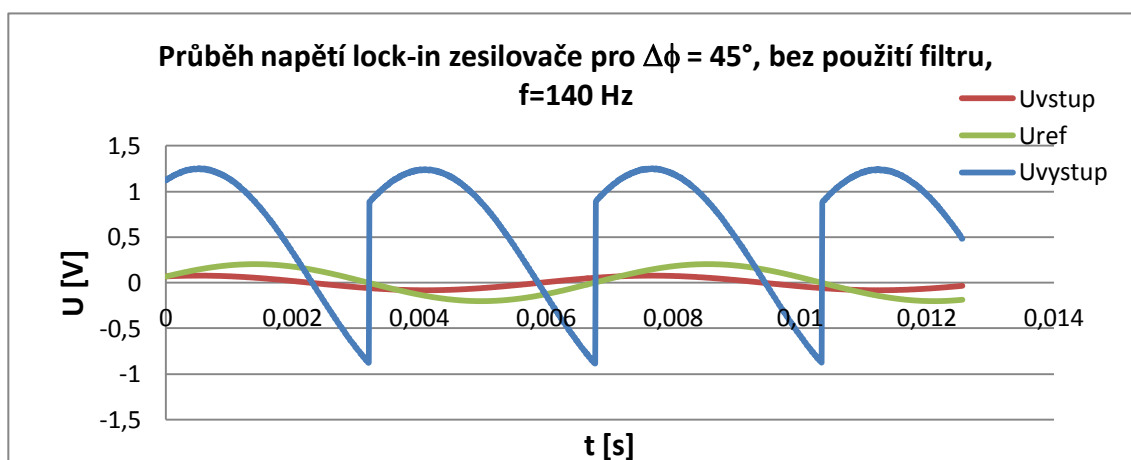
Graf 1. Závislost napětí na změně fáze

Z tohoto průběhu je vidět, že napětí se začíná razantněji měnit až od hodnoty rozdílu fází 1° a má průběh funkce $\cos$.

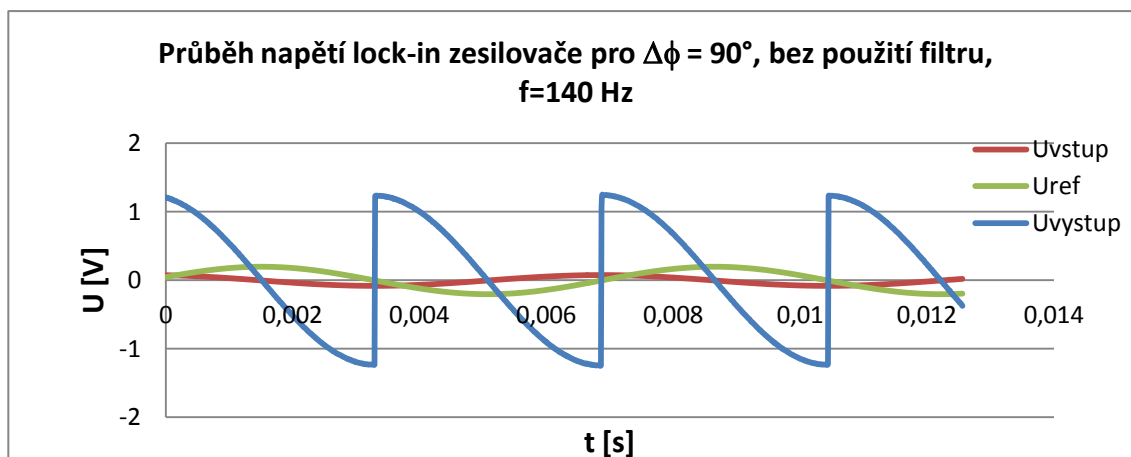
Jako další bod měření jsem zjišťoval, jaké budou průběhy výstupního signálu z koherentního demodulátoru při frekvenci 140 Hz a následně 1 kHz. Při měření jsem odpojil kondenzátory v postdetekční části, které s odporem představují dolnofrekvenční propust.



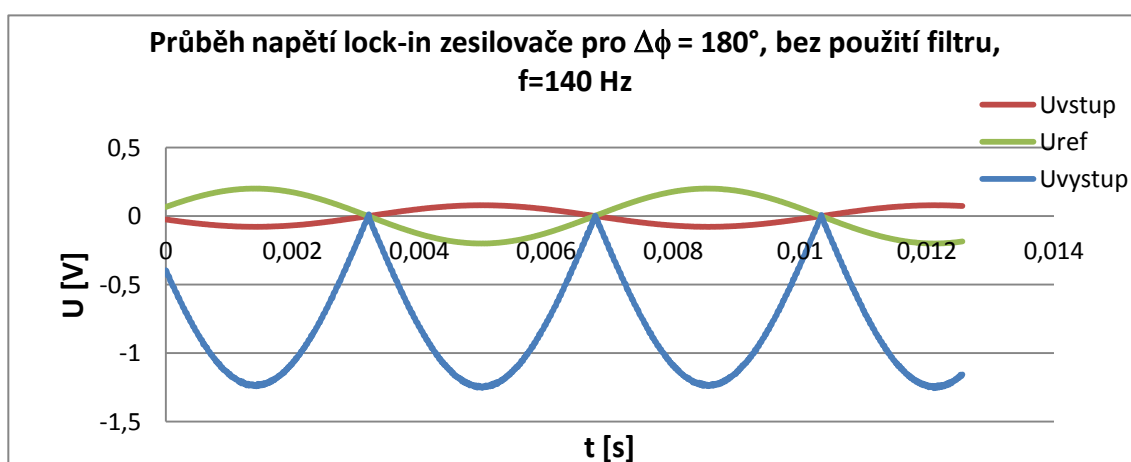
Graf 2. Časové průběhy signálů fázový rozdíl 0°



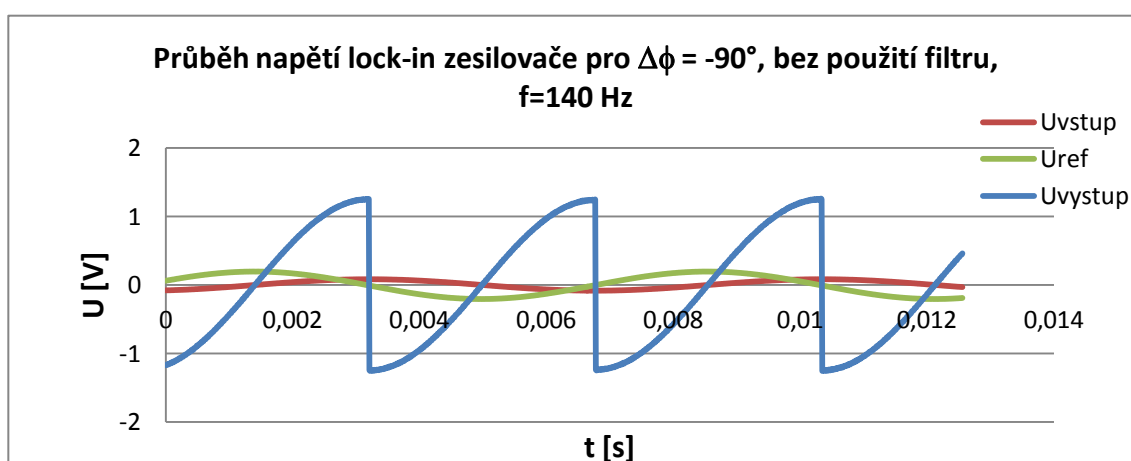
Graf 3. Časové průběhy signálů fázový rozdíl 45°



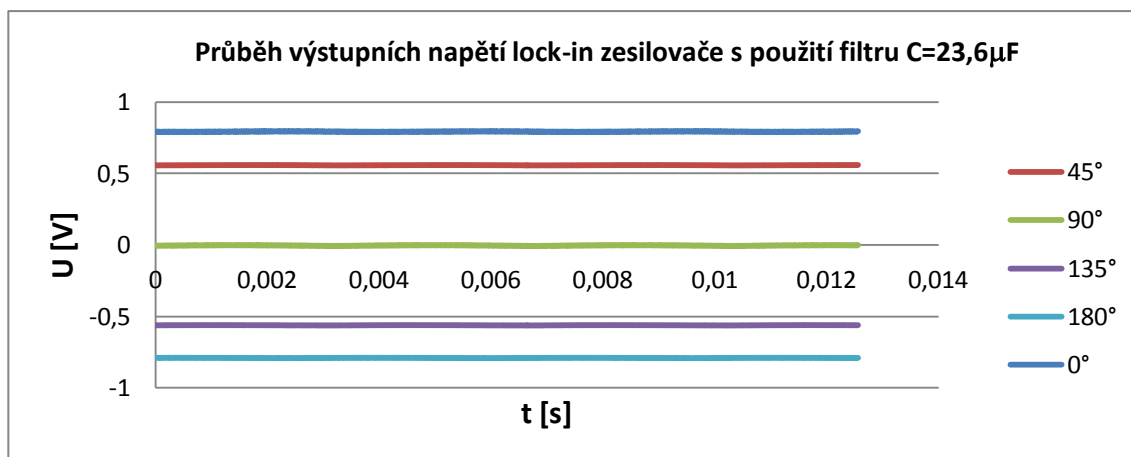
Graf 4. Časové průběhy signálů fázový rozdíl 90°



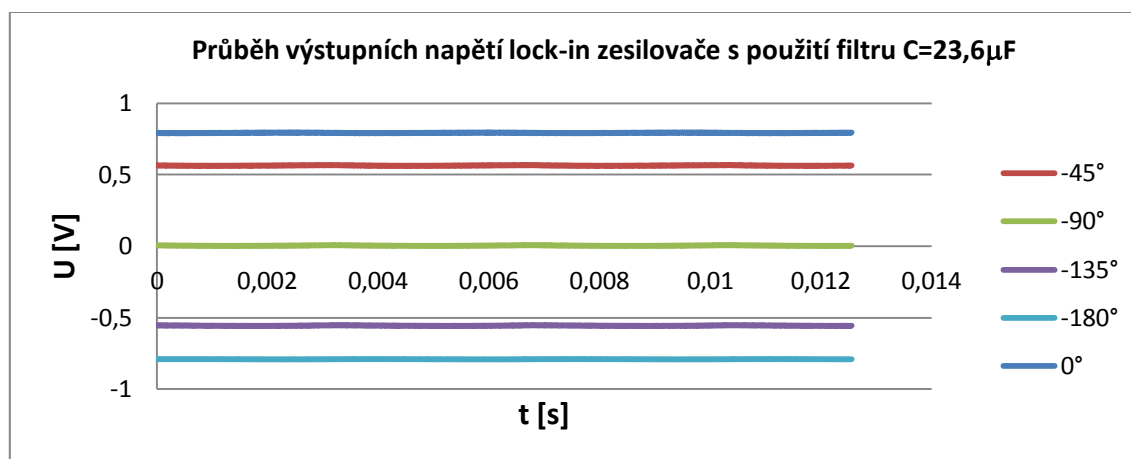
Graf 5. Časové průběhy signálů fázový rozdíl 180°



Graf 6. Časové průběhy signálů fázový rozdíl -90°



Graf 7. Časové průběhy výstupních napětí s použitím filtru - kladné hodnoty rozdílu fáze mezi měřeným a referenčním signálem

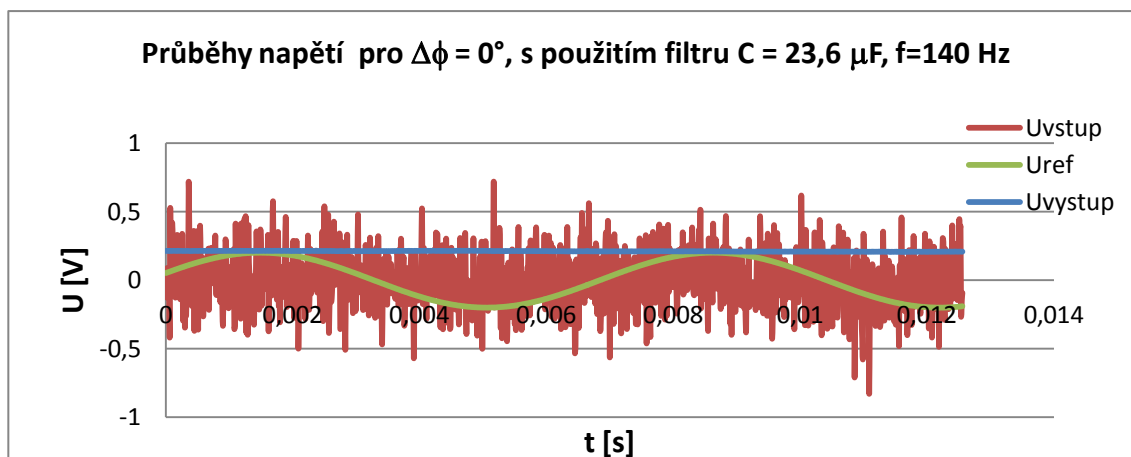


Graf 8. Časové průběhy výstupních napětí s použitím filtru – záporné hodnoty rozdílu fáze mezi měřeným a referenčním signálem

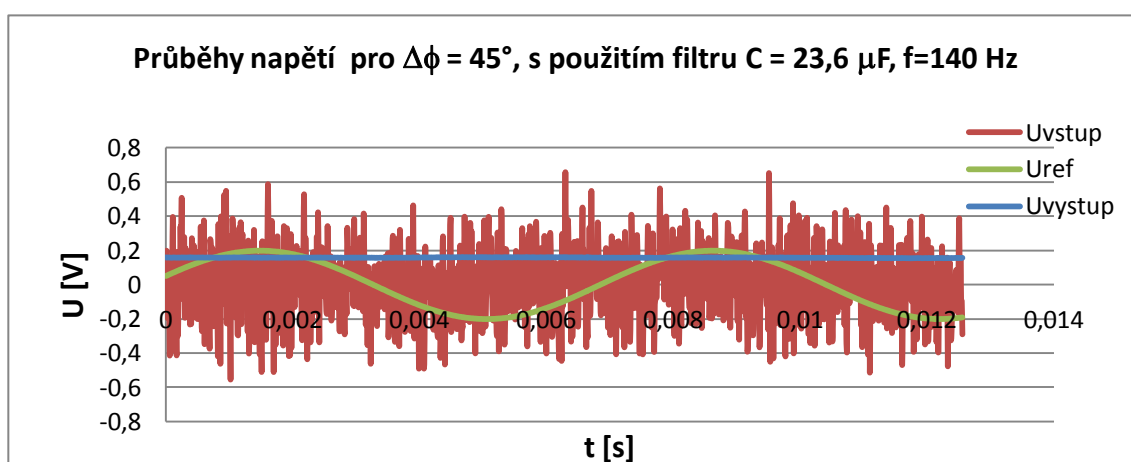
Jak je vidět z grafů, Lock-in zesilovač měří fázový rozdíl. Největší kladná hodnota napětí je při nulovém rozdílu fází, nulová hodnota napětí při rozdílu fází $\pm 90^\circ$ a nejmenší hodnota výstupního napětí je při rozdílu fází $\pm 180^\circ$ mezi vstupním a referenčním signálem.

Stejným postupem jsem měřil výstupní napětí Lock-in zesilovače při frekvenci 1 kHz. Tvar průběhů byl pořád stejný.

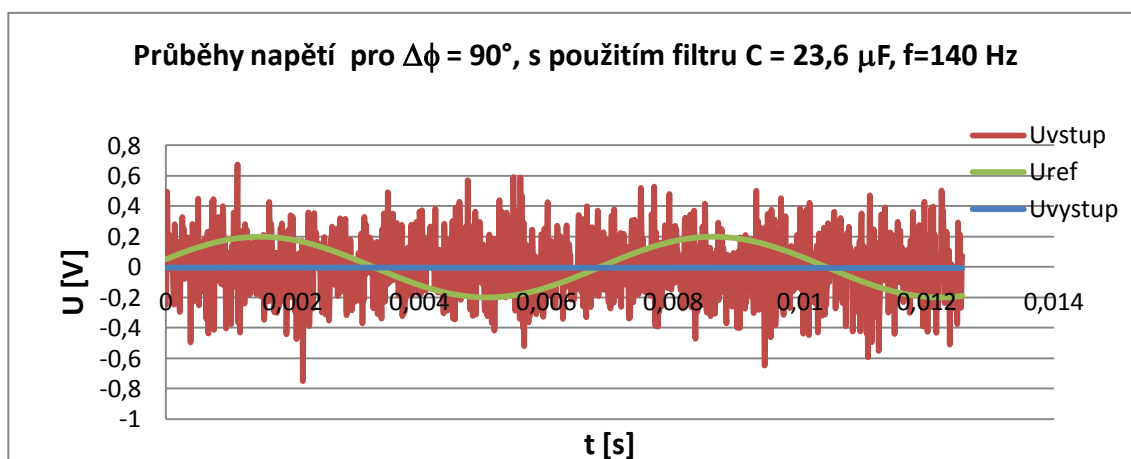
V dalším měření jsem pomocí NI Labview SignalExpress přičetl k vstupnímu signálu i bílý šum. Nastavil jsem hodnoty napětí: $U_{\text{vst}} = 20\text{mV}$, $U_{\text{ref}} = 200\text{mV}$ a $U_{\text{šum}} = 200\text{mV}_{\text{RMS}}$ a poté jsem měřil výstupní stejnosměrné napětí. To vše pro hodnoty frekvencí $f = 140\text{Hz}$ a $f = 1\text{kHz}$ a rozdíly fází: 0° , $\pm 45^\circ$, $\pm 90^\circ$, $\pm 135^\circ$, $\pm 180^\circ$.



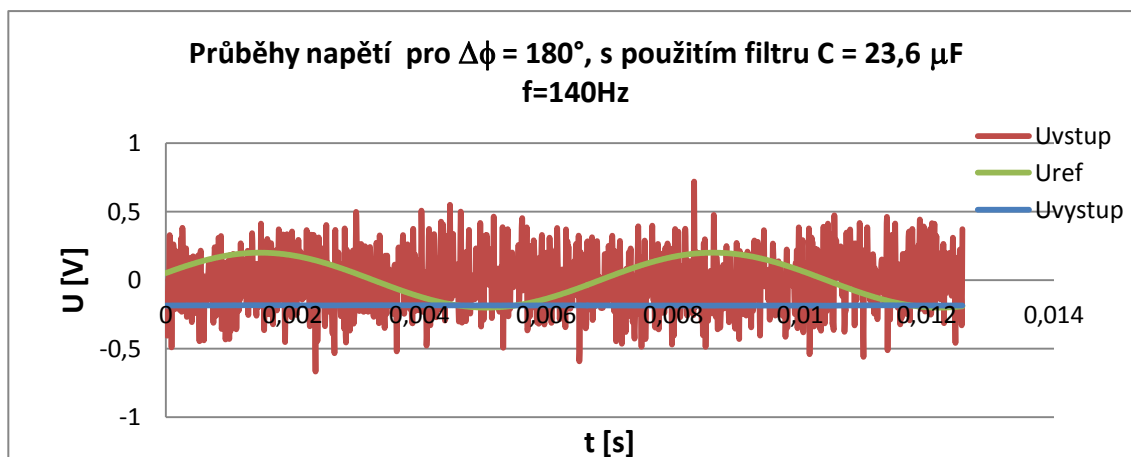
Graf 9. Časové průběhy signálů fázový rozdíl 0° , vstupní signál se šumem



Graf 10. Časové průběhy signálů fázový rozdíl 45° , vstupní signál se šumem



Graf 11. Časové průběhy signálů fázový rozdíl 90° , vstupní signál se šumem



Graf 12. Časové průběhy signálů fázový rozdíl 180°, vstupní signál se šumem

Měření CMRR:

Pro zjištění činitele potlačení souhlasného napětí jsem si musel nejdříve zjistit zesílení jednotlivých částí (předdetekční a postdetekční obvod). To jsem změřil tak, že jsem přivedl na každou část samostatně známé napětí a zjistil jejich výstupní napětí a podílem stanovil jejich zesílení. Celkový zisk (zesílení) je dán součinem jednotlivých zesílení.

AD620

$$U_{vst} = 80 \text{ mV}$$

$$U_{výst} = 82,065 \text{ mV}$$

$$G = \frac{U_{výst}}{U_{vst}} = \frac{82,065}{80} = 1,025$$

OP27

$$U_{vst} = 80 \text{ mV}$$

$$U_{výst} = 378,19 \text{ mV}$$

$$G = \frac{U_{výst}}{U_{vst}} = \frac{378,19}{80} = 4,727$$

Zesílení AD630 je 2

Celkové zesílení je tedy: $G = 1,025 \cdot 2 \cdot 4,727 = 9,690$

Následně jsem si změřil, jaké bude výstupní napětí při frekvenci $f = 140 \text{ Hz}$ a $f = 1 \text{ kHz}$, při $U_{vst} = 80 \text{ mV}$, $U_{ref} = 200 \text{ mV}$, $\Delta\phi = 0^\circ$ a pak přidal offset k U_{vst}

$$f = 140 \text{ Hz}$$

$$f = 1 \text{ kHz}$$

$$U_{výst} = 0,79216 \text{ V}$$

$$U_{výst} = 0,79253 \text{ V}$$

Změřené výstupní napětí při $U_{offset} = 3 \text{ V}$

$$U_{výst} = 0,79260 \text{ V}$$

$$U_{výst} = 0,79225 \text{ V}$$

$$CMRR_{f=140Hz} = 20 \log \left(G \frac{U_{CM}}{\Delta U_{výst}} \right) = 20 \log \left(9,69 \frac{3}{0,79260 - 0,79216} \right) = 96,39dB$$

$$CMRR_{f=1kHz} = 20 \log \left(G \frac{U_{CM}}{\Delta U_{výst}} \right) = 20 \log \left(9,69 \frac{3}{0,79268 - 0,79225} \right) = 96,59dB$$

Měření frekvenčního rozsahu:

Pro měření kmitočtového rozsahu jsem použil generátor Agilent 33120A, z kterého jsem přivedl napětí na referenční i vstupní kanál. Nejdřív jsem si změřil výstupní napětí při kmitočtu $f = 1kHz$. Šířka frekvenčního pásma je definována jako pokles o 3dB oproti hodnotě, která byla naměřena při frekvenci 1kHz.

Pro zjištění napětí, kterému odpovídá pokles 3dB jsem použil vztah

$$U = \frac{U_{výst(1kHz)}}{10^{\frac{3}{20}}} \approx \frac{U_{výst(1kHz)}}{\sqrt{2}}$$

Pro různé napětí z generátoru Agilent 33120A jsem stanovil frekvenční rozsahy:

$$U_{gen} = U_{vst} = U_{ref} = 80 \text{ mV}_{amp}$$

$$U_{výst(1kHz)} = 0,79216 \text{ V}$$

$$U \approx \frac{U_{výst(1kHz)}}{\sqrt{2}} = \frac{0,79216}{\sqrt{2}} = 0,560V$$

$$f = 5 \text{ Hz} - 609 \text{ kHz}$$

$$U_{gen} = U_{vst} = U_{ref} = 500 \text{ mV}_{amp}$$

$$U_{výst(1kHz)} = 4,9397V$$

$$U \approx \frac{U_{výst(1kHz)}}{\sqrt{2}} = \frac{4,9397}{\sqrt{2}} = 3,492V$$

$$f = 8 \text{ Hz} - 327 \text{ kHz}$$

Při tomto měření jsem měřil výstupní signál přímo z AD630, protože výstupní signál postdetekčního obvodu by byl už zkreslen (omezení výstupního napěťového rozkmitu)

$$U_{gen} = U_{vst} = U_{ref} = 4 \text{ V}_{amp}$$

$$U_{výst(1kHz)} = 7,388V$$

$$U \approx \frac{U_{výst(1kHz)}}{\sqrt{2}} = \frac{7,388}{\sqrt{2}} = 5,224V$$

$$f = 20 \text{ Hz} - 60 \text{ kHz}$$

Měření vstupního napět'ového šumu:

Pro zjištění vstupního šumu jsem použil zabudovaný přístroj v NI Elvis II+ Dynamic Signal Analyzer. Vstupní a referenční kanál jsem přivedl na kanál FGEN a připojil kondenzátory v postdetekčním obvodu $C = 23,6 \mu\text{F}$. Parametry Frequency span a Resolution (lines) jsem nastavil na 1600, aby každá hodnota ve výsledném grafu odpovídala pásmu 1 Hz. Následně jsem si vypočítal zesílení Lock-in zesilovače v decibelech a tuto hodnotu odečetl od změřené, protože logaritmus podílu lze vyjádřit jako rozdíl dvou logaritmů. Tuto hodnotu jsem převedl na hodnotu vstupního napět'ového šumu.

$$G = 9,690$$

$$G_{\text{dB}} = 20 \cdot \log(9,690) = 19,72 \text{ dB}$$

Změřená hodnota výstupního napětí pomocí Dynamic Signal Analyzer na frekvenci 1 kHz je -105,5 dB

$$\text{Vstupní napět'ový šum: } e_n = 10^{\frac{-105,5 - 19,72}{20}} = 5,48 \cdot 10^{-7} \text{ V} / \sqrt{\text{Hz}}$$

Při celkovém zesílení 4678 – u AD620 jsem zapojil $R_G = 100 \Omega$

$$G_{\text{dB}} = 20 \cdot \log(4678) = 73,40 \text{ dB}$$

Změřená hodnota při $f = 1 \text{ kHz}$, $U_{\text{výstpdB}} = -83,4 \text{ dB}$

$$\text{Vstupní napět'ový šum: } e_n = 10^{\frac{-83,4 - 73,4}{20}} = 1,445 \cdot 10^{-8} \text{ V} / \sqrt{\text{Hz}}$$

Měření dynamického rozsahu:

Nejdříve jsem si změřil vstupní napětí, při kterém ještě nedochází k ořezání výstupního signálu Lock-in zesilovače. Toto napětí bylo $U_{\text{vstmax}} = 5 \text{ V}$ – při jednotkovém zesílení celého zesilovače R_G u AD620 odpojeno, u OP 27 jsem zajistil jednotkový zesílení tím, že jsem zpětnovazební odpor nahradil drátkem – $R \sim 0 \Omega$. To znamená při neinvertujícím zapojení zesílení 1.

Pro zjištění minimální hodnoty napětí, při které ještě není výstupní signál zkreslený, jsem si pomáhal pomocí můstkového děliče, neboť tak malé napětí vytvořené pomocí generátoru napětí NI Elvis II+ bylo nestabilní a zašuměné.

Pro $R_G = 100 \Omega$ nebo-li celkové zesílení je rovno 4678 jsem zjistil, že nejmenší možné napětí, které ještě nezkreslovalo výstupní signál, bylo $9 \cdot 10^{-4} \text{ V}$.

$$DR = 20 * \log\left(\frac{U_{vst\ max}}{U_{vst\ min}}\right) = 20 * \log\left(\frac{5}{9 * 10^{-4}}\right) = 74,8dB$$

4.6 Návrh DPS

Pro návrh desky plošných spojů jsem použil program EAGLE, který je produktem firmy CadSoft. Skládá se ze tří hlavních modulů: editor spojů, editor schémat a autorouter. Všechny tyto moduly jsou ovládány z jednoho prostředí, což znamená, že nemusíme konvertovat netlisty mezi schémata a deskami.

Jeho velkou výhodou je, že obsahuje spoustu knihoven s reálnými součástkami a jejich pouzdry jak klasickými tak i SMD.

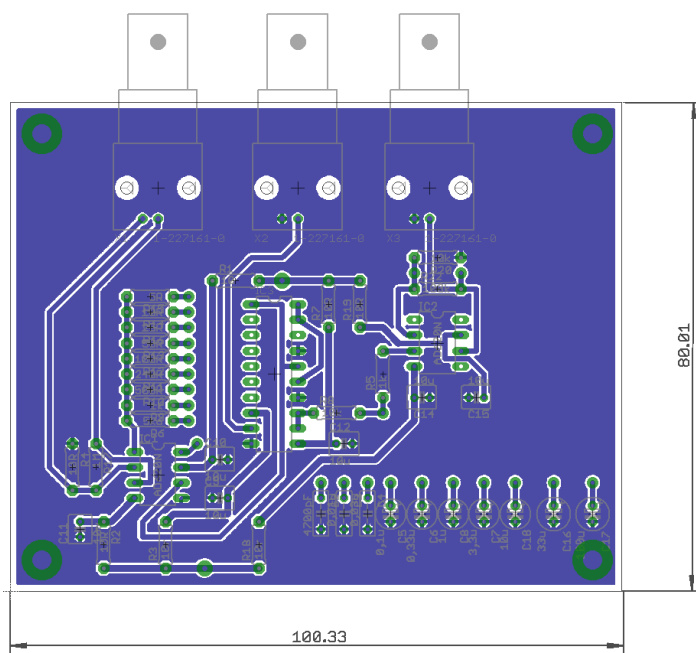
Jako schéma zapojení jsem použil obrázek 22 s mírnými modifikacemi. Pro nastavení zesílení předdetekční části jsem zvolil tato zesílení a jim odpovídající hodnoty rezistorů z řady E12. A také hodnoty časových konstant a jim odpovídající velikosti kapacit.

Tabulka 2. Hodnoty zesílení předdetekční části a časové konstanty jednokanálového Lock-in zesilovače

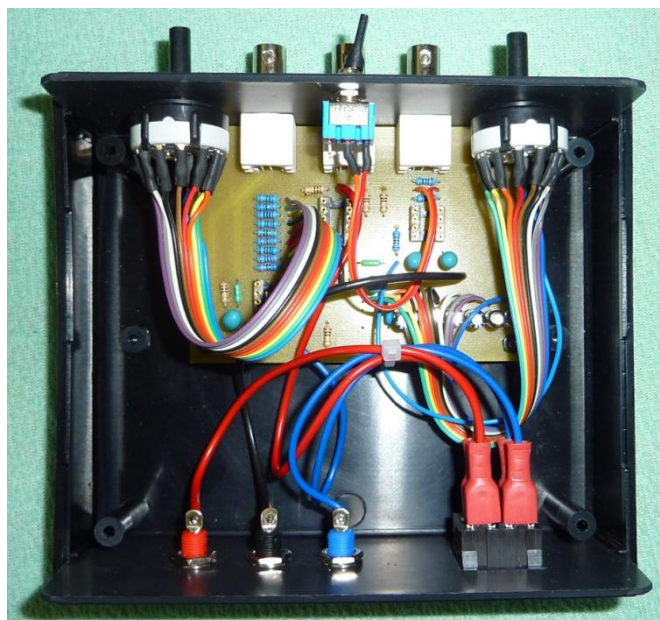
Zesílení	Hodnota odporu	Časová konstanta	Hodnota kapacity
1,5	100 kΩ	1s	100 μF
5	12 kΩ	0,33s	33 μF
10	5,6 kΩ	0,1s	10 μF
20	2,7 kΩ	0,033s	3,3 μF
50	1 kΩ	0,01 s	1 μF
100	510 Ω	3,3 ms	0,33 μF
500	100 Ω	1 ms	0,1 μF
1000	51 Ω	0,33 ms	33 nF
5000	10 Ω	0,1 ms	10 nF

Desku jsem navrhl jako jednostrannou jednovrstvou. Zesílení předdetekční a časové konstanty se nastavuje pomocí otočných přepínačů umístěných na předním panelu

krabičky. K zesílení postdetekční části jsem použil páčkový přepínač umístěný rovněž na přední straně krabičky, kde se také nachází tři BNC konektory, pro připojení vstupního, referenčního a výstupního signálu. Na zadní straně jsou umístěny přístrojové zdířky k připojení externího napájení a také vypínač, který slouží na zapínání napájecího napětí $\pm 15\text{V}$. Pro toto uspořádání jsem zvolil krabičku s rozměry 150x130x50 mm.



Obrázek 27. Návrh DPS Lock-in zesilovače



Obrázek 28. Vyrobený jednokanálový Lock-in zesilovač

4.7 Dvoukanálový analogový Lock-in zesilovač

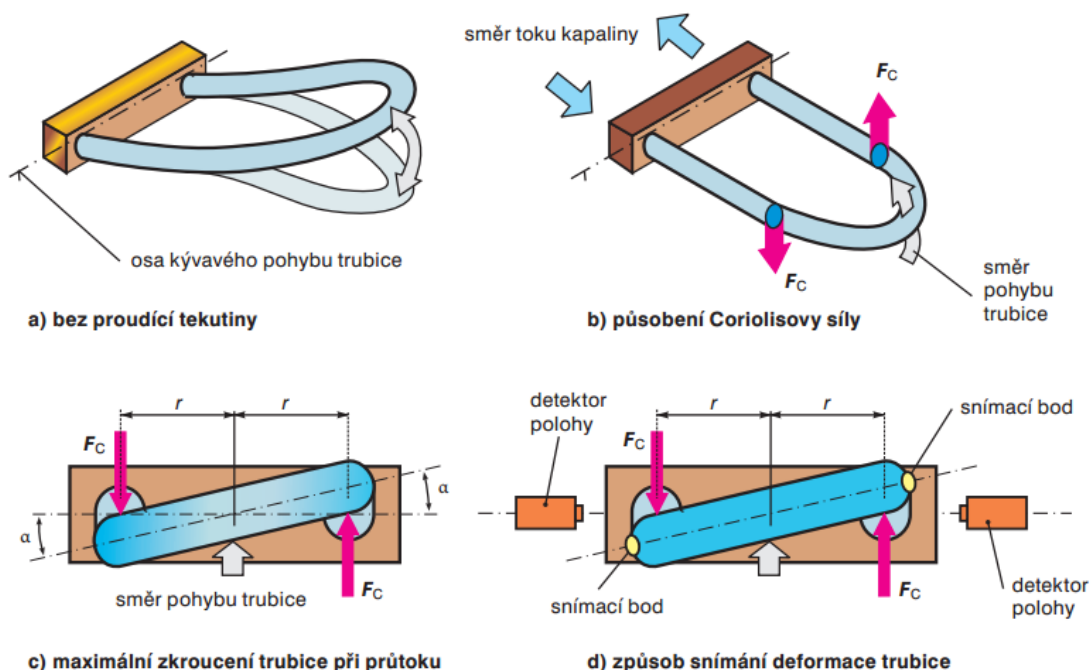
Po domluvě s docentem Benešem jsem vyrobil dvoukanálový analogový Lock-in zesilovač, kterým lze měřit průtok pomocí Coriolisova průtokoměru. Je to z důvodu použití jednoho referenčního signálu a dvou vstupních. Referenční signál je přiveden z generátoru na budící cívku, která způsobí rozkmitání trubice ve tvaru U. Na vstupní kanály jsou dovedeny signály ze snímacích cívek.

Tento zesilovač je vhodný jen pro signály, u kterých můžeme zajistit stejnou frekvenci a stejnou amplitudu obou vstupních signálů. Teoreticky při stejných hodnotách amplitud a nulového rozdílu fází by na výstupu měla být přesně nula. Při rozdílných hodnotách amplitud vstupních signálů se nám na výstupu už neobjeví nula, protože výstupní napětí Lock-in zesilovače je závislé na velikosti vstupního napětí a na rozdílu fází mezi referenčním a měřeným signálem.

4.7.1 Coriolisův průtokoměr

Tento průtokoměr se řadí do kategorie hmotnostních průtokoměrů. Je založen na principu Coriolisovy síly, kterou lze ji stanovit pomocí následujícího vztahu:

$$\vec{F}_C = 2m\vec{v} \times \vec{\omega} \quad (4.3)$$



Obrázek 29. Coriolisův průtokoměr ve tvaru U ^[13]

Trubice je rozkmitána pomocí síly F_M na rezonančním kmitočtu a síla F_C způsobí zkroucení. V bodech 4 jsou snímače polohy a pomocí nich se vyhodnocuje fázový posuv. Čím větší je tento fázový posuv, tím větší je i hodnota průtoku proudící kapaliny.

Mezi hlavní výhody patří nezávislost na teplotě, tlaku a viskozitě. Lze dosáhnout přesnosti až 0,1%.

4.7.2 Konstrukce dvoukanálového Lock-in zesilovače

Návrh desky plošných spojů zesilovače jsem realizoval v prostředí Eagle. Zapojení jednotlivých kanálů jsem ponechal stejné. Pro vyhodnocení rozdílu fáze mezi jednotlivými signály jsem připojil rozdílový zesilovač AMP03, do kterého jsou napojeny výstupní signály z postdetekčních obvodů obou kanálů.

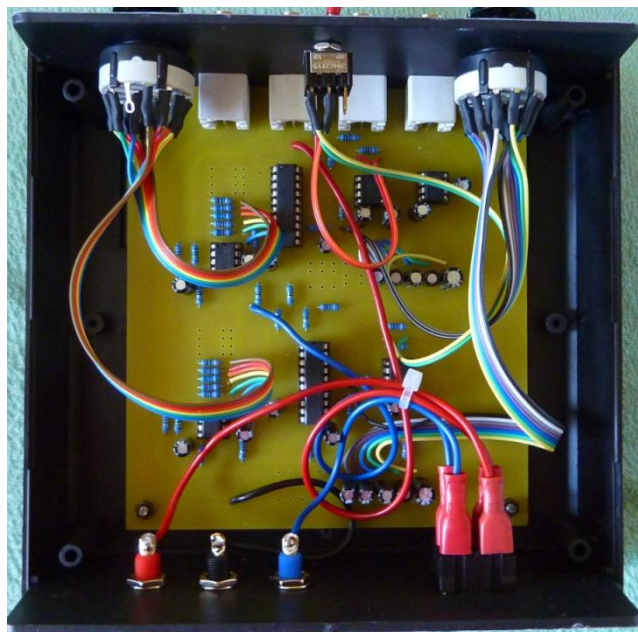
Pro vytvoření přístroje jsem použil plastovou přístrojovou krabičku s rozměry 172x176x68 mm. Ovládání je stejné jako u jednocanálového Lock-in zesilovače. Abych zajistil co nejjednodušší ovládání, použil jsem otočné přepínače, které mají 2x6 kontaktů. Tím je zajištěno současné přepínání zesílení předdetekční části a časové konstanty.



Obrázek 30. Přední strana 2-kanálového Lock-in zesilovače



Obrázek 31. Zadní strana 2-kanálového Lock-in zesilovače



Obrázek 32. Konstrukce 2-kanálového Lock-in zesilovače

Tabulka 3. Hodnoty zesílení předdetekční části a časové konstanty dvoukanálového Lock-in zesilovače

Zesílení	Hodnota odporu	Časová konstanta	Hodnota kapacity
1,5	100 k Ω	1s	100 μ F
5	12 k Ω	0,33s	33 μ F
10	5,6 k Ω	0,1s	10 μ F
20	2,7 k Ω	0,033s	3,3 μ F
50	1 k Ω	0,01 s	1 μ F

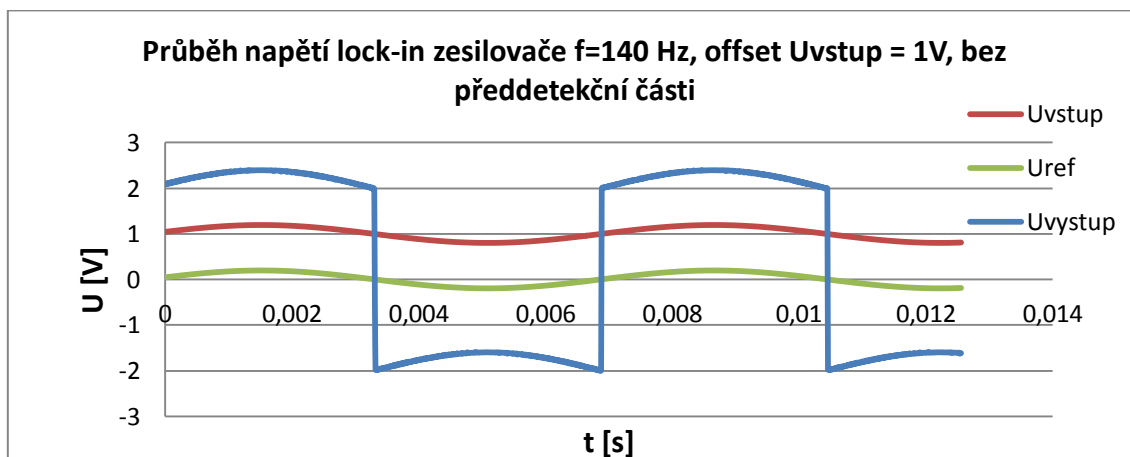
4.7.3 Měření vlastností dvoukanálového Lock-in zesilovače

Pro měření vlastností jsem použil NI Elvis II+.

Měření CMRR:

Největší vliv na hodnotu potlačení činitele souhlasného napětí má předdetekční obvod. V mém případě je to přístrojový zesilovač AD620.

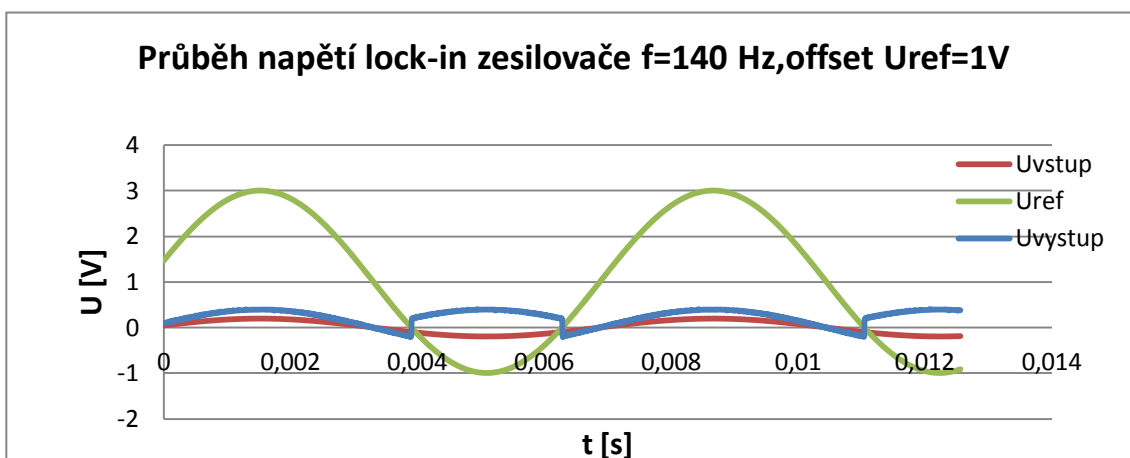
Kdyby předdetekční část nebyla přítomna a připojili bychom na vstup signál, který obsahuje napěťový offset, tak bychom na výstupu nedostali správnou hodnotu, která by odpovídala rozdílu fáze.



Graf 13. Průběh napětí při offsetu vstupního napětí

Tento průběh je způsoben tím, že koherentní demodulátor se chová jako násobička, která násobí vstupní signál hodnotou 2 nebo -2 podle toho, jestli je referenční signál větší než nula. Z tohoto důvodu je velmi důležité, aby předdetekční obvod zajistil odstranění souhlasného napětí.

Pro správnou funkčnost koherentního demodulátoru je nutné, aby referenční signál neobsahoval stejnosměrnou složku – napěťový offset. Při takovém signálu neodpovídá průchod nulovou hodnotou v polovině periody (u harmonického signálu) a výsledný signál není správný. Z tohoto důvodu musíme zaručit, aby referenční signál neobsahoval stejnosměrnou složku.



Graf 14. Průběh napětí při offsetu referenčního napětí

Nejdříve jsem změřil hodnoty výstupních napětí na jednom kanálu, abych zjistil jaký je činitel potlačení souhlasného napětí na jednotlivých kanálech. Toto jsem měřil bez použití rozdílového zesilovače AMP03 a měřil jsem přímo výstup z postdetekční části.

Pro měření CMRR dvoukanálového zesilovače na vstupní BNC konektory jednotlivých kanálu jsem přivedl stejný signál a měnil hodnotu napěťového offsetu. Zde už musel být zapojený rozdílový zesilovač.

Nejdříve jsem si změřil výstupní napětí při: $U_{\text{vstup}}=500\text{mV}$, $U_{\text{offset}} = 0\text{V}$

Toto napětí bylo $U_{\text{výst}} = 0,63649 \text{ V}$

Pro výpočet CMRR jsem použil následující vzorec:

$$CMRR_{f=1\text{kHz}} = 20 \log \left(G \frac{U_{CM}}{\Delta U_{\text{výst}}} \right) = 20 \log \left(2 \frac{3}{|0,63649 - 0,63682|} \right) = 94,735\text{dB}$$

G celkové zesílení (v mém případě je zesílení 2)

U_{CM} napěťový offset

Tabulka 4. Měření CMRR pro jeden kanál

Uoffset [V]	1	2	3	4	5
$U_{\text{výst}}$ [V]	0,63674	0,63678	0,63682	0,63686	0,63669
CMRR [dB]	96,478	95,139	94,735	94,539	93,979

Výsledný činitel potlačení souhlasného napětí jsem stanovil jako aritmetický průměr z vypočtených hodnot.

$$CMRR_{f=1\text{kHz}} = \frac{\sum_{i=1}^n CMRR_i}{n} = 94,974\text{dB}$$

Tento stejný postup pro výpočet CMRR jsem použil i při měření na obou kanálech.

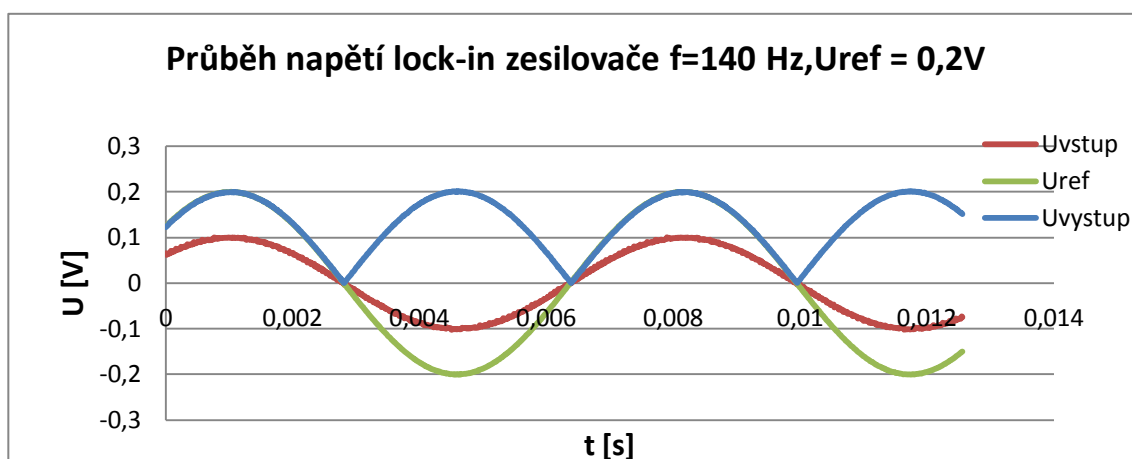
Napětí pro nulový offset: $U_{\text{výst}} = 0,138 \text{ mV}$

Tabulka 5. Měření CMRR pro oba kanály

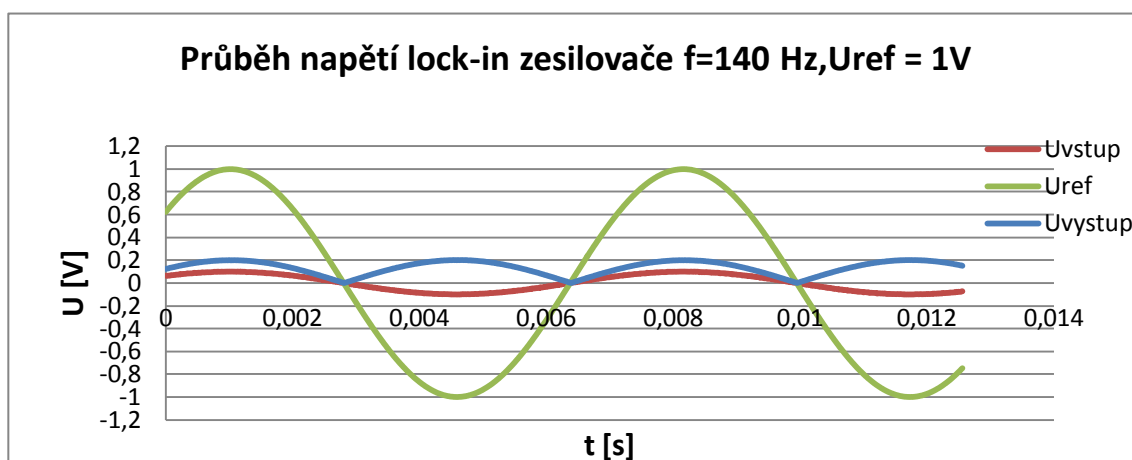
Uoffset [V]	1	2	3	4	5
$U_{\text{výst}}$ [mV]	0,135	0,125	0,115	0,113	0,112
CMRR [dB]	110,457	109,762	108,328	110,103	111,701

Výsledná hodnota pro dvoukanálový Lock-in zesilovač na frekvenci 1kHz je: CMRR = 110,07 dB

Z následujících grafů je patrné, že velikost amplitudy napětí referenčního signálu nezávisí na velikosti ani tvaru výstupního napětí. To znamená, že u referenčního signálu je možno měnit jeho velikost a na výsledku to nebude nic měnit.



Graf 15. Průběhy napětí při $U_{ref} = 0,2V$



Graf 16. Průběhy napětí při $U_{ref} = 1V$

Měření vstupního napětíového šumu

Taktéž při měření tohoto parametru jsem postupoval obdobně jako při měření jednocanálového zesilovače. Všechny vstupní signály byly přivedeny ze svorky FGGEN z ELVISu a pomocí Dynamic Signal Analyzer jsem si změřil výstupní napětí na frekvenci 1kHz, při nastavení těchto parametrů: Frequency span = 3205, resolution = 3200. Tato hodnota byla $U_{n1kHz} = -104$ dB

Celkové zesílení si musíme přenést na hodnotu v dB

$$G_{dB} = 20 \cdot \log(2) = 6,02 \text{ dB}$$

Velikost vstupního napětového šumu poté vypočteme pomocí následujícího vzorce

$$e_n = 10^{\frac{Un - G_{dB}}{20}} = 10^{\frac{-104 - 6,02}{20}} = 3,155 \cdot 10^{-6} \text{ V} / \sqrt{\text{Hz}}$$

Takhle vypočítaná hodnota ještě není úplně správná, protože hodnota v grafu zobrazeném v Dynamic Signal Analyzer neodpovídá přesně, neboť mezi jednotlivými hodnotami není vzdálenost 1 Hz, ale $\frac{3205}{3200} = 1,00156 \text{ Hz}$. Hodnotu e_n je tedy ještě nutné podělit $\sqrt{1,00156}$, aby byl výsledek úplně korektní.

$$e_n = \frac{10^{\frac{Un - G_{dB}}{20}}}{\sqrt{\frac{\text{Freq.Span}}{\text{Resolution}}}} = \frac{10^{\frac{-104 - 6,02}{20}}}{\sqrt{\frac{3205}{3200}}} = 3,153 \cdot 10^{-6} \text{ V} / \sqrt{\text{Hz}}$$

Kmitočtový a dynamický rozsah zůstal stejný jako u jednokanálového zesilovače, neboť jsem použil stejné součástky a stejné zapojení kanálů a tyto parametry se měří na jednom kanálu.

4.7.3.1 Měření průtoku pomocí Lock-in zesilovače

Jak už bylo zmíněno, pro měření průtoku lze použít Coriolisův průtokoměr. Při měření průtoku jsem postupoval, podle následujícího postupu:

Jako referenční signál jsem si připojil harmonický průběh z generátoru Agilent 33220A, o frekvenci $f=140 \text{ Hz}$ a amplituda $U_m = 500 \text{ mV}$, tento signál jsem připojil i na budící cívku. Ze snímacích cívek jsem připojil signály na vstupy Lock-in zesilovače, a také na měřicí kartu NI-9234, pro zjištění amplitud vstupních signálů.

Vyjádření vzorce výsledního napětí 2 kanálového Lock-in zesilovače s využitím vzorců (5.1) a (5.2):

$$U_{\text{výsl}} = U_1 - U_2 = U_{\text{str}} \cos(\varphi_1) - U_{\text{str}} \cos(\varphi_2) = \frac{4U_m}{\pi} \cos(\varphi_1) - \frac{4U_m}{\pi} \cos(\varphi_2) = \frac{4U_m}{\pi} (\cos(\varphi_1) - \cos(\varphi_2)) \quad (4.4)$$

Poté lze vypočítat rozdíl fází:

$$\Delta \cos(\varphi) = \frac{\pi * U_{výsl}}{4 * U_m} \quad (4.5)$$

$$\Delta \varphi = \arccos\left(\frac{\pi * U_{výsl}}{4 * U_m}\right) \quad (4.5)$$

První krok, který jsem musel zjistit, bylo je změření výstupního napětí z Lock-in zesilovače při nulovém průtoku a také velikost amplitudy vstupních signálů – měli by mít stejnou velikost. Dále jsem pustil do průtokoměru kapalinu a pomocí vztahu 4.5 jsem určil rozdíl fází. Tuto hodnotu odečtl od hodnoty rozdílu fází při nulovém průtoku, čímž jsem dosáhl skutečný rozdíl fází mezi snímacími cívkami. Následně podělil konstantou průtokoměru a dostal hodnotu hmotnostního průtoku.

Pro zjištění referenčního průtoku jsem použil průtokoměr Promass 40 od firmy Endress+Hauser.

Konstanta měřeného průtokoměru je $0,23184 * 10^{-3} \text{ } ^\circ/\text{kg}$

Tabulka 6. Měření průtoku

Qref	U _{výst}	cosφ1-cosφ2	arccos(Δcosφ)	Δφ	Q _{vyp}	δ
[kg/h]	[mV]	[-]	[°]	[°]	[kg/h]	[%]
0	0,123	0,002000	89,8854	0	0	0
86	0,101	0,001642	89,9059	0,02050	88,41	2,80
147	0,086	0,001398	89,9199	0,03447	148,69	1,15
227	0,068	0,001106	89,9366	0,05124	221,02	-2,63
365	0,031	0,000504	89,9711	0,08571	369,71	1,29
479	0,003	0,000049	89,9972	0,11180	482,23	0,68
747	-0,071	-0,001155	90,0661	0,18075	779,61	4,37
913	-0,117	-0,001903	90,1090	0,22360	964,47	5,64

Postup výpočtu průtoku (Qref=147 kg/h):

$$U_{vstup} = 0,0483V$$

$$\Delta \cos(\varphi) = \frac{\pi * U_{výst}}{4 * U_{vstup}} = \frac{\pi * 0,086 * 10^{-3}}{4 * 0,0483} = 0,001398$$

$$\arccos(\Delta \cos(\varphi)) = \arccos(0,001398) = 89,9199$$

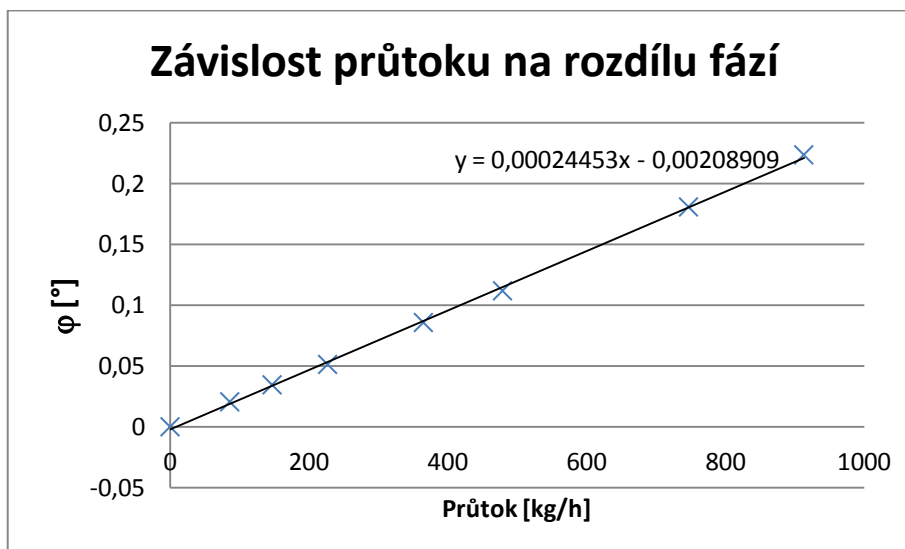
$$\Delta \varphi = 89,9199 - 89,8854 = 0,03447^\circ$$

$$Q_{vyp} = \frac{\Delta \varphi}{k} = \frac{0,03447}{0,23184 * 10^{-3}} = 148,69 \text{ kg/h}$$

Zjištění relativní chyby:

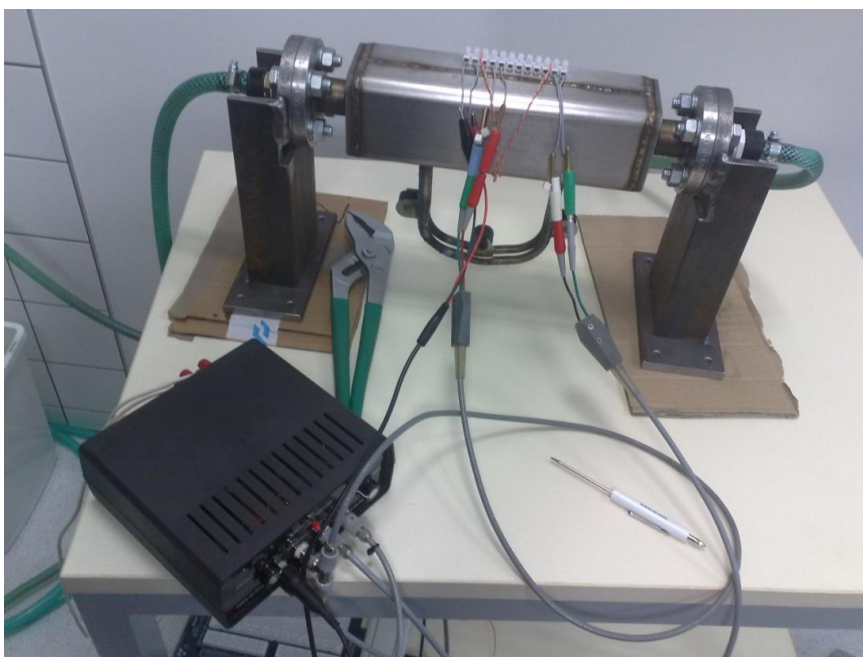
$$\delta = \frac{Q_{\text{vyp}} - Q_{\text{ref}}}{Q_{\text{ref}}} * 100 = \frac{148,69 - 147}{147} * 100 = 1,15\%$$

Dále jsem stanovil změřenou konstanty průtokoměru z grafu pomocí rovnice regrese:



Graf 17. Závislost průtoku na rozdílu fází

Konstantu průtokoměru jsem stanovil: $k=0,00024453 \text{ kg/}^\circ$



Obrázek 33. Měření průtoku Coriolisovým protokoměrem s využitím 2 - kanálového Lock-in zesilovače

5 DIGITÁLNÍ LOCK-IN ZESILOVAČ

Digitální Lock-in zesilovače v poslední době nahradily jejich analogové předchůdce. Jejich hlavní výhody oproti analogovým jsou popsány v kapitole 3.2.

Pro realizaci digitálního Lock-in zesilovače potřebujeme prostředí, které nám dokáže co nejlépe zpracovat signály, které změříme například pomocí měřicí karty. Jako jedno z nejlepších vývojových prostředí, které se specializuje na sběr a zpracování dat je LabVIEW.

5.1 LabVIEW

LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) je vývojové prostředí od firmy National Instruments, které slouží pro grafické programování. Využívá programovacího jazyka G. Oproti jiným programovacím prostředím je průběh programu řízen tokem dat, to znamená, že daná instrukce se provede až ve chvíli, kdy má na vstupu všechna potřebná data. Programování se provádí propojením jednotlivých bloků vodiči. LabVIEW umožňuje multi-processing a multi-threading, čímž výrazně zrychluje provádění napsaného programu.

Program z tohoto prostředí se jmenuje VI – Virtual Instrument a skládá se ze tří hlavních částí: Front Panel, Block Diagram a Icon/Connector pane.

Front panel je jediné co vidí uživatel. Jsou na něm připojeny ovládací (controls) a zobrazovací (indicators) prvky. Ovládací prvky jako například tlačítka, řádky na vepisování, přepínače, otočné knoflíky a mnoho dalších, slouží k zadávání informací od uživatele. Zobrazovací prvky jako jsou grafy, ukazatel hodnot, led kontrolky a další, slouží k zobrazení výsledků na základě vstupů zadaných uživatelem.

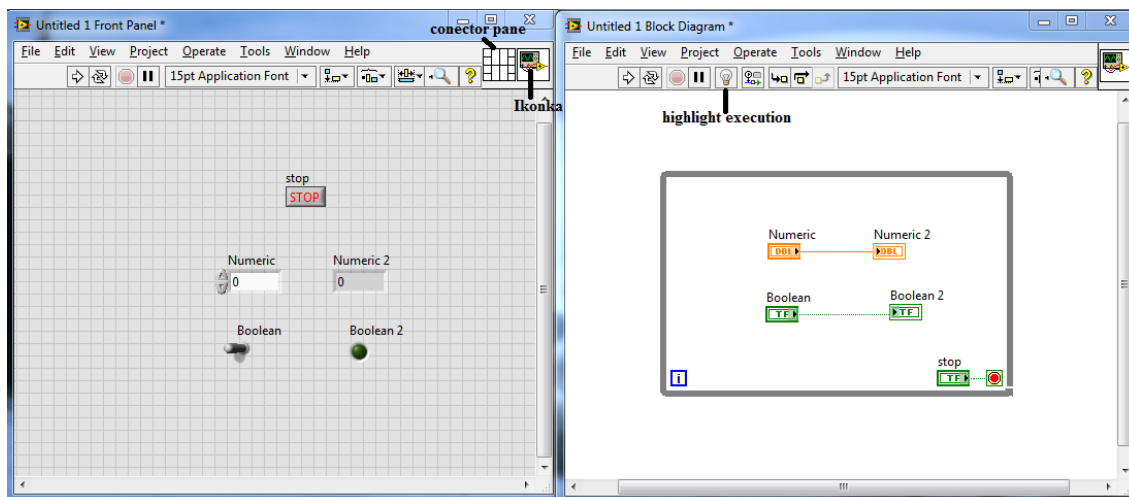
Block diagram obsahuje grafický kód. Prvky z front panelu se zde objevují jako terminály. Jsou zde také funkce a struktury, které zpracovávají informace z ovládacích prvků a poskytují informace pomocí indicators. Hlavním prvkem na blokovém diagramu jsou tzv. uzly (nodes) – objekty, které mají vstupy a výstupy a umožňují provádění programu, když VI běží. Uzly jsou analogickým vyjádřením operátorů, funkcí, podprogramů v textových programovacích jazycích. Uzly jsou mezi sebou propojeny vodiči, které mají barvu podle toho, jakého jsou typu (boolean – zelená, integer – modrá, real – oranžová, string – růžová). LabVIEW také podporuje polymorfismus, to znamená, že na jednotlivé uzly je možno zapojit více datových typů. Například můžeme sčítat dvě čísla typu integer nebo dvě jednorozměrná pole.

Každé VI má svou ikonku, která se dá měnit a je dobré, aby vyjadřovala funkci, kterou virtuální přístroj zastupuje.

Tedy VI – virtuální přístroj můžeme spustit jako program s front panelem, který slouží jako grafické uživatelské rozhraní, nebo jako uzel (node) vložen do blokového diagramu, kde přední panel definuje vstupy a výstupy, které se v návrh připojují pomocí connector pane. To znamená, že funkčnost každého VI může být vyzkoušena ještě před vložením jako podprogramu (subVI) do většího programu, který jej používá.

Pro odladění programu je možné používat breakpointy, sondu – zobrazuje data přítomná na vodiči v reálném čase a Highlight Execution - při zapnutí ikonky „žárovka“ se u jednotlivých terminálů zobrazují okénka s aktuálními hodnotami.

V programování se nevyhneme několika základním řídicím strukturám. Jedna z nich je While Loop, obdoba funkce do – while v jazyku C. Tato struktura se provádí tak dlouho, dokud není splněna určitá podmínka a vždy musí proběhnout alespoň jednou, protože porovnání podmínky se děje až po projití kódu, který je ve smyčce. Oproti tomu For Loop nemusí proběhnout ani jednou. Slouží k provedení kódu N-krát, kdy N známe už před vstupem do cyklu. Počet projití smyčky lze zjistit z terminálu i, ale jeho hodnota je vždy o jedno menší, protože začíná s číslováním od nuly. Obdoba funkce switch v programovacím jazyku C je Case struktura. Na její rozhodovací vstup mohou být přivedeny datové typy jako integer, boolean, string a enum. Jako poslední významná řídicí struktura je Sequence, která nemá ekvivalent v jazyce C. Tato struktura slouží pro předepsání posloupnosti prováděných uzlů, které nemají mezi sebou datovou vazbu.



Obrázek 34. Ukázka prostředí LabVIEW

Velká výhoda LabVIEW je mnoho již naprogramovaných knihoven a v nich spousta funkcí, které je možno hned používat. Dále je možno používat množství již naprogramovaných příkladů, které lze najít v helpu. Tyto příklady velmi urychlují práci a pomáhají nám lépe se orientovat v zadané úloze.

Knihovna, která se specializuje na komunikaci, měření, generování a sběr signálu pomocí měřicích karet, se nazývá NI-DAQmx. Klasická aplikace pomocí NI-DAQmx knihovny se skládá nejčastěji z těchto částí: vytvoření, konfigurace, start úlohy, měření nebo generování dat a ukončení úlohy.

5.2 Vlastnosti měřicích karet

Již déle než dvacet let se používají měřicí karty v technické praxi. Umožňují přímé měření, některé i generování signálu počítačem. V dnešní době existuje více možností pro připojení k PC. Díky rozšíření osobních počítačů se sběrnice PCI, PCI Express se objevují i tyto sběrnice na měřicích kartách. Pro výkonnější měřicí systémy je vhodné použití sběrnice PXI (PCI eXtension for Instrumentation). Nejvíce oblíbené měřicí karty jsou ty, které se připojují do počítače pomocí USB, WiFi nebo Ethernetu.

Vlastnosti měřicích karet podle, kterých je možno vybírat je mnoho. Nejdůležitější parametry se vztahují ke zpracování, vstupům a výstupům, jak analogovým, tak i digitálním.

U analogových vstupů mezi nejdůležitější parametry patří počet kanálů, maximální vzorkovací frekvence, rozlišení, napěťové rozsahy, zesílení, možnost připojení měřeného objektu ke kartě (SE-G – single ended ground, SE – single ended, DIFF – differential). K dalším důležitým údajům patří typ A/D převodníku (paralelní, integrační, sigma-delta, s postupnou aproximací), vlastnosti zesilovačů (vstupní impedance, proud, potlačení souhlasného signálu – CMRR), přenosové vlastnosti (relativní chyba, nelinearita, integrální a diferenciální nelinearita a chyba zesílení), dynamické vlastnosti jako například šířka pásma, posun fáze mezi kanály, přeslech mezi kanály a další.

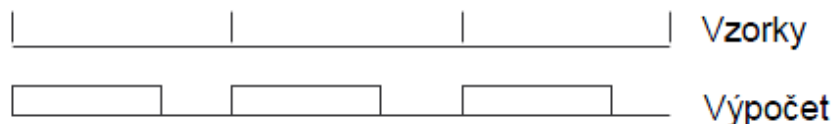
U analogových výstupů zjišťujeme nejčastěji počet kanálů, rozlišení – počet bitů, maximální rychlost převodu, typ D/A převodníku (násobící, sigma delta), výstupní rozsah, impedanci a další.



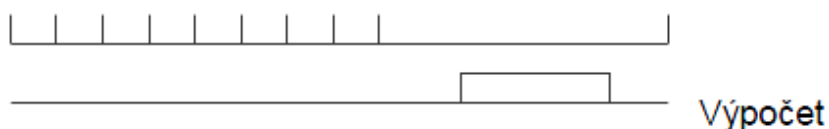
Obrázek 35. Příklad měřicí karty NI USB – 6008^[14]

Zpracování naměřených dat obvykle probíhá třemi způsoby. Nejjednodušší způsob je obdržení vzorků a jejich následné zpracování. Při tomto způsobu zpracování není možné měřit kontinuálně probíhající děje, neboť data získáváme s přestávkami. U velmi pomalých dějů můžeme zpracovávat vzorky i mezi intervaly, kdy dochází k navzorkování signálu. Rychlé děje lze měřit tak, že nejdříve navzorkujeme měřený signál a poté provedeme zpracování těchto naměřených hodnot.

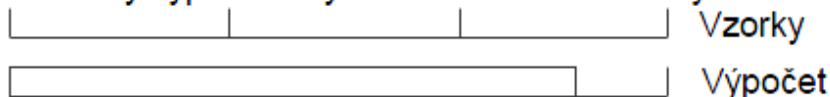
•Výpočet mezi vzorky



•Navzorkovat, potom výpočet,



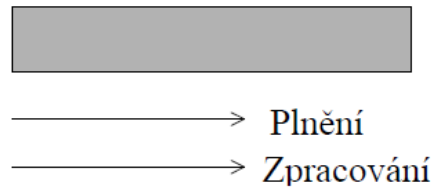
•Průběžný výpočet s využitím času mezi vzorky



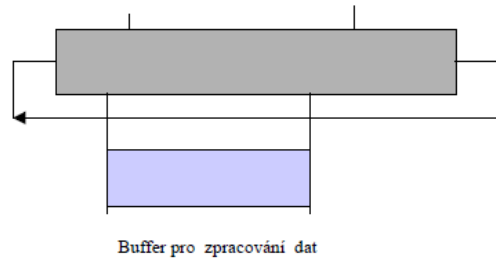
Obrázek 36. Zpracování naměřených dat^[15]

Při měření se využívá vyrovnávací paměť, která je dostupná přímo na kartě. Pro operaci s ní se využívá tří základních principů. Operace s jednoduchým bufferem je vhodná pro měření pomalých dějů. Pro rychlejší děje lze pracovat s kruhovým nebo vícenásobným bufferem.

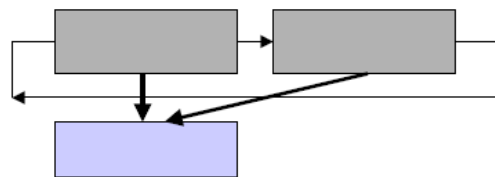
Operace s jednoduchým bufferem



Operace s kruhovým bufferem



Operace s dvojitým bufferem



Obrázek 37. Způsoby využití vyrovnávací paměti ^[15]

5.3 Popis programu v LabVIEW

Při měření a zpracování signálů pomocí měřicí karty jsem použil knihovnu NI-DAQmx. Pro výpočet rozdílu fází je zřejmé, že potřebujeme měřit dva signály, proto u subVI DAQmx Read jsem pomocí roletky vybral výsledný formát výstupních dat následovně: Analog ->Multiple Channels ->Multiple Samples ->2D DBL

Po získání 2D pole naměřených hodnot jsem si ho rozdělil na dvě jednorozměrná pole pomocí funkce Index Array. Referenční signál jsem dále zpracovával tak, aby vzniklo pole, které bude mít hodnoty 2 a -2. Pro prvky v poli referenčního signálu, které jsou větší nebo rovny nule je přiřazena hodnota 2, pro prvky menší než nule je přiřazena hodnota -2. Tyto hodnoty jsem přiřadil proto, aby odpovídalo vnitřnímu uspořádání AD630, které vstupní signál násobí hodnotami ± 2 .

Následně jsem vynásobil pole, které mělo hodnoty ± 2 s polem, které reprezentovalo vstupní signál. Pro zjištění střední hodnoty, kterou analogově realizuje postdetekční obvod, jsem použil VI Mean, do kterého přivedu pole a na výstupním terminálu dostanu jeho střední hodnotu.

Střední hodnota harmonického sinusového průběhu je dána následujícím vzorcem:

$$U_{str} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} U_m \sin(\omega t) dt = \frac{2U_m}{T} \left[\frac{-\cos(\omega t)}{\omega} \right]_0^{T/2} = \frac{2U_m}{T} \left[\frac{-\cos(\frac{2\pi}{T}t)}{\frac{2\pi}{T}} \right]_0^{T/2} =$$

$$\frac{U_m}{\pi} (-\cos(\pi) + \cos(0)) = \frac{2U_m}{\pi}$$

$$U_{str} = \frac{2U_m}{\pi} \quad (5.1)$$

U_m amplituda napětí

Výsledné napětí, které dostanu z Lock-in zesilovače je dáno vztahem:

$$U = U_{str} \cos(\varphi) \quad (5.2)$$

Následně můžu odvodit vztah pro výpočet fáze:

$$U_{vysl} = U_{str} \cos(\varphi) = \frac{2U_m}{\pi} \cos(\varphi)$$

$$\cos(\varphi) = \frac{U_{vysl} \pi}{2U_m}$$

Protože zesílení koherentního demodulátoru (násobičky) je 2, musím tento vztah ještě pozměnit:

$$\cos(\varphi) = \frac{U_{vysl} \pi}{4U_m}$$

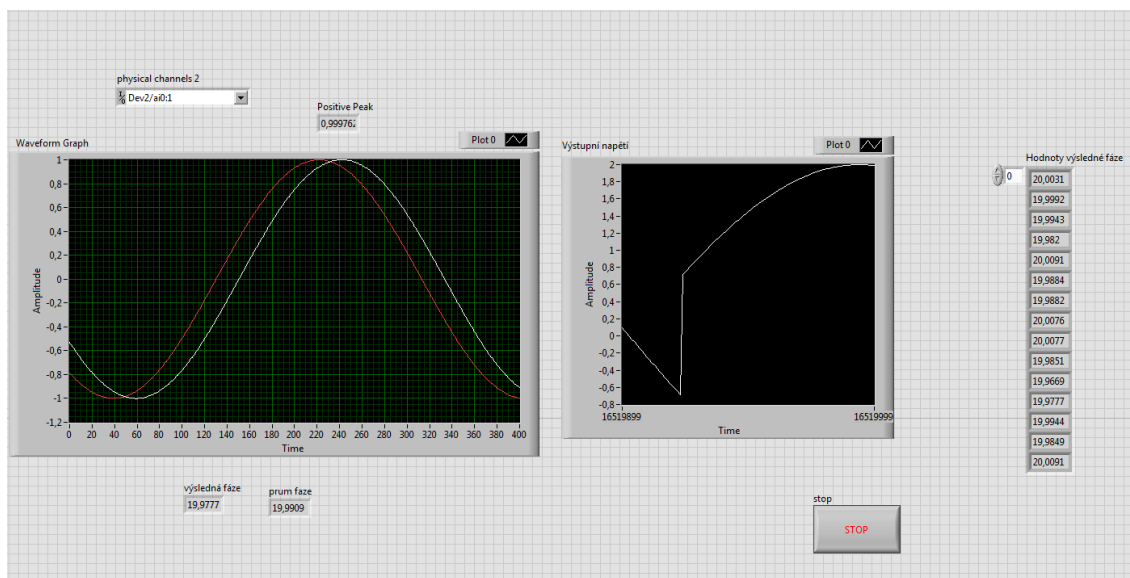
A nyní si vyjádřím fázi:

$$\varphi = \arccos\left(\frac{U_{vysl} \pi}{4U_m}\right) \quad (5.3)$$

Podle předchozího vztahu jsem naprogramoval výpočet rozdílu fáze mezi referenčním a vstupním signálem a ještě převedl na stupně, protože výsledek funkce Inverse Cosine v LabVIEW je dán v radiánech. Ze vztahu (5.3) vyplývá, že je nutné měřit i amplitudu vstupního signálu. Pro toto měření jsem použil expresní VI Amplitude and Level Measurements. Pro přesnější výsledek jsem pomocí Shift registrů udělal aritmetický průměr z deseti předcházejících hodnot výsledných fází.

5.4 Měření digitálním Lock-in zesilovačem

Pro měření rozdílu fáze jsem použil měřicí karty NI USB 6008 a NI 9234. Jako generátor jsem použil NI Elvis II+ , který jsem ovládal z LabVIEW Signal Express.



Obrázek 38. Ukázka front panelu programu Lock-in zesilovače v LabVIEW

Měnil jsem fázový rozdíl mezi jednotlivými kanály a následně je změřil a vypočítal absolutní a relativní chyby.

Tabulka 7. Měření fáze s NI 9234

	f = 140 Hz			f= 1kHz			f = 20kHz	f = 25kHz
$\Delta\varphi_{\text{skut}} [^\circ]$	20	50	90	20	50	75	50	50
$\Delta\varphi_{\text{měř}} [^\circ]$	20,003	50,003	89,984	20,069	49,972	74,963	50,075	50,041
	19,999	49,997	89,985	19,994	50,009	75,026	50,061	50,060
	19,994	49,985	89,997	20,082	49,978	74,950	50,044	50,070
	19,982	49,988	90,004	19,983	50,005	75,034	50,033	50,066
	20,009	50,005	89,984	20,079	49,985	74,969	50,087	50,051
	19,988	50,003	89,985	19,988	49,995	75,008	50,067	50,044
	19,988	49,984	89,991	20,074	49,993	74,992	50,052	50,047
	20,008	49,991	90,005	19,997	49,991	74,977	50,036	50,073
	20,008	50,001	89,983	20,060	49,994	75,015	50,062	50,065
	19,985	50,004	89,987	20,006	49,988	74,949	50,076	50,053
$\Sigma [^\circ]$	199,965	499,961	899,904	200,333	499,909	749,883	500,593	500,570
$\Delta\varphi_{\text{prům}} [^\circ]$	19,996	49,996	89,990	20,033	49,991	74,988	50,059	50,057
$\Delta [^\circ]$	0,004	0,004	0,010	0,033	0,009	0,012	0,059	0,057
$\varepsilon [\%]$	0,018	0,008	0,011	0,166	0,018	0,016	0,119	0,114

Tabulka 8. Měření fáze s NI 6008

	f = 140 Hz			
$\Delta\varphi_{\text{skut}} [^\circ]$	10	40	75	90
$\Delta\varphi_{\text{měř}} [^\circ]$	13,5851	42,3166	76,292	90,9867
	15,7381	41,6871	76,3979	91,0448
	15,8088	42,3225	76,3913	91,0205
	15,7425	42,2224	76,3595	91,1131
	15,7035	42,2406	76,2885	91,0394
	15,7506	42,2269	76,3444	91,0752
	15,7762	42,2701	76,3515	91,1034
	15,7372	42,2402	76,2195	90,9703
	15,7489	42,2151	76,3475	91,0759
	15,7866	42,3317	76,249	91,0249
Σ	155,3775	422,0732	763,2411	910,4542
$\Delta\varphi_{\text{prům}} [^\circ]$	15,53775	42,20732	76,32411	91,04542
$\Delta [^\circ]$	5,53775	2,20732	1,32411	1,04542
$\varepsilon [\%]$	55,3775	5,5183	1,76548	1,161578

Při použití měřicí karty NI 9234 jsem jako nejvyšší možnou frekvenci mohl měřit polovinu vzorkovací frekvence (zajištění vzorkovacího teorému). I při této frekvenci je chyba měření poměrně malá. Při použití NI USB 6008 je chyba měření větší, to může být způsobeno malým rozlišením a hlavně tím, že nemá současné vzorkování na obou kanálech.

5.5 Výběr karty měřicí karty pro Lock-in zesilovač

Pro měření je důležité, aby nedocházelo k posunu fáze mezi jednotlivými kanály. Při použití jednoho analogového multiplexeru, vzorkovače a A/D převodníku dochází k fázovému posunu mezi jednotlivými kanály, což zvětšuje nepřesnost měření. Pro odstranění této chyby lze použít uspořádání, kdy každý kanál má svůj vzorkovač, za kterým je připojen analogový přepínač a A/D převodník. Nevýhodou tohoto zapojení je zmenšení vzorkovací frekvence. Při frekvenci A/D převodníku f_{vz} , bude kmitočet vzorkovačů f_{vzk} dán vztahem:

$$f_{vzk} = \frac{f_{vz}}{n} \quad (5.4)$$

n počet kanálů

Pro zvýšení vzorkovací frekvence je možné využít uspořádání, kde každý kanál obsahuje vzorkovač a A/D převodník a za nimi je zapojený digitální multiplexor. Toto zapojení je nejvýhodnější, ale také nejdražší, neboť potřebujeme pro činnost více součástek než při předchozích uspořádáních.

Dalším důležitým aspektem pro výběr vhodné měřicí karty je dynamický rozsah. Je obvykle udáván v dB a znamená poměr maximální a minimální hodnoty měřitelného signálu. Pro Lock-in zesilovač to znamená, jak malý může být nosný signál utopený v šumu. Pro vyšší hodnotu dynamického rozsahu můžeme měřit menší nosný signál ponořený v šumu.

Pro správné měření je nutné dodržet vzorkovací teorém, kdy frekvence vzorkování musí být alespoň dvakrát větší, než je měřený kmitočet. V případě, kdy signál obsahuje velké množství šumu nad Nyquistovou frekvencí ($f_{vz}/2$), je vhodné použít anti-aliasing filtr, který zajistí odstranění těchto nepříznivých frekvencí. Některé měřicí karty již v sobě obsahují anti-aliasingový filtr. Pro ty, které ho nemají, je vhodné použít externí filtr k předzpracování signálu před samotným měřením kartou.

Některé vhodné měřicí karty, které vybral National Instruments pro funkci Lock-in zesilovače, jsou zobrazeny v následující tabulce:

Tabulka 9. Vlastnosti vhodných měřicích karet pro Lock-in zesilovač^[16]

Zařízení	Rozlišení, dynamický rozsah	Současné vzorkování	Vzorkování	Anti-aliasing filtr
NI 4472	24 bit -- 160 dB	ano	102.4 kS/s	automaticky nastaven na 0,5 vzorkovací frekvence
NI 4451, NI 4452, NI 4551, NI 4552	16 bit -- 120 dB	ano	204.8 kS/s	automaticky nastaven na 0,5 vzorkovací frekvence
NI 6115	12 bit -- 70 dB	ano	10 MS/s	50 kHz, 500 kHz

6 ZÁVĚR

V bakalářské práci jsem se seznámil s problematikou koherentní demodulace pomocí Lock-in zesilovačů. Následně jsem si sestavil analogový jednokanálový i dvoukanálový Lock-in zesilovač.

U jednokanálového zesilovače jsem dosáhl těchto parametrů:

- činitel potlačení souhlasného napětí $CMRR = 99\text{dB}$, při $f = 1\text{ kHz}$
- frekvenční rozsah se měnil podle velikosti vstupního a referenčního napětí, při zvyšování hodnoty napětí těchto signálů docházelo k zužování frekvenčního pásma a při vyšších frekvencích se začal průběh výstupního signálu zkreslovat – to je způsobeno rychlostí přeběhu tranzistorů:
pro $U_{\text{vst}} = U_{\text{ref}} = 80\text{mV}_{\text{p-p}}$ frekvenční rozsah: 5 Hz 609 kHz
pro $U_{\text{vst}} = U_{\text{ref}} = 4\text{ V}_{\text{p-p}}$ kmitočtový rozsah: 20 Hz – 60 kHz
- vstupní napěťový šum $e_n = 548\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, při $f = 1\text{ kHz}$
- dynamický rozsah $DR = 74,9\text{ dB}$

U dvoukanálového zesilovač jsem naměřil tyto parametry:

- činitel potlačení souhlasného napětí $CMRR = 110\text{ dB}$
- vstupní napěťový šum $e_n = 3\,156\text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, při $f = 1\text{ kHz}$
- dynamický a frekvenční rozsah je stejný jako u jednokanálového

Pro měření hmotnostního průtoku pomocí Coriolisova průtokoměru s větší přesností není vhodné použít analogový dvoukanálový Lock-in zesilovač, protože změna rozdílu fází při změně průtoku je velmi malá. Chybu může způsobovat nepřesné měření výstupního napětí, zaokrouhlování při výpočtech a také to, že není schopný přesně rozpoznat tak malé rozdíly fází.

Jako měřicí kartu, která odpovídá dosaženým parametrům analogového zesilovače, jsem vybral NI 4431, která má následující parametry: současné vzorkování, f_s až 102,4 kS/s, antialiasingový filtr, rozlišení 24 bitů, delta-sigma převodník a dynamický rozsah 100dB.

V pokračující práci by bylo možné vylepšit algoritmus digitálního Lock-in zesilovač v LabVIEW. Například doplnit o možnost volby jednotlivých typů filtrů (FIR, IIR), výpočet a zobrazení soufázové a kvadraturní složky signálu. U analogového dvoukanálového zesilovače by bylo vhodné nastavovat zesílení každého kanálu zvlášť, pro případ, kdyby amplitudy napětí vstupních signálů nebyly stejné.

LITERATURA

- [1] ĎAĎO, S. *Koherentní demodulace a její využití v měřicí technice* [online]. Praha, 2011 [cit. 2013-01-07]. Dostupné z: http://www.crr.vutbr.cz/system/files/brozura_08_1111.pdf
- [2] WIKIPEDIE. *Korelace* [online]. 2012 [cit. 2013-01-07]. Dostupné z: <http://cs.wikipedia.org/wiki/Korelace>
- [3] UREL VUT BRNO. *Přizpůsobený filtr. Učebnice Teorie Rádiové Komunikace* [online]. 2012 [cit. 2013-01-07]. Dostupné z: http://www.urel.feec.vutbr.cz/MTRK/?P%F8%EDjem_komunika%E8n%EDch_sign%E1l%F9:P%F8izp%F9soben%FD_filtr
- [4] ANALOG DEVICES. *AD 630: Balanced Modulator/Demodulator* [online]. 2004 [cit. 2013-01-07]. Dostupné z: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD630.pdf
- [5] ANALOG DEVICES. *AD698: Universal LVDT Signal Conditioner* [online]. 1995 [cit. 2013-01-07]. Dostupné z: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD698.pdf
- [6] *Měníče kmitočtů.* [online]. 2011 [cit. 2013-01-07]. Dostupné z: http://dlabos.wz.cz/en/Menice_kmitoctu.html
- [7] REICHL, J. - VŠETIČKA, M. *Rázy: Encyklopedie fyziky* [online]. 2001 [cit. 2013-01-07]. Dostupné z: http://dlabos.wz.cz/en/Menice_kmitoctu.html
- [8] ZURICH INSTRUMENTS. *HF2LI Lock-in Amplifier* [online]. 2011 [cit. 2013-01-07]. Dostupné z: <http://www.zhinst.com/products/hf2li>
- [9] GREEN BAY PROFESSIONAL PACKET RADIO. *Homebrew Lock-In Amplifier* [online]. [cit. 2013-01-07]. Dostupné z: <http://gbppr.dyndns.org/proj/mil/cavity/lock/index.html>
- [10] ANALOG DEVICES. *AD 620: Low Cost Low Power Instrumentation Amplifier* [online]. 2011 [cit. 2013-01-07]. Dostupné z: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD620.pdf
- [11] ANALOG DEVICES. *OP27: Low Noise, Precision Operational Amplifier* [online]. 2006 [cit. 2013-01-07]. Dostupné z: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/OP27.pdf
- [12] NATIONAL INSTRUMENTS. *What is NI ELVIS?* [online]. 2009 [cit. 2013-01-07]. Dostupné z: <http://www.ni.com/white-paper/8599/en>

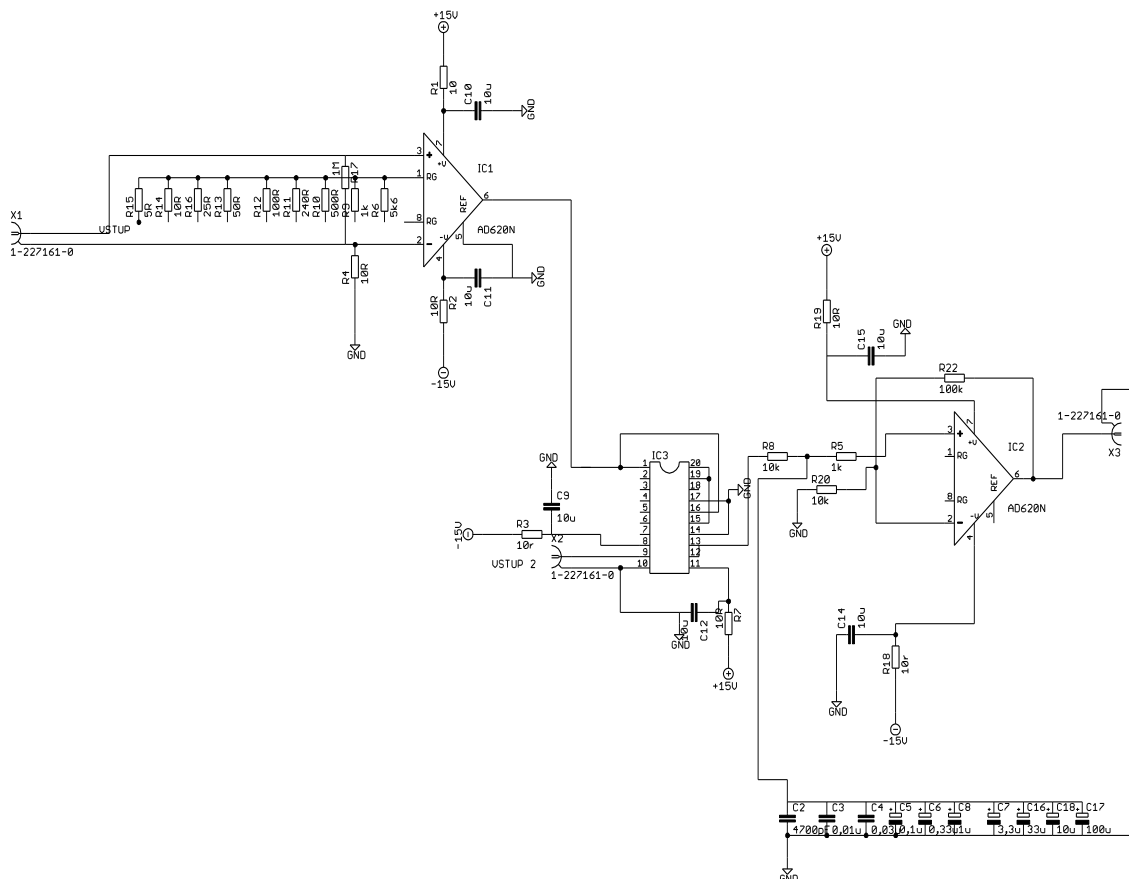
- [13] KADLEC, K.. *Snímače průtoku – principy, vlastnosti a použití (část 3)* [online]. *Automa* . roč. 2006, č. 12, s. 30-34. Dostupné z: <http://www.odbornecasopisy.cz/download/au120630.pdf>
- [14] NATIONAL INSTRUMENTS. *NI USB - 6008* [online]. 2009 [cit. 2013-05-14]. Dostupné z: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/cs/nid/201986>
- [15] ČEJKA, M.. *Použití počítačů v měřicí technice* [online]. Brno, 2002, [cit. 2013-05-14]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/priloha.php?dpid=19337
- [16] NATIONAL INSTRUMENTS. *How to Measure Small Signals Buried in Noise Using LabVIEW and Lock-In Amplifier Techniques* [online]. 2012 [cit. 2013-05-14]. Dostupné z: <http://www.ni.com/white-paper/5613/en>

SEZNAM PŘÍLOH

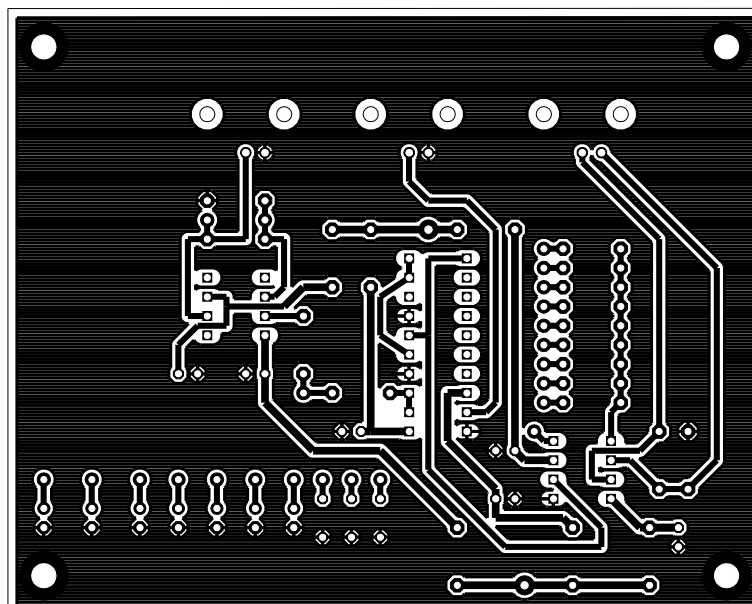
A	Návrh DPS	74
A.1	Obvodové zapojení jednokanálového Lock-in zesilovače	74
A.2	Deska plošného spoje jednokanálového Lock-in zesilovače (bottom)	74
A.3	Rozmístnění součástek jednokanálového Lock-in zesilovače	75
A.4	Obvodové zapojení dvoukanálového Lock-in zesilovače	76
A.5	Deska plošného spoje dvoukanálového Lock-in zesilovače (bottom)	77
A.6	Rozmístnění součástek dvoukanálového Lock-in zesilovače	78
B	Seznam součástek	79
B.1	DPS - jednokanálový Lock-in zesilovač	79
B.2	Krabička - jednokanálový Lock-in zesilovač	80
B.3	DPS - dvoukanálový Lock-in zesilovač	80
B.4	Krabička - dvoukanálový Lock-in zesilovač	82
	Obsah přiloženého CD nosiče	83

A NÁVRH DPS

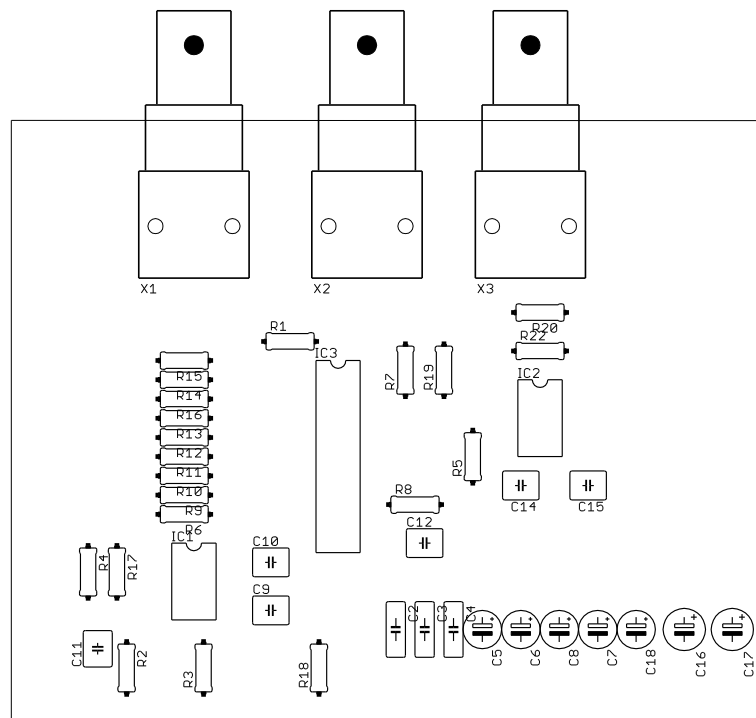
A.1 Obvodové zapojení jednokanálového Lock-in zesilovače



A.2 Deska plošného spoje jednokanálového Lock-in zesilovače (bottom)

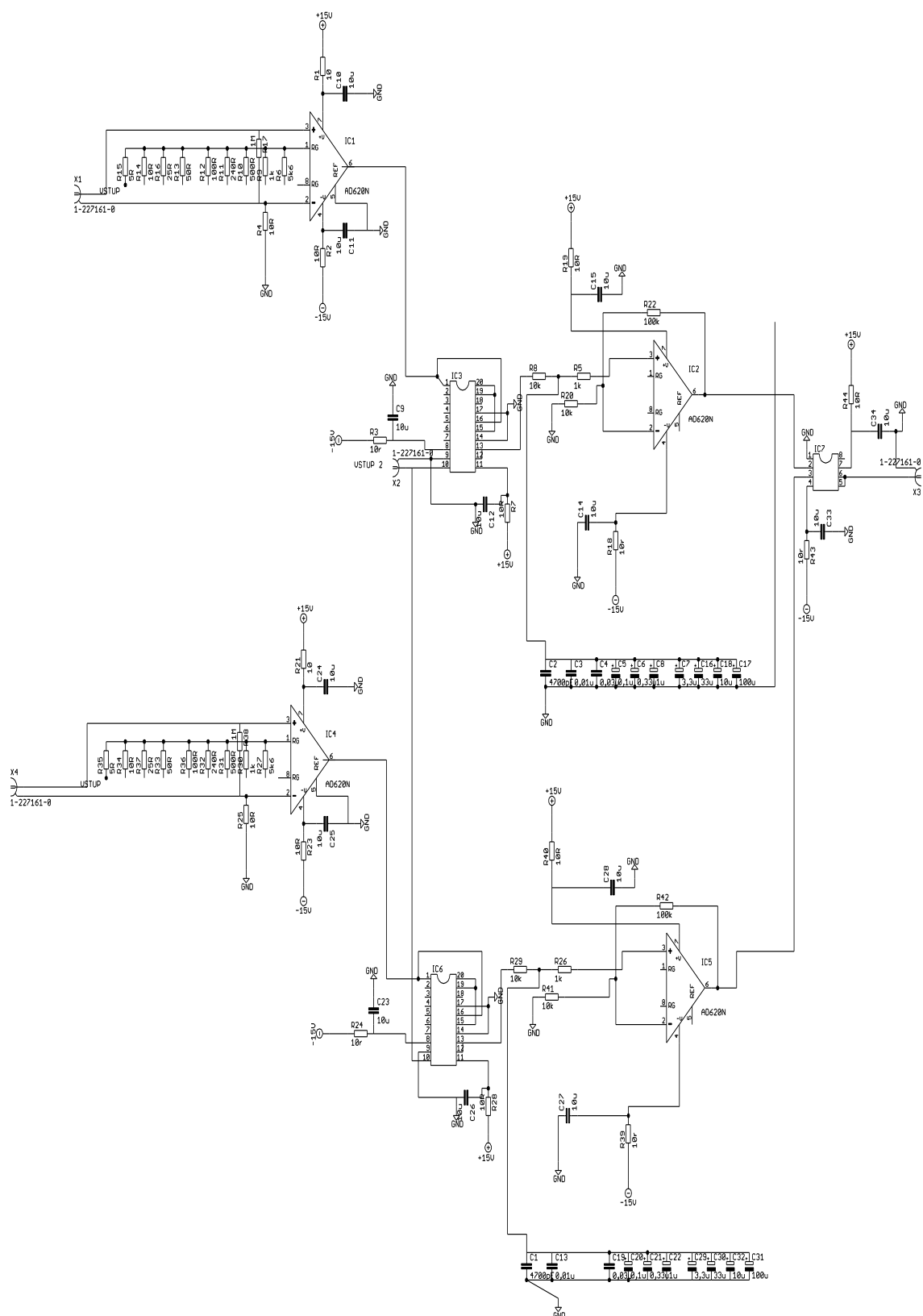


A.3 Rozmístnění součástek jednokanálového Lock-in zesilovače

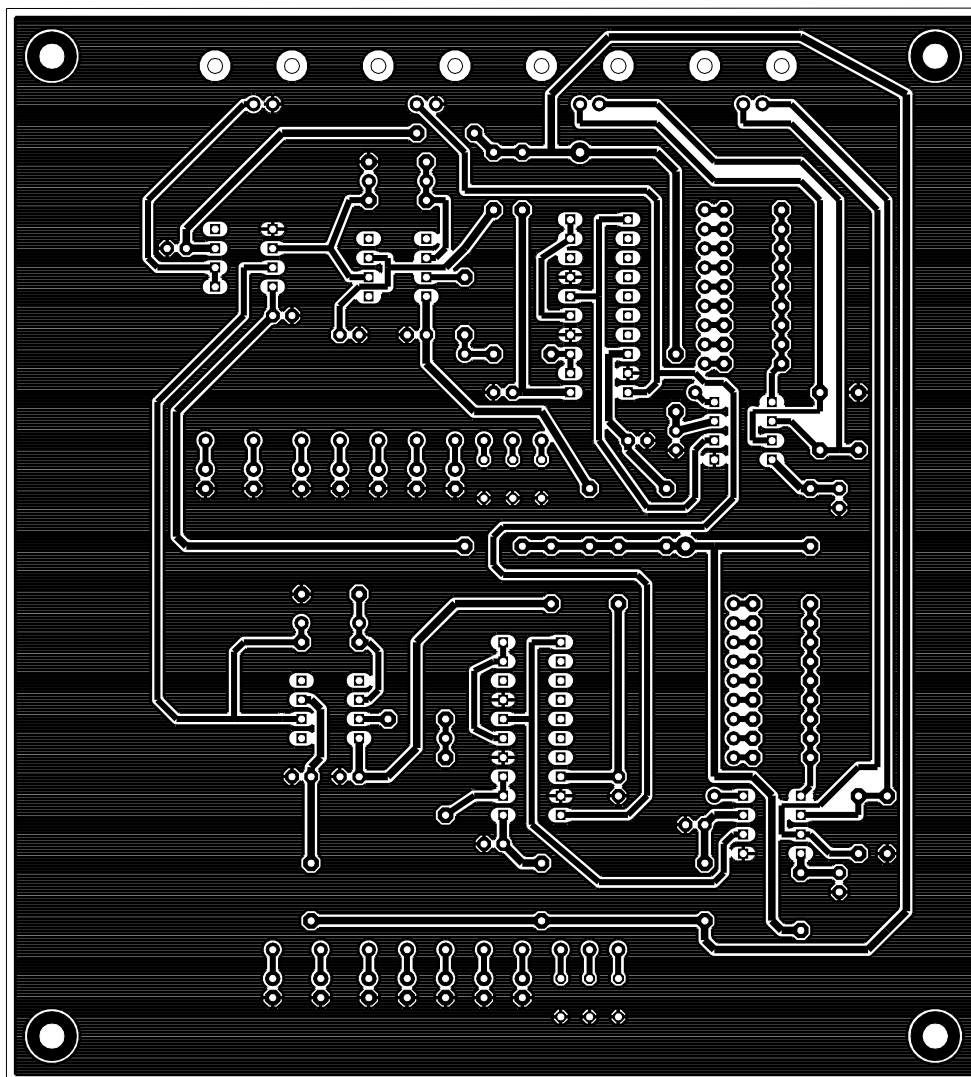


Rozměr desky: 100x80 mm, M1:1

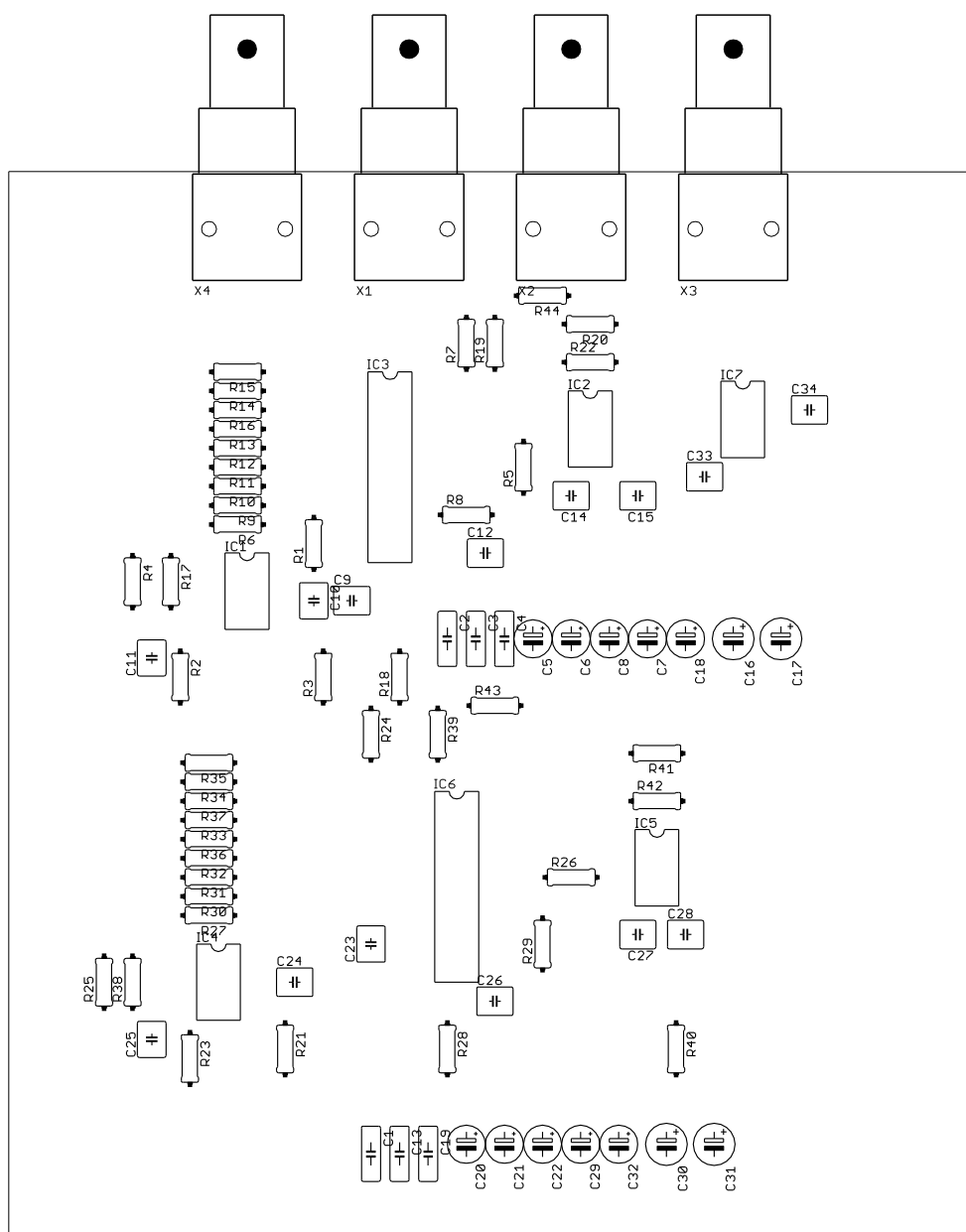
A.4 Obvodové zapojení dvoukanálového Lock-in zesilovače



A.5 Deska plošného spoje dvoukanálového Lock-in zesilovače (bottom)



A.6 Rozmístnění součástek dvoukanálového Lock-in zesilovače



Rozměr desky: 130x120 mm, M1:1

B SEZNAM SOUČÁSTEK

B.1 DPS - jednokanálový Lock-in zesilovač

Součástka	Hodnota, název	Pouzdro	Popis
C2	4700pF	C050-025X075	keramický kondenzátor
C3	0,01 μ F	C050-025X075	keramický kondenzátor
C4	0,03 μ F	C050-025X075	keramický kondenzátor
C5	0,1 μ F	E2,5-5	elektrolytický kondenzátor
C6	0,33 μ F	E2,5-5	elektrolytický kondenzátor
C7	3,3 μ F	E2,5-5	elektrolytický kondenzátor
C8	1 μ F	E2,5-5	elektrolytický kondenzátor
C9-C15,C18	10 μ F	C025-040X050	elektrolytický kondenzátor
C16	33 μ F	E2,5-6	elektrolytický kondenzátor
C17	100 μ F	E2,5-6	elektrolytický kondenzátor
IC1	AD620N	DIL08	přístrojový zesilovač
IC2	OP27	DIL08	nízko šumový operační zesilovač
IC3	AD630	DIL20	vyvážený modulátor /demodulátor
R1-R4,R7, R14,R18,R19	10 Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R5,R9	1 k Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R6	5,6 k Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R8	12 k Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R10	510 Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R11	270 Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R12	100 Ω	0207/7	metalizovaný odpor

R13	51 Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R15	5 Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R16	25 Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R17	1 M Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R20	10 k Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R22	100 k Ω	0207/7	metalizovaný odpor
X1-X3	BNC-Z 50RW	AMP_227161	BNC konektor do DPS

B.2 Krabíčka - jednokanálový Lock-in zesilovač

Značení	Počet	Popis
P-DS1	2	Otočný spínač do panelu - 12 kontaktů
P-SW201 - RED	1	Kolébkový spínač do panelu - 2-pólový
P-B072A	1	Páčkový spínač - 1-pólový
SBZ RED	1	Panelová zdířka červená
SBZ BLACK	1	Panelová zdířka černá
SBZ BLUE	1	Panelová zdířka modrá
U-KP06	1	Plastová přístrojová krabíčka

B.3 DPS - dvoukanálový Lock-in zesilovač

Součástka	Hodnota	Pouzdro	Popis
C1, C2	4700 pF	C050-025X075	keramický kondenzátor
C3, C13	0,01 μ F	C050-025X075	keramický kondenzátor
C4, C19	0,03 μ F	C050-025X075	keramický kondenzátor
C5, C20	0,1 μ F	E2,5-5	elektrolytický kondenzátor
C6, C21	0,33 μ F	E2,5-5	elektrolytický kondenzátor
C7, C29	3,3 μ F	E2,5-5	elektrolytický kondenzátor
C8, C22	1 μ F	E2,5-5	elektrolytický kondenzátor

C9 -C12,C14,C15, C18,C23-C28, C32- C34	10 μ F	E2,5-5	elektrolytický kondenzátor
C16, C30	33 μ F	E2,5-6	elektrolytický kondenzátor
C17, C31	100 μ F	E2,5-6	elektrolytický kondenzátor
IC1, IC4	AD620	DIL08	přístrojový zesilovač
IC2, IC5	OP27	DIL08	nízkošumový operační zesilovač
IC3, IC6	AD630	DIL20	vyvážený modulátor/demodulátor
IC7	AMP03	DIL08	diferenční zesilovač
R1-R4,R7,R14,R18, R19, R21,R23-R25, R28,R34,R39,R40, R43,44	10 Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R5,R9,26,R30	1 k Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R6,R27	5,6 k Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R8,29	12 k Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R10,R31	510 Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R11,R32	270 Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R12,R36	100 Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R13,R33	51 Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R15,R35	5 Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R16,R37	25 Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R17,R38	1 M Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R20,R29,R41	10 k Ω	0207/7	metalizovaný odpor
R22,R42	100 k Ω	0207/7	metalizovaný odpor
X1-X4	BNC-Z 50RW	AMP_227161	BNC konektor do DPS

B.4 Krabíčka - dvoukanálový Lock-in zesilovač

Značení	Počet	Popis
P-DS2	2	Otočný spínač do panelu - 2x6 kontaktů
P-SW201 -RED	1	Kolébkový spínač do panelu 2-pólový
P-KNX2	1	Páčkový spínač 2-pólový
SBZ RED	1	Panelová zdířka červená
SBZ BLACK	1	Panelová zdířka černá
SBZ BLUE	1	Panelová zdířka modrá
U-KP11	1	Plastová přístrojová krabíčka
P-S8860	2	Přístrojový knoflík

OBSAH PŘILOŽENÉHO CD NOSIČE

- Elektronická verze bakalářské práce
- Projekty plošných spojů v programu Eagle
- Program digitálního Lock-in zesilovače v LabVIEW