

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ATMOSFÉRICKÁ KOREKČNÍ JEDNOTKA PRO LASEROVÝ
INTERFEROMETR

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE
BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

STANISLAV KUČERA

BRNO 2012



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

ATMOSFÉRICKÁ KOREKČNÍ JEDNOTKA PRO LASEROVÝ INTERFEROMETR

ATMOSPHERIC CORRECTION UNIT FOR THE LASER INTERFEROMETER

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

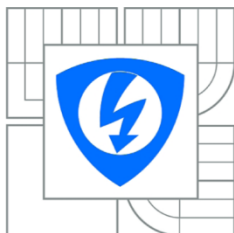
STANISLAV KUČERA

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. ZOLTÁN SZABÓ

BRNO 2012



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav radioelektroniky

Bakalářská práce

bakalářský studijní obor
Elektronika a sdělovací technika

Student: Stanislav Kučera
Ročník: 3

ID: 125511
Akademický rok: 2011/2012

NÁZEV TÉMATU:

Atmosférická korekční jednotka pro laserový interferometr

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Zpracujte návrh zařízení pro potlačení vlivu fluktuace teploty, tlaku a vlhkosti vzduchu na výstupní signál laserového interferometru. Prostudujte principy a možnosti senzorů teploty, tlaku a vlhkosti vzduchu. Navrhněte obvodové řešení systému využívající vhodnou mikroprocesorovou platformu. Zařízení realizujte a ověřte jeho vlastnosti a parametry.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] JOHNSON, M. Photodetection and Measurement: Maximizing Performance in Optical Systems. New York: McGraw-Hill, 2003.

[2] HOBBS, P.C.D. Building electro-optical systems, making it all work. New York: John Wiley & Sons, 2000. 760 s. ISBN: 978-0-471-24681-7

Termín zadání: 6.2.2012

Termín odevzdání: 25.5.2012

Vedoucí práce: Ing. Zoltán Szabó

Konzultanti bakalářské práce:

prof. Dr. Ing. Zbyněk Raida

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

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

ABSTRAKT

Tato práce se zabývá návrhem, realizací a testováním zařízení pro potlačení vlivu fluktuací atmosférických podmínek při měření velmi malých délek laserovým interferometrem. Nežádoucí a náhodné změny atmosférických podmínek – teploty, tlaku, relativní vlhkosti a chemického složení vzduchu podstatně ovlivňují jeho index lomu, tedy i vlnovou délku laserového světla v tomto prostředí. Fyzikální vlastnosti vzduchu jsou měřeny vysoce přesnými senzory. Výpočet aktuální vlnové délky je periodicky prováděn podle Edlénových rovnic. Zařízení zpracovává analogové výstupní signály přijímače interferometru s homodynní detekcí a provádí korekci atmosféry v reálném čase. Zařízení je vybaveno rozhraním pro záznam dat do osobního počítače.

KLÍČOVÁ SLOVA

Laserový interferometr, fluktuace, index lomu vzduchu, Edlénovy rovnice, kvadraturní signály, homodynní detekce, CORDIC, FPGA, USB, atan2.

ABSTRACT

This work deals with design, realization and testing the device for suppression the effect of the fluctuation of the atmospheric conditions on the laser interferometer measurement. Parasitic and randomly changes of atmospheric conditions – temperature, pressure, relative humidity and chemical composition of the air changes his refractive index, then wavelength of the laser light in this environment. Physical properties of air are measured by ultra-precision sensors. The actual wavelength is periodically calculated from Edlén's formula. The device is processing the quadrature output signals from receiver of the homodyne interferometer include the atmospheric correction in real time. The device is equipped with interface to data acquisition into a personal computer.

KEYWORDS

Laser interferometer, fluctuation, refractive index of air, Edlén's equation, quadrature signals, homodyne detection, CORDIC, FPGA, USB, atan2.

KUČERA, S. *Atmosférická korekční jednotka pro laserový interferometr*. Brno:
Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií,
Ústav radioelektroniky, 2012. 60 s., 16 s. příloh.
Vedoucí bakalářské práce: Ing. Zoltán Szabó.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svoji bakalářskou práci na téma „Atmosférická korekční jednotka pro laserový interferometr“ 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/nebo majetkových a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících zákona č. 121/2000 Sb., o právu autorském, o právech souvisejících s právem autorským a o změně některých zákonů (autorský zákon), ve znění pozdějších předpisů, včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne 7. května 2012

.....
Stanislav Kučera

PODĚKOVÁNÍ

Na tomto místě bych chtěl poděkovat vedoucímu práce, Ing. Zoltánu Szabóovi za příkladné metodické a odborné vedení a další cenné podněty při zpracování mé bakalářské práce.

V Brně dne 7. května 2012

.....
Stanislav Kučera

OBSAH

Seznam obrázků	ix
Seznam tabulek	xi
ÚVOD	1
1 ŠÍŘENÍ VIDITELNÉHO SVĚTLA V ATMOSFÉŘE	2
1.1 Vybrané části teorie elektromagnetického vlnění.....	2
1.1.1 Šíření vlnění v reálném prostředí.....	3
1.1.2 Polarizace.....	4
1.1.3 Interference	6
1.2 Edlénovy formule	7
1.2.1 Přehled, historický vývoj	7
1.2.2 Aktuální revize rovnic	8
1.2.3 The Updated Edlén Equation	9
1.2.4 Grafické znázornění.....	11
1.2.5 Index lomu dalších plynů.....	11
1.2.6 Stanovení přesnosti senzorů, vhodného tvaru rovnic pro aplikaci	12
1.2.7 Měření fluktuací v ustálených laboratorních podmínkách	14
1.3 Další možnosti měření indexu lomu vzduchu.....	15
1.3.1 Refraktometry	15
1.3.2 Akustická metoda měření parametrů atmosféry	16
2 LASEROVÁ INTERFEROMETRIE	17
2.1 Úvod, představení oboru.....	17
2.1.1 Laser.....	18
2.1.2 Optické komponenty.....	19
2.2 Michelsonův interferometr	20
2.2.1 Sestava interferometru Limtek LMS	20
2.3 Detekční techniky interferometrů	23
2.3.1 Heterodynní systém	23
2.3.2 Homodynní systém	26

3	VÝVOJ ELEKTRONIKY	33
3.1	Komerční přístroje	33
3.2	Blokové schéma funkce	34
3.3	Jednotka „Meteostanice“	35
3.3.1	Senzory parametrů atmosféry	35
3.3.2	Souhrnná specifikace jednotky „Meteostanice“	37
3.4	Blok zpracování interferenčních signálů	38
3.4.1	Blok digitalizace	38
3.4.2	Hradlové pole FPGA	42
3.4.3	Řadič USB 2.0	47
3.5	Digitální měřicí karta do PC	48
3.5.1	Adlink PCIe-7300A	48
3.6	Realizace prototypu elektroniky	49
4	VÝVOJ SOFTWARE	50
4.1	Blok „Meteostanice“	50
4.2	Blok zpracování signálů.....	54
5	TESTOVÁNÍ ZAŘÍZENÍ	56
5.1	Testovací experimenty	56
5.1.1	Ověření linearity funkce elektroniky	56
5.1.2	Měření výchylky elektrodynamického reproduktoru	57
5.1.3	Vliv fluktuací indexu lomu vzduchu na výstupní údaj	57
5.2	Výsledná specifikace zařízení.....	58
	ZÁVĚR	60
	Literatura	61
	Seznam symbolů, veličin a zkratk	65
	Seznam příloh	67

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1.1	Znázornění šíření zkrácené vlny v reálném prostředí.	2
Obr. 1.2	Vertikálně polarizovaná příčná elektromagnetická vlna.	4
Obr. 1.3	Nepolarizovaná vlna, lineárně polarizovaná vlna.	4
Obr. 1.4	Vlna s eliptickou polarizací.	5
Obr. 1.5	Funkce vlnových desek.	5
Obr. 1.6	Výsledná amplituda a intenzita dvou interferujících vlnění.	6
Obr. 1.7	Závislost indexu lomu standardního vzduchu na vlnové délce.	9
Obr. 1.8	Velikost indexu lomu vzduchu dle Edlénovy formule, pro proměnnou teplotu a tlak.	11
Obr. 1.9	Refraktometr s čerpatelnou kyvetou.	15
Obr. 1.10	Efektivní teplota naměřená akustickou metodou.	16
Obr. 2.1	Limity přesnosti laserových interferometrů.	17
Obr. 2.2	Schéma He-Ne laseru.	18
Obr. 2.3	Polarizační dělič svazku, schéma funkce.	19
Obr. 2.4	Michelsonův interferometr.	20
Obr. 2.5	Interferenční obrazec.	20
Obr. 2.6	Schéma měřicí sestavy systému Limtek LMS.	21
Obr. 2.7	Optická část kvadraturního detektoru.	22
Obr. 2.8	Akusticko-optický modulátor.	23
Obr. 2.9	Schéma uspořádání interferometru s heterodynní detekcí.	24
Obr. 2.10	Závislost záznějového kmitočtu na pohybu zrcadla.	25
Obr. 2.11	Schéma uspořádání interferometru s kvadraturní detekcí.	26
Obr. 2.12	Závislost záznějového kmitočtu na pohybu zrcátka.	27
Obr. 2.13	Princip rozlišení směru otáčení rotačního enkodéru.	28
Obr. 2.14	Zobrazení rotujícího vektoru.	28
Obr. 2.15	Funkce atan^2	29
Obr. 2.16	Princip iterací rotace vektoru algoritmu CORDIC.	30
Obr. 2.17	Grafické vyjádření vztahu mezi šířkou vstupních a výstupních dat při použití CORDIC algoritmů.	31
Obr. 2.18	Vyjádření fázového posuvu δ_{TR} mezi signály I_X a I_Y	32
Obr. 2.19	Kuželosečka vzniklá zobrazením kvadraturních signálů v kartézské soustavě souřadnic.	32
Obr. 3.1	Celkové blokové schéma finálního zařízení.	34
Obr. 3.2	Platinový senzor teploty Pt1000.	35
Obr. 3.3	Senzor Intersema MS5534C.	36
Obr. 3.4	Senzor Sensirion SHT75.	36
Obr. 3.5	Schéma zapojení celého bloku A/D převodníku.	38

<i>Obr. 3.6</i>	<i>Driver A/D převodníku AD8138.</i>	<i>40</i>
<i>Obr. 3.7</i>	<i>Analýza spektra digitalizovaného vstupního harmonického signálu.</i>	<i>42</i>
<i>Obr. 3.8</i>	<i>Konfigurace FPGA z výrobcem doporučené flash paměti.</i>	<i>44</i>
<i>Obr. 3.9</i>	<i>Měnič pro napájení FPGA.</i>	<i>45</i>
<i>Obr. 3.10</i>	<i>Blokové schéma USB řadiče řady EZ-USB FX.</i>	<i>47</i>
<i>Obr. 3.11</i>	<i>Horní (TOP) vrstva a osazovací plán této vrstvy DPS prototypu.</i>	<i>49</i>
<i>Obr. 4.1</i>	<i>Zobrazení dat na znakovém displeji.</i>	<i>52</i>
<i>Obr. 4.2</i>	<i>Vývojový diagram programu modulu „Meteostanice“.</i>	<i>53</i>
<i>Obr. 4.3</i>	<i>Zjednodušené schéma základních algoritmů pro FPGA.</i>	<i>54</i>
<i>Obr. 4.4</i>	<i>Výsledek simulace základních popsanych algoritmů.</i>	<i>55</i>
<i>Obr. 5.1</i>	<i>Linearita zpracování.</i>	<i>56</i>
<i>Obr. 5.2</i>	<i>Měření výchylky elektrodynamického reproduktoru.</i>	<i>57</i>
<i>Obr. 5.3</i>	<i>Osazená DPS prototypu zařízení.</i>	<i>59</i>

SEZNAM TABULEK

<i>Tab. 1</i>	<i>Přibližný vliv teploty, tlaku a relativní vlhkosti vzduchu na velikost jeho relativní permitivity.....</i>	<i>3</i>
<i>Tab. 2</i>	<i>Hlavní parametry pro standardní suchý vzduch.....</i>	<i>8</i>
<i>Tab. 3</i>	<i>Index lomu vybraných plynů.....</i>	<i>11</i>
<i>Tab. 4</i>	<i>Technické specifikace čidel komerčních zařízení.....</i>	<i>12</i>
<i>Tab. 5</i>	<i>Historický vývoj hlavních parametrů laserových interferometrů.....</i>	<i>18</i>
<i>Tab. 6</i>	<i>Parametry laseru Limtek LS 10.1.....</i>	<i>21</i>
<i>Tab. 7</i>	<i>Porovnání hlavních parametrů v souvislosti se zpracováním.....</i>	<i>33</i>
<i>Tab. 8</i>	<i>Fázový posuv vstupního zesilovače na vybraných kmitočtech.....</i>	<i>41</i>
<i>Tab. 9</i>	<i>Specifikace zařízení – parametry řetězce dekodování signálů.....</i>	<i>59</i>

ÚVOD

V současné době je nejpřesnější a nejperspektivnější metodou vyvinutou pro měření délek, s možností využití v širokém spektru dalších aplikací, laserová interferometrie. Vysoká přesnost je založena na využití vlnové délky laserového záření, jakožto pomyslné stupnice měřidla. Vlnová délka viditelného laserového světla se pohybuje ve stovkách nanometrů, vhodnými detekčními technikami lze interferenční signál interpolovat více než $1000\times$, lze tedy dosáhnout rozlišení srovnatelné s rozměry atomů.

Pokud měření probíhá ve vzduchu, lze pozorovat změny výstupního signálu interferometru i v době, kdy se optické části soustavy nepohybují. Tento nežádoucí posuv je způsoben fluktuacemi parametrů atmosféry. Ty mají podstatný vliv na velikost indexu lomu vzduchu a způsobují zkracování vlnové délky oproti její velikosti definované ve vakuu.

Cílem teoretické části práce je popis těchto jevů, určení míry jejich vlivu a rozbor možností jejich potlačení. Dále se zabývá představením oboru laserové interferometrie a technikami digitálního dekodování interferenčních signálů.

Praktickým cílem předložené práce je návrh, konstrukce a testování zařízení plnící dvě hlavní funkce. Tou první je měření parametrů atmosféry a následný výpočet aktuální velikosti indexu lomu vzduchu. Tato funkce je nezbytná pro získání odpovídajících výsledků, zejména pro pomalá a citlivá měření. Druhá zásadní funkce zařízení spočívá v digitalizaci a následném zpracování výstupních signálů dostupného interferometru s homodynní detekcí. Zpracováním těchto signálů je dekodována velikost posunutí optiky, která je korigována podle aktuální velikosti indexu lomu vzduchu. Tato část zařízení dále tato výstupní data předává po sběrnících do osobního počítače.

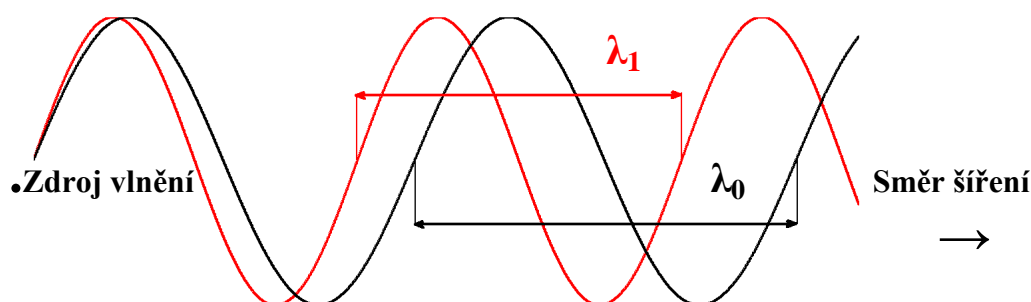
Motivace k vývoji zařízení je zřejmá, dostupný homodynní interferometr dosud nebyl vybaven žádnou jednotkou pro přímé zapojení do měřicího řetězce řízeného PC, ani jakýmkoliv zařízením pro měření indexu lomu vzduchu. Výstupní analogové signály přijímače interferometru dosud byly zaznamenávány buď použitím digitálních multimetrů, nebo osciloskopu a následně zpracovány v PC. Tyto náhražkové metody jsou omezeny nemožností provádět atmosférickou korekci v reálném čase, dále velmi nízkým vzorkovacím kmitočtem v případě použití digitálních multimetrů, rozlišením a velikostí paměti pro záznam v případě osciloskopu. Mezi další nevýhody lze zařadit minimální uživatelský komfort a značné nároky na přístroje, jejich zapojení a nastavení.

Cílem autora je vyvinout zařízení po stránce parametrů minimálně srovnatelné s komerčně dostupnými průmyslovými a vědeckými přístroji pro interferometrická měření délek.

1 ŠÍŘENÍ VIDITELNÉHO SVĚTLA V ATMOSFÉŘE

Fluktuace teploty, tlaku, relativní vlhkosti a chemického složení vzduchu ovlivňují zejména dielektrickou konstantu vzduchu. V přirozené souvislosti s tím dochází ke zvětšení velikosti indexu lomu, tedy snížení rychlosti šíření vlnění v tomto prostředí, jejímž důsledkem je „zkrácení“ (obr. 1.1) vlnové délky elektromagnetického vlnění, např. zde monochromatického a vysoce koherentního laserového záření.

Sama relativní změna indexu lomu vzduchu nebývá velká, pohybuje se v řádu 10^{-4} až 10^{-7} . Vysoká míra ovlivnění při měření na těchto velmi krátkých vlnových délkách ale vzniká v důsledku toho, že v interferometrické měřicí soustavě jsou vzdálenosti jednotlivých prvků oproti vlnové délce velmi velké, např. na dráze 1 m je soustředěno cca 1,6 mil. period záření o vlnové délce $\lambda = 633$ nm. Pokud tedy změny indexu lomu působí na úseku dlouhém např. 1 milion λ , často s vícenásobným průchodem tímto prostředím, dochází k nežádoucímu posuvu výstupního signálu interferometru, v extrémních případech až o několik vlnových délek, čímž je výsledek měření zcela znehodnocen.



Obr. 1.1 Znárodnění šíření zkrácené vlny v reálném prostředí (červená křivka), vůči vakuu (černá křivka).

1.1 Vybrané části teorie elektromagnetického vlnění

V následujících podkapitolách je uveden teoretický základ pro popis vybraných jevů a principů týkajících se elektromagnetického vlnění a optiky. Cílem této teoretické části práce není výpis množství všeobecně dobře známých a snadno dostupných teoretických poznatků, viz např. [2], [4]. Pro lepší názornost je využito zejména vhodných ilustrací. Jsou zde blíže rozebrány pouze některé principy a důležité souvislosti (vliv permitivity na rychlost šíření vlnění), případně jevy vyžadující bližší vysvětlení (interference a polarizace), které se přímo týkají řešené problematiky. Další fyzikální jevy, matematické funkce a další, související obsahem jednotlivých kapitol, budou uvnitř stručně objasněny, včetně odkazu na informačně bohatší zdroj.

1.1.1 Šíření vlnění v reálném prostředí

Elektromagnetické vlnění se šíří vakuem rychlostí $c \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$, přesně definovanou dle následujícího vztahu:

$$c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \cdot \mu_0}}, \quad (1.1)$$

kde $\epsilon_0 = 8.854 \cdot 10^{-12} \text{ F}\cdot\text{m}^{-1}$ udává permitivitu vakua a $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H}\cdot\text{m}^{-1}$ permeabilitu vakua. Jedná se o elektrické a magnetické vlastnosti prostředí.

V ostatních prostředích je rychlost šíření vždy menší:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}}, \quad (1.2)$$

vztah pro výpočet se liší jen v přidaných konstantách ϵ_r , μ_r udávajících relativní permitivitu (dielektrická konstanta) a permeabilitu (magnetická konstanta) daného prostředí v poměru s těmito veličinami ve vakuu. Obě relativní konstanty pro vzduch nabývají hodnot jen o málo větších než 1. Přičemž fluktuační parametry atmosféry a jejího chemického složení mají vliv právě na jeho permitivitu, viz tab. 1.

Parametr	Označení	Koeficient změny ϵ_r
Teplota	T	5 ppm / 1 K
Tlak	p	1 ppm / 1 kPa
Relativní vlhkost	RV, RH	1,1 ppm / 1 % RV

Tab. 1 Přibližný vliv teploty, tlaku a relativní vlhkosti vzduchu na velikost relativní permitivity vzduchu [1].

Ze vztahu mezi frekvencí záření f , rychlostí šíření v a vlnovou délkou λ :

$$\lambda = \frac{v}{f}, \quad (1.3)$$

vyplývá přímá úměra mezi rychlostí šíření a vlnovou délkou, za předpokladu, že frekvence záření je konstantní. Nutno uvést, že stabilita vlnové délky laserů ve vakuu dosahuje hodnoty minimálně $1 \cdot 10^{-8}$ (často používaný plynový HeNe stabilizovaný v parách molekulárního jódu), tento předpoklad tedy platí.

Index lomu prostředí udává, jaký je poměr rychlosti šíření vlnění ve vakuu k rychlosti šíření vlnění v daném prostředí:

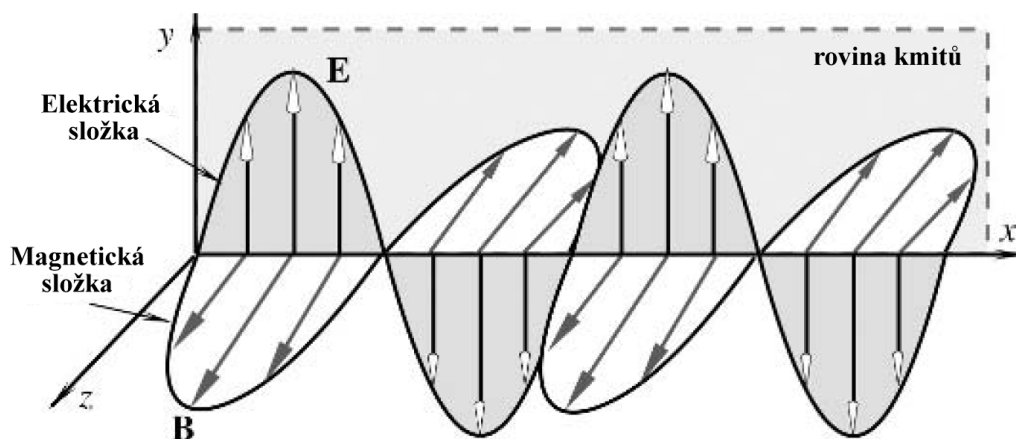
$$n = \frac{c}{v} = \sqrt{\epsilon_r \cdot \mu_r} = \frac{\lambda_0}{\lambda_1}, \quad (1.4)$$

zároveň udává poměr vlnové délky vlnění ve vakuu k vlnové délce v daném prostředí [2].

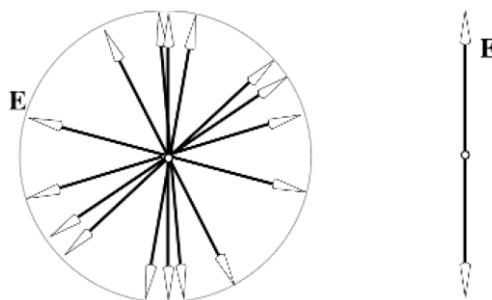
1.1.2 Polarizace

Další důležitý parametr sloužící pro popis vlastností vlnění je jeho polarizace. Elektromagnetické vlnění, v tomto případě viditelné světlo, může být polarizováno lineárně, vertikálně, horizontálně, elipticky, vč. zvláštního případu – kruhové polarizace, případně nemusí být polarizováno vůbec (např. sluneční záření, záření vlákna žárovky). V laserovém interferometrickém systému jevy polarizace světla nastávají hned několikrát a jejich výhodných vlastností je využíváno, např. skutečnosti, že u dvou vlnění s opačnou polarizací nedochází k interferenci, tyto mohou tedy procházet současně stejnou dráhou bez nežádoucího ovlivnění.

Na obr. 1.2 je znázorněna elektromagnetická vlna šířící se ve směru osy x . Polarizaci transverzální (roviny kmitů jsou kolmé na směr šíření) elektromagnetické vlny určujeme podle roviny kmitů vektoru elektrické intenzity E , zde je tedy znázorněna vlna lineárně polarizovaná (vektor E kmitá stále stejným směrem) ve směru osy y (vertikálně).

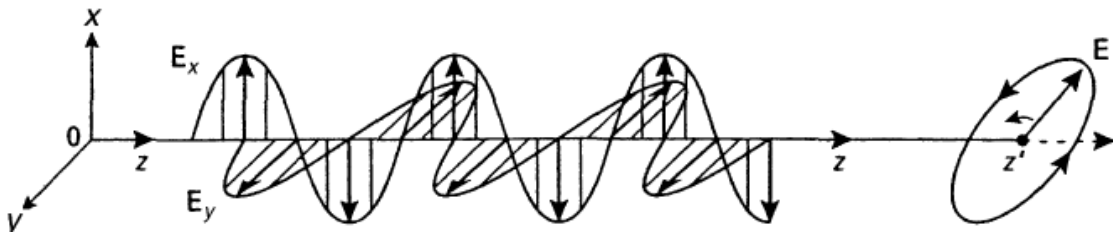


Obr. 1.2 Vertikálně polarizovaná příčná elektromagnetická vlna [3].



Obr. 1.3 Nepolarizovaná vlna (vlevo), lineárně polarizovaná vlna (vpravo), pohled kolmo na rovinu yz [3].

Jestliže vektor výchylky vlnění v rovině kolmé na směr šíření vlny v čase mění svůj směr náhodně, jedná se o nepolarizovanou vlnu (obr. 1.3 vlevo), pokud kmitá pouze v jednom směru, jedná se o lineárně polarizovanou vlnu (obr. 1.3 vpravo). Další případ nastává, pokud vektor výchylky vlnění v rovině kolmé na směr šíření vlny opisuje tvar elipsy, jedná se elipticky polarizovanou vlnu (obr. 1.4), nebo její konkrétní formu, kruhově polarizovanou vlnu (vektor opisuje kružnici). Podle směru rotace rozlišujeme eliptickou (kruhovou) polarizaci levotočivou nebo pravotočivou. Matematické odvození této skutečnosti a další teoretické poznatky viz [4].

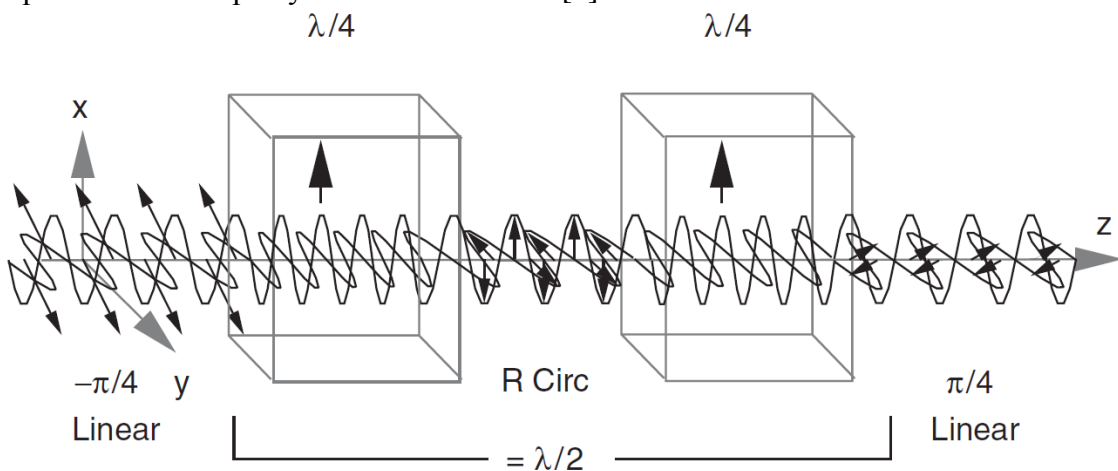


Obr. 1.4 Vlna s eliptickou polarizací [4].

Polarizované světlo může vznikat odrazem, lomem, nebo dvojlomem na rozhraní prostředí s různými indexy lomu. V technické praxi je světlo polarizováno průchodem polarizačním filtrem (lineární polarizace), průchodem vlnovými destičkami, nebo různými polarizačními elementy. Vlnová destička (retardér) je vhodně vytvořený řez dvojlomného krystalu, při průchodu retardérem je jedna kolmá složka zpožděna o definovanou hodnotu, výsledný vektor polarizace se tímto mění.

Čtvrtvlnná destička ($\lambda/4$) zpožďuje kolmou složku lineárně polarizovaného světla o čtvrtinu vlnové délky, výsledný vektor rotuje a vzniká vlnění s eliptickou (kruhovou) polarizací. Princip funkce retardérů je znázorněn na obr. 1.5, první čtvrtvlnná deska mění lineární polarizaci na kruhovou, druhá čtvrtvlnná deska mění polarizaci zpět na lineární, ovšem obě složky jsou posunuty o polovinu vlnové délky, rovina polarizace je právě opačná. Sériové řazení dvou čtvrtvlnných desek je funkčně ekvivalentní k použití jedné půlvlnné desky.

Půlvlnná destička ($\lambda/2$) vzájemně posouvá obě kolmé složky lineárně polarizovaného světla o polovinu vlnové délky. Tímto dochází k otočení roviny polarizace, např. z vertikální na horizontální. Půlvlnná deska se používá jako izolátor, např. k zamezení zpětných odrazů do laseru [5].



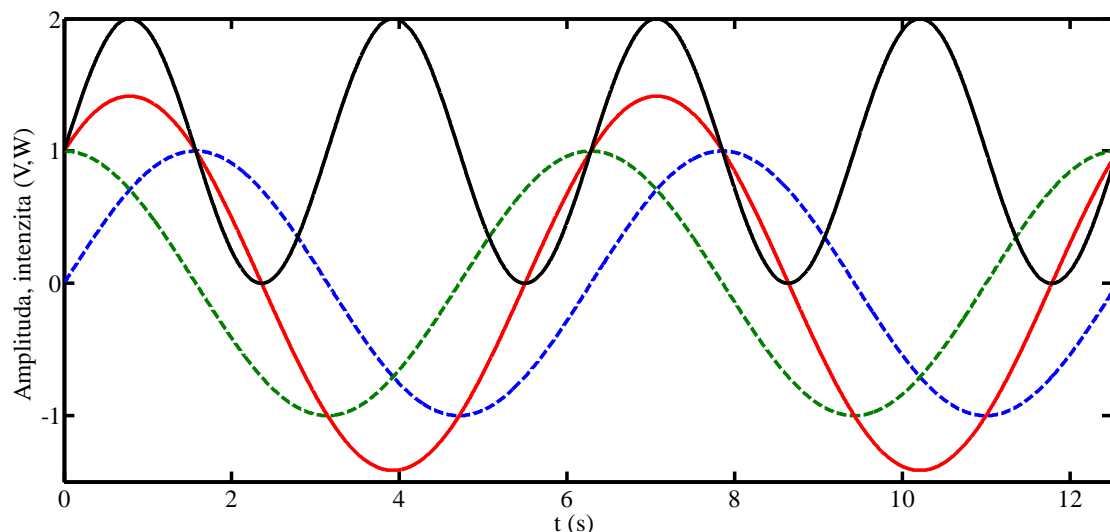
Obr. 1.5 Funkce vlnových desek [7].

1.1.3 Interference

Pojem interference představuje vzájemné ovlivňování, prolínání nebo střetávání jevů či hmoty. Zpravidla jím popisujeme vzájemné působení vlnění, ať už se jedná o mechanické vlnění (např. zvuková vlna), nebo elektromagnetické vlnění (např. světlo) v případě zde řešené problematiky. Zjednodušeně lze říci, že vzájemným působením více vlnění se mění rozložení výsledné intenzity vlnění v prostoru.

Výsledná intenzita (amplituda výsledného vlnění) je dána superpozicí kmitání jednotlivých vlnění. V různých místech prostoru tedy dochází k zesílení nebo zeslabení amplitudy složeného vlnění. V obecném případě je určení výsledného vlnění značně složitý proces, neboť jednotlivá vlnění se mohou lišit ve všech parametrech. Těmi je zejména amplituda, frekvence, fáze a směr šíření [6]. Jedním jednoduchým a snadno popsatelem příkladem je právě interference světelných svazků nastávající v laserovém interferometru. Z podstaty laserového záření se jedná o monochromatické a vysoce koherentní záření, tj. záření s jednou velmi stálou frekvencí a zanedbatelným fázovým rozdílem v kolmém průřezu svazku. Pokud se tedy jedná o dvě elektromagnetické vlny se shodnou amplitudou, frekvencí a polarizací, které se liší pouze vzájemným fázovým rozdílem, lze snadno odvodit výslednou intenzitu v konkrétním bodě. Dále, pro zjednodušení ilustrace, uvažujme pouze jednu složku elektromagnetického vlnění, např. elektrickou, pro druhou, kolmou složku (magnetickou) je princip analogický.

Z matematického odvození [6] vyplývá skutečnost, že totální konstruktivní interference nastává při dráhovém rozdílu rovném sudému násobku poloviny vlnové délky vlnění. Výsledná amplituda je rovna součtu amplitud dílčích vlnění. Tedy pokud mají obě vlny stejnou amplitudu, amplituda výsledného vlnění má dvojnásobnou velikost. Naopak k totální destruktivní interferenci dochází při dráhovém rozdílu rovném lichému násobku půlperiody vlnění. Výsledná amplituda je rovna rozdílu amplitud dílčích vlnění. V případě, že mají právě opačnou velikost, výsledná amplituda je nulová. Obecný případ je znázorněn na obr. 1.6, modré a zelené křivky znázorňují dvě interferující vlnění, červená křivka průběh výsledné amplitudy, černá křivka znázorňuje optickou intenzitu vlnění.



Obr. 1.6 Výsledná amplituda a intenzita dvou interferujících vlnění.

1.2 Edlénovy formule

První komplexní a správnou sadu vztahů pro výpočet indexu lomu vzduchu publikoval švédský profesor fyziky a astronomie Bengt Edlén v roce 1966 v časopise *Metrologia* [11]. Tzv. Edlénovy formule jsou empiricky stanovené vztahy pro výpočet indexu lomu vzduchu pro viditelné světlo a blízkou infračervenou oblast z jeho fyzikálních a chemických parametrů. Jedná se v technické praxi o často používanou metodu. Přestože není nejpřesnější, rozbor těchto vztahů je zajímavý z pohledu toho, že lze pro každou z veličin popsat její vliv na index lomu a tedy blíže pochopit danou problematiku.

1.2.1 Přehled, historický vývoj

První pokusy o přibližné laboratorní měření indexu lomu vzduchu probíhaly již kolem roku 1700 v důsledku Newtonových astronomických pozorování, první skutečně seriózní měření bylo možné provést až o století později. Od poloviny 19. století bylo díky technickému pokroku možno realizovat opakovatelné měření indexu lomu vzduchu s lepšími výsledky. Přesto přesné definice bylo dosaženo až zpracováním výsledků množství laboratorních měření při použití laserového záření jako zdroje světla s přesně definovanými vlastnostmi. Proto tedy Edlénova formule (1966) byla prvním skutečně správným popisem výpočtu indexu lomu vzduchu pro metrologii v závislosti na stavu a složení atmosféry [10].

Chronologický přehled nejdůležitějších prací souvisejících s danou problematikou [10]:

„The Barrell & Sears formula (1939)“ H. Barrell, J. E. Sears
The Refraction and Dispersion of Air for the Visible Spectrum.

Základní vztahy pro stanovení lomu a disperze „suchého“ vzduchu bez obsahu CO₂, v omezeném rozsahu vlnových délek 400 – 600 nm. Vychází ze série 320 měření pro různé vlnové délky, různé hodnoty teplot a tlaku vzduchu.

„The old Edlén formula (1953)“ B. Edlén
Dispersion of standard air.

První publikace Edlénových formulí, obsahovala podstatné nepřesnosti a chyby.

„The new Edlén formula (1966)“ B. Edlén
The refractive index of air [11].

Přepočované vztahy pro výpočty, bylo dosaženo značného zpřesnění, další významný pokrok ve vylepšení přesnosti vztahů proběhl až po dvaceti letech.

„Birch & Downs (1988, 1993, 1994)“ K. P. Birch, M. J. Downs

The results of a comparison between calculated and measured values of the refractive index of air.

Popis dalších chyb vlivem působení vodní páry ve viditelné oblasti záření.

An updated Edlén equation for the refractive index of air [13].

Popis působení vodní páry, stlačitelnosti plynů, revize teplotní stupnice a aktualizace hodnoty průměrného obsahu CO₂ v atmosféře.

Correction to the updated Edlén equation for the refractive index of air [14].

Oprava a zpřesnění předcházející revize, platí pro rozsah vlnových délek 350 – 650 nm, nejistota výpočtu indexu lomu je přibližně $3 \cdot 10^{-8}$.

„Ciddor (1996)“ P. E. Ciddor

Refractive index of air: new equations for the visible and near infrared [17].

V současné době nejmodernější sada vztahů pro výpočet indexu lomu vzduchu platných pro rozsah vlnových délek 350 – 1300 nm. Nejistota výpočtů indexu lomu dle těchto vztahů je přibližně $1 \cdot 10^{-8}$.

1.2.2 Aktuální revize rovnic

V současné době se pro nejpřesnější laboratorní výpočty používá buď nejnovější revize Edlénovy formule (1994), nebo vztahy dle P. E. Ciddora (1996). Výsledky získané použitím obou možností výpočtů jsou plně srovnatelné. Nejnovější revize Edlénovy formule je obvykle častěji volena k výpočtu indexu lomu vzduchu v přesných měřeních za teplot blízkých 20 °C. Výpočet dle rovnic P. Ciddora [17] lze aplikovat v širším rozsahu vlnových délek a poskytuje mírně lepší výsledky při měření pod extrémními atmosférickými podmínkami (teplota, tlak, vlhkost). Zejména při vyšších teplotách a vyšší relativní vzdušné vlhkosti. Díky těmto vlastnostem byly Mezinárodní Asociací pro Geodézii (IAG) zvoleny jako standardní vztahy pro výpočet indexu lomu vzduchu v tomto oboru [15]. Vzhledem k minimálním rozdílům při použití obou vztahů v metrologii a dle autorova názoru na lepší názornost míry jednotlivých vlivů, jsou dále v práci zvoleny výpočty založené na nejnovější revizi Edlénových formulí [14]. V tab. 2 jsou zaneseny hlavní parametry tzv. mezinárodního standardního vzduchu [16].

Parametr	Hodnota	Jednotka
Teplota	15	°C
Tlak	101325	Pa
Relativní vlhkost	0	%
Obsah CO ₂	450	ppm
Obsah N	78,09	%
Obsah O ₂	20,95	%
Obsah Ar	0,93	%
Index lomu*	1.000276529	(-)

* pro $\lambda = 633$ nm

Tab. 2 Hlavní parametry pro standardní suchý vzduch [16].

1.2.3 The Updated Edlén Equation (1994) [14]

Disperzní člen

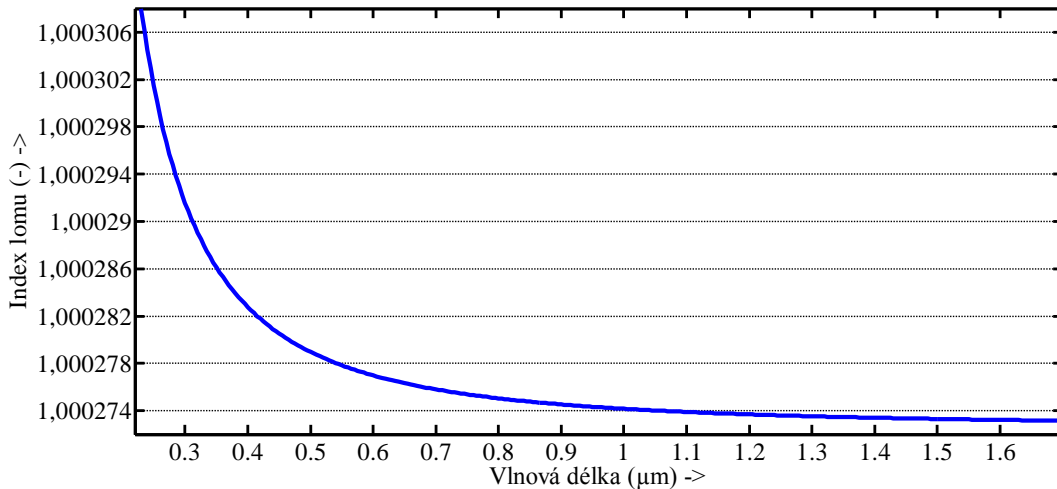
Disperzi prostředí definujeme jako derivaci indexu lomu podle vlnové délky $\frac{\delta n}{\delta \lambda}$. V mnohých prostředích koeficient absorpce šířící se vlny výrazně závisí na fázové rychlosti, respektive vlnové délce. Souvisí to s interakcí vlny s prostředím. Některé vlnové délky jsou prostředím pohlcované více než jiné, díky různým fyzikálním mechanismům [18].

Lze tedy říci, že disperzní člen Edlénovy formule popisuje změnu indexu lomu pro suchý vzduch se standardním složením za standardních podmínek, v závislosti na vlnové délce. Na obr. 1.7 je znázorněn průběh indexu lomu pro standardní vzduch pro různé vlnové délky.

Výsledný vztah pro výpočet disperzního členu Edlénovy formule:

$$(n - 1)_s \cdot 10^8 = 8342,54 + 2406147[130 - (\sigma)^2]^{-1} + 15998[38,9 - (\sigma)^2]^{-1}, \quad (1.5)$$

kde n představuje index lomu vzduchu a σ (μm^{-1}) vlnové číslo $\frac{1}{\lambda}$.



Obr. 1.7 Závislost indexu lomu standardního vzduchu na vlnové délce.

Vzhledem k větší názornosti, díky většímu rozsahu vlnových délek, je graf vytvořen pro disperzní člen rovnic dle P. E. Ciddora. Pro disperzní člen Edlénovy rovnice by průběh odpovídal, pouze s omezeným rozsahem platnosti ostatních vztahů.

Teplota a tlak

V práci *The Refraction and Dispersion of Air for the Visible Spectrum (1939)*, na jejímž základu B. Edlén také stavěl, byly prezentovány výsledky měření indexu lomu standardního vzduchu. Jednalo se o sadu celkem 320 měření – pro 8 různých vlnových délek a 5 teplot při 8 hodnotách atmosférického tlaku.

Edlén ve své práci provedl porovnání vztahů získaných zpracováním výsledků těchto měření s vlastním odvozením. Výsledky jeho předchůdců a teoretické rovnice odvozené z Lorentz – Lorenzovy rovnice pro stanovení molekulární refrakce plynů a plynových rovnic, pro rozsah běžných teplot a tlaků jsou velmi srovnatelné [11].

Výsledný tvar rovnice pro výpočet indexu lomu vzduchu s proměnnou teplotou a tlakem je:

$$(n - 1)_{tp} = \frac{(p) \cdot (n-1)_s}{96095,43} \cdot \frac{[1 + 10^{-8} \cdot (0,601 - 0,00972 \cdot t) \cdot p]}{(1 + 0,0036610 \cdot t)}, \quad (1.6)$$

kde $(n-1)_{tp}$ představuje index lomu vzduchu pro teplotu t (°C), tlak p (Pa) a disperzní člen $(n-1)_s$ (1.5). Teplota a tlak jsou parametry, které mají zásadní vliv na velikost indexu lomu vzduchu.

Poměrný tlak vodní páry, relativní vlhkost

Závislost změny indexu lomu pro vzduch s nenulovou vlhkostí je definována pro velikost poměrného tlaku vodní páry ve vzduchu a v závislosti na vlnové délce:

$$n_{tpf} - n_{tp} = -f \cdot [3,7345 - 0,0401 \cdot (\sigma)^2] \cdot 10^{-10}, \quad (1.7)$$

kde f (Pa) udává poměrný tlak vodní páry ve vzduchu. Tlak vodní páry f nelze měřit přímo, jeho výpočet ze snadno měřitelné veličiny relativní vlhkosti RV (%) je poměrně komplikovaný, kompletní vztahy jsou dostupné např. v [15]. Relativní vlhkost vzduchu není veličina, jež by měla významný vliv na index lomu vzduchu, ten je způsoben až při vysokých teplotách (více než 50 °C), kdy vzduch dokáže pojmout více vodní páry. Index lomu vodní páry je přibližně o 15 % menší, než index lomu vzduchu při shodné teplotě a tlaku. Vztah (1.7) a (1.8) slouží pro korekci výsledku vztahu (1.6).

CO₂

Edlénova formule uvažuje koncentraci oxidu uhličitého, jakožto plynu s poměrně velkou fluktuací a velkým vlivem na index lomu vzduchu. Původní rovnice ho neuvážovala vůbec, později proběhlo výrazné zpřesnění díky lepší definici průměrného zastoupení CO₂ ve složení atmosféry. Normální zastoupení CO₂ v atmosféře je definováno jako 450 ppm, vztah pro korekci má tvar:

$$(n - 1)_x = [1 + 0,540 \cdot (x - 0,0003)] \cdot (n - 1)_s, \quad (1.8)$$

kde x udává objemový podíl CO₂ (-) ve vzduchu.

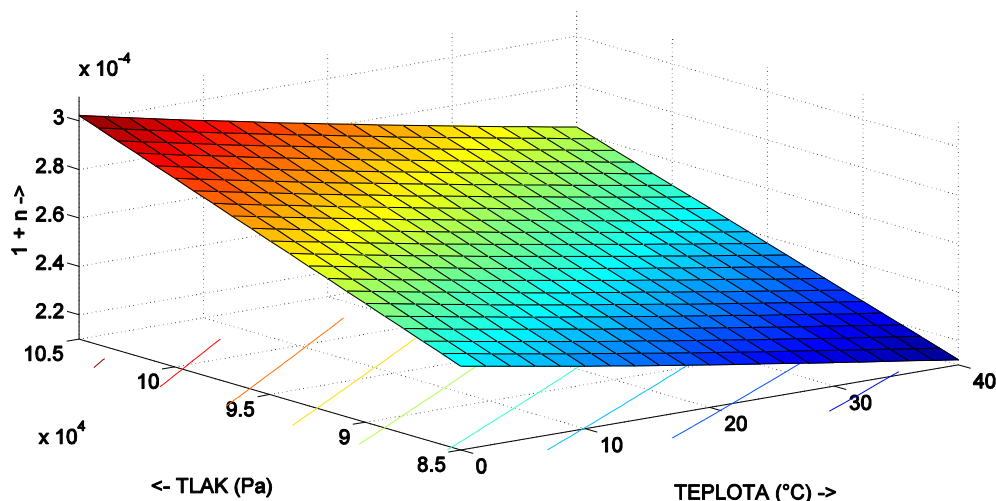
Shrnutí

Vliv hlavních parametrů vzduchu na index lomu v okolí běžných podmínek je přibližně následující [12]:

- Teplota: $\frac{\Delta n}{\Delta t} \approx -1 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$
- Tlak: $\frac{\Delta n}{\Delta p} \approx 2.7 \cdot 10^{-9} \text{ Pa}^{-1}$
- Relativní vlhkost: $\frac{\Delta n}{\Delta RV} \approx -1 \cdot 10^{-8} (\%)^{-1}$
- Obsah CO₂: $\frac{\Delta n}{\Delta CO_2} \approx 1.5 \cdot 10^{-10} \text{ ppm}^{-1}$

1.2.4 Grafické znázornění

Obr. 1.8 znázorňuje průběh indexu lomu vzduchu (svislá osa) pro proměnnou teplotu a tlak. Detailnější grafické znázornění indexu lomu vzduchu pro široký rozsah teplot, tlaků a dvě různé extrémní velikosti relativní vzdušné vlhkosti, viz příloha A.2.



Obr. 1.8 Velikost indexu lomu vzduchu dle Edlénovy formule, pro proměnnou teplotu a tlak.

1.2.5 Index lomu dalších plynů

Index lomu vybraných plynů a par je uveden v tab. 3, jedná se o časté nežádoucí složky vzduchu [40]. Je vhodné uvést také výrazný vliv par složitějších uhlovodíků (rozpouštědla, maziva apod.), což je třeba vzít na vědomí především při častém nasazení interferometrů v průmyslovém prostředí, například ve výrobních halách při kalibraci a odměřování na obráběcích strojích.

Plyn, pára	Index lomu
Aceton	1,001090
Amoniak	1,000376
Argon	1,000281
CO ₂	1,000449
Chlór	1,000773
Helium	1,000035
Vodík	1,000132
Metan	1,000444
Dusík	1,000298
Kyslík	1,000271
Vodní pára	1,000256

t = 0 °C p = 101325 Pa λ = 589 nm

Tab. 3 Index lomu vybraných plynů.

1.2.6 Stanovení přesnosti senzorů, vhodného tvaru rovnic pro aplikaci

V souladu se zadáním této práce byla zvolena nepřímá metoda měření indexu lomu vzduchu pomocí senzorů parametrů atmosféry a následným výpočtem dle vhodné zvolených rovnic. Bude využito měření teploty, tlaku a relativní vzdušné vlhkosti. Další metody měření indexu lomu, včetně jejich porovnání, jsou popsány v následující kapitole.

Vzhledem k omezenému rozsahu atmosférických podmínek, ve kterém lze měření provádět, a možnostem senzorů, není nezbytně nutné používat vždy nejpřesnější vztahy pro výpočet. Další hledisko, a to výpočetní náročnost rovnic, má již v dnešní době výkonných mikroprocesorových platforem minimální váhu. Porovnáním výsledků výpočtů pro obvyklé parametry (rozsah měření a absolutní přesnost parametrů atmosféry) kvalitních komerčních přístrojů a několika různých sad vztahů pro výpočet indexu lomu vzduchu, můžeme vybrat vhodný kompromis mezi složitostí rovnice a její přesností při zvolených podmínkách.

V tab. 4 jsou uvedeny specifikace absolutní přesnosti čidel teploty, tlaku a relativní vzdušné vlhkosti vybraných komerčních jednotek kompenzace indexu lomu vzduchu pro laserový interferometr.

Veličina	Jednotka	Výrobce a typ zařízení		
		Limtek LS75	Renishaw XC-80	Excel Precision 1160A
Teplota				
Rozsah	°C	0 - 40	0 - 55	0 - 40
Absolutní přesnost	°C	± 0,1	± 0,2	± 0,06
Tlak				
Rozsah	kPa	75 - 110	65 - 115	0 - 103
Absolutní přesnost	kPa	± 0,1	± 0,1	± 0,16
Relativní vlhkost				
Rozsah	%	0 - 95	0 - 95	0 - 100
Absolutní přesnost	%	± 3	± 6	± 2

Tab. 4 Technické specifikace čidel komerčních zařízení [23],[24],[37].

Vzhledem k dostupnosti a přesnosti moderních senzorů, budou pro použití v této práci stanoveny požadavky na přesnost senzorů minimálně následující:

Měření teploty v rozsahu **0 – 40 °C** s absolutní přesností **± 0,1 °C**.

Měření tlaku v rozsahu **70 – 110 kPa** s absolutní přesností **± 0,15 kPa**.

Měření RV v rozsahu **0 – 95 %** s absolutní přesností **± 1,8 %**.

Přibližnou nejistotu určení indexu lomu pro použité senzory a tvary Edlénových rovnic určené pro porovnání lze určit dosazením mezních nejistot čidel pro případ jejich nejhoršího souběhu. V grafické závislosti v příloze A.2 lze pozorovat, zda v závislosti na zvyšování velikosti veličiny index lomu roste, nebo klesá. Nejméně příznivý souběh mezních nejistot čidel tedy nastává ve dvou případech.

Aby výsledek výpočtu Edlénovy formule měl maximální odchylku směrem k vyšším hodnotám, musí teplota indikovaná senzorem mít maximální zápornou odchylku, tlak maximální kladnou odchylku a relativní vlhkost maximální zápornou odchylku. Pro minimální vypočítanou hodnotu indexu lomu musí být mezní nejistoty hodnot měřených senzory přesně opačné. Touto jednoduchou úvahou získáme dvě hodnoty, jejichž rozdíl právě udává přibližnou nejistotu korekce vlnové délky pro senzory se zvolenými parametry a zvolený tvar Edlénových formulí. Tento postup rozhodně není zcela správný a přesný, avšak poskytne použitelný výsledek pro relativní porovnání výsledků při výběru čidel s různými parametry.

Pro senzory s výše uvedenými parametry, při dosazení do rovnic dle [14], je takto stanovená velikost maximální nejistoty určení indexu lomu $\frac{\Delta n}{n} \approx 7 \cdot 10^{-7}$. Standardní rozšířená nejistota určení indexu lomu dle Edlénovy formule [14] je $3 \cdot 10^{-8}$.

Z výše uvedeného vyplývá, že nejvhodnější pro aplikaci bude rovnice splňující následující kritéria:

a) Normovaná pro určitou vlnovou délku.

Tzn., že disperzní člen je vypočítán pro konkrétní vlnovou délku, v tomto případě pro červený HeNe laser s $\lambda = 632,990796$ nm a dále použit ve výpočtu již jako konstanta.

b) Nezahrnující vliv CO₂.

Jelikož nebudou využity senzory pro měření koncentrace tohoto plynu a měření budou probíhat v normálním prostředí (bez zvýšené koncentrace CO₂, jakožto vedlejšího produktu např. hoření a dýchání).

c) Přizpůsobená pro přímé dosazení relativní vlhkosti.

Jak je již popsáno výše, tvar Edlénovy formule [14], užívá ve výpočtu poměrný tlak vodní páry ve vzduchu. Výpočet z naměřené hodnoty relativní vlhkosti je poměrně komplikovaný, viz příloha A.1. Proto je výhodnější použít rovnici pro přímé dosazení relativní vlhkosti, i přes její nižší přesnost.

d) Dostatečně přesná.

Pro tuto aplikaci vyhoví rovnice, jejíž výsledky budou v rozsazích veličin daných parametry čidel, odlišné maximálně v hodnotě na řádu 10^{-7} , oproti výpočtu při použití referenčního tvaru [14].

Byl vybrán tvar rovnice dle [19], vyhovující těmto podmínkám:

$$(n - 1) \cdot 10^{-6} = 2,87782 \cdot p \cdot \frac{[1 + p \cdot (6,01 - 0,0972 \cdot t) \cdot 10^{-6}]}{1 + 0,003661 \cdot t} - 6,49 \cdot H \cdot (1,00050 + 2,3 \cdot t + 3,1 \cdot p)^{\left(\frac{-532}{t + 273,15}\right)}, \quad (1.9)$$

kde t (°C) představuje teplotu, p (kPa) tlak a H (%) relativní vlhkost.

Podmínku přesnosti lze snadno ověřit výpočtem pro vybrané vstupní hodnoty a porovnáním výsledku s referenčním vzorcem [14]. Z výsledků analýzy (příloha A.1) vyplývá, že vybraný modifikovaný tvar [19] Edlénovy formule dostatečně vyhovuje zadaným podmínkám. A proto bude využit v programu pro výpočet indexu lomu pro realizovaný vzorek elektroniky.

1.2.7 Měření fluktuací v ustálených laboratorních podmínkách

Vzhledem k nedostatečné kvalitě výsledků měření parametrů atmosféry dostupných v literatuře [5], bylo provedeno vlastní měření. Cílem měření bylo zaznamenat přirozené změny teploty, tlaku a relativní vlhkosti vzduchu v běžném laboratorním prostředí, bez působení dalších vlivů (osob, přímé tepelné záření slunce, přístrojů s tepelnou emisí atd.).

Měření bylo provedeno použitím jednotky pro měření parametrů atmosféry s kalibrovanými čidly, která byla vyvinuta a zkonstruována v rámci řešení projektu (technická specifikace v kap. 3.3.2). Měřené veličiny byly s periodou cca 3s zaznamenávány během cca 60 hodin. Měření se uskutečnilo v uzavřené laboratoři světelné techniky a magnetických měření, místnosti E114 na ÚTEE FEKT. Probíhalo od 14.00 hodin dne 2. 9. 2011, jednotka byla umístěna v prostoru bez přímého působení slunečního záření, v době měření nebylo v činnosti vytápění a klimatizace místnosti, ani žádné další přístroje v prostoru laboratoře.

Z výsledků měření je patrná periodická změna teploty v interiéru daná změnou vnější teploty během dne, patřičně tlumená tepelnou setrvačností budovy. Rovněž změny tlaku kopírují momentální vnější podmínky, v tomto případě ani nemohou být narušeny jiným vlivem (turbulencemi způsobenými pohybem v místnosti, případně silným akustickým rázem). Průběh relativní vzdušné vlhkosti je ovlivněn zejména změnou podílu vodní páry ve vzduchu během měření, s určitou závislostí se mění také s teplotou. Z pohledu dané problematiky je nejzajímavější zpracování těchto hodnot ve výpočtu Edlénovy formule, jejímž výsledkem je časový průběh velikosti indexu lomu v laboratoři dostupný v příloze A.3. V této relativní číselné reprezentaci se na první pohled vypočtené hodnoty jeví jako poměrně stabilní. Ovšem zde jsou zachyceny pouze fluktuace, které nejsou způsobeny téměř žádnými vnějšími vlivy (přítomnost pracovníka v laboratoři, přístroje apod.). Touto metodou je nelze spolehlivě zachytit, jejich vliv je značný, doba trvání velmi krátká. Proto je třeba se při praktickém experimentování vyvarovat vstupování do blízkosti měřicího systému. Pokud by velikost výstupního délkového posunutí interferometru nebyla korigována podle aktuální velikosti indexu lomu, na každý 1 metr vzdálenosti interferometru od odrazné optiky by připadla nejistota způsobená jeho neznalostí o velikosti minimálně 500 μm (index lomu má hodnotu přibližně 1,00025, dvojnásobek je způsoben průběhem svazku k odrazné optice, který je minimálně dvojnásobný).

1.3 Další možnosti měření indexu lomu vzduchu

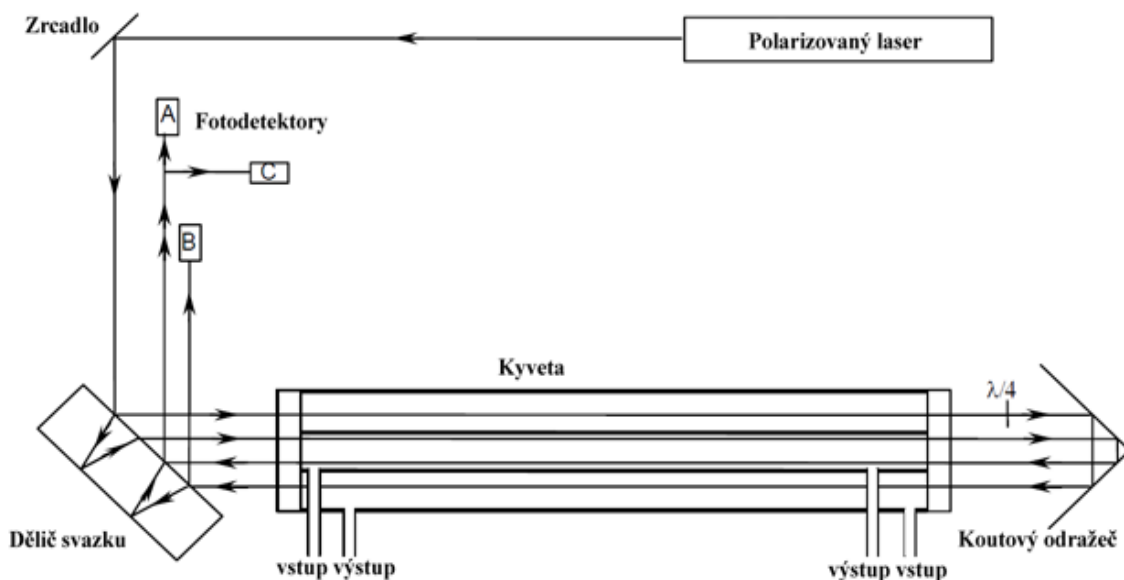
Mimo výše uvedené, nepřímé a nejčastější metody založené na měření parametrů atmosféry a následném výpočtu dle tzv. Edlénových formulí, existují ještě další možnosti jak měřit, nebo přímo potlačit vliv změn indexu lomu při měření laserovým interferometrem. Kromě velmi speciálních metod, jako např. měření při použití dvou vlnových délek (barev) laserového světla, je nejčastější metoda přímého měření indexu pomocí refraktometrů.

1.3.1 Refraktometry

Refraktometr je zařízení umožňující měření indexu lomu plynů a kapalin. V případě laserových refraktometrů pro měření indexu lomu vzduchu lze provádět měření s přesností v řádu až $1 \cdot 10^{-9}$. Nevýhodou je značná složitost zařízení a jeho vysoká cena. Sestávají se z laserového interferometru, jehož výstupní signál monitoruje změny indexu lomu, jsou založeny na následujících principech:

Refraktometru s vakuovou referencí (absolte refractometer), sestava dle obr. 1.9, využívá evakuovanou kyvetu, jako normál vložený v jedné větvi laserového interferometru. Výstupní signál je úměrný dráhovému rozdílu mezi průchodem laserového svazku vakuem a okolním (měřeným) prostředím s odlišným indexem lomu a je přímo úměrný rozdílu indexů lomu těchto prostředí [3].

Refraktometr s konstantní délkou (tracking refractometer) pracuje na principu měření pevné mechanické délky laserovým interferometrem. Velikost indikovaného posuvu na výstupu interferometru tedy závisí pouze na změně indexu lomu prostředí. Tato metoda není absolutní, dokáže zachytit pouze změny, proto se při měření používá ještě podpůrná nepřímá metoda (měření parametrů atmosféry a výpočet) [3].

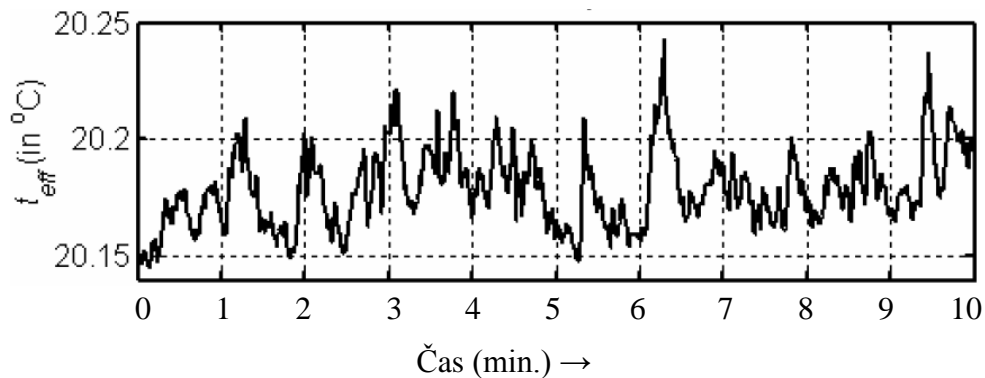


Obr. 1.9 Refraktometr s čerpatelnou kyvetou [21].

1.3.2 Akustická metoda měření parametrů atmosféry

Kromě metody, kterou se zabývá tato práce, existuje ještě velmi moderní modifikace založená na měření změn efektivní hodnoty teploty způsobené prouděním vzduchu, jakožto zásadního parametru na celé optické trase.

Pro určení průměrné velikosti teploty na celé dráze je použito měření založené na závislosti rychlosti šíření ultrazvukových vln na teplotě. Metoda měření teploty dosahuje velké přesnosti, je možné přesně kompenzovat měření při vzdálenostech interferometru a odrazného elementu až několik metrů. Převzatý příklad výsledků měření je znázorněn na obr. 1.10. Autoři experimentu uvádí redukci chyby způsobené prouděním teplého vzduchu při jednom z testů z $1 \mu\text{m/m}$ na méně než $0,1 \mu\text{m/m}$ [20].



Obr. 1.10 Efektivní teplota naměřená akustickou metodou [20].

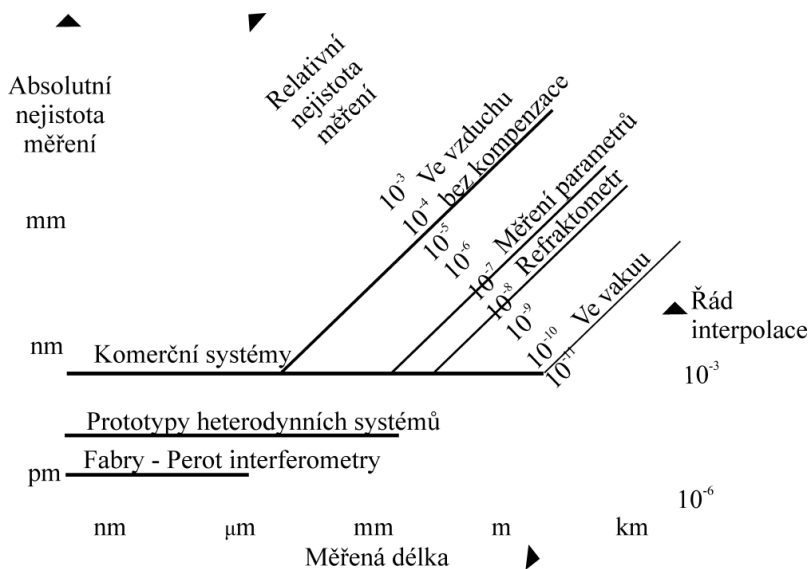
2 LASEROVÁ INTERFEROMETRIE

Interferometrie obecně představuje obor technik, které využívají superpozici elektromagnetických vlnění s cílem získat o nich přesné informace. Zařízení určené pro cílenou interferenci vlnění se nazývá interferometr. Interferometrie je zajímavá výzkumná metoda na poli astronomie, vláknové optiky, technických měření, optických měření, oceánografie, seismologie, kvantové mechaniky, jaderné fyziky, fyziky plazmatu, bezkontaktního snímání a biomolekulární interakce [22].

2.1 Úvod, představení oboru

Protože vlnová délka viditelného světla je velmi malá (přibližně půl mikrometru pro zelené světlo), již velmi malé změny rozdílu optických drah dávají měřitelné změny intenzity interferenčního obrazce. Optická interferometrie důsledkem toho poskytuje extrémně přesná měření, nejedná se o metodu měření absolutní, ale relativní (interferometr zachycuje pouze změny). Interferometrie byla dříve využívána pouze v laboratořích, postupným vývojem byly rozšířeny oblasti jejího nasazení pro velmi pestrou škálu různých měření. Některé ze současných aplikací laserové interferometrie jsou přesná měření délek, posunutí a vibrací, testy optických systémů, studium proudění plynů a plazmatu, diagnostika povrchů, měření teploty, tlaku, elektrických a magnetických polí, spektroskopie. Metoda laserové interferometrie je velmi perspektivní, v budoucnu jistě dojde k nasazení v dalších oborech [9].

Cílem této práce je studium problematiky a vývoj elektroniky určené pro zpracování elektrických signálů výstupu přijímače interferometru zadaného typu a vyloučení vlivu fluktuací atmosféry na průběh měření. Dále se tedy práce zabývá principy použitými v dostupném typu interferometru. Jedná se o modifikaci Michelsonova laserového interferometru pro měření délkových posunutí s homodynní detekcí optických signálů. Na obr. 2.1 jsou vyznačeny současné možnosti daných typů interferometrů, jejich přesnost, rozlišení a rozsah měření v různých podmínkách.



Obr. 2.1 Limity přesnosti laserových interferometrů [12].

V tab. 5 je znázorněn časový vývoj parametrů interferometrických systémů, resp. detekční elektroniky.

Rozlišení	Rok	Systém
$\lambda/8$	1965	Homodynní
$\lambda/16$	1970	Heterodynní
$\lambda/512^*$	1987	Heterodynní, max. rychlost posuvu $3 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$
$\lambda/2048^*$	1996	Elektronická subnanometrová interpolace
$\lambda/4096^*$	současné	Heterodynní s max. rychlostí posuvu $10 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$

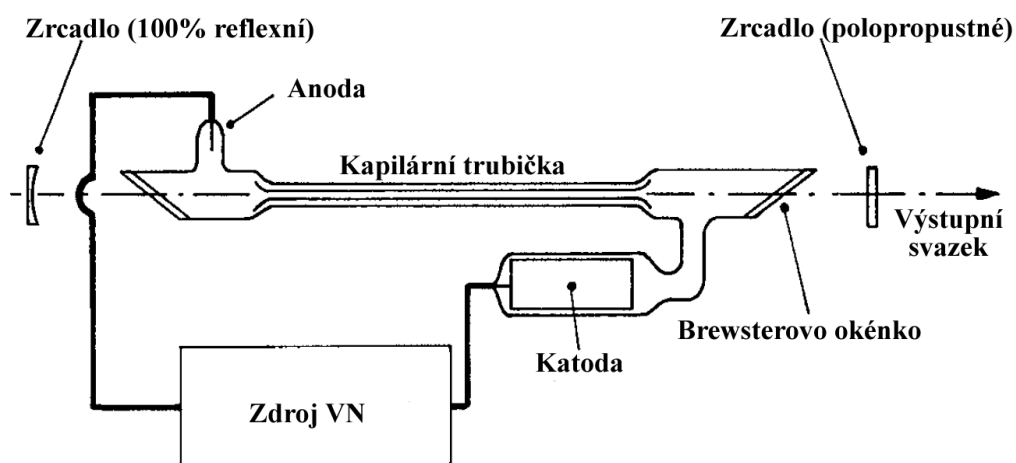
* Lineární rozlišení u dvouprůchodového interferometru

Tab. 5 Historický vývoj hlavních parametrů laserových interferometrů [5].

2.1.1 Laser

Během první poloviny 20. století byla nejčastěji používaným zdrojem světla v interferometrii štěrbinová osvětlená rtuťovou výbojkou přes optický filtr pro vlnovou délku $\lambda = 546 \text{ nm}$ (zelené světlo). Toto řešení mělo spoustu nevýhod, zejména velmi omezený optický výkon, časovou a prostorovou koherenci. Teprve vynález laseru vyvolal revoluci v interferometrii, díky mnohonásobnému vylepšení těchto parametrů a stal se tak ideálním světelným zdrojem pro tyto aplikace [8]. Teoretické informace popisující principy vzniku laserového záření a konstrukci laseru nalezneme například v [4].

Nejčastějším druhem laseru používaným v laserové interferometrii je plynový, Helium-Neonový (HeNe) laser, jeho aktivní prostředí je tvořeno směsí těchto plynů. Mezi jeho přednosti patří přijatelná cena, možnost nepřetržitého provozu ve viditelné části spektra, velká koherenční délka a díky stabilizaci také velmi přesná stálost výstupního výkonu a optické frekvence, což je zásadní parametr v metrologii [8]. Výstupní výkon He-Ne laseru pracujícího na vlnové délce $\lambda = 632,8 \text{ nm}$ (červené světlo) je typicky několik mW [4]. Schéma takového laseru je na obr. 2.2.



Obr. 2.2 Schéma He-Ne laseru [9].

Důležitou vlastností laserového zdroje pro laserový interferometr je jeho výstupní spektrum. Podle typu výstupního signálu – počtu frekvencí (vidů) se liší princip a realizace celého měřicího řetězce. Rozlišujeme mezi systémem homodynním (jednofrekvenční laser) a heterodynním (dvoufrekvenční laser). Oba způsoby detekce včetně jejich porovnání jsou důkladně popsány v kapitole 2.3.

2.1.2 Optické komponenty

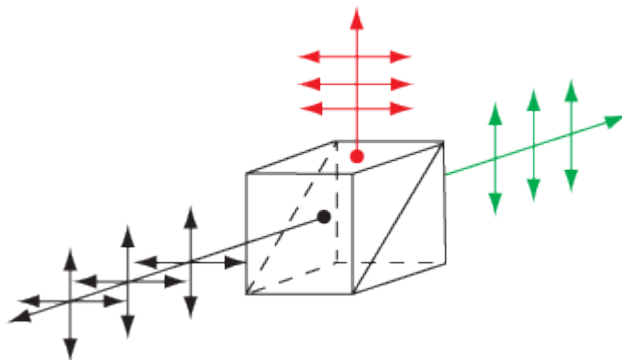
Optická soustava interferometru se liší dle konfigurace, obsahuje nejčastěji následující polarizační a nepolarizační optické komponenty [5]:

Polarizátory: polarizační hranoly, polarizační filtry.

Retardéry: vlnové desky $\lambda/4$ a $\lambda/2$, viz kapitola 1.1.2.

Děliče svazku:

Polarizační dělič svazku (PBS): hlavní část interferometru, vstupující svazek rozděljuje se stejnou intenzitou, ale odlišnou polarizací do měřicí a referenční větve. Princip funkce je znázorněn na obr. 2.3.



Obr. 2.3 Polarizační dělič svazku, schéma funkce [29].

Nepolarizační dělič svazku (NPBS): slouží k rozdělení vstupujícího svazku na svazky se stejným, nebo různým poměrem intenzity, např. pro rozdělení paprsku laseru do více měřicích os.

Ostatní: zrcadla, koutové odražeče, čočky a další.

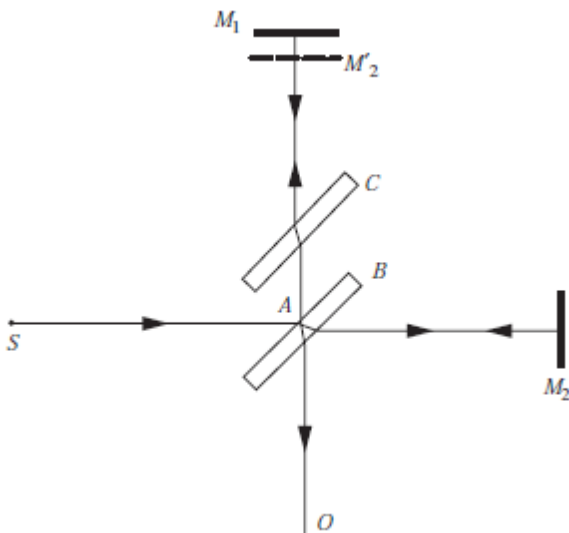
2.2 Michelsonův interferometr

Základní princip optického interferometru objevil americký fyzik Albert Abraham Michelson v roce 1881.

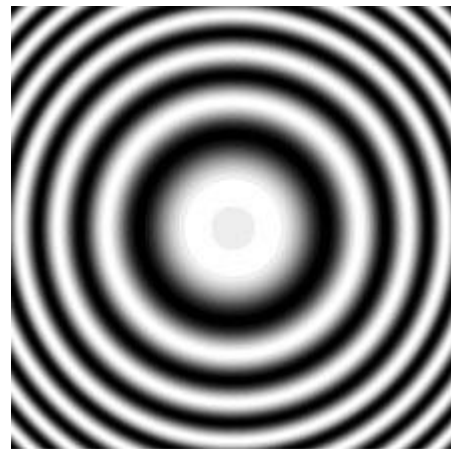
Základní sestava experimentu na obr. 2.4 se skládá ze zdroje monochromatického světla (S), planparalelní desky (dělič svazku), kompenzační desky (C) a dvou plně odrazivých zrcadel (M1, M2).

Vstupující svazek světla je rozdělen polopropustným zrcadlem na dva svazky s přibližně stejnou intenzitou. Tyto dva svazky jsou odraženy zpět zrcadly, dopadají na plochu B, kde interferují a jsou odraženy do místa pozorování O.

Posunutí pohyblivého zrcadla M2 má za následek změnu optické dráhy v měřicí větvi interferometru. Tím se liší také fáze, ve které spolu svazky v měřicí a referenční větvi interferují. V místě pozorování O jsou viditelné změny v interferenčním obrazci obr. 2.5. Světlá místa obrazce odpovídají maximální intenzitě způsobené konstruktivní interferencí, tmavá místa naopak odpovídají totální destruktivní interferenci. Jedna změna z minima do maxima odpovídá posunutí zrcadla o polovinu vlnové délky. Kompenzační deska C, vyrobená ze stejného materiálu se stejnou tloušťkou jako B, je vložena ve větvi interferometru, kterou prochází paprsek odražený od děliče svazku. Vyrovnává tím vliv několikanásobného průchodu materiálem s odlišným indexem lomu (děličem svazku = sklo) v měřicí větvi [8].



Obr. 2.4 Michelsonův interferometr [8].



Obr. 2.5 Interferenční obrazec [38].

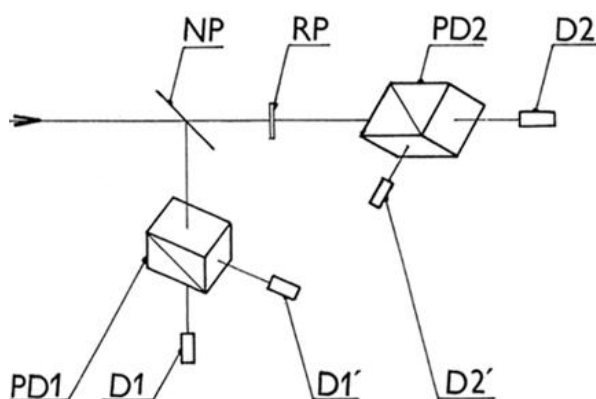
2.2.1 Sestava interferometru Limtek LMS

Specifikace zařízení navrhovaného v rámci projektu vychází zejména z dostupného typu interferometru. Tím je sestava interferometru Limtek LMS buzená jednofrekvenčním, stabilizovaným plynovým HeNe laserem, v sestavě s přesným rovinným odrazným zrcátkem fixovaným na pohyb snímaného objektu. Fotografie jednotlivých prvků a celé sestavy jsou dostupné v příloze A.4. Schéma, viz obr. 2.6.

Přijímač LS 40.1

Jednotka pro transformaci optického interferenčního signálu na kvadraturní elektrické signály. Odklání vstupní svazek o 90° , po průchodu polarizátory ho dělí do 4 částí, které mají zvláštní detektory, následným zpracováním jsou vytvořeny dva elektrické signály posunuté o 90° , umožňující odlišit směr posuvu. Měřením provedeným buzením přijímače modulovaným polovodičovým laserem byla zjištěna šířka pásma přijímače pro pokles amplitudy o 3 dB na cca 20 MHz, přesahující hodnotu 10 MHz zjištěnou od výrobce. Amplituda vstupního napětí na zatěžovací impedanci 50Ω je přibližně 1,5 V.

Na obr. 2.7 je nakresleno typické schéma optické části přijímače pro kvadraturní detekci homodynního interferenčního signálu. Šipka značí vstupující svazek.



Obr. 2.7 Optická část kvadraturního detektoru [26].

Komponenty na obr. 2.7: NP - nepolarizační dělič svazku (poměr 1:1), RP - čtvrtvlnná deska (retardér), PD1, PD2 - polarizační děliče svazku, D1, D1', D2, D2' - fotodetektory.

Napájecí zdroj LS11.1

Vysokonapěťový napájecí zdroj laseru s výstupním napětím 2,5 kV a max. proudem 6 mA.

Interferometr Meopta

Grafické znázornění průběhu jednotlivých paprsků interferometrem, viz příloha A.5.

2.3 Detekční techniky interferometrů

Rozlišujeme dvě principiálně odlišné techniky měření. Homodynní a heterodynní systémy využívají odlišné zdroje laserového záření a rovněž způsob detekce se liší. V komerční sféře se výrobou a vývojem homodynních systémů zabývá česká firma Limtek Laser a Renishaw (UK). Heterodynních pak Zygo, Hewlett – Packard/Agilent a Excel Precision, vše v USA.

Z porovnání obou detekčních technik jednoznačně vyplývá jednodušší optická soustava u heterodynního systému, v porovnání s rozsáhlejší optikou homodynního interferometru. Naopak zpracování signálů v elektrické části heterodynního systému je z principu složitější. Přesto hlavní výhody heterodynního systému jsou: menší závislost na optickém rušení a lepší odstup s/š, protože signál je nesen frekvencí, na rozdíl od homodynní detekce, kde je detekována intenzita. Nevýhodou je omezená rychlost posuvu optiky směrem k interferometru a nutnost použití laserového zdroje komplikovanější konstrukce.

V současné době jsou oba systémy čteně rozšířeny v průmyslových i vědeckých aplikacích a oba dosahují rozlišení v řádu desetin nanometrů, nejistoty měření a nelinearity stupnic jsou také plně srovnatelné [28].

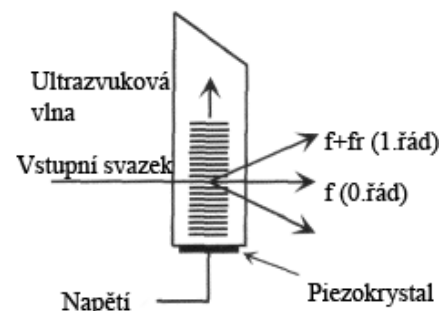
2.3.1 Heterodynní systém

Jako zdroj záření využívá dvoufrekvenční stabilizovaný HeNe laser, jehož výstupem jsou dva vzájemně opačně kruhově polarizované vidy o kmitočtech f_1 a f_2 . Ty jsou v laseru generovány jednou z následujících technik [27]:

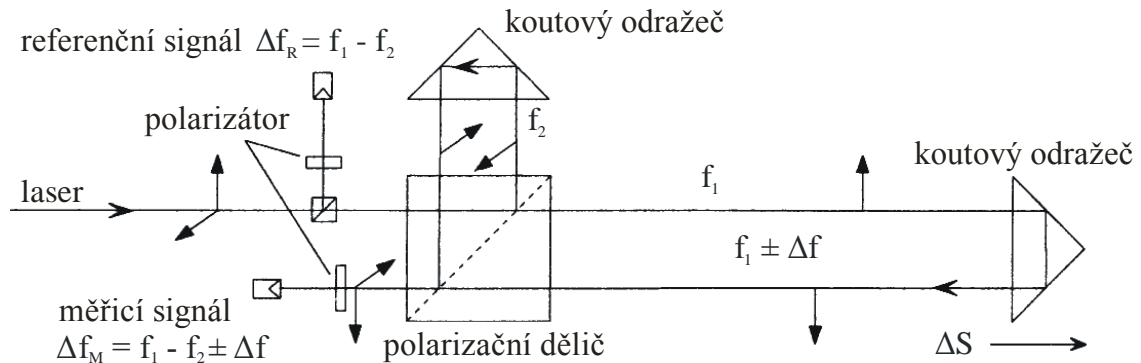
Zeemanův jev

Vlivem působení magnetického pole na světelný zdroj dochází k rozdělení spektrálních čar na dvě a více, s malým frekvenčním odstupem. Pro HeNe laser je typický rozdíl $f_1 - f_2$ v řádu jednotek MHz, což je zásadní nevýhoda proti ostatním technikám. Další nevýhodou je omezený výstupní výkon a poměrně velký rozdíl vlivu tohoto jevu na různé lasery, byť stejného typu [5].

Akusticko – optický modulátor (AOM), neboli tzv. Braggova komůrka. Využívá ultrazvukové vlny k difrakci a frekvenčnímu posuvu světla (také změna fáze, intenzity a polarizace), viz obr. 2.8. Typický rozdíl kmitočtů $f_1 - f_2$ je v řádu desítek MHz.



Laser se dvěma vidy, má kmitočtový rozdíl $f_1 - f_2$ přibližně 1 GHz. Pro následné zpracování vyžaduje velmi speciální elektroniku. Obr. 2.8 Akusticko-optický modulátor [8].



Obr. 2.9 Schéma uspořádání interferometru s heterodynní detekcí [12].

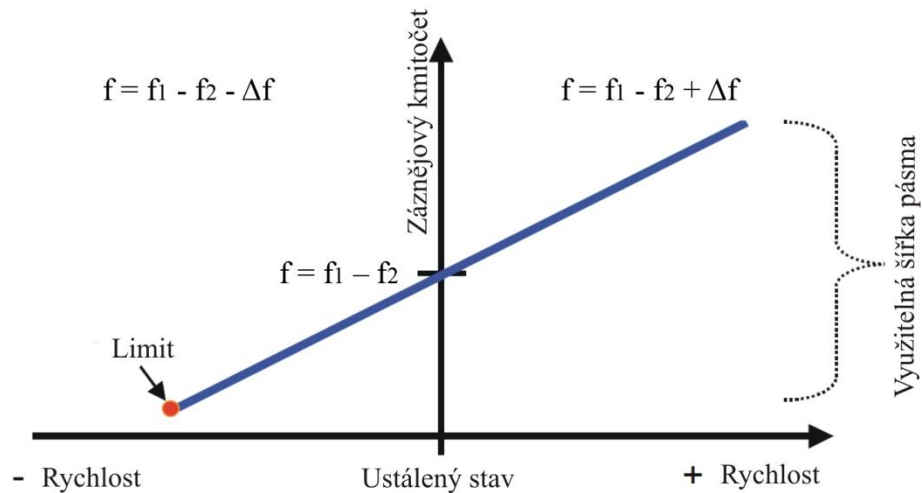
Na obr. 2.9 je znázorněno schéma interferometru s heterodynní detekcí interferenční fáze. Princip heterodynní detekce spočívá v detekci produktu směšování dvou optických frekvencí, které samostatně prochází laserovým interferometrem. Obě složky f_1 a f_2 laserového záření mají vzájemně kolmou polarizaci. Dopadají na polarizační dělič svazku, vlna f_2 je odražena do referenční větve interferometru, po průchodu koutovým odražečem v referenční větvi se v polarizačním děliči odráží na výstupní trasu interferometru.

Zároveň vlna s frekvencí f_1 je polarizačním děličem odražena do měřicí větve interferometru, odkud se vrací po průchodu koutovým odražečem zpět do polarizačního děliče, kterým prochází přímo do výstupní trasy interferometru. Polarizace obou vln jsou na sebe kolmé, k interferenci nedochází. Po průchodu polarizátorem dojde ke sloučení obou vln do stejné roviny polarizace a na fotodetektoru lze detekovat měřicí (záznějový) signál $\Delta f_M = f_1 - f_2 \pm \Delta f$. Pokud se koutový odražeč (zrcadlo) v měřicí větvi nepohybuje (statický stav), záznějový kmitočet $\Delta f_M = f_1 - f_2$.

Jakmile dojde k pohybu koutového odražeče, projeví se pohyb také na optické frekvenci vlny f_1 , fázové zpoždění, nebo zrychlení se tak projeví jako změna optické frekvence o hodnotu Δf .

Protože je nutné tuto změnu porovnávat s výchozí hodnotou záznějového kmitočtu, který není ovlivněn pohybem odražeče, je vstupní svazek (výstupní svazek laseru) odkloněn děličem svazku, přes polarizátor, na další detektor. Tento detektor detekuje referenční záznějový kmitočet $f_R = f_1 - f_2$ [28]. Na obr. 2.10 je znázorněna závislost záznějového kmitočtu na směru pohybu odražeče.

Pro heterodynní detekční techniku je rychlost pohybu optiky směrem k interferometru omezena. Je dána spodním, limitním kmitočtem, při kterém je rozdíl záznějové frekvence v referenční větvi a Dopplerovy frekvence v měřicí větvi roven nule. Z toho vyplývá přímá vazba referenčního záznějového kmitočtu ($f_1 - f_2$), generovaného laserem, na maximální možnou rychlost posuvu optiky směrem k interferometru.



Obr. 2.10 Závislost záznejového kmitočtu na pohybu zrcadla [27].

Pro interferometr buzený laserem založeným na Zeemanově jevu s typickým rozdílem kmitočtů $f_R = f_1 - f_2 = 1,5 \text{ MHz}$ a vlnovou délkou $\lambda = 633 \text{ nm}$, v konfiguraci s koutovým odražečem v pohyblivé části optiky (perioda = $\lambda/2$) je výpočet následující:

Vztah pro výpočet Dopplerovy frekvence:

$$f_D = \frac{2}{\lambda} \cdot v, \quad (2.0)$$

dosazením $f_D = f_R$ a vyjádřením rychlosti posuvu dostaneme vztah pro výpočet mezní rychlosti:

$$v = \frac{f_D}{2} \cdot \lambda = \frac{1,5 \cdot 10^6}{2} \cdot 633 \cdot 10^{-9}, \quad (2.1)$$

$$v = 0,47475 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}.$$

Z výsledku výpočtu vyplývá, že při daném kmitočtovém odstupu vidů laseru 1,5 MHz musí být rychlost posuvu odrazného prvku v interferometrické soustavě směrem k interferometru vždy menší než cca $0,47 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$. Pro dosažení větší maximální rychlosti posuvu je nutné adekvátně zvětšit kmitočtový odstup vidů laseru, k tomu slouží další, výše popsané techniky.

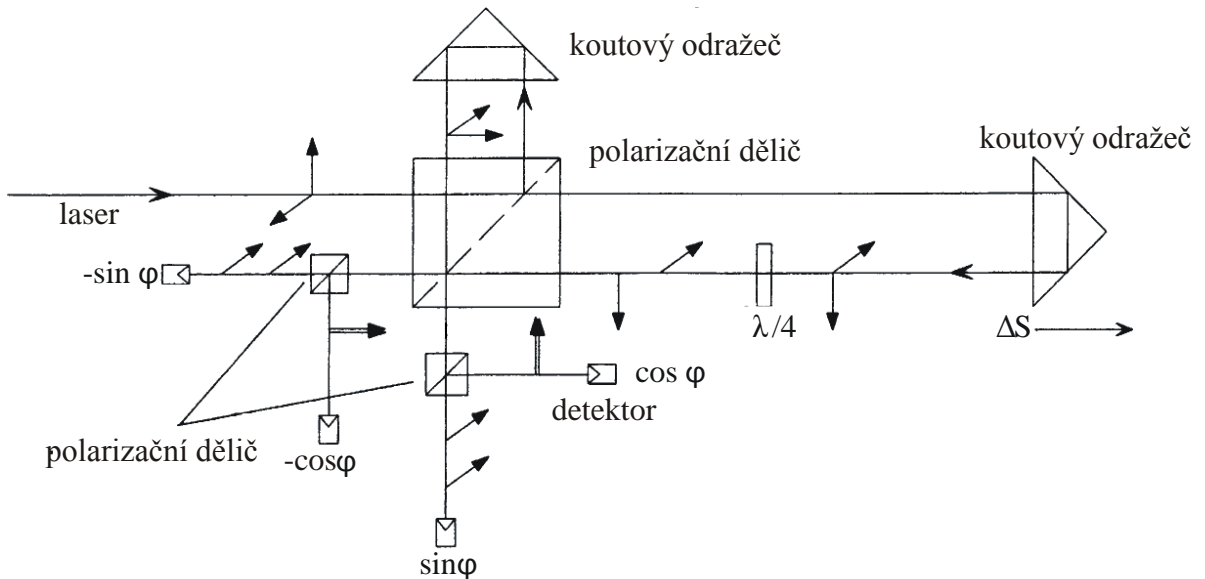
Elektrické signály z fotodetektorů jsou přivedeny do rychlých čítačů. Dalším blokem v detekčním řetězci může být interpolace (na principu měření fáze) až na rozlišení rovno $\lambda/4096$, v případě, že systém pracuje pouze s detekcí hran obou signálů, rozlišení při konfiguraci s koutovým odražkem je rovno $\lambda/2$. Aktuální rozdíl hodnot indikovaných čítači reprezentuje rychlost posuvu odražeče. Jeho výchylku ΔS je možné získat integrací přes časový interval. Vztah pro výpočet délkového posunutí je [12]:

$$\Delta S = \int_{t_1}^{t_2} v dt = \frac{\lambda}{2} \int_{t_1}^{t_2} \Delta f dt = \frac{\lambda}{2} \int_{t_1}^{t_2} (\Delta f_M - \Delta f_R) dt, \quad (2.1)$$

kde λ (m) představuje vlnovou délku laserového záření, t_1 (s) a t_2 (s) vymezují časový interval. Ostatní veličiny odpovídají indexům výše uvedeným.

2.3.2 Homodynní systém

Zdrojem laserového záření je jednofrekvenční stabilizovaný HeNe laser, s výstupním svazkem lineárně polarizovaným pod úhlem 45° . Zásadní rozdíl od heterodynního systému spočívá ve snímání intenzity výsledného interferenčního signálu, proměnného vlivem posunutí optiky na fotodetektorech. U heterodynního systému reprezentuje posunutí změna Dopplerovy frekvence.



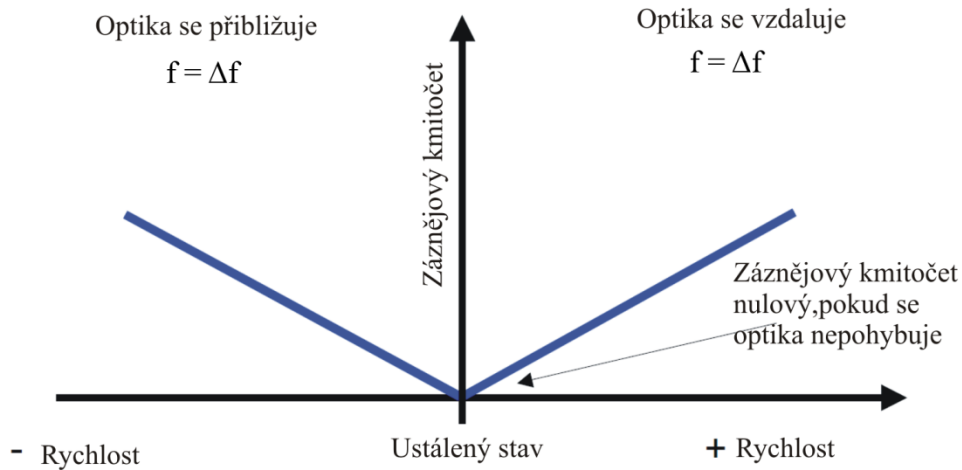
Obr. 2.11 Schéma uspořádání interferometru s kvadrurní detekcí [12].

Na obr. 2.11 je znázorněna jedna z možností sestavení interferometru s homodynní detekcí interferenční fáze. Od dostupného interferometru popsaného v kapitole 2.2.1 se liší použitím koutového odražeče, místo odrazného zrcátka (dva průchody měřicího svazku místo čtyř) a v sestavení optických komponent a detektorů.

Vstupující svazek s lineární polarizací je polarizačním děličem rozdělen na dva se stejnou intenzitou a lineární, vzájemně kolmou polarizací. Do trasy měřicí větve je vložena deska $\lambda/4$, která mění odraženou vlnu s lineární polarizací na vlnu s kruhovou polarizací.

Odrážením měřicí a referenční vlny od koutových odražečů dojde ke sloučení obou vln po průchodu polarizačním děličem do jedné komplexní, avšak nenastává jev interference, protože vlny mají různé polarizace. Teprve rozdělením vlny do dvojice dalších polarizačních děličů vzniká jev polarizace a na detektorech lze zaznamenat různé amplitudy intenzity interference. Dvě dvojice elektrických signálů z fotodetektoru jsou připojeny na vstupy diferenčních zesilovačů, jejichž výstupy poskytují dva sinusové signály se vzájemným, stálým fázovým posuvem 90° [12], jehož přesná hodnota je určena kvalitou retardéru $\lambda/4$ v jednotce detektoru. Typická amplituda těchto napěťových signálů je $1 V_{p-p}$. Tento princip je označován jako tzv. kvadrurní detekce.

Kmitočet výstupních signálů (průběh intenzity na fotodetektorech) není určen směřováním, jako v předchozím případě, ale přímo jako lineární závislost rychlosti posuvu. Pokud je optika ve statickém stavu, záznějová frekvence je nulová, se vzrůstající rychlostí vzrůstá také frekvence záznějového kmitočtu. Viz obr. 2.12. Použitím pouze této úvahy nelze rozlišit směr pohybu, proto se používá kvadraturní detekce, kdy z vzájemné polarizace dvou signálů s konstantním fázovým posuvem 90° lze rozlišit směr pohybu optiky [27].



Obr. 2.12 Závislost záznějového kmitočtu na pohybu zrcátka [27].

Zpracování elektrických kvadraturních signálů

Pro relativní intenzitu I interferenčního signálu, v závislosti na pohybu optiky ΔS , měřeného jedním fotodetektorem platí:

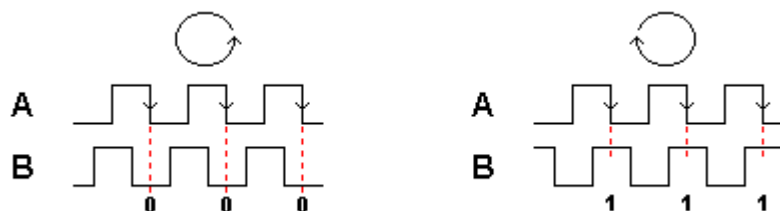
$$I(\Delta S) \approx \frac{1}{2} E_M^2 + \frac{1}{2} E_R^2 + 2E_M E_R \cos(2\pi\Delta S/\lambda), \quad (2.2)$$

kde E_M a E_R jsou amplitudy elektrických složek vln v měřicí a referenční větvi interferometru. Toto však platí pouze v rámci jedné periody interferenčního signálu, která odpovídá posuvu optiky o vzdálenost $\lambda/4$. Při měření většího posuvu se tato intenzita stává periodickou, a tudíž je nutné identifikovat také počet těchto period [12].

Výstupem výše popsané kvadraturní detekční jednotky (přijímače interferometru) je dvojice fázově posunutých napěťových signálů s tímto průběhem. Jsou využívány dvě dále popsané metody dekódování těchto signálů:

Detekce celých period (půlperiod, čtvrtperiod)

První metodou je prosté čítání průchodů signálu nulovou úrovní s uvažováním polarizace druhého signálu. Princip této metody je shodný s dekódováním směru posuvu a počtu otáček u mechanického nebo optického rotačního enkodéru, viz obr. 2.13. Výhodou je velmi nenáročná elektronika pro zpracování, zásadní nevýhoda je nízké rozlišení této detekce. Detekci náběžných a sestupných hran obou signálů lze rozlišit 4 ekvidistantní pozice a směr posuvu. V případě použití interferometru, jehož perioda výstupních signálů je rovna posuvu optiky o vzdálenost $\lambda/4$ je tedy maximální rozlišení rovno $\lambda/16$.

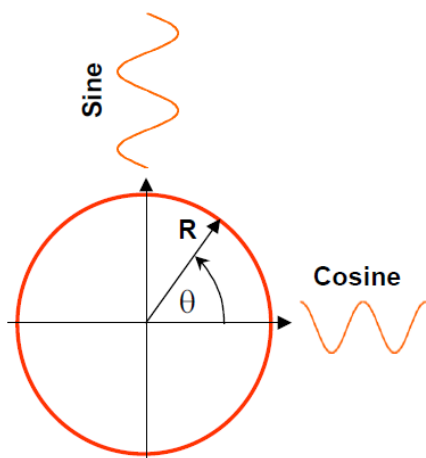


Obr. 2.13 Princip rozlišení směru otáčení rotačního enkodéru [39].

V případě využití této metody jsou výstupní harmonické elektrické signály přijímače interferometru pouze tvarovány na pravouhlé průběhy, z důvodu možnosti detekce náběžných a sestupných hran jednoduchým čítačem. Pro tvarování lze využít komparátoru s minimální hysterezí, jehož rozhodovací úroveň je rovna nulovému napětí, nebo využít nejvíce významový bit vhodného typu A/D převodníku. Nejjednodušší čítač pro záznam kladné, či záporné hodnoty počtu impulsů odpovídající aktuálnímu posunutí optiky má dva vstupy. Jeden vstup, aktivní při náběžné hraně prvního signálu sloužící ke změně obsahu čítače o 1 impuls, polarita detekovaná na vstupu druhého signálu v okamžiku náběžné hrany na prvním vstupu, udává směr čítání. Tedy jestli se obsah čítače zvětší, nebo zmenší o 1 impuls (posuv optiky o $\lambda/4$ směrem od nebo k interferometru). Rozlišení lze zvýšit detekováním a zpracováním náběžných i sestupných hran obou signálů.

Výpočet fázového úhlu

Vynesením amplitud obou výstupních signálů přijímače interferometru do kartézské soustavy souřadnic lze při změnách optické dráhy v měřicí větvi interferometru pozorovat pohybující se bod opisující kuželosečku. Normováním velikosti obou signálů k maximální hodnotě lze v ideálním případě (rovnost obou amplitud) pozorovat kružnici o poloměru 1, úhel φ vyjadřuje změnu optické dráhy v měřicí větvi. Pokud narůstá dráhový rozdíl v měřicí větvi, rotuje vektor R proti směru hodinových ručiček a naopak, pokud se dráhový rozdíl zmenšuje, vektor rotuje po směru hodinových ručiček. Jedna perioda fázového úhlu (od $-\pi$ do $+\pi$ rad) odpovídá dráhovému rozdílu nejčastěji $\lambda/2$, $\lambda/4$, nebo i méně, dle konfigurace optické sestavy interferometru. Pro použitý interferometr v kap. 2.2.1 odpovídá jedna perioda dráhovému rozdílu $\lambda/4$, tedy délkové změně přibližně 158 nm [28]. Grafické znázornění rotujícího vektoru, viz obr. 2.14 a 2.15.



Velikost úhlu lze určit pomocí matematické funkce arkus tangens, resp. její modifikace označované jako atan2 [30].

Výpočet fázového úhlu:

$$\varphi = \arctg\left(\frac{I_Y}{I_X}\right) = \arctg\left(\frac{U_{\sin}}{U_{\cos}}\right), \quad (2.3)$$

Určení relativní intenzity signálu:

$$R = \sqrt{I_Y^2 + I_X^2} = \sqrt{U_{\sin}^2 + U_{\cos}^2} (-), \quad (2.4)$$

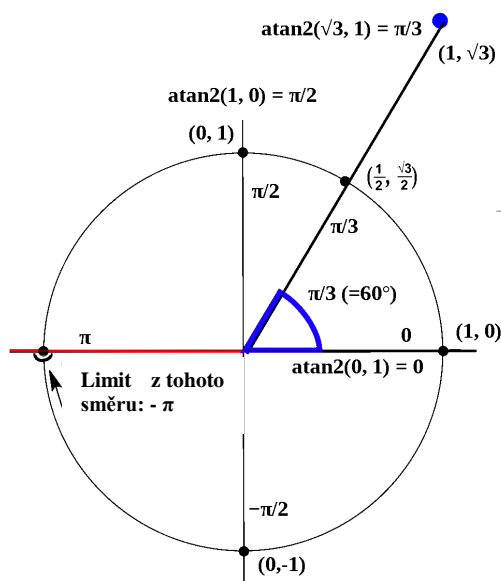
Obr. 2.14 Zobrazení rotujícího vektoru [12].

Realizace výpočtu v prostředí Matlab®

V příloze A.6 je vytvořen příklad kompletního zpracování výstupních signálů laserového interferometru s homodynní detekcí pomocí výpočtu fázového úhlu v prostředí Matlab®. Vytvořené kmitočtově rozmítané signály s konstantním fázovým posuvem odpovídají reálným. Pomocí funkce „atan2“ je vypočten průběh fáze rotujícího vektoru v průběhu celého signálu. Tzv. fázové skoky při přechodu vektoru z oblasti s úhlem π do $-\pi$ a naopak, nabývají hodnoty 2π . Odstraněním těchto fázových skoků funkcí „unwrap“ získáme průběh změny fáze v měřicí větvi interferometru. Vynásobením vhodnou konstantou je fáze (rad) převedena do odpovídajícího délkového rozměru (m). Při tvorbě programu bylo čerpáno z [30].

Funkce „atan2“

Trigonometrická funkce atan2 se dvěma vstupními parametry je modifikací funkce arkus tangens. Pro všechny reálné argumenty x a y , které nejsou současně nulové, je úhel mezi souřadnicí koncového bodu vektoru a kladnou, vodorovnou částí osy x , v intervalu $(-\pi; +\pi)$. Úhel je kladný pro horní polovinu kartézské roviny, pro spodní je záporný. Odlišnost od funkce arkus tangens spočívá v tom, že funkce atan2 uvažuje, podle znamének obou souřadnic kvadrant, ve kterém se koncový vektor bodu nachází, a tedy umožňuje správně určit fázový úhel [31]. Princip funkce čtyřkvadrantové funkce „atan2“ je znázorněn na obr. 2.15.



Obr. 2.15 Funkce atan2 [31].

Funkce atan2 je implementována v základních knihovnách nejrozšířenějších programovacích jazyků, např. v knihovně math.h jazyka C, Math library pro jazyk Java, Fortran, Python a další. Tímto je realizace výpočtu fázového úhlu v mikroprocesorech a DSP, které lze programovat v těchto vyšších programovacích jazycích velmi snadná. Pro realizaci s ohledem na požadovanou výkonnost výpočetního systému, definovanou v následující kapitole, byla zvolena realizace výpočtu v programovatelném hradlovém poli FPGA. Princip se velmi liší, pro paralelní logiku nelze využít funkcí těchto knihoven, je nutné přistoupit k realizaci odlišným způsobem.

Hlavní možnosti jsou:

a) „Lookup table“

Implementace tabulky výstupních hodnot pro předem definované vstupní parametry. Jedná se o jednoduchou a rychlou metodu pro výpočet jakýchkoliv funkcí, nevýhodou pro funkce více proměnných je velká náročnost na velikost paměti a omezená přesnost.

b) Výpočet pomocí algoritmu s postupnou iterací

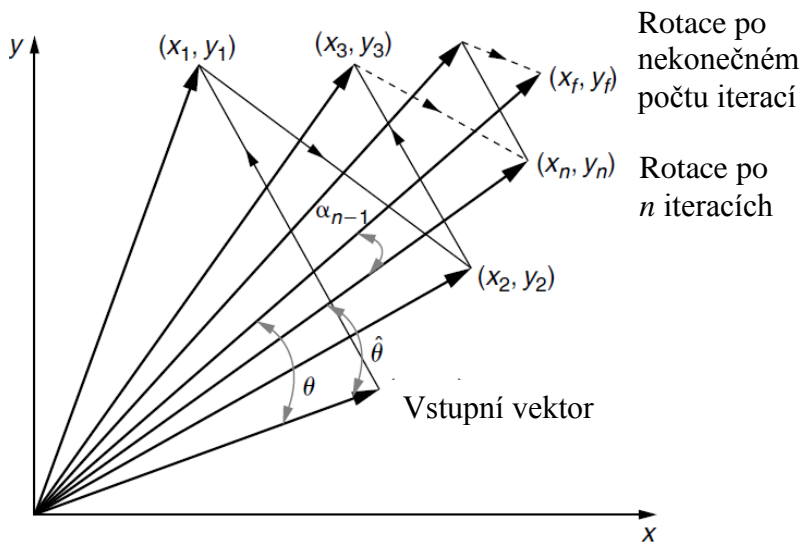
Pro výpočet goniometrických funkcí pomocí výpočetní techniky byly vyvinuty principy algoritmů, které nesou označení CORDIC (COordinate Rotation DIgital Computer). Jedná se o často využívanou metodu na výpočetních platformách bez hardwarové násobičky (jednoduché mikroprocesory, hradlové pole FPGA, CPLD), využívá pouze operace sčítání, odečítání, bitové posuvy a „lookup tabulky“. [33]

c) Použití hotového tzv. IP bloku (jádra)

Jedná se o předem vytvořenou komponentu, která je vložena do projektu a realizuje definovanou funkci. Výhodou tohoto řešení je dostupnost ověřené a vyladěné funkce s ohledem na náročnost implementace a rychlost. Vlastní realizace může být dle předchozích a dalších principů (aproximace pomocí polynomů). Nevýhodou je vysoká cena těchto bloků, např. cena uvažovaná funkce atan2 [32] je v přepočtu cca 50 000,- Kč. Alternativou je vygenerování bloku ve specializovaném SW, například propojením programu Xilinx ISE a Matlab (Simulink), rovněž tato možnost ale vyžaduje značné finanční investice na pořízení těchto programů. Generátor IP bloků dostupný v použitém programu Xilinx ISE přímo podporuje generování výpočtů založených na CORDIC algoritmech, daní za tuto univerzalitu v tomto případě je značná neúspěšnost obsazení bloků FPGA a vysoká latence, pro tuto aplikaci nepoužitelně vysoká.

CORDIC algoritmus

Z předcházejícího porovnání vyplývá, že pro implementaci algoritmu pro výpočet fáze pomocí čtyřkvadrantové funkce arkus tangens v FPGA je nejvhodnější právě algoritmus typu CORDIC. Algoritmy CORDIC sdružují dva typy operací, vektory a rotaci. Ta může být použita v různých systémech souřadnic, zahrnujících kruhové, hyperbolické a lineární, pro výpočet různých funkcí. Těmi jsou např. atan2, sinus, kosinus, a jejich podíly. Základním principem metody je realizace rovinné rotace vektoru (x_s, y_s) o úhel φ na vektor (x_f, y_f) . Na tomto pak může být založen opačný výpočet úhlu vektoru pomocí postupných iterací [33], postupné zpřesňování výsledků lze pozorovat na obr. 2.16. Těmito iteracím ještě předchází určení kvadrantu ze znamének obou souřadnic vektorů.



Obr. 2.16 Princip iterací rotace vektoru algoritmu CORDIC [33].

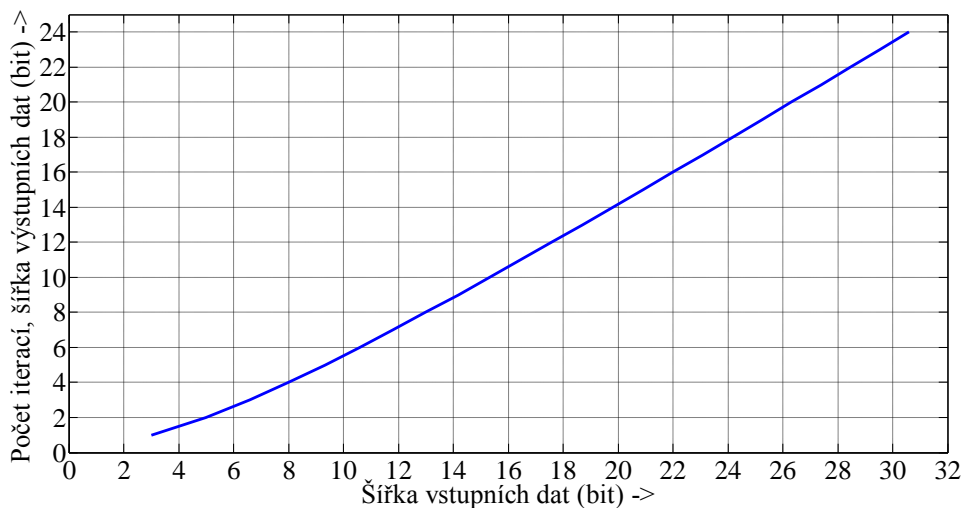
Program pro prostředí Matlab[®], dostupný z [35] umožňuje výpočet úhlu vektoru pomocí CORDIC algoritmu se zvoleným počtem iterací pro zadané vstupní hodnoty.

Provedením tohoto výpočtu byla získána tabulka v příloze A.11 obsahující výsledky zadaného počtu iterací tohoto algoritmu. Z výsledků lze jednoznačně určit, kolik iterací je nezbytné provést pro požadovanou přesnost. Očekávanému výsledku se již dostatečně blíží výsledek 6. iterace. Provedením dalších iterací dochází k většímu zpřesnění výsledku. V příloze A.9 se nachází ukázka vlastní realizace algoritmu CORDIC v jazyce VHDL, vstupní data (digitalizované signály výstupu přijímače) jsou 14bitová, výstupní data jsou 10bitová, reprezentující fázi od $-\pi$ do $+\pi$, numericky tedy od - 512 do 511. Vstupní i výstupní data jsou reprezentována binárním číslem ve formátu dvojkového doplňku. Implementace aritmetiky s plovoucí řádovou čárkou je mnohem komplikovanější a tyto výpočty jsou zpravidla výrazně pomalejší. V příloze A.7 se nachází grafické porovnání jednoho celého průběhu fáze získaného simulací (tento příklad pro rozlišení výsledku 7 bitů a tedy vstupní datovou šířku 10 bitů), s přesným výpočtem realizovaným funkcí atan2 v programu Matlab[®]. Srovnáním obou křivek lze vyhodnotit poměrně dobrou shodu, přičemž přesnost algoritmu lze dále zvyšovat. Při návrhu VHDL kódu algoritmu bylo čerpáno z [33], [34].

Ze vztahu (2.5) charakterizujícím přesnost tohoto digitálního algoritmu lze určit potřebné rozlišení vstupních dat (počet bitů M), pro zadanou potřebnou šířku n výstupních dat.

$$M = n + \log_2(n) + 2 \quad (2.5)$$

Z grafického vyjádření vztahu (2.5) na obr. 2.17 snadno určíme potřebnou šířku vstupních dat, případně naopak výstupní bitovou šířku výsledku.



Obr. 2.17 Grafické vyjádření vztahu mezi šířkou vstupních a výstupních dat při použití CORDIC algoritmu.

Pro doplnění je vhodné uvést, že algoritmy typu CORDIC jsou pro výpočet goniometrických funkcí využívány také v kapesních kalkulátorech [33]. Tento fakt potvrzuje vhodnost pro výpočetní platformy s omezenými prostředky, byť FPGA je omezeno pouze absencí hardwarových násobiček a velikostí paměti.

Linearizace stupnice homodynního interferometru [36]

V předchozí části byl uvažován případ, kdy elektrické kvadrurní signály z detektorů mají ideální parametry, což v praxi není reálné. Těmito neideálními parametry rozumíme zejména rozdílnou amplitudu, stejnosměrnou složku (offset) a fázový posuv různý od přesné hodnoty 90° , viz obr. 2.18 a 2.19. Tyto veličiny poté při zpracování vnášejí do výsledku měření určité nelinearity, které běžně dosahují velikosti v řádu jednotek nanometrů.

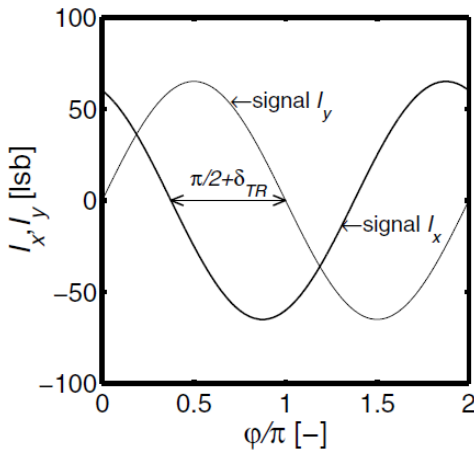
Vylepšení linearity je založeno na matematické metodě, aplikaci inverzní funkce sestávající z parametrů měřených na těchto signálech. Použitím této metody lze vliv těchto nelinearit, dle zprávy [36] omezit na méně než 0,5 nm.

Korekční vztah pro výpočet fáze φ (rad) je odvozen v [36], má tvar:

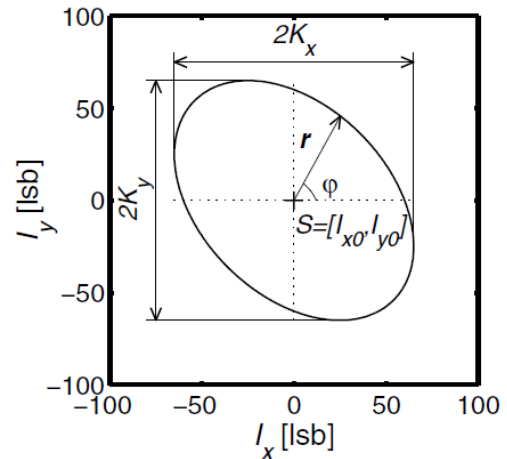
$$\varphi = \arctan\left(\frac{K_X(I_Y - I_{Y0}) \cos(\delta_{TR})}{K_Y(I_X - I_{X0}) + K_X(I_Y - I_{Y0}) \sin(\delta_{TR})}\right) - \delta_0, \quad (2.6)$$

kde indexy veličin odpovídají parametrům na obr. 2.18 a 2.19, δ_0 vyjadřuje počáteční fázi signálů I_Y a I_X , definovanou jako:

$$\delta_0 = \arctan\left(\frac{K_X(I_{YM} - I_{Y0}) \cos(\delta_{TR})}{K_Y(I_{XM} - I_{X0}) + K_X(I_{YM} - I_{Y0}) \sin(\delta_{TR})}\right) - \left(\frac{I_{YM} - I_{Y0}}{I_{XM} - I_{X0}}\right). \quad (2.7)$$



Obr. 2.18 Vyjádření fázového posuvu δ_{TR} mezi signály I_X a I_Y [36].



Obr. 2.19 Kuželosečka vzniklá zobrazením kvadrurních signálů v kartézské soustavě souřadnic [36].

Použití této inverzní funkce, byť např. v jednodušší formě neuvažující odchylku od výchozího fázového posuvu mezi signály, má svoje opodstatnění, dokáže kompenzovat nelinearity způsobené nesouměrností amplitud nebo posunuté nulové úrovně napětí obou signálů. Ty mohou vznikat nesprávným nastavením optiky interferometru, nebo nesouměrností elektrických parametrů obou kanálů řetězce zpracování kvadrurních signálů. Tedy od zesilovačů signálu na fotodetektoru, až po A/D převodníky v bloku digitálního zpracování. Pro omezení šumu je vhodné doplnit digitální zpracování vstupních signálů o filtr typu dolní propust'.

3 VÝVOJ ELEKTRONIKY

Obsah kapitoly je zaměřen na přehled vyvinuté elektronické části zařízení. Jelikož se jedná na tento typ práce o poměrně rozsáhlé zařízení, budou představeny realizace pouze určitých významných dílčích bloků, a to zejména v podobě konkrétního řešení, blokových schémat a vývojových diagramů. Rozsah práce neumožňuje prezentovat triviální principy, jako např. ovládání znakového displeje, nebo objasňovat teoretickou funkční strukturu mikrokontroléru nebo hradlového pole. Z těchto principů budou blíže objasněna pouze z pohledu autora významná, zajímavá nebo netradiční řešení.

3.1 Komerční přístroje

Jak již bylo uvedeno v úvodu, zařízení je koncipováno s ohledem na konkurenceschopnost mezi komerčními měřicími systémy, proto je nezbytné provést alespoň přehledové srovnání parametrů zařízení, a tím stanovit jejich nejdůležitější minimální hodnoty.

V tabulce č. 3 jsou zaneseny parametry senzorů vybraných komerčně dostupných zařízení, ty vytváří prostor pro srovnání první části zařízení, sloužící pro měření indexu lomu vzduchu, představeného v další podkapitole. Pro srovnání části zpracování výstupních signálů homodynamního interferometru lze stanovit jako směrodatné parametry: rozlišení, rozsah měření, maximální rychlost posuvu optiky a obnovovací frekvenci výstupního signálu, případně typ sběrnice. Zařízení má umožňovat určitou univerzalitu, není tedy nutné při porovnání specifikovat parametry v návaznosti na vlastnosti použitého laserového zdroje nebo optického přijímače. V tabulce č. 7 jsou uvedeny výše uvedené parametry pro homodynamní interferometrické systémy, jsou rozebrány parametry nejběžnějších zařízení fy Renishaw a Limtek Laser, interferometry fy Excel Precision a Zygo používají heterodynamní detekci, nelze tedy přímo srovnávat jejich parametry v souvislosti s typem použité elektroniky. Jedná se o sestavy interferometrů pro obecné měření délkových posunutí, zejména pro kalibraci číslicově řízených obráběcích strojů. V tabulce jsou údaje srovnány při použití optiky a odrazným rovinným zrcadlem, tedy perioda interferenčního signálu je vázána na čtvrtinu vlnové délky laseru.

Veličina	Jednotka	Výrobce a typ zařízení	
		Limtek LS100	Renishaw XL-80
Rozlišení	nm	1,25	1
Rozsah měření	m	0 - 40	0 - 40
Max. rychlost posuvu	m·s ⁻¹	1	2
Obnovovací frekvence	kHz	neudáno	0,01 - 50
Typ sběrnice	-	Ethernet, USB, Wi-Fi	USB

Tab. 7 Porovnání hlavních parametrů v souvislosti se zpracováním interferenčních signálů [23], [37].

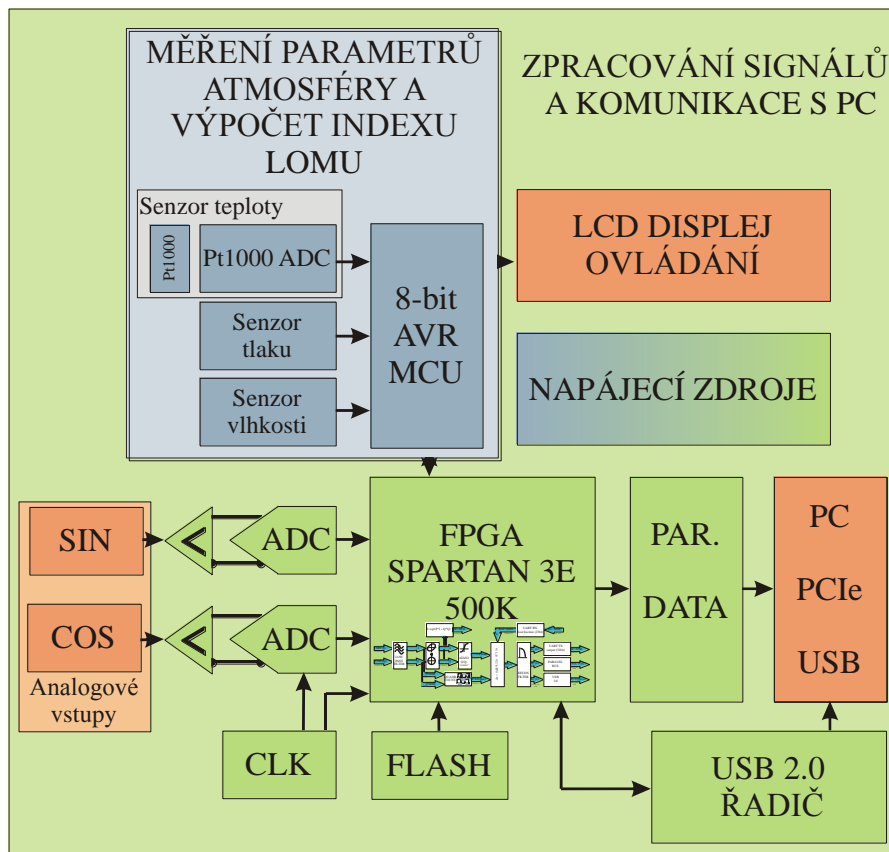
Z hodnot v tab. 7 lze vyvodit záměr, že je nutné vyvinout systém umožňující měření s rozlišením alespoň 1 nm, s rozsahem desítek metrů, umožňující rychlost posuvu optiky 2 m·s⁻¹, který je vybaven některou standardní sběrnici.

3.2 Blokové schéma funkce

Na obr. 3.1 jsou znázorněna bloková koncepce zařízení. Z hlediska funkčních bloků lze zařízení rozdělit do dvou částí.

První část tvoří tzv. jednotka „Meteostanice“, jejímž úkolem je obsluha senzorů teploty, tlaku a relativní vzdušné vlhkosti, výpočet aktuální hodnoty indexu lomu vzduchu, transfer těchto hodnot po sběrnici do druhé části zařízení a PC. Kromě toho ve finální realizaci prototypu navíc ještě konfiguruje některé další pomocné programovatelné obvody, jako např. generátor taktovacího kmitočtu.

Druhou část zařízení tvoří vysoce výkonný řetězec zpracování analogových výstupních signálů z přijímače interferometru. Hlavními komponentami jsou dva rychlé A/D převodníky s vysokým rozlišením pro digitalizaci těchto signálů a výkonný obvod FPGA, který realizuje jejich digitální zpracování. Dekódováním těchto signálů je v reálném čase získána velikost posunutí optiky interferometru, která je podle aktuální hodnoty indexu lomu vzduchu získané z prvního bloku korigována na skutečnou velikost. Číslíková hodnota posunutí optiky je s vysokým obnovovacím kmitočtem a přesností předávána osobnímu počítači k záznamu do paměti, případně k dalšímu následnému zpracování.



Obr. 3.1 Celkové blokové schéma finálního zařízení.

3.3 Jednotka „Meteostanice“

V průběhu řešení projektu byl navržen a realizován funkční prototyp zařízení s vysoce přesnými senzory pro měření parametrů atmosféry, výpočet indexu lomu a jejich záznam. Jednotka na fotografii v příloze A.8 byla využita pro měření viz kap. 1.2.7. a příloha A.3. Tento návrh byl zachován a pouze doplněn o další funkce využitě při realizaci finálního zařízení.

3.3.1 Senzory parametrů atmosféry

Měření teploty

Problematika měření teploty vzduchu je velmi komplikovaná, zejména díky velmi variabilním teplotním gradientům v prostoru. Nezřídka se teplota v místech vzdálených jen několik centimetrů prostoru liší až o několik desetin °C. Z hlediska požadovaných parametrů (přesnost, časová stabilita parametrů, doba odezvy (časová konstanta) a možnost kalibrace) je nejlepší možnou volbou použití kovového odporového teploměru. V tomto případě by připadalo v úvahu také použití senzoru na principu polovodičového termistoru, avšak z hlediska dlouhodobé stability a možnosti zaměnitelnosti se jeví použití platinového senzoru (obr. 3.2) výhodnější.



Obr. 3.2 Platinový senzor teploty Pt1000 [41].

Bylo zvoleno platinové ($TKR = 3850 \text{ ppm} \cdot \text{K}^{-1}$) čidlo Pt1000 (značení udává odpor 1000Ω při teplotě $0 \text{ }^\circ\text{C}$) realizované tlustovrstvou technologií na keramické destičce s drátovými vývody. Jedná se o senzor v nejlepší, běžně dostupné specifikaci přesnosti Y ($0,1 + 0,005 \cdot t \text{ (}^\circ\text{C)}$). K měření odporu čidla pro následný výpočet teploty z kalibračních konstant je využit přesný 24bitový A/D převodník typu AD7719 od fy Analog Devices. Je přesně specifikovaný pro tento účel a obsahuje stabilní proudový zdroj ($200 \mu\text{A}$) pro napájení čidla. Měřicí proud je dostatečně malý, nedochází tedy k ovlivnění měření vlastním zahříváním průchodem měřicího proudu, pro připojení senzoru k A/D převodníku je využito čtyřvodičové zapojení. Převodník je konfigurován mikrokontrolérem AVR prostřednictvím sběrnice SPI, je využito katalogové zapojení doporučené výrobcem, bližší informace v [42].

Linearizační funkce pro teploty větší než $0 \text{ }^\circ\text{C}$ [41]:

$$R(t) = R_0 \cdot (1 + A \cdot t + B \cdot t^2), \quad (3.1)$$

kde R_0 udává odpor při $0 \text{ }^\circ\text{C}$, t teplotu dle stupnice ITS90, konstanta $A = 3,9083 \times 10^{-3} \cdot \text{ }^\circ\text{C}^{-1}$, $B = -5,775 \times 10^{-7} \cdot \text{ }^\circ\text{C}^{-2}$, $R(t)$ udává odpor senzoru při dané teplotě.

Mikrokontrolér provádí výpočet odporu senzoru z napětí naměřeného A/D převodníkem na napěťovém páru vodičů, při předpokladu konstantního měřicího proudu. Prostým podílem získáme hodnotu odporu senzoru. Tato hodnota odporu je po případné aplikaci kalibračních konstant převedena pomocí inverzní funkce k uvedené rovnici 3.1 na hodnotu teploty. Bližší informace o programové obsluze jednotlivých senzorů budou uvedeny v kapitole 4.1.

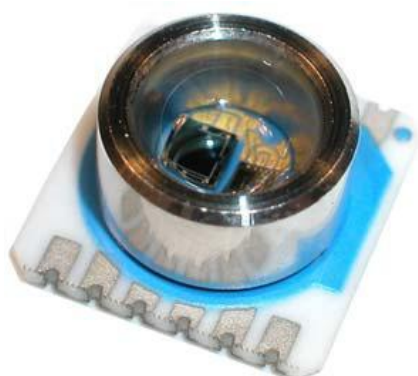
Tepelná setrvačnost samotného senzoru je zbytečně malá, což vnáší další nejistoty (kmitání) určení teploty vzduchu, proto je pro zvýšení tepelné kapacity a zvětšení povrchu opatřeno malým hliníkovým chladičem. Je možná případná dodatečná kalibrace řetězce senzoru a A/D převodníku pro teplotu 0 °C v ledové tříšti a bodu varu s přesnou hodnotou v závislosti na nadmořské výšce (změřeném tlaku). Odchyłka při 0 °C je brána jako offset a je odečítána z naměřené hodnoty odporu. Z rozdílu hodnot obou teplot a odporů lze ověřit a případně korigovat linearitu převodníku a senzoru.

Měření tlaku

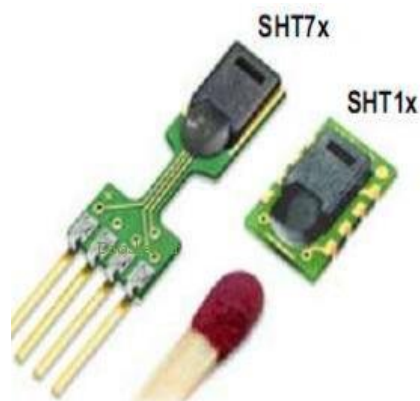
Pro měření tlaku byl po průzkumu nabídky integrovaných senzorů s digitálním výstupem zvolen senzor typu MS5534C (obr. 3.3) fy Intersema specifikovaný pro měření atmosférického tlaku resp. nadmořské výšky, jež je vybaven kalibračními konstantami výrobce uloženými v paměti. Doplnkovou funkcí pro teplotní kompenzaci vnitřního snímače je měření vnitřní teploty. Senzor vyžaduje externí taktování pravouhlym signálem se střídou 1:1 a frekvencí 32,768 kHz, které je v této aplikaci řešeno výstupem PWM kanálu mikrokontroléru. Zapojení i konfigurace senzoru jsou rovněž provedeny dle instrukcí výrobce, viz datasheet [43]. Absolutní přesnost měření v rozsahu 75 – 110 kPa je dle specifikace výrobce při aplikaci kalibračních konstant rovna typické hodnotě $\pm 0,15$ kPa, rozlišení naměřené hodnoty je rovno 0,01 kPa.

Měření relativní vlhkosti

Měření relativní vlhkosti je prováděno prostřednictvím integrovaného digitálního čidla Sensirion SHT75 (obr. 3.4). Toto rovněž obsahuje integrované měření teploty pro přesný výpočet relativní vlhkosti z dat ze senzoru, teploty uvnitř senzoru a kalibračních konstant zapsaných ve vnitřní paměti. Komunikační sběrnice je speciální, nekompatibilní modifikace sběrnice I²C, v realizovaném zařízení je ale připojena na tuto sběrnici spolu s dalším obvodem generátoru taktovacích kmitočtů, což přináší menší komplikace při konfiguraci. Typická absolutní přesnost měření v rozsahu 10 – 90 % relativní vlhkosti je $\pm 1,8$ % s rozlišením 0,05 %. Datasheet senzoru, viz [44].



Obr. 3.3 Senzor Intersema MS5534C [43].



Obr. 3.4 Senzor Sensirion SHT75 [44].

3.3.2 Souhrnná specifikace jednotky „Meteostanice“

Zařízení je sestaveno z řídicího modulu s mikrokontrolérem a senzory, napájecího zdroje, externího převodníku UART/USB a ISP programátoru. Jeho úkolem je konfigurace a čtení výstupů senzorů, výpočet indexu lomu dle zvoleného tvaru Edlénovy formule, zobrazení všech veličin na LCD displeji a jejich předání do PC, příp. komunikace s dalšími zařízeními po sběrnici UART, SPI nebo TWI (I²C).

Zjednodušený vývojový diagram programu pro mikrokontrolér jednotky „Meteostanice“ využitý ve finálním zařízení, viz kap. 4.1.

Tento konkrétní realizovaný vzorek „Meteostanice“ je v současné době využíván na ÚTEE jako měřicí přístroj pro parametry vzduchu u různých typů laboratorních experimentů. Jak již bylo uvedeno, ve finální realizaci elektroniky je návrh převzat pouze s drobnými úpravami.

Technická specifikace jednotky „Meteostanice“:

Absolutní přesnost měření parametrů vzduchu, typ senzoru:

- **Teplota** v rozsahu 0 – 40 °C: $\pm 0,1$ °C s rozlišením 0,01 °C. Odporový teploměr Pt1000, čtyřvodičové připojení, měření A/D převodníkem Analog Devices AD7719 určeným pro tyto aplikace.
- **Tlak** v rozsahu 75 – 110 kPa: $\pm 0,15$ kPa s rozlišením 0,01 kPa. Tlakový senzor Intersema MS5534C s digitálním výstupem na sběrnici SPI, kalibrací od výrobce a kompenzací dle vnitřní teploty.
- **RV** v rozsahu 10 – 90 %: $\pm 1,8$ % s rozlišením 0,05 %. Senzor vlhkosti vzduchu Sensirion SHT75 s digitálním výstupem na modifikovanou sběrnici TWI, kalibrací od výrobce a měřením vnitřní teploty potřebné pro výpočet relativní vlhkosti.

Specifikace dalších obvodů a vlastností:

- 8bitový mikrokontrolér [45] Atmel ATmega128A se 128 kB flash pamětí, programovatelný přes ISP nebo JTAG rozhraní.
- Převodník UART/USB založený na obvodu FTDI FT232 pro komunikaci s PC.
- Přenos dat přes rozhraní USB a program Hyperterminal, ukládání ve formátu textových dat oddělených středníkem (.csv).
- Výpočet indexu lomu dle normovaného tvaru Edlénovy formule, obnovovací perioda signálu z čidel a výpočtu indexu lomu je cca 2 – 3 s (ostatní komerční zařízení udávají 5 – 7 s).
- Znakový LCD displej se standardním řadičem HD44780, 4 řádky po 20ti znacích. Výpis veškerých parametrů senzorů.
- Stejnoseměrné napájecí napětí zdroje v rozsahu 6 – 35 V, proudový odběr max. 35 mA.

3.4 Blok zpracování interferenčních signálů

Rovněž realizaci finálního návrhu a vzorku řetězce zpracování vstupních analogových signálů předcházelo ověření některých dílčích bloků. Byl realizován zvláštní modul zahrnující A/D převodníky vč. podpůrných obvodů pro ověření jejich správné funkce a např. vyladění převodních a kmitočtových charakteristik vstupního zesilovače – driveru A/D převodníku. Některé algoritmy a principy byly ověřeny na vývojové desce s programovatelným logickým obvodem CPLD ještě před finální realizací elektroniky založené na obvodu FPGA.

3.4.1 Blok digitalizace

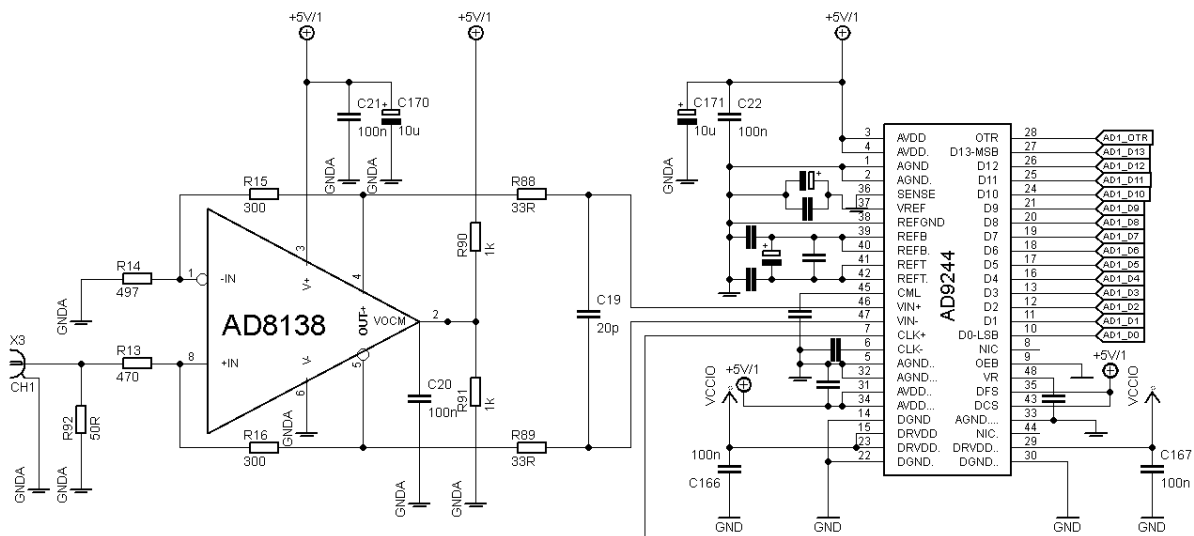
Hlavním úkolem následujícího bloku je digitalizace dvou vstupních analogových kanálů, výstupů přijímače interferometru, jež převádí optickou intenzitu vstupních optických svazků na elektrické napětí. Vstup bloku je přizpůsoben zjištěným parametrům použitého přijímače, viz kapitola 2.2.1.

Požadovaná specifikace je tedy následující:

- Kmitočtový rozsah: DC až 20 MHz.
- Vstupní impedance: 50 Ω , stejnosměrná vazba.
- Maximální vstupní napětí: cca 3 V_{p-p} s možností dodatečného nastavení.
- Rozlišení převodníku: min. 12 bitů, viz požadovaná přesnost algoritmu zpracování CORDIC v grafu na obr. 2.17.

Vlastní realizace

V souladu s požadavky bylo vyvinuto následující zapojení. Na obr. 3.5 nalezneme jeden ze dvou shodných kanálů řetězce pro digitalizaci. Jedná se o vysoce výkonný A/D převodník s rozlišením 14 bitů při maximální taktovací frekvenci 65 MHz, zdroj hodinového kmitočtu je programovatelný syntezátor. Převodník je doplněn vstupním driverem pro impedanční oddělení, umožňuje převést single-ended vstup na diferenciální vstup A/D převodníku a pomocí rezistorů nastavit zisk stupně. Návrh je založen na zapojení doporučeném výrobcem těchto obvodů.



Obr. 3.5 Schéma zapojení celého bloku A/D převodníku.

Vzorkovací teorém

Vzhledem k charakteru vstupních signálů nebyl použit další vložený anti-aliasingový filtr. Výstupní signály přijímače jsou značně kmitočtově omezené, jednak vlastností přijímače (malá šířka pásma, nepozorovatelné zkreslení vyššími harmonickými) a jednak téměř nereálným vybuzením takto vysokých kmitočtů rychlým pohybem optické soustavy. RC článek zapojený mezi driver A/D převodníku a vlastní převodník tvoří dolní propust prvního řádu. Vložením dalších prvků do zpětné vazby by bylo možno vytvořit filtr druhého řádu, nicméně díky výše popsaným předpokladům a výsledkům měření kmitočtové charakteristiky vstupního driveru toto nebylo nutné. Vstupní signály nemohou a nedosahují horního kmitočtu Nyquistova pásma 32,5 MHz.

A/D převodník

Pro vzorkování vstupních analogových signálů je využito výrobcem doporučené zapojení A/D převodníků typu AD9244-65 výrobce Analog Devices. Tento typ převodníku vyhovuje nároku na vysoké požadované rozlišení při vysokých taktovacích kmitočtech. Bližší specifikace, viz datasheet [46].

Hlavní parametry převodníku jsou:

Rozlišení:	14 bitů.
Poměr S/N:	větší než 73 dBc při 65 MHz.
Diferenciální vstupní napětí:	1 V_{p-p} nebo 2 V_{p-p} .
Taktovací vstup:	single ended nebo diferenciální, 500 kHz – 65 Mhz, stabilizace střidy.
Zpoždění výstupních dat:	8 period hodinového signálu.
Napájecí napětí:	analogové části 5 V, oddělené od digitální 3,3 V nebo 5 V. Integrovaný zdroj referenčního napětí, možnost připojení externí reference.
Digitální výstup:	volitelný formát – dvojkový doplněk nebo přímá binární hodnota s offsetem, indikace překročení rozsahu.

V aplikaci převodníku je referenční napětí odvozeno od vnitřní reference (1 V) s nastaveným ziskem 2x. Vstupní driver i analogová část A/D převodníku je napájena nesymetricky napětím 5 V, toto diferenciální napětí na vstupech převodníku je symetrické kolem rezistory u obou součástek nastaveným středním napětím $V_{OCM} = 2,5$ V. Signál na vstupech převodníku tedy nabývá maximálně velikosti mezi 2 až 3 V, vztažené k analogové zemi, diferenciálně pak ± 1 V, tedy maximální vstupní mezivrcholová diferenciální hodnota napětí na vstupu převodníku je 2 V. Pro většinu aplikací je žádoucí rozsah upravit tak, aby jednak nebyl překročen maximální rozsah převodníku a také aby byl využit pokud možno celý dynamický rozsah A/D převodníku, viz následující popis vstupního zesilovače – driveru. Převodník je v aplikaci nastaven pro výstupní číselnou reprezentaci ve formátu dvojkového doplněku, jež přímo koresponduje s datovým formátem STD_LOGIC_VECTOR jazyka VHDL pro hradlová pole. Obvody pro napájení a taktování jsou stručně popsány v kapitole 3.4.2.

Driver A/D převodníku

Předřadný driver pro A/D převodník sdružuje více funkcí. Impedančně odděluje analogový obvod od vstupu převodníku, provádí přizpůsobení a libovolnou úpravu napěťových úrovní (na rozdíl od převodního transformátoru může být stejnosměrně vázaný), umožňuje převod mezi single-ended a diferenciální sběrnici. Použitý typ AD8138 je navržen pro konverzi single-ended vstupu na diferenciální výstup. Bližší specifikace, viz datasheet [47].

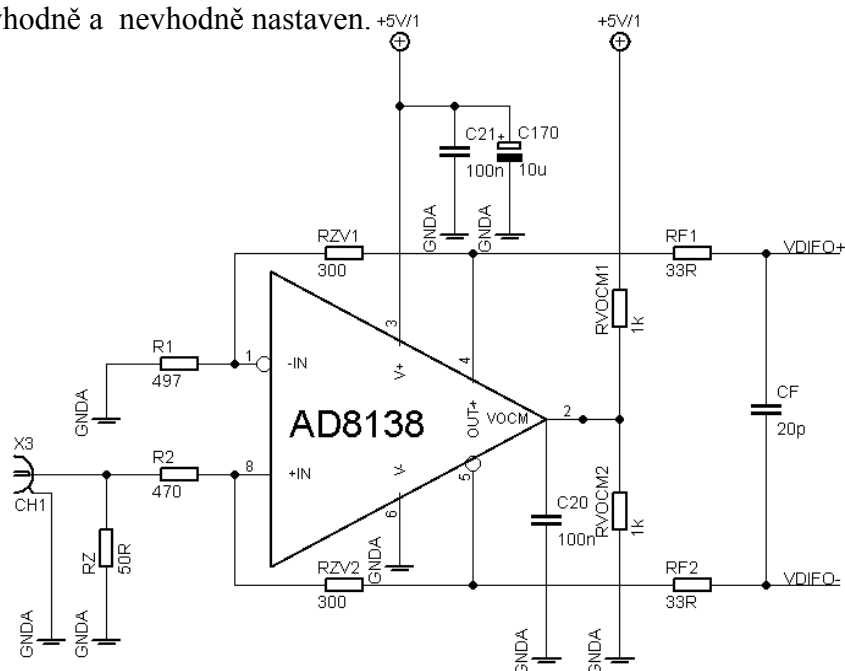
Hlavní typické parametry zvoleného typu AD8138:

Šířka pásma:	320 MHz při zisku 1x.
Rychlost přeběhu:	1150 V/ μ s.
SFDR:	- 85 dBc při 20 MHz.
Napěťový offset:	1 mV, možnost vynulování.
Napájecí napětí:	2,7 – 11 V, klidový proud cca 20 mA.

Návrh obvodu driveru

Návrh obvodových prvků příslušejících k zapojení driveru byl proveden pomocí programu ADI Diff-Amp Calculator[®], který je volně k dispozici na webových stránkách výrobce [48]. Nástroj umožňuje snadný a intuitivní návrh součástek dle zvoleného typu zesilovače, požadovaného zisku, šířky pásma, impedancí na vstupu a výstupu, navíc s analýzou výkonových a šumových poměrů a míry zkreslení.

Pro použité zapojení (obr. 3.6) je z pohledu jeho převodní charakteristiky poměrně kritické nastavení jeho pracovních charakteristik pomocí externích rezistorů. Zejména je nutné, aby výstupní impedance zdroje signálu byla blízká 50 Ω , v opačném případě dojde k porušení shodného napětí na invertujícím a neinvertujícím vstupu a v důsledku toho má výstupní diferenciální stejnosměrné napětí nenulovou hodnotu, tedy offset. Rovněž pouze velmi shodná hodnota odporů rezistorů RZV1 a RZV2 zaručí shodný zisk pro obě polarities vstupního napětí. Efekt těchto nevhodných nastavení je znázorněn na obrázku v příloze A.9, jedná se o reálná měření převodní charakteristiky celého bloku, tedy driveru a A/D převodníku v situacích, kdy je pracovní bod vstupního zesilovače vhodně a nevhodně nastaven.



Obr. 3.6 Driver A/D převodníku AD8138.

Kmitočtová amplitudová a fázová charakteristika driveru

V grafu přílohy A.9 je vykreslena změřená amplitudová charakteristika přenosu napětí driveru AD8138 v navrženém zapojení, dále zde najdeme časové průběhy všech napětí při tomto měření. Mezní kmitočet poklesu přenosu (-3 dB) je přibližně 15 MHz, pro -10 dB cca 30 MHz, zisk v pásmu DC – 10 MHz: $-4 \text{ dB} \approx 0,63x$. Měření probíhalo s odpojeným A/D převodníkem, oba vstupní piny diferenciálního vstupu převodníku vykazují další přidanou paralelní kapacitu cca 10 pF [46], mezní kmitočty tedy v kompletním zapojení budou mírně nižší. Výsledky měření druhého kanálu jsou dle očekávání téměř totožné.

Naměřené hodnoty fázového posuvu na vybraných kmitočtech (tab. 8):

Kmitočet (MHz)	Fázový posuv (°)
do 5	0
10	7
15	91
20	118
30	167

Tab. 8 Fázový posuv vstupního zesilovače na vybraných kmitočtech.

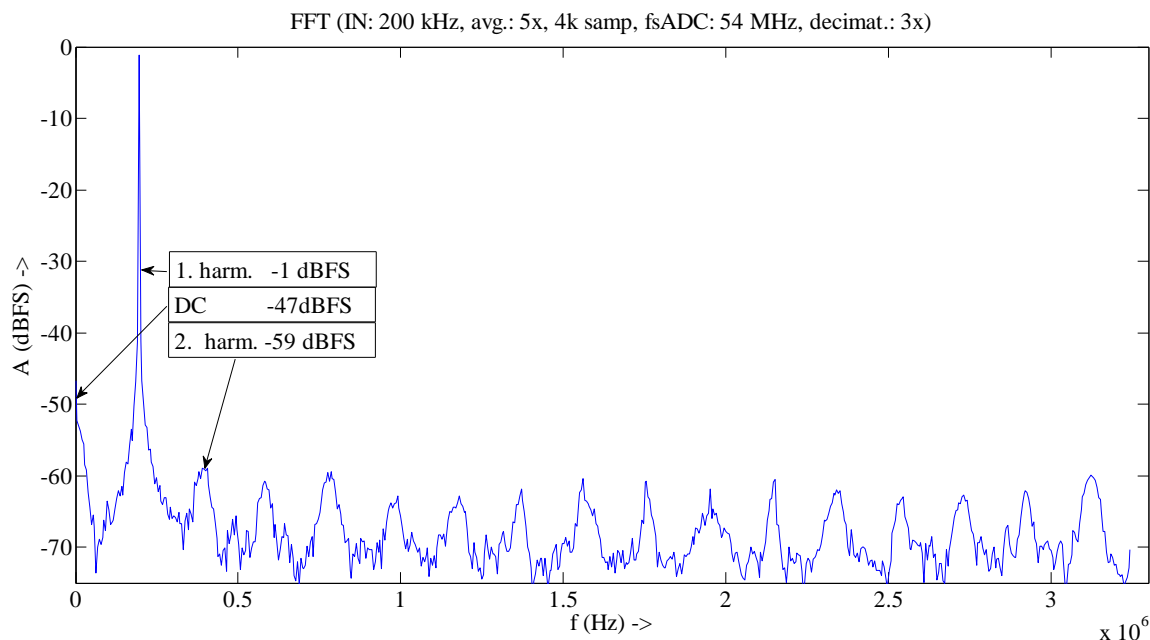
Analýza výstupního spektra

Pro ověření správné funkce bloku digitalizace je vhodné ověřit jeho výstupní spektrum. Vysoká úroveň šumu, případně nežádoucí spektrální složky s vysokou amplitudou indikují nesprávnou konfiguraci převodníků, špatné nastavení pracovních bodů driverů (zkreslení, limitace), nevhodně navrženou DPS. Metody pro testování A/D převodníků jsou uvedeny např. v článku [49]. Spektrum výstupních dat převodníku lze získat výpočtem FFT při dodržení postupů uvedených v tomto pramenu uvedených.

Na obr. 3.7 je příklad výstupního spektra získaného zpracováním záznamu výstupních dat A/D převodníku v prostředí Matlab[®]. Vodorovná osa reprezentuje kmitočet spektrálních složek, svislá osa jejich úroveň vztaženou k úrovni odpovídající plnému rozsahu (dBFS). Jedná se o průměr 5 výpočtů FFT ze 4000 vzorků. Kmitočet vstupního harmonického signálu z generátoru byl roven 200 kHz, s úrovní 1 dB pod maximální hodnotou rozsahu převodníku, taktovací kmitočet převodníku 54 MHz. Výstupní data převodníku byla jednoduchým algoritmem v FPGA decimována faktorem 3, z důvodu nutnosti přizpůsobit obnovovací kmitočet těchto dat (54 MHz) maximálnímu kmitočtu použité digitální měřicí karty (20 MHz), prostřednictvím které byl záznam pořízen.

Pro tato měření v souladu s [49] je nutné použít generátor s čistým výstupním spektrem doplněný strmým DP filtrem s mezním kmitočtem o hodnotě cca 110 % první harmonické. Zejména pro převodníky s vysokým rozlišením (12 a více bitů) je tato podmínka nutná. Její nedodržení při tomto měření má za následek zhoršení odstupu rušivých složek od složky užitečné. Naměřená, resp. vypočítaná hodnota odstupu druhé harmonické cca 60 dB neodpovídá teoretické hodnotě pro odstup SNR 14bitového převodníku, ani hodnotě zaručené v katalogovém listu převodníku [46]. Zde tato hodnota odpovídá odstupu vyšších harmonických 60 dB udávaných výrobcem pro použitý generátor Agilent 32250A.

Pro získání odpovídajících výsledků by bylo nutné provést měření se signálem z kvalitnějšího generátoru. Hlavním cílem tohoto měření nebylo přímo testování použitého převodníku z hlediska ověření efektivního počtu bitů, velikosti šumu apod., nýbrž pouze rychlé vyloučení případného závažného narušení funkčnosti, nebo nevhodného návrhu celého bloku digitalizace signálů.



Obr. 3.7 Analýza spektra digitalizovaného vstupního harmonického signálu.

Na obhajobu ne zcela vhodně provedeného měření je nutno uvést, že i kdyby zjištěný odstup rušivých složek (díky použitému generátoru 60 dB) měl právě tuto hodnotu, je pro aplikaci více než dostatečný. Jen samotné zkreslení výstupních signálů přijímače interferometru a úroveň šumu již při pohledu na osciloskop v časové oblasti dosahuje subjektivně velikosti minimálně jednotek procent.

3.4.2 Hradlové pole FPGA

Již z parametrů digitálních výstupů A/D převodníků je zřejmé, že jedinou použitelnou možností zpracování těchto signálů je použití rychlého programovatelného obvodu typu FPGA. Prostým výpočtem vstupního datového toku získáme hodnotu blížící se téměř 2 Gbit/s. Obvody FPGA běžně umožňují zpracování takového datového toku i při použití poměrně složitých algoritmů se spotřebou maximálně v řádu jednotek W, v závislosti na obsazení struktury, a to i při hodinových kmitočtech pohybujících se pro obvody zvolené kategorie v hodnotách až 300 MHz.

Výběr konkrétního obvodu FPGA, stručná charakteristika

Požadovaný rozsah vnitřní struktury obvodu byl zvolen orientačně se značnou rezervou, na základě simulací implementace hlavních použitých algoritmů, jež byly dříve ověřeny v obvodu typu CPLD. Velikost struktury lze popsat pomocí tzv. funkčních bloků, makrobuněk nebo v případě tohoto výrobce Xilinx počtem tzv. systémových hradel. Pro výrobu a osazení prototypu bylo žádoucí použít obvod v pouzdře s drátovými vývody.

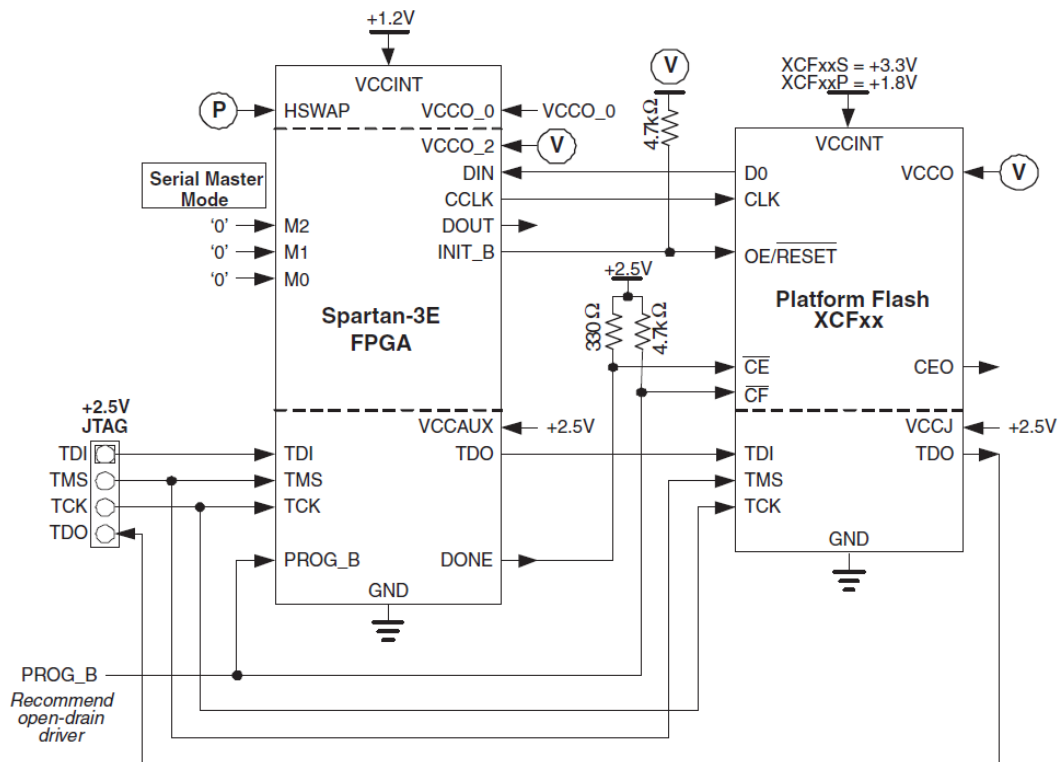
V řadě ekonomických obvodů pro obecné aplikace byl vybrán obvod řady Spartan 3E s 500 tis. systémovými hradly (10476 logických buněk) v pouzdře s PQ208 zaručující pro tuto aplikaci dostatečný počet I/O portů a možnost osazení i ručním pájením. Obvod bude konfigurován z paměti typu flash přizpůsobené výrobcem pro daný typ obvodu, pro konfiguraci a ladění bude využito programovací rozhraní JTAG.

Obvody z rodiny Spartan 3E představují ekonomickou volbu pro velkosériové i prototypové aplikace. Jsou podporovány všechny nástroje balíku Xilinx ISE, včetně generátoru IP bloků, ladění pomocí ChipScope a embedded mikrokontrolérů MicroBlaze a PicoBlaze. Bližší informace viz [50].

Konfigurace, programování

Obvody FPGA, na rozdíl od nevolatilních CPLD po odpojení napájení ztrácejí svoji konfiguraci. Při každém připojení napájení je nezbytné obvody znovu nakonfigurovat. Při ladění např. na vývojové desce je možné konfiguraci provádět po každém resetu znovu přes JTAG programátor, např. Xilinx Platform Cable USB. Ve vestavěné aplikaci toto není možné a je nutné z některé nevolatilní paměti načíst konfigurační soubor. Pro tento účel jsou nejčastěji používány sériové nebo paralelní flash paměti, případně lze FPGA konfigurovat externě např. pomocí mikrokontroléru. Mód, který je pro konfiguraci zvolen, je nastaven nejčastěji pomocí propojek na pinech k tomu určených, např. v doporučeném zapojení na obr. 3.8 jsou to piny M0 – M2.

V této konkrétní aplikaci je využita paměť Platform Flash, která je dodávána přímo výrobcem FPGA a je tak zaručena bezproblémová funkčnost. Jedinou nevýhodou je pouze mírně vyšší cena oproti běžným sériovým flash pamětem. Paměť je zapojena do řetězce JTAG, při programování FPGA lze přímo vygenerovat také obsah paměti se zvoleným parametrem konfigurace FPGA z flash. Po následujícím resetu je obvod FPGA vždy nakonfigurován z této paměti, tedy dokud nedojde k jejímu přepsání, resp. vymazání.



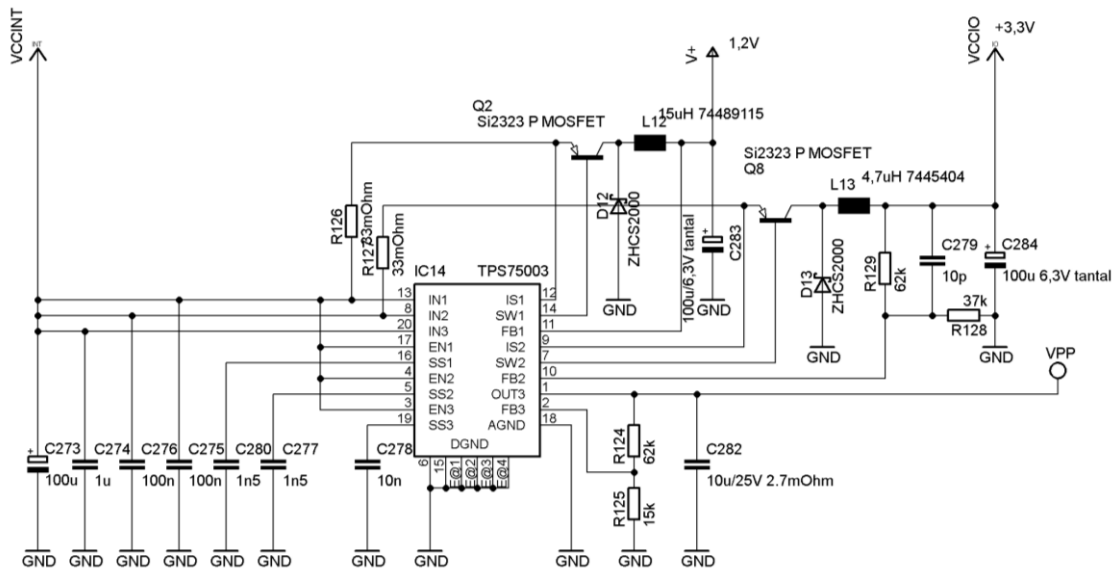
Obr. 3.8 Konfigurace FPGA z výrobcem doporučené flash paměti [50].

Pro zvolený typ obvodu FPGA s téměř dvojnásobnou rezervou vyhoví konfigurační paměť o datové kapacitě 4 Mbytes (označení XCF04S)[51]. Do této paměti lze dále ukládat další uživatelská data, např. uložení programu pro embedded mikrokontroléry (PicoBlaze apod.) v jádře FPGA.

Napájení FPGA

Obvody FPGA vyžadují vícenásobné napájecí zdroje. Pro napájení vnitřní struktury napětí kolem 1 V dimenzované na proudový odběr několik jednotek ampérů. Další, zpravidla vyšší napětí jsou potřebná pro napájení výstupních banků, resp. budičů jednotlivých výstupních pinů. V rámci jednoho banku mají do něj spadající piny shodné napájecí napětí a musí tedy používat standard portu se stejným napětím.

Tato aplikace využívá pro napájení DC-DC měnič přesně specifikovaný pro tento konkrétní obvod FPGA od výrobce Texas Instruments, typ TPS75003[52]. Měnič poskytuje potřebná napájecí napětí, dostatečně proudově dimenzovaná i pro napájení dalších periferií. Jádru FPGA využívá napětí 1,2 V s max. proudem 3 A, další napájecí napětí, pro výstupní porty je 3,3 V s možností zatížení rovněž 3 A. V tomto měniči je navíc integrován nastavitelný lineární stabilizátor pro potřebu případného napájení některých banků jiným napětím (zde 2,5 V s proudovým omezením do 0,3 A). Na obr. 3.9 je konkrétní obvodové zapojení uvedeného měniče. Jde o snižující DC-DC měnič s externími spínači.



Obr. 3.9 Měnič pro napájení FPGA.

Použití výrobcem ověřeného zapojení je bezproblémové, k fatální chybě tedy může dojít pouze nevhodným návrhem DPS, nebo nedodržením parametrů externích součástek. U měničů bývá často kritický výběr filtračních kondenzátorů na jejich výstupech. V současné době měniče neřídka pracují na kmitočtech stovek kHz až jednotek MHz, s proudovým zatížením jednotek až desítek ampér, dostatečné proudové dimenzování kondenzátoru s ohledem na ESR je nezbytné. Nevhodná, vysoká hodnota ekvivalentního sériového odporu způsobuje nárůst tepelných ztrát, zhoršenou funkci obvodu a v extrémním případě i destrukci kondenzátoru.

Taktování

Téměř všechny digitální obvody mají integrovaný nebo vnější zdroj taktovacích impulsů. Pole FPGA vyžaduje, mimo okamžik konfigurace, kdy je tato sekvence taktována z interního oscilátoru, připojení vnějšího oscilátoru.

Jelikož obvod je navržen pro funkci s kmitočtem hodin i několika stovek MHz a vnější taktování přímo takto vysokým kmitočtem by bylo nevhodné, je nutné generovat tento kmitočet uvnitř struktury. K tomu slouží syntezátory hodinového kmitočtu zvané také jako PLL, nebo DCM pro použitý obvod Xilinx. Určité piny obvodu jsou přizpůsobeny k připojení vnějšího krystalového oscilátoru s kmitočtem jednotek až desítek MHz (často 48 nebo 50, 100 MHz), tento kmitočet je dále násoben, příp. dělen, invertován nebo fázově posunut právě integrovanými moduly DCM. Dle velikosti obvodu může být integrovaných DCM (PLL) i více, lze tak vytvořit zdroj hodinového kmitočtu s velkým množstvím volitelných parametrů dle potřeb implementovaných algoritmů.

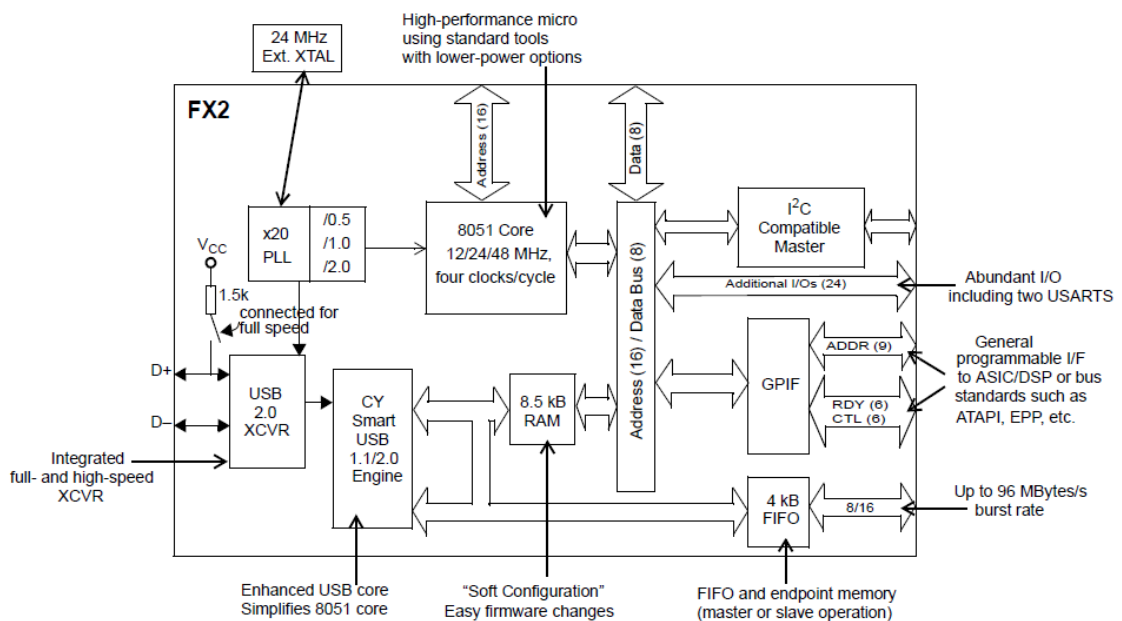
Nastavení modulu DCM se pro obvody Xilinx provádí vložením vygenerované komponenty, u které je možno snadno nastavit požadované parametry pomocí průvodce s grafickým rozhraním (core-generátor)[53].

V této aplikaci je pro externí taktování A/D převodníků a FPGA použit programovatelný syntezátor hodin Texas Instruments CDCE925 [54], řízený po sběrnici I²C mikrokontrolérem AVR. Použitím tohoto speciálního obvodu s 5 výstupy (2 x 65 MHz pro A/D převodníky, 1 x 65 MHz, 1 x 48 MHz a 1 x 12 MHz pro FPGA) jsou zaručeny odpovídající parametry taktovacích signálů (optimalizace pro potlačení tzv. fázového šumu), odpadá nutnost použití zvláštních oscilátorů pro každý obvod. Tyto 3 kmitočty připojené do FPGA jsou dále upraveny uvedenými bloky DCM na požadované parametry, např. nejvyšší kmitočet 250 MHz taktování synchronního algoritmu pro výpočet fázového úhlu. V případné další revizi návrhu elektroniky by tento obvod zajišťoval také taktování obou mikrokontrolérů.

3.4.3 Řadič USB 2.0

Hlavním důvodem pro implementaci sériové sběrnice USB je její dostupnost ve všech PC a dalších mobilních zařízeních. Předností rozhraní je jeho univerzalita a pro hardwarovou realizaci také snadná dostupnost kompletních převodníků a transceiverů pro fyzickou vrstvu. Často používané převodníky USB/RS232 představují nejjednodušší řešení s omezenou rychlostí, vzhledem k požadavku na vysoký datový tok je ale nutné použít rozhraní ve specifikaci High-speed s datovou propustností 480 Mbit/s. Datový přenos je realizován na jednom diferenciálním parů vodičů, kmitočet digitálního signálu je až 480 MHz. Fyzickou vrstvu tedy nelze realizovat přímo v hradlovém poli, je nutné použít řadič s integrovanou vysokorychlostní částí (budiče sběrnice), řízením přenosu atd.

Byl zvolen řadič Cypress CY7C68013A [55] sdružující vysokorychlostní elektroniku pro buzení linky, řízení přenosu, integrovaný mikrokontrolér na bázi 8051 a další pomocné obvody (např. PLL). Data jsou přenášena prostřednictvím vyrovnávacích registrů typu FIFO, do kterých lze přes několik datových a řídicích linek přímo zapisovat data za účelem odeslání po sběrnici. Celkovou koncepci nejlépe vystihuje blokové schéma katalogu výrobce (obr. 3.10) [55]:



Obr. 3.10 Blokové schéma USB řadiče řady EZ-USB FX2 [55].

Popsaný obvod řady EZ-USB FX2 je dostupný v pouzdrech s 56, 100 a 128 vývody. Větší obvody umožňují řízení více parametrů přes větší počet linek. Pro tuto aplikaci byl zvolen nejmenší obvod v pouzdře SSOP56, jednak kvůli menší prostorové náročnosti na DPS a pak také kvůli nedostatečnému počtu volných I/O linek FPGA pro zajištění takovéto komunikace. Princip funkce a programová obsluha je i přes snahu o maximální zjednodušení této koncepce poměrně komplikovaná, pro řízení přenosu bude využito hotové univerzální jádro určené pro implementaci do libovolného FPGA [55], na straně PC bude sběr dat zajišťovat demonstrační aplikace dostupná od výrobce obvodů.

3.5 Digitální měřicí karta do PC

Pro záznam výstupních dat ze zařízení byla zvolena digitální měřicí karta do PC. I přesto, že pro budoucí vývoj je implementováno High-speed USB rozhraní a je možné připojit i např. Bluetooth[®] modul pro přenos dat do mobilních zařízení, výhody paralelní sběrnice jsou zřejmé. Zejména jednoduchost programové implementace a možnost využití karty pro ladění v průběhu vývoje. Obslužný algoritmus paralelní sběrnice zajišťuje pouze synchronní zápis dat vnitřního signálu na tuto sběrnici a s definovaným zpožděním aktivaci "trigger" signálu. Tento signál nejlépe vystihuje slovní spojení "pokyn kartě ke čtení vstupů".

Konfigurace zařízení umožňuje volbu obnovovací frekvence výstupních dat vč. signálu "trigger" tak, aby bylo možné volit optimální vzorkování v závislosti na prováděném experimentu. Vzhledem k velmi vysokému obnovovacímu kmitočtu až 20 MHz by byl záznam dat při déletrvajících experimentech z důvodu jejich velkých objemů nereálný. Rovněž je možno volit ze dvou módů paralelního výstupu, a to buď absolutní hodnota výstupní polohy optiky bez korekce dle indexu lomu vzduchu, nebo data ve formátu single-precision float reprezentující rozdíl současné – předchozí hodnoty s korekcí dle aktuální hodnoty indexu lomu vzduchu. Toto je třeba brát v úvahu při dalším zpracování zaznamenaných dat.

3.5.1 Adlink PCIe-7300A

Pro tuto aplikaci byla pořízena digitální měřicí karta Adlink PCIe-7300A pro sběrnici PCIexpress. Její určení nejlépe vystihuje označení výrobce [56]:

"PCIe-7300A je vysokorychlostní digitální vstupně/výstupní karta obsahující 32 digitálních vstupně/výstupních kanálů. Návrh pro vysoký výkon a pokročilost technologií činí tuto kartu ideální volbou pro širokou škálu aplikací, jako například vysokorychlostní přenos dat, vzorkování a generování digitálních signálů, nebo logický analyzátor".

Vybrané specifikace [56]:

- 32 I/O linek ve dvou 16bitových portech, nezávisle nastavitelné.
- Napětíové úrovně vstupů/výstupů 5 V TTL.
- Zakončovací odpory impedance portů 111 Ω odpovídají impedanci předepsaného typu kabelu.
- Maximální kmitočet 20 MHz, datový tok 80 MB/s.
- 64 kB vyrovnávací FIFO paměti.
- Další linky pro řízení přenosu, 4x vstupní a 4x výstupní navíc.
- Přenos dat s taktováním interním, externím, handshaking.
- 100pinový externí konektor typu SCSI-II.
- Podpora Windows 7/Vista/XP/2000 a Linux.
- Dodaný kompletní SW + ovladače pro Matlab, VEE, LabVIEW.
- Dostupnost knihoven pro vývoj vlastních aplikací v C++.

Cena této karty vč. 2m kabelu ve specifikaci 100-pin SCSI-II je příznivá, činí přibližně 25 tis. Kč vč. DPH.

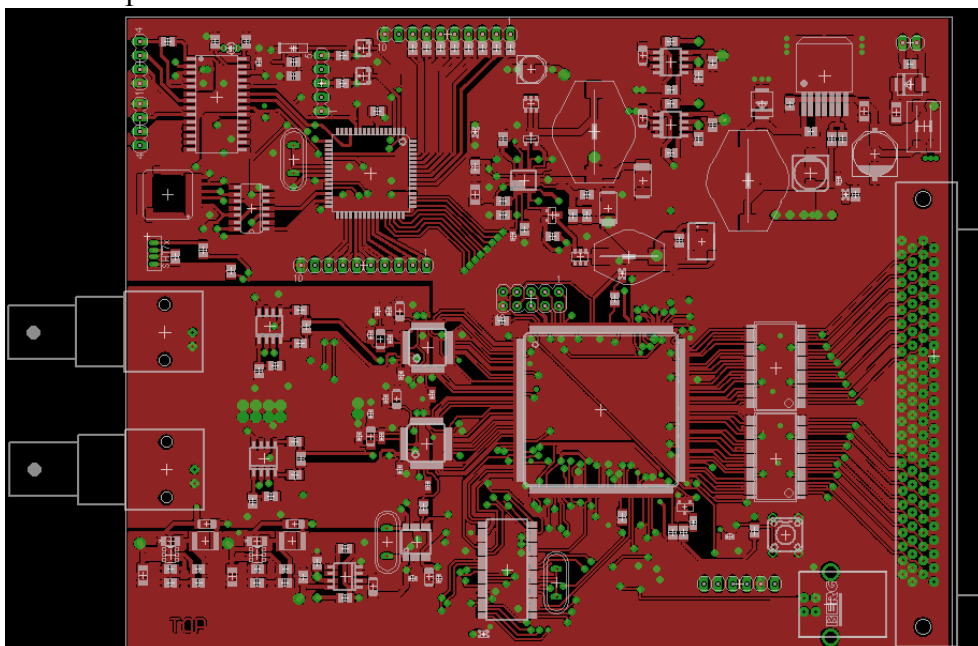
3.6 Realizace prototypu elektroniky

Po ověření správnosti celé koncepce a vyladění některých dílčích bloků na testovacích prototypích, jimiž byla např. jednotka "Meteostanice", bloky A/D převodníků a vývojová deska s CPLD pro ověření funkce některých algoritmů, bylo přistoupeno k realizaci finálního prototypu na jedné DPS.

Moderní elektronické obvody téměř vždy vyžadují realizaci na vícevrstvých DPS. Důvodem je zejména vysoká hustota spojů, optimalizace jejich vedení a potřeba definované impedance (mikropáskové vedení nad zemní plochou), stínění a dodržení nároků v oblasti EMC. V současné době se téměř výhradně využívá technologie povrchové montáže, té je využito také při realizaci prototypu elektroniky. Pouze všechny konektory jsou typu pro montáž skrz desku.

Pro prototypovou výrobu často nelze z cenových a technologických důvodů realizovat výrobu desky v nejvyšších konstrukčních třídách nebo desky s tzv. slepými nebo utopenými děrami, rovněž výběr tloušťky laminovaných vrstev, jejich pokovení, případná povrchová úprava, potisk a nepájivé masky nelze volit. Pro výrobu DPS prototypu byl využit zvýhodněný program výrobce desek s omezenými technologickými možnostmi, který je výhodný právě pro kusovou, prototypovou výrobu. Návrh této DPS byl přizpůsoben právě těmto požadavkům, jedná se o čtyřvrstvou desku o rozměrech cca 150 x 115 mm. Materiál desky je laminát specifikace FR4, plátování mědi o tloušťce 18 μm , celková tloušťka desky činí 1,5 mm a je opatřena zelenou nepájivou maskou. Pájecí plošky jsou povrchově upraveny HAL technologií. Skladba vrstev desky je volena dle běžných zvyklostí, tedy vnější vrstvy se signálovými spoji, vnitřní vrstva napájecí a nepřerušovaná zemní plocha. Návrh a volba součástek byla přizpůsobena záměru osazení desky ručním pájením.

Na obr. 3.11 je znázorněn osazovací výkres horní strany DPS, vč. obrazce spojů této vnější vrstvy. Osazen a oživen byl již první vyrobený vzorek desky, který sice obsahoval několik chyb způsobených již v návrhu, nicméně ty se podařilo včas opravit. Osazenou desku se povedlo oživit a naprogramovat, resp. využít k ladění firmwaru bez jakýchkoli komplikací.



Obr. 3.11 Horní (TOP) vrstva a osazovací plán této vrstvy DPS prototypu.

4 VÝVOJ SOFTWARE

4.1 Blok „Meteostanice“

Pro řízení všech senzorů a dalších periférií byl zvolen 8bitový mikrokontrolér Atmel ATMega128A. Jedná se o jeden z pohledu velikosti paměti a množství periférií nejlépe vybavených procesorů řady AVR ATMega. Programování je zajištěno přes rozhraní ISP, jejímž připojením k programátoru a zápisem .hex souboru s konfigurací je provedeno jeho naprogramování. Program pro mikrokontrolér AVR byl vytvořen v prostředí AVR Studio 5 dodaném zdarma výrobcem, v programovacím jazyce C s překladačem GCC.

Mikrokontrolér zajišťuje tyto hlavní funkce:

a) Konfigurace a čtení dat ze senzorů a periferních obvodů.

A/D převodník AD7719 pro měření napětí na senzoru Pt1000, který je napájen zdrojem stabilního proudu 200 μ A.

Komunikace s převodníkem probíhá prostřednictvím sběrnice SPI. Nejprve je inicializován řadič SPI, tento krok spočívá v nastavení přenosového módu, taktovacího kmitočtu sběrnice a hrany, při které jsou vzorkována data. Následně je provedena konfigurace převodníku pomocí příkazů knihovny spi.h pro přenos 8/16bitových konfiguračních slov v předepsané sekvenci dle [57]. Při čtení dat výsledku převodu lze volit indikaci dokončeného převodu buď čtením příslušného bitu ze stavového registru převodníku, nebo pomocí jednoho pinu převodníku, který při dokončení převodu mění svoji úroveň. Zde byla využita druhá, jednodušší varianta. Výstupní registr hlavního kanálu převodníku má šířku 24 bitů a jsou zde dostupná data ve tvaru dvojkového doplňku. Pro tuto aplikaci je postačující využít pouze horních 16 bitů, nejnižší bity poskytují nestabilní a šumem znehodnocený údaj.

Následující konstrukce reprezentuje funkci pro čtení dat z převodníku a výpočet teploty z naměřeného odporu resp. napětí dle vztahu (3.1).

```
unsigned int out=0;           // definice promenných a konstant
double A=0.0039083;
double B=-0.0000005775;
double C=0;
double D=0;
double teplota=0;
int call=10;
int i;

while( PIND & (1<<PIND5))// cekani na indikaci dokonceneho prevodu
    {i++;}

out = spiTransferWord(0x0000); // cteni 16 bitu vysledku prevodu

odpor = (((double)out * 0.3136)/(65535))/0.0002)-call; // vycet
// odporu, kalibrace offsetu (call)
C=((odpor)/1000)-1;
D= (A*A)-4*(B*C);
teplota=-((-A+sqrt(D))/(2*B)); // vycitana teplota senzoru
```

Senzor MS5534 pro měření atmosférického tlaku je rovněž připojen prostřednictvím sběrnice SPI, pouze jeho datová linka DOUT je připojena přes třístavové hradlo s povolovacím vstupem připojeným k výstupnímu pinu mikrokontroléru.

Programová obsluha je zajištěna již hotovou knihovnou [58]. Konfigurace senzoru spočívá pouze v resetu a vyčtení kalibračních konstant výrobce z vnitřní paměti. Dostupná funkce pro čtení výstupu integrovaných senzorů teploty a tlaku provádí také korekci naměřených hodnot dle kalibračních konstant. Doplňkovou, nevyužitou funkcí je výpočet nadmořské výšky dle atmosférického tlaku.

Výpis a komentář funkcí dostupných z knihovny [58]:

```
void sema_init(void); // inicializace senzoru
void sema_WaitOnePulse(void); // funkce rozhraní SPI
int sema_waitOnDoutFall(void); // -||-
int sema_getDOUT(void); // -||-
void sema_setSCLK(int level); // -||-
void sema_setDIN(int level); // -||-
int sema_SerialGet16(void); // -||-
void sema_SerialSendLsbFirst(char pattern, char nbr_clock); // -||-
void sema_reset(void);

int sema_getW (int index); // cteni kalibracnich slov 1-4
int sema_getD1 (char *error_pt); // cteni datoveho slova D1
int sema_getD2 (char *error_pt); // -||- D2
int sema_ConvertWtoC5534 (int ix, int W1, int W2, int W3, int W4);
// prevod kalibracnich slov
void sema_calcPT5534 (int d1_arg, int d2_arg);
// vypocet teploty a tlaku
long sema_alti_calc(long pres); // vypocet nadmorske vysky
```

Senzor SHT75 pro měření relativní vlhkosti je připojen na dvou vodičovou sběrnici I²C/TWI, ale není s ní kompatibilní. Pro řízení senzoru tedy není využito standardních knihoven programové obsluhy I²C sběrnice, ale hotové knihovny [59] řídící přímo datové bity portu.

Programové řízení spočívá v inicializaci senzoru příslušnou funkcí, nastavením módu kontinuálního měření a čtení datové struktury jednotlivých proměnných (teplota, vlhlost).

Výpis a komentář funkcí dostupných z knihovny [59]:

```
void ShtInit(void); // inicializace senzoru
void ShtReset(void);
int ShtMeasure(unsigned char mode); // mereni
void ShtReadEverything(sht75_array *sht75_struct);
// vypocet teploty, tlaku, rosneho bodu
char ShtReadStatus(unsigned char *p_value); // stav senzoru
```

Syntezátor hodin CDCE925 je využit jako zdroj taktovacích impulsů, jeho konfigurace probíhá přes rozhraní I²C/TWI prostřednictvím standardní knihovny I2C.h. Adresa tohoto obvodu na sběrnici je 0xC8, při úvodní inicializaci mikrokontroléru jsou zapsány do příslušných registrů obvodu CDCE925 hodnoty řídicích bitů.

Ty představují jak vlastní mód činnosti obvodu, tak i nastavení PLL, násobiček a děliček pro všechny výstupy pravoúhlého signálu. Pro optimalizaci nastavení struktury z hlediska fázového šumu apod. byla konfigurace vygenerována v programu TIClockPro [60] dostupným zdarma od výrobce.

b) Výpočet Edlénovy formule, komunikace s FPGA, obsluha LCD displeje a klávesnice.

Výpočet Edlénovy formule je realizován dle modifikace zvoleného vztahu (1.9). Probíhá periodicky v nekonečné programové smyčce zahrnující čtení a zpracování výstupních dat senzorů, výpočet Edlénovy formule, výpis parametrů na displej a odeslání hodnoty indexu lomu vzduchu do FPGA. Její časový cyklus je cca 3 s, naprostou většinu této doby tvoří čekání na výsledek A/D převodu senzorů. Po přečtení a zpracování dat ze senzorů jsou tato data vypsána na LCD displej (viz obr. 4.1). Vypočítaná hodnota indexu lomu je reprezentována 32bitovým číslem s plovoucí řádovou čárkou (single precision float). Jelikož standardní knihovny pro překladač GCC jsou schopny pracovat s maximálně 32bitovými čísly a pro přenos na sériové lince je nutné k datovému bloku připojit ještě start-bity, stop-bity, případně ještě paritní bity, bylo nutné omezit délku přenášených dat. S výhodou bylo využito vlastnosti formátu float, kde prvních 9 bitů reprezentuje znaménko a exponent. Vzhledem k tomu, že index lomu nabývá vždy hodnoty mírně větší než 1, není nutné tyto bity přenášet, protože mají konstantní hodnotu. Horních 9 bitů je tedy při vysílání vypuštěno a v algoritmu pro FPGA jsou na počátek přijatých dat doplněny jako konstanta.

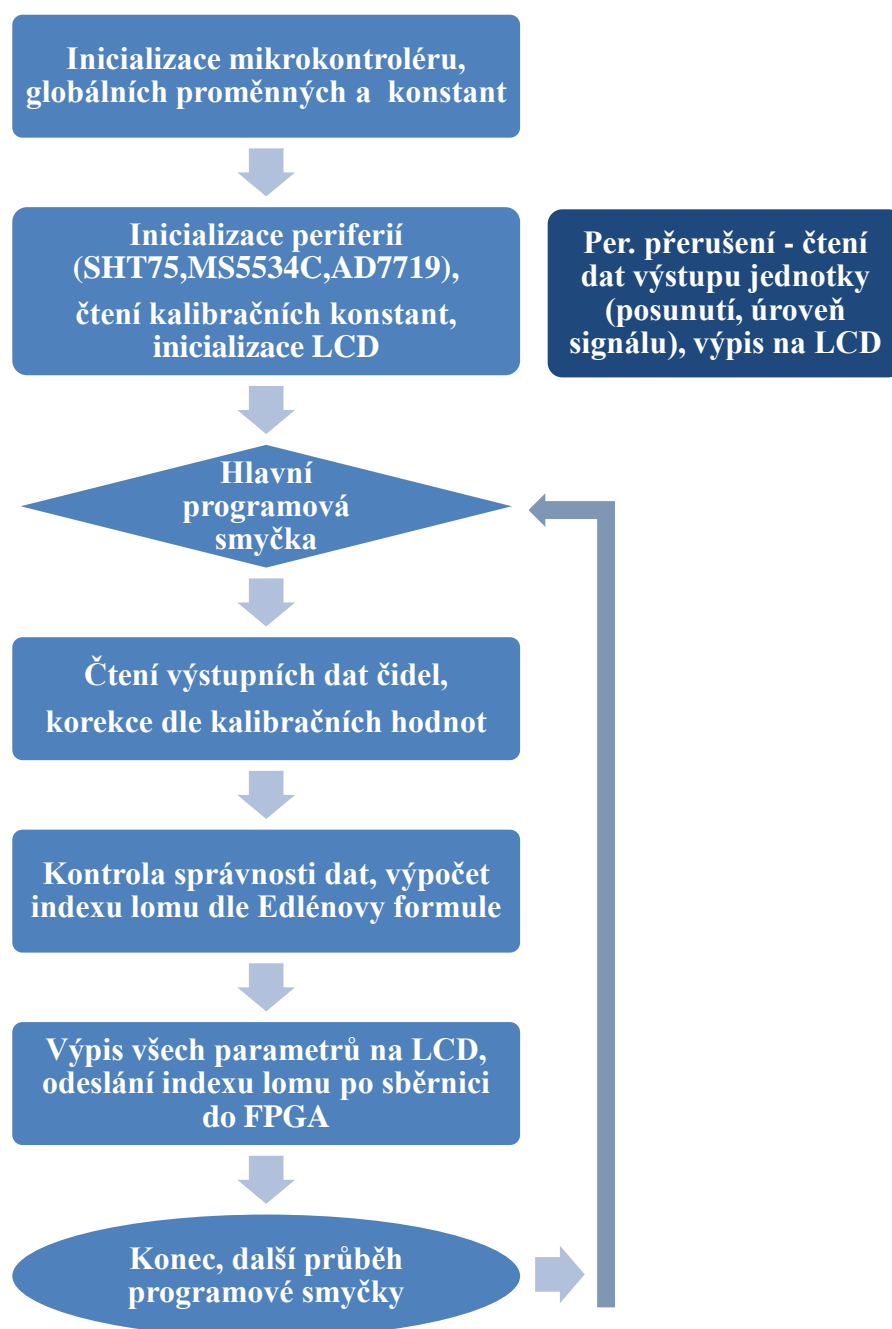
Hodnota relativní intenzity analogových vstupních signálů a velikosti aktuálního délkového posunutí optiky je vypisována v obsluze periodického přerušení generovaném časovačem s frekvencí cca 10 Hz, na tento kmitočet je navázána také blikající LED dioda indikující správnou funkci mikrokontroléru. Hodnota intenzity signálu je čtena z 6bitové paralelní sběrnice FPGA připojené na port mikrokontroléru. Tato binární hodnota je přepočítána na relativní intenzitu (%), kombinace "0" je vyhrazena pro indikaci překročení rozsahu převodníků, hodnota menší než "8" je indikována jako výpadek/nedostatečná úroveň signálů. Kladná nebo záporná velikost posunutí optiky, která je jako 32bitová hodnota přijata po sériové sběrnici UART z FPGA je převedena do odpovídajícího délkového rozměru (m). To je realizováno vynásobením konstantou $\lambda/4096$, kde λ (nm) reprezentuje vlnovou délku použitého laseru ve vakuu. Hodnota na LCD displeji je pouze orientační, proto na ní není z důvodu zjednodušení přenosu, aplikována atmosférická korekce. Pro obsluhu LCD displeje s řadičem ekvivalentním standardnímu HD44780 je využita mírně modifikovaná knihovna [61].

K volnému portu mikrokontroléru je připojen modul obsahující několik tlačítek, piezoelement pro akustickou indikaci a integrovaný obvod s hradly pro oddělení vstupů/výstupů případných externích periférií.



Obr. 4.1 Zobrazení dat na znakovém displeji.

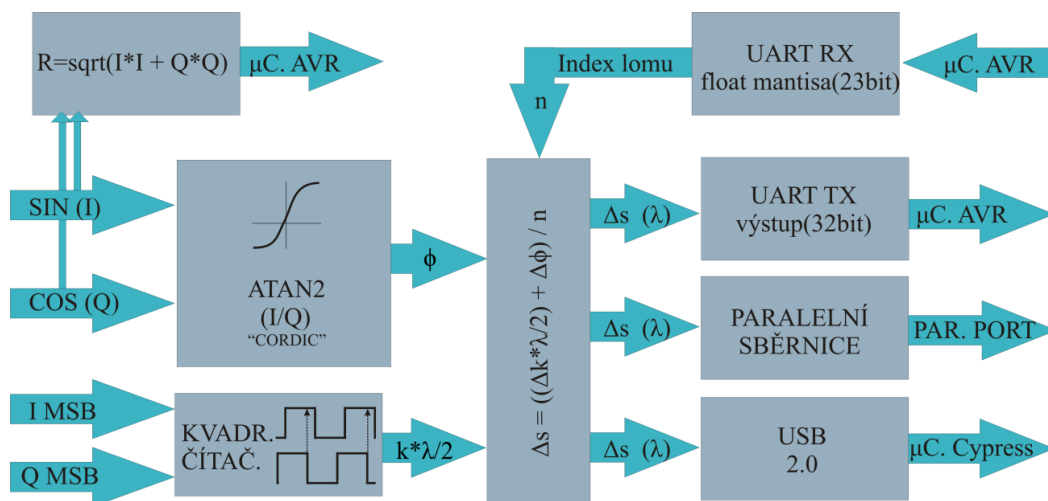
Na obr. 4.2 je znázorněn zjednodušený vývojový diagram programu mikrokontroléru AVR, který provádí řízení modulu "Meteostanice".



Obr. 4.2 Vývojový diagram programu modulu „Meteostanice“.

4.2 Blok zpracování signálů

Pro popis funkce programovatelné logiky, hradlového pole FPGA jakožto hlavní výpočetní jednotky se nejčastěji používají programovací jazyky VHDL a Verilog. Vzhledem k větším zkušenostem autora s jazykem VHDL byl tento zvolen pro vývoj algoritmů pro použité hradlové pole. Jako vývojové prostředí pro psaní kódu, simulace a programování obvodu bylo použito výrobcem poskytované prostředí Xilinx ISE Webpack verze 13.4 [53]. Na obr. 4.3 je blokové vyobrazení základních algoritmů, které jsou v textu dále popsány v blocích. Rozšířené blokové schéma je k dispozici v příloze A.10, zahrnuje i další nevyužívané, nebo dosud nekompletně vyvinuté bloky pro budoucí rozšíření funkcí zařízení.



Obr. 4.3 Zjednodušené schéma základních algoritmů pro FPGA.

Popis hlavních bloků z obr. 4.3:

Kvadrurní čítač a funkce ATAN2 byly naprogramovány dle teorie v kapitole 2.3.2. Blok kvadrurního čítače s šířkou výstupního údaje 22 bitů (lze téměř libovolně rozšířit) je citlivý na náběžné hrany nejvíce významových bitů obou kvadrurních signálů, pracuje tedy s rozlišením poloviny periody. Z těchto údajů je také stanoven směr posuvu. Funkce pro výpočet fázového úhlu pracuje se zpožděním cca 3 period taktovacích impulsů, pokud je taktovací frekvence 250 MHz. S rezervou je elektronika schopna určit fázový úhel pro všechny vzorky s obnovovací frekvencí 65 MHz (taktovací kmitočet A/D převodníků). Aktuální velikost posunutí optiky je získána vhodnou kombinací obsahu výstupního registru čítače a výsledku určení fázového úhlu. Je určeno několik pravidel pro jejich kombinování, v závislosti na směru posuvu. Před tyto bloky může být zařazen digitální DP filtr.

Výpočet relativní intenzity signálů dle vztahu (2.4) je realizován prostřednictvím matematických funkcí, které jsou generovány jako komponenty s příslušnou funkcí v prostředí ISE. Jedná se o dvě násobičky, které počítají druhou mocninu z absolutních hodnot obou signálů, jejich výstupní data jsou sečtena. Tento součet je dalším vygenerovaným blokem odmocněn. Výstupní hodnota odpovídá relativní intenzitě kvadrurních signálů (délka rotujícího vektoru), 6 horních bitů je připojeno na výstupní sběrnici.

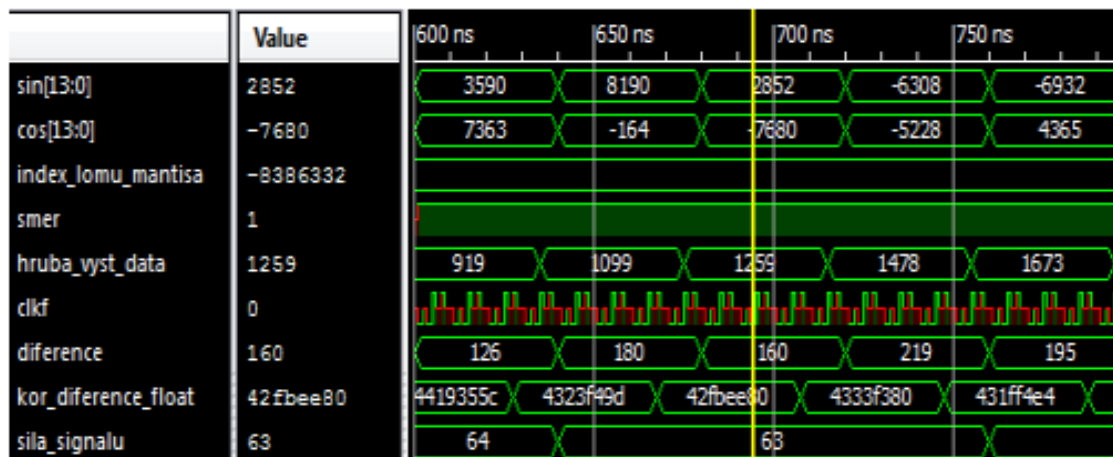
Asynchronní sériová linka umožňuje duplexní přenos. Vysílač (TX) odesílá aktuální (nekorigovanou) velikost posunutí optiky mikrokontroléru AVR, přenos je zahájen na straně mikrokontroléru vyzváním pomocí aktivace log. 1 na jednom pomocném signálovém vodiči. Příjímač (RX) je konfigurován pro asynchronní příjem 23 bitů dat (mantisa z float hodnoty indexu lomu). Dalších 9 bitů exponentu je doplněno jako konstanta. Pro implementaci sériové linky bylo upraveno jádro dostupné z [62].

Výpočet korekce dle hodnoty indexu lomu je realizován jako rozdíl aktuální a předchozí kombinované hodnoty posunutí uložené v pomocném signálu. Tento rozdíl je převeden pomocí vygenerovaného bloku z celočíselného formátu do tvaru s plovoucí řádovou čárkou (float). Další blok provádí podíl této hodnoty dle aktuální velikosti indexu lomu vzduchu. Výsledný signál (přenáší se rozdíl) je dostupný na paralelní sběrnici pro vzorkování digitální měřicí kartou. Současně s tím je vygenerován impuls spuštění vzorkování pro tuto kartu.

Komunikace s řadičem USB je zajištěna jádrem dostupným od výrobce[63].

Další bloky (viz příloha A.10) jsou určeny pro úpravu spektra digitalizovaných vstupních dat DP filtrem a úpravu filtrem za účelem normování amplitud pro vyloučení případné nesymetrie, offsetu, nebo rozdílné úrovně obou signálů.

Obr. 4.4 znázorňuje hodnoty vybraných signálů simulace výše popsaných algoritmů.



Obr. 4.4 Výsledek simulace základních popsaných algoritmů.

Pro vstupní data označená svislou žlutou čarou platí aktuální celková velikost posunutí $hruba_vyst_data = 1259$ (vynásobení $*\lambda/4096$ reprezentuje skutečnou vzdálenost), rozdíl $diference = 160$ ($1259 - 1099$) reprezentuje rozdíl této a předchozí hodnoty, korigovaný rozdíl $kor_diference_float$ ve formátu hex ($431ff4e4$) je roven 159.9566 , to odpovídá hodnotě 160 a indexu lomu 1.00027 přijaté po sběrnici. Signál $sila_signalu$ s hodnotou 64 odpovídá plně využití dynamice převodníku.

5 TESTOVÁNÍ ZAŘÍZENÍ

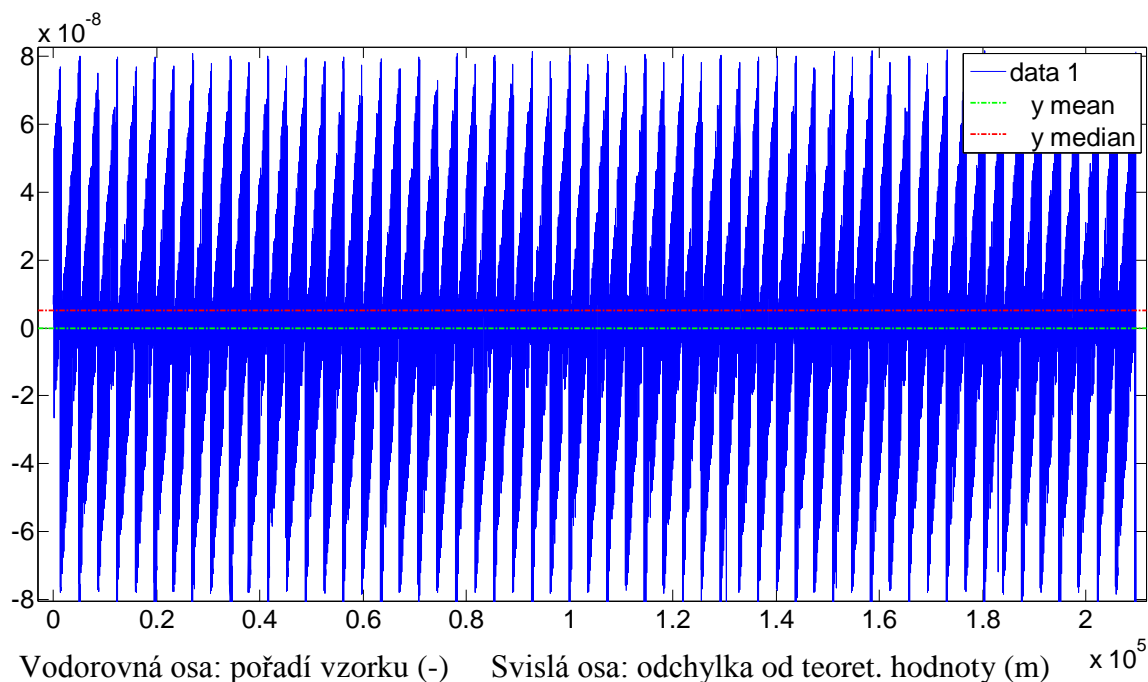
5.1 Testovací experimenty

V kapitole 3.1 jsou uvedeny příklady aplikací laserové interferometrie. Na pracovišti, pro které byla elektronika vyvíjena, je plánováno využívání určitých experimentů. Těmi jsou zejména přesné odměřování, měření vibrací, elektrických a magnetických polí a měření koncentrace iontů.

Pro ověření realizovaného systému bylo zvoleno testování pomocí analogových signálů z kvadrurního generátoru a reálné demonstrační experimenty. Pro demonstrační experimenty je využito snímání výchylky elektrodynamického a piezo reproduktoru s nalepenými odraznými zrcátky buzenými funkčním generátorem. Vliv rychlých (nepřímou metodou nekorigovatelných) fluktuací na výstupní posunutí interferometru je demonstrován posledním experimentem. Fotografie měřicí sestavy pro testování a experimenty jsou dostupné v příloze A.12.

5.1.1 Ověření linearity funkce elektroniky

Obr. 5.1 reprezentuje statistické vyjádření linearity zpracování signálů zařízení, resp. odezvu výstupu na reálné testovací signály v porovnání s teoretickou hodnotou. V případě, že vstup je buzen signály se stálým kmitočtem, hodnota výstupních dat (dévkového posunutí) lineárně narůstá. Zde je tato hodnota převedena do dévkových jednotek, přes celý rozsah (cca 0 – 2 m), od každé této výstupní hodnoty je odečtena hodnota získaná z bodů teoreticky vypočítané regresivní přímky. Střední hodnota odchylky od ideální hodnoty přes celý rozsah je nulová, **medián celého souboru hodnot odchylky je 5 nm**. Objektivně se jedná o výborné výsledky, s přihlédnutím k tomu, že při tomto testování nebyla digitalizovaná vstupní data z A/D převodníku a ani výstupní data upravena žádným digitálním filtrem.

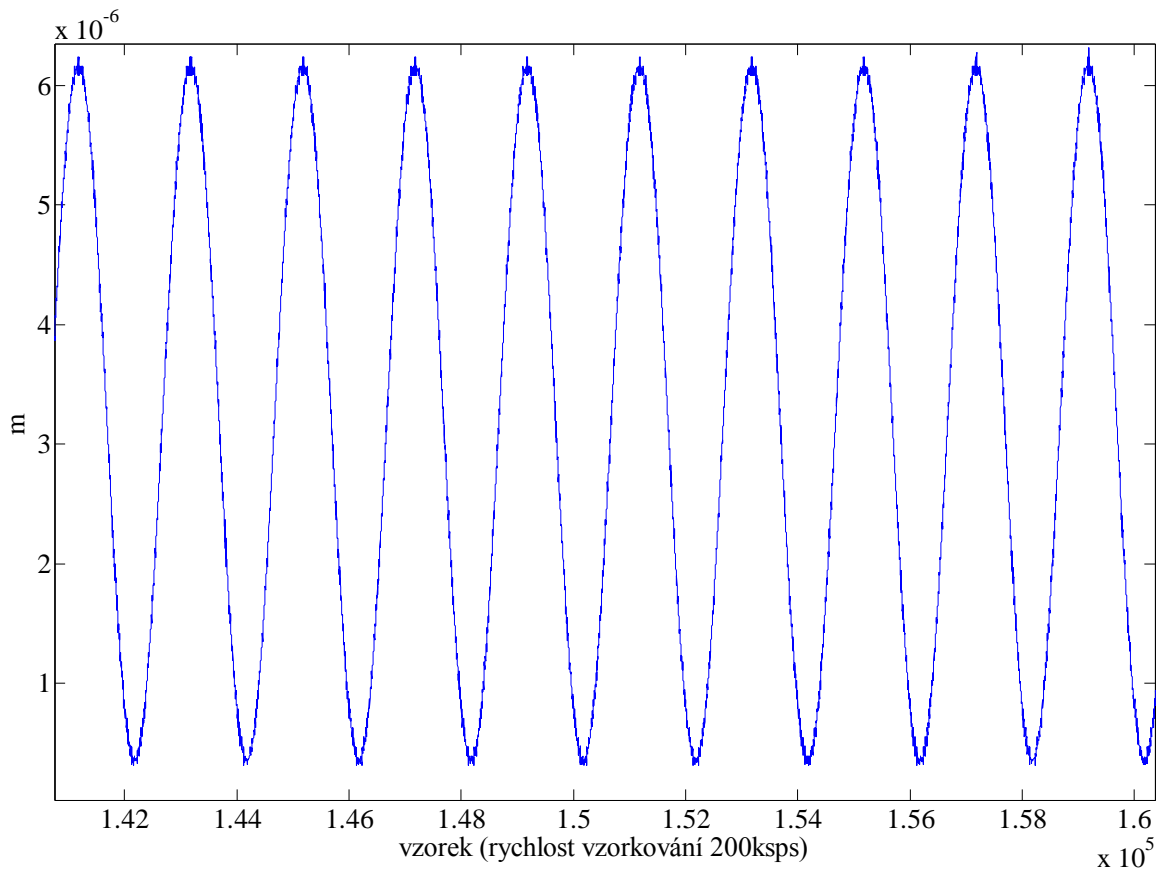


Obr. 5.1 Linearita zpracování.

5.1.2 Měření výchylky elektrodynamického reproduktoru

Obr. 5.2 reprezentuje záznam několika period výchylky elektrodynamického reproduktoru (papírová membrána o průměru 70 mm s nalepeným odrazným zrcátkem), buzeného funkčním generátorem se sinusovým průběhem výstupního napětí o frekvenci 100 Hz, výstupní napětí 300 mV_{p-p} (impedance reproduktoru $Z = 8 \Omega$). Mezivrcholová hodnota výchylky je přibližně 6 μm .

V příloze A.11 je záznam měření při buzení obdélníkovým signálem o frekvenci 10 Hz, lze pozorovat mechanické kmity způsobené vlastní a přidanou setrvačností kmitacího systému. Jedná se o ukázkou aplikace zajímavé pro studium dynamických vlastností mechanických soustav.



Obr. 5.2 Měření výchylky elektrodynamického reproduktoru.

5.1.3 Vliv fluktuací indexu lomu vzduchu na výstupní údaj

V příloze A.11 je záznam odezvy výstupu interferometru na významný experimentální zásah do stability indexu lomu prostředí. V první části měření je zachycen vlastní šum a nestabilita celého měřicího systému. Druhá část zachycuje ovlivnění způsobené pohybem pracovníka v blízkosti interferometru. Třetí část znázorňuje odezvu na vložení rukou pod optické svazky na výstupu interferometru, jedná se o cca 2 μm velkou špičku na údají výstupního posunutí. Takové ovlivnění indexu lomu nelze díky jeho krátké době trvání a strmé změně vyloučit použitou metodou korekce (nepřímé měření indexu lomu).

5.2 Výsledná specifikace zařízení

Souhrnná specifikace bloku "Meteostanice" je dostupná již v kapitole 3.3.2, tato podkapitola udává souhrn parametrů bloku zpracování kvadratických signálů a důležité vlastnosti celého zařízení.

V kapitole 3.1 jsou stanoveny požadované hodnoty hlavních parametrů, vycházejí z porovnání komerční produkce interface jednotek interferometrů. Dosažené, velmi nadstandardní parametry dle tab. 9 jsou dány zejména vlastnostmi bloků digitalizace signálů a vysoce výkonnou výpočetní jednotkou. Lze provést srovnání s tab. 7.

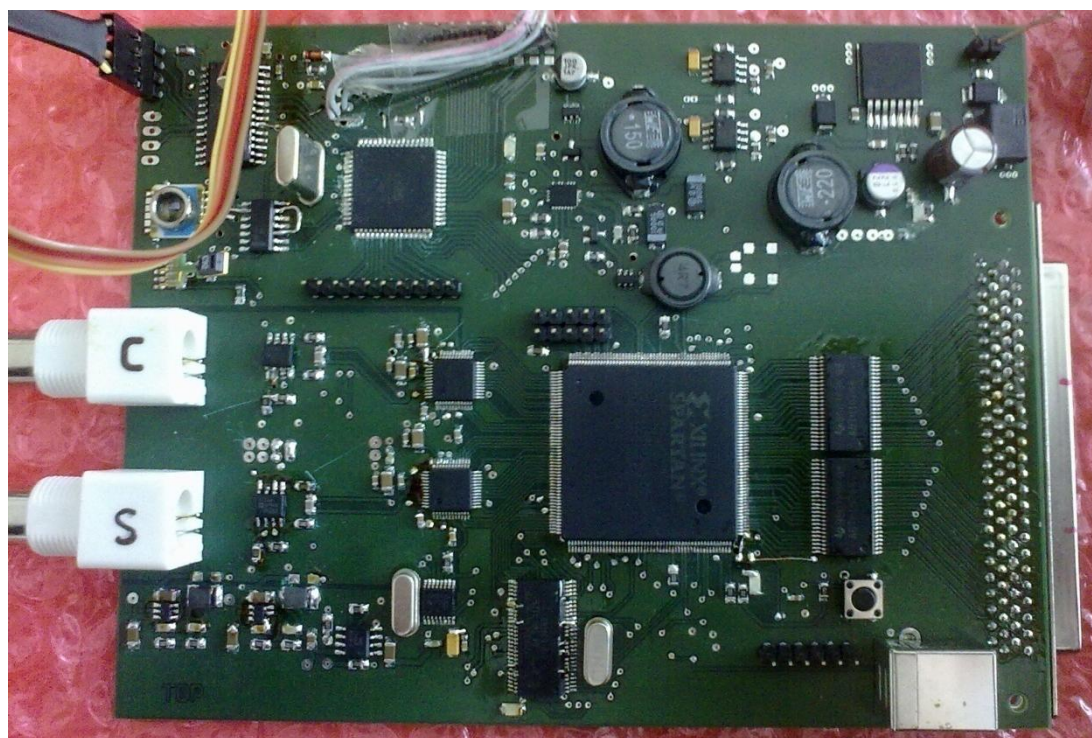
Vzhledem k použití A/D převodníků velmi přesných (14 bitů) s vysokou vzorkovací frekvencí (65 MHz) je možné zachytit a správně dekódovat vstupní signály s velkou dynamikou a šířkou pásma. Vysoké rozlišení převodníků je základním předpokladem pro přesný výpočet fáze a tedy i přesné interpolace v rozsahu vlnové délky, druhým faktorem jejího určení je přesnost výpočetního algoritmu. Při rozlišení vstupních dat 14 bitů lze dle použitého algoritmu (kapitola 2.3.2) získat hodnotu fáze s rozlišením 10 bitů, tedy 1024 hodnot na jednu periodu vstupního elektrického signálu. Ta při dané konfiguraci optiky s odrazným rovinným zrcadlem odpovídá čtvrtině vlnové délky laseru, výsledné rozlišení je tedy $\lambda/4096$, v absolutní hodnotě přibližně 154 pm. Zde je více než vhodné upozornit na rozdíl mezi dosažitelným rozlišením daným elektronikou a prakticky dosažitelnou přesností. Pro většinu interferometrických systémů pro délkové odměřování je celková udávaná nejistota měření vč. atmosférické korekce cca odpovídající jedné vlnové délce.

Vzorkovací frekvenci A/D převodníků 65 MHz pro splnění vzorkovacího teorému odpovídá maximální kmitočet vstupních analogových signálů menší, než 32,5 MHz. Kmitočtu 32 MHz odpovídá maximální rychlost posuvu optiky pro výše uvedenou konfiguraci až $5 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$. Parametrům vyvinuté elektroniky, tedy rozlišení a max. rychlosti posuvu, neodpovídá kvadratický detektor použitý v dostupné sestavě interferometru. Jeho šířka pásma je omezená, nelze ho tedy použít pro snímání posuvů takto vysokou rychlostí. Rovněž odstup SNR by musel dosahovat hodnoty minimálně cca 80 dB, aby bylo možné prakticky využít rozlišení detekovatelné elektronikou. Zařízení je koncipováno pro univerzální použití s téměř jakýmkoliv typem kvadratického detektoru, podmínkou je přizpůsobení jejich napěťových úrovní hodnotě cca $3 V_{p-p}$ pro plné využití dynamiky A/D převodníků. Tuto hodnotu lze upravit nastavením ZV driverů převodníků.

Výstupní paralelní rozhraní propojené kabelem s digitální měřicí kartou (kapitola 3.5.1) dle nastavení přenáší buď absolutní hodnotu posunutí optiky ve formátu dvojkového doplňku (32 bitů), nebo rozdíl aktuální a předchozí hodnoty posunutí, korigovaný dle velikosti indexu lomu vzduchu ve formátu float dle IEEE754. Obnovovací kmitočet je nastavitelný prostřednictvím ovládacího rozhraní zařízení, sběr dat je tedy taktován signálem na příslušném pinu výstupní paralelní sběrnice. Obnovovací kmitočet výstupu je možné volit od 10 Hz do 20 MHz po logaritmicky odstupňovaných krocích. Zařízení lze napájet stejnosměrným napětím v rozsahu 7 V až 42 V, doporučená hodnota je 10 V. Spotřeba zařízení činí pouhé 4 W. Na obr. 5.3 je fotografie osazené desky prototypu zařízení, rozměry jsou cca 150 x 115 mm. K této desce je ještě připojen modul znakového LCD displeje a několik ovládacích tlačítek.

Veličina	Jednotka	Parametr zařízení
Rozlišení	λ	$\lambda/4096$
Rozsah měření	m	0 – 20
Max. rychlost posuvu	$\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$	2,5
Obnovovací frekvence	Hz	$10 - 20 \cdot 10^6$
Typ rozhraní	-	USB, paralelní sběrnice

Tab. 9 Specifikace zařízení – parametry řetězce dekódování signálů.



Obr. 5.3 Osazená DPS prototypu zařízení.

ZÁVĚR

V první kapitole teoretické části této bakalářské práce je proveden stručný souhrn nejdůležitějších fyzikálních jevů týkajících se problematiky vlivu fluktuací indexu lomu vzduchu na šíření laserového svazku a rozbor tzv. Edlénových formulí, popisujících změny indexu lomu vzduchu v závislosti na jeho parametrech. Tyto rovnice jsou použity jako základ nepřímé metody vycházející ze zadání, tedy určení indexu lomu vzduchu výpočtem z jeho parametrů změřených vysoce přesnými senzory teploty, tlaku a relativní vlhkosti. Stručně jsou objasněny další metody, princip refraktometru a metoda měření efektivní teploty vzduchu pomocí ultrazvukových vln.

Druhá kapitola rozebírá základní teoretické poznatky oboru laserové interferometrie. Zaměření je přizpůsobeno systému dostupnému v laboratoři, tedy sestavě Michelsonova interferometru v konfiguraci pro měření délek buzeného jednofrekvenčním HeNe laserem, jedná se tedy o systém s homodynní detekcí. Významná část je vyhrazena rozboru principů algoritmů zpracování výstupních signálů kvadraturního přijímače interferometru.

Další kapitoly popisují průřez vývojem elektroniky a firmwaru použitých programovatelných obvodů. Výpočetní platforma založená na FPGA byla zvolena s ohledem na požadovanou vysokou datovou propustnost systému. V průběhu vývoje elektroniky byl vyvinut další produkt, jednotka vysoce přesné "Meteostanice" pro měření parametrů atmosféry, jež byla také převzata do návrhu finálního prototypu.

V rámci experimentální činnosti bylo realizováno měření indexu lomu vzduchu v uzavřené laboratoři v průběhu 60 hodin, měření a ladění parametrů dílčích bloků vyvíjené elektroniky a série předložených demonstračních experimentů pro ověření funkce zařízení.

V rámci řešení projektu se autor zúčastnil semináře na téma "Laserová interferometrie" na Ústavu přístrojové techniky AV ČR, součástí semináře byla také exkurze do laboratoří. Bylo uspořádáno několik schůzek s výrobcem interferometrů a navštívena prezentace dvou typů komerčních systémů interferometrů. Výsledky projektu byly prezentovány na studentské konferenci projektu IET2 a soutěžní konferenci studentské tvůrčí činnosti Student EEICT 2012. Jako souhrnný materiál problematiky byl sepsán referativní článek "Index lomu vzduchu v laserové metrologii" do recenzovaného časopisu. Projekt je v současné době přihlášen do soutěží "Měření pro digitální budoucnost" (pořádá firma H-Test) a "Analog design contest" (pořádá firma Texas Instruments).

Jako výsledek projektu byla vyvinuta interface jednotka pro laserový interferometr s atmosférickou korekcí. Jedná se o značně univerzální zařízení překračující v parametrech rozlišení a maximální možné rychlosti posuvu optiky možnosti komerčních interface jednotek pro homodynní interferometry. Pro případné nasazení zařízení pro jiné typy měření v průmyslu je zde značná perspektiva pro vývoj dalších funkcí zařízení.

LITERATURA

- [1] BAXTER, L. K. *Capsense* [online]. 2000 [cit. 2011-12-02]. Capacitive Sensors. Dostupné z WWW: <<http://www.capsense.com/capsense-wp.pdf>>.
- [2] HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. *Fyzika*. Brno : Vysoké učení technické v Brně, 2006. Elektromagnetické vlny, Optika, Relativita, s. 890-1117. ISBN 80-214-1868-0.
- [3] FRADEN, J. *Handbook of Modern Sensors : Physics, Designs and Applications*. 3rd edition. New York : Springer - Verlag, 2004. 589 s. ISBN 0-387-00750-4.
- [4] WEBB, C.; JONES, J. *Handbook of Laser Technology and Applications : Volume I: Principles*. 1st. London : Institute of Physics Publishing, 2004. 301 s. ISBN 0-7503-0960-1.
- [5] *A Primer on Displacement Measuring Interferometers* [online]. Middlefeld : ZYGO corporation, 1999 [cit. 2011-12-02]. Dostupné z WWW: <<http://www.repairfaq.org/sam/laser/dmiprim.pdf>>.
- [6] Interference. In *Wikipedia : the free encyclopedia* [online]. St. Petersburg (Florida) : Wikipedia Foundation, 25.11.2006, last modified on 14.9.2011 [cit. 2011-12-02]. Dostupné z WWW: <<http://cs.wikipedia.org/wiki/Interference>>.
- [7] HOBS, P. C. D. *Building electro-optical systems : making it all work*. New York : John Wiley & Sons, 2000. 760 s. ISBN 978-0-471-24681-7.
- [8] HARIHARAN, P. *Optical Interferometry*. 2nd. San Diego, USA : Academic Press, 2003. 351 s. ISBN 0-12-311630-9.
- [9] HARIHARAN, P. *Basics of INTERFEROMETRY*. 2nd. Sydney, Australia : ELSEIVER, 2007. 226 s. ISBN 978-0-12-3733589-8.
- [10] YOUNG, A. T. *San Diego State University* [online]. 2003, 2011 [cit. 2011-12-03]. Refractivity of Air. Dostupné z WWW: <http://mintaka.sdsu.edu/GF/explain/atmos_refr/air_refr.html>.
- [11] EDLÉN, B. The refractive index of air. *Metrologia*. 1966, 2, 2, s. 71-80.
- [12] WEBB, C.; JONES, J. D. C. *Handbook of Laser Technology and Applications : Volume III: Application*. 1st. London : Institute of Physics Publishing, 2004. 1166 s. ISBN 0-7503-0963-6.
- [13] BIRCH, K. P.; DOWNS, M. J. An updated Edlén equation for the refractive index of air. *Metrologia*. 1993, 30, s. 155-162.
- [14] BIRCH, K. P.; DOWNS, M. J. Correction to the updated Edlén equation for the refractive index of air. *Metrologia*. 1994, 31, s. 315-316.
- [15] STONE, J. A.; ZIMMERMAN, J. H. *National Institute of Standards and Technology : Engineering Metrology Toolbox* [online]. 2001, last updated 23th september 2010 [cit. 2011-06-16]. Index of Refraction of Air. Dostupné z WWW: <<http://emtoolbox.nist.gov/Wavelength/Documentation.asp>>.
- [16] Earth's atmosphere. In *Wikipedia : the free encyclopedia* [online]. St. Petersburg (Florida) : Wikipedia Foundation, 29.3.2003, last modified on 11.11.2011 [cit. 2011-12-02]. Dostupné z WWW: <http://en.wikipedia.org/wiki/Earth%27s_atmosphere>.
- [17] CIDDOR, P. E. Refractive index of air : new equations for the visible and near infrared. *Applied Optics*. 1996, 35, s. 1566-1573.
- [18] DADO, M., et al. *Kapitoly z optiky : pre technikov*. Žilina : Žilinská univerzita, 1998. 348 s. ISBN 80-7100-390-5.

- [19] FÍRA, R. Index lomu vzduchu. *Jemná mechanika a optika*. 1996, 7-8.
- [20] KORPELAINEN, V.; LASSILA, A. In *Online determination of the refractive index of air by ultrasonic speed of sound measurement for interferometric displacement measurements*. Finland : University of Oulu, 2004. s. 72-77.
- [21] LEWIS, A. J., *Absolute length measurement using multiple-wavelength phase-stepping interferometry* . London, 1994. 300 s. Dizertační práce. Imperial College.
Dostupné z WWW: <<http://jartweb.net/thesis.php>>.
- [22] Interferometry. In *Wikipedia : the free encyclopedia* [online]. St. Petersburg (Florida) : Wikipedia Foundation, 10.8.2001, last modified on 22.11.2011 [cit. 2011-12-02].
Dostupné z WWW: <<http://en.wikipedia.org/wiki/Interferometry>>.
- [23] Renishaw [online]. 2007, 2009 [cit. 2011-12-03]. *XL-80 laser system brochure* .
Dostupné z WWW: <<http://pdf.directindustry.com/pdf/renishaw/xl-80-laser-system-brochure/5200-98295.html>>.
- [24] Excel Precision [online]. 2009 [cit. 2011-12-03]. *Excel Precision 1160A*.
Dostupné z WWW: <http://www.excelprecision.com/splash/excel_datasheet.pdf>.
- [25] *Limtek LMS : Příručka pro uživatele*. ČR : Meopta Optika, a.s., 2008. 8 s.
- [26] PETRŮ, F.; ČÍP, O. Problems regarding linearity of data of a laser interferometer with a single-frequency laser. *Precision Engineering*. 1999, 23, 1, s. 39-50.
- [27] *News from Renishaw* [online]. New Mills, Wotton-under-Edge, United Kingdom : Renishaw, 2002 [cit. 2011-11-29]. Heterodyne and homodyne interferometry, s.
Dostupné z WWW: <<http://resources.renishaw.com/5653rja>>.
- [28] *Přesné měření délek pomocí laserové interferometrie : Učební text k semináři*. Brno : Ústav automatizace a měřicí techniky, 2011. 32 s.
- [29] *Optické komponenty Thor Labs*, [cit. 2011-12-03].
Dostupné z WWW: <http://www.thorlabs.de/newgrouppage9.cfm?objectgroup_id=73>.
- [30] WANG, J.; PRESSKY, J. L. *QUADRATURE PHASE SHIFT INTERFEROMETER WITH UNWRAPPING OF PHASE : United States Patent Application Publication*. USA : United States Patent and Trademark Office, 2003. 12 s. US 2003/0035113 A1.
- [31] Atan2. In *Wikipedia : the free encyclopedia* [online]. St. Petersburg (Florida) : Wikipedia Foundation, 26.1.2006, last modified on 14.11.2011 [cit. 2011-12-02].
Dostupné z WWW: <<http://en.wikipedia.org/wiki/Atan2>>.
- [32] ZIPcores : *Fixed-point Mathematics* [online]. 2011 [cit. 2011-12-03]. 4-Quadrant Arctan Function. Dostupné z WWW: <<http://www.zipcores.com/4-quadrant-arctan-function.html>>.
- [33] HAUCK, S.; DEHON, A. *Reconfigurable Computing : The Theory and Practice of FPGA-Based Computation*. Burlington, USA : ELSEIVER, 2008. 877 s.
ISBN 978-0-12-370522-8.
- [34] Kanyewsky's VHDL laboratory [online]. 2009 [cit. 2011-12-03]. *For students - discriminator*. Dostupné z WWW: <<http://kanyevsky.kpi.ua/Studentam/labexercise%204.pdf>>.
- [35] Luminous Logic [online]. 2007 [cit. 2011-12-03]. *Simple Phase Estimator*. Dostupné z WWW: <<http://luminouslogic.com/dsp-simple-phase-estimation-approximation-cordic-matlab.htm>>.
- [36] PETRŮ, F.; ČÍP, O.. A scale-linearization for precise laser interferometry. *Meas. Sci. Technol.*. 2000, 11, s. 133-141.
- [37] Limtek Laser & Measurement Techniques [online]. 2010 [cit. 2011-12-03]. *LS100 Měření přesnosti polohování v 1 ose*. Dostupné z WWW: <http://www.limtek-laser.com/ls100.html>.

- [38] *Obrázek - interferenční kroužky*, [cit. 2011-12-03].
Dostupné z WWW: <http://skullsinthestars.files.wordpress.com/2008/10/mich_lam1.jpg>.
- [39] *Obrázek - princip rotačního enkodéru*, [cit. 2011-12-03]. Dostupné z WWW:
<<http://elektronika.kvalitne.cz/ATMEL/necoteorie/tutorial/RotaryEncoder/RotaryEncoder.html>>
- [40] *Tables of Physical & Chemical Constants: Refractive index of gases*. NPL. *NPL Kaye and Laby Online* [online]. [cit. 2012-05-07].
Dostupné z WWW:< http://www.kayelaby.npl.co.uk/general_physics/2_5/2_5_7.html>
- [41] *Obrázek – platinový senzor Pt1000* [cit. 2012-3-10]. Dostupné z WWW:
http://www.hawco.co.uk/Platinum-Resistance-Thermometre-Elements_828_p.aspx
- [42] Analog Devices. *AD7719: Datasheet* [online]. [cit. 2012-05-07].
Dostupné z WWW: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD7719.pdf>.
- [43] Intersema. *MS5534C: Datasheet* [online]. [cit. 2012-05-07].
Dostupné z WWW: <<http://www.meas-spec.com/downloads/MS5534C.pdf>>.
- [44] Sensirion. *SHT75: Datasheet* [online]. [cit. 2012-05-07]. Dostupné z WWW:
<http://www.sensirion.com/en/pdf/product_information/Datasheet-humidity-sensor-SHT7x.pdf>.
- [45] Atmel. *ATMega128A: Datasheet* [online]. [cit. 2012-05-07].
Dostupné z WWW: <<http://www.atmel.com/Images/doc2467.pdf>>.
- [46] Analog Devices. *AD9244: Datasheet* [online]. [cit. 2012-05-07].
Dostupné z WWW: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9244.pdf>.
- [47] Analog Devices. *AD8138: Datasheet* [online]. [cit. 2012-05-07].
Dostupné z WWW: <http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD8138.pdf>.
- [48] Analog Devices. *DiffAmpCalc*. [online]. [cit. 2012-05-07]. Dostupné z WWW:
<<http://designtools.analog.com/dtDiffAmpWeb/dtDiffAmpMain.aspx?ref=ASC-PR-152a>>.
- [49] STRATEGIC TEST CORPORATION. *Measuring of dynamic figures: SNR, THD, SFDR*. Woburn, USA. [online]. [cit. 2012-05-07]. Dostupné z WWW:
<ftp://ftp.sic.rm.cnr.it/incoming/ifa.rm.cnr.it/Maurizio.Viterbini/Public/FastAD/an-02_measuring%20dynamic%20specifications-1.pdf>.
- [50] Xilinx. *Spartan3E: Datasheet* [online]. [cit. 2012-05-07].
Dostupné z WWW:
<http://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds099.pdf>.
- [51] Xilinx. *Platform Flash: Datasheet* [online]. [cit. 2012-05-07].
Dostupné z WWW: <http://www.xilinx.com/publications/prod_mktg/pn0010725-3.pdf>.
- [52] Texas Instruments. *TPS75003: Datasheet* [online]. [cit. 2012-05-07].
Dostupné z WWW: <<http://www.ti.com/product/tps75003>>.
- [53] Xilinx. *ISE Design Tools*. [online]. [cit. 2012-05-07]. Dostupné z WWW:
<<http://www.xilinx.com/products/design-tools/ise-design-suite/ise-webpack.htm>>.
- [54] Texas Instruments. *CDCE925: Datasheet* [online]. [cit. 2012-05-07].
Dostupné z WWW: <<http://www.ti.com/product/cdce925>>.
- [55] Cypress. *CY7C68013A: Datasheet* [online]. [cit. 2012-05-07].
Dostupné z WWW: <<http://www.cypress.com/?docID=34060>>.

- [56] ADLink Technology. *PCIe-7300A: Datasheet* [online]. [cit. 2012-05-07]. Dostupné z WWW: <http://www.adlinktech.com/PD/marketing/Datasheet/PCIe-7300A/PCIe-7300A_Datasheet_en_1.pdf>.
- [57] AVR Libc. *AVR GCC library* [online]. [cit. 2012-05-07]. Dostupné z WWW: <<http://www.nongnu.org/avr-libc/>>
- [58] Intersema. Software library for MS5534 and MS5535 [online]. [cit. 2012-05-07]. Dostupné z WWW: <http://www.sensorica.ru/pdf/1-7_2.pdf>.
- [59] Sensirion. SHT1x and SHT7x Sample Code [online]. [cit. 2012-05-07]. Dostupné z WWW: <www.sensirion.com/en/pdf/product_information/Sample_Code_humidity_sensor_SHTx.pdf>.
- [60] Texas Instruments. *TI ClockPro*. [online]. [cit. 2012-05-07]. Dostupné z WWW: <<http://www.ti.com/tool/clockpro>>.
- [61] SA Development. *AVR LCD library* [online]. [cit. 2012-05-07]. Dostupné z WWW: <<http://www.microcodes.info/hd44780-library-1-11-4124.html>>
- [62] Lothar Miller. *RS232 IO* [online]. [cit. 2012-05-07]. Dostupné z WWW: <<http://www.lothar-miller.de/s9y/categories/49-RS232-IO>>
- [63] Cypress. *AN61345 - Implementing an FX2LP™-FPGA Interface*. [online]. [cit. 2012-05-07]. Dostupné z WWW: <<http://www.cypress.com/?rID=43046>>.

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

c	($\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$)	Rychlost světla ve vakuu ($3\cdot 10^8 \text{ m}\cdot\text{s}^{-1}$)
f	(Hz)	Frekvence
p	(Pa)	Tlak
s	(m)	Dráha
t	(s)	Čas
$t, T(^{\circ}\text{C})$		Teplota
U_{s-s}, U_{p-p}	(V)	Mezivrcholová hodnota napětí
v	($\text{m}\cdot\text{s}^{-1}$)	Rychlost
ϵ_0	($\text{F}\cdot\text{m}^{-1}$)	Permitivita vakua ($8.854\cdot 10^{-12} \text{ F}\cdot\text{m}^{-1}$)
ϵ_r	(-)	Relativní permitivita
λ	(m)	Vlnová délka
μ_0	($\text{H}\cdot\text{m}^{-1}$)	Permeabilita vakua ($4\cdot\pi\cdot 10^{-7} \text{ H}\cdot\text{m}^{-1}$)
μ_r	(-)	Relativní permeabilita
ADC, A/D		Analog to Digital Converter, analogově - digitální převodník
AOM		Akusticko optický modulátor
CPLD		Complex Programmable Logic Device, programovatelný logický obvod složený z makrobuněk
dBc, dBFS		hodnota v dB vztažená k nosné (carrier), k plnému rozsahu (full scale)
DC		Direct Current, stejnosměrný proud
DPS		Deska plošných spojů
EEPROM		Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory, elektricky mazatelná nevolatilní paměť
EMC		ElectroMagnetic Compatibility, elektromagnetická kompatibilita
ESR		Equivalent Serial Resistance, ekvivalentní sériový odpor
FFT		Fast Fourier Transform, rychlá Furierova transformace
FIFO		First In First Out, typ zásobníkové paměti
FLASH		nevolatilní elektricky programovatelná paměť
FPGA		Field Programmable Gate Array, programovatelný logický obvod s velmi obecnou strukturou
HAL		Hot Air Leveling, metoda cínování spojů na DPS
IEEE754		Norma pro reprezentaci čísel s plovoucí řádovou čárkou
IET2		Institut Experimentálních Technologií 2
ISP		In System Programming, sériové rozhraní pro programování obvodu v zapojení
ITS90		Teplotní stupnice
JTAG		Joint Test Action Group, rozhraní pro ladění prog. obvodů
LCD		Liquid Crystal Display, displej z tekutých krystalů
PBS, NPBS		Polarizing Beam Splitter, Non-Polarizing Beam Splitter, polarizační/nepolarizační dělič svazku
PLL		Phase Locked Loop, fázový závěs
ppm		Part per milion, ($1\cdot 10^{-6}$)

PWM	Pulse Width Modulation, pulzně šířková modulace
RS-232	Průmyslový standard sériové sběrnice
RX/TX	Receive/Transmit, příjem/vysílání
SNR S/N s/š	Signal to Noise Ratio, poměr signál/šum
SPI	Serial Peripheral Interface, sériová sběrnice
TKR	Teplotní koeficient rezistivity
TTL	Transistor-Transistor Logic, třída logických obvodů
TWI (I ² C)	Two Wire Interface, synchronní sériová linka
UART	Univerzální asynchronní sériová sběrnice
USB	Universal Serial Bus, sériová sběrnice PC
ÚTEE FEKT	Ústav teoretické a experimentální elektrotechniky
VHDL	VHSIC Hardware Description Language, textový popis funkce logických obvodů

SEZNAM PŘÍLOH

A PŘÍLOHA	68
A.1 Výpočty indexu lomu vzduchu pro výběr vhodného tvaru pro aplikaci.	68
A.2 Grafické znázornění indexu lomu vzduchu pro široký rozsah teplot, tlaků a relativní vlhkost 0 a 100% ($n = 1 + \Delta n$).....	70
A.3 Měření fluktuací indexu lomu vzduchu v uzavřené laboratoři	71
A.4 Fotografie prvků měřicího systému Limtek LMS	72
A.5 Schéma interferometru Meopta	73
A.6 Grafický výstup zpracování výstupních signálů v Matlabu.....	74
A.7 Simulace výpočtu fáze na FPGA v porovnání s přesnou hodnotou	75
Příklad výpočtu iterací algoritmu CORDIC	75
A.8 Funkční vzorek jednotky „Meteostanice“.....	76
A.9 Měření driveru A/D převodníku, převodní charakteristiky	77
A.10 Blokové schéma algoritmů FPGA	79
A.11 Měření výchylky elektrodynamického reproduktoru	80
Efekt podstatné změny indexu lomu na výstupní údaj interferometru ...	80
A.12 Demonstrační experimenty v laboratoři	81

OBSAH PŘILOŽENÉHO CD

Elektronická verze práce ve formátu .pdf

Prezentace projektu ve formátu .ppt

Záznam měření atmosférických podmínek (teplota, tlak, relativní vlhkost)

Záznamy demonstračních experimentů

Fotografie z průběhu vývoje a testování

A PŘÍLOHA

A.1 Výpočty indexu lomu vzduchu pro výběr vhodného tvaru pro aplikaci

Výpočet dle Edlenovy formule [14], dle postupu [15] v kódu pro program Matlab® (.m-file)
function [n] = edlen_vypocet(t,p,RH)

```
lambda = 0.632990796; %vlnova delka laseru Limtek LS 10.3 ve vakuu v um

%%% Vypocet zmeny indexu lomu vzduchu pro promennou teplotu, tlak a
%%% relativni vlhkost s velmi dobrou presnosti pro vlnove delky 350 az 650nm.
%%% Dle revidovane Edlenovy rovnice (1994).
%%% Dosazeni ve standardnich jednotkach - °C, Pa, %RH.

%%% v menu Preferences -> Command Window vybrat Numeric format LONG G !!!
%%% (kvuli vypisu v prehlednem formatu)

%vypocet pv (water vapor partial pressure) z relativni vlhkosti pro teploty
vetsi nez 0°C
%KONSTANTY
K1=1.16705214528e3;
K2=-7.24213167032e5;
K3=-1.70738469401e1;
K4=1.20208247025e4;
K5=-3.23255503223e6;
K6=1.49151086135e1;
K7=-4.82326573616e3;
K8=4.05113405421e5;
K9=-2.38555575678e1;
K10=6.50175348448e2;
T = t + 273.15;
Omega = T + K9 / (T - K10);
A = Omega^2 + K1 * Omega + K2;
B = K3 * Omega^2 + K4 * Omega + K5;
C = K6 * Omega^2 + K7 * Omega + K8;
X = -B + (B^2 - 4 * A * C)^(1/2);
psv= 10^6 * (2 * C / X)^4;
pv = (RH / 100) * psv;

%%VYPOCET DLE EDLENA
% KONSTANTY
A = 8342.54;
B = 2406147;
C = 15998;
D = 96095.43;
E = 0.601;
F = 0.00972;
G = 0.003661;
S = 1 / lambda^2;
n5 = 1 + 10^(-8) * (A + B / (130 - S) + C / (38.9 - S));
X = (1 + 10^(-8) * (E - F * t) * p) / (1 + G * t);
ntp = 1 + p * (n5 - 1) * X / D;
n = ntp - 10^(-10) * (292.75 / (t + 273.15)) * (3.7345 - 0.0401 * S) * pv; end
```

Výpočet dle Edlénovy formule [19], v kódu pro program Matlab® (.m-file)

```
function [n] = edlen_vypocet_zjednoduseny(t,p,RH)
    %%% Dosazeni ve standardnich jednotkach - °C, kPa, %RH.

    N = 1 + (((2.87782*p)*(1+p*(6.01-(0.0972*t))*10^(-6))/(1+(0.003661*t)))) -
        ((6.49*RH)*(1.0005+(2.3*t)+(3.1*p)))^(-582/(t+273.15)))*10^-6;

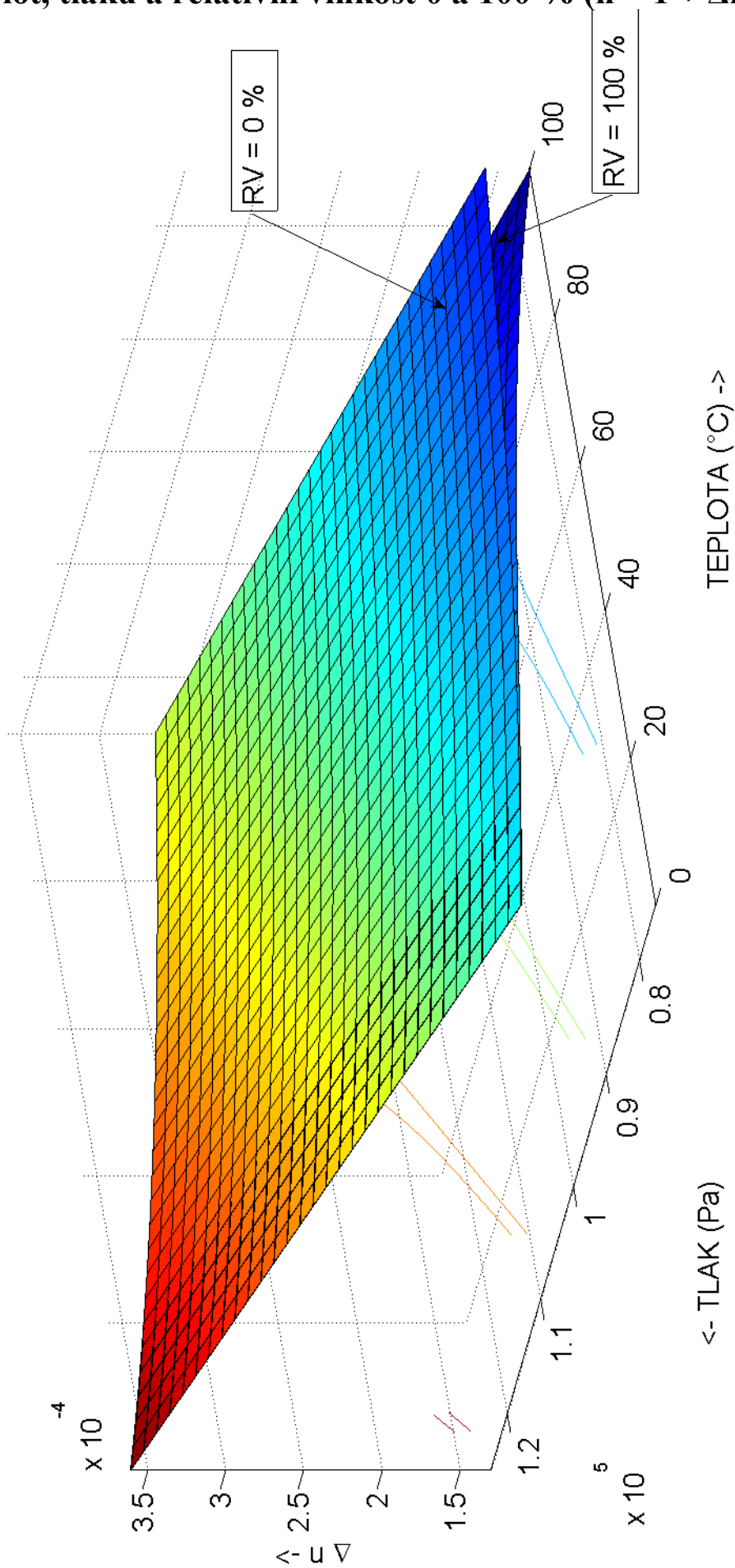
end
```

Porovnání výsledků přesného [14] a zjednodušeného [19] výpočtu pro několik různých vstupních parametrů:

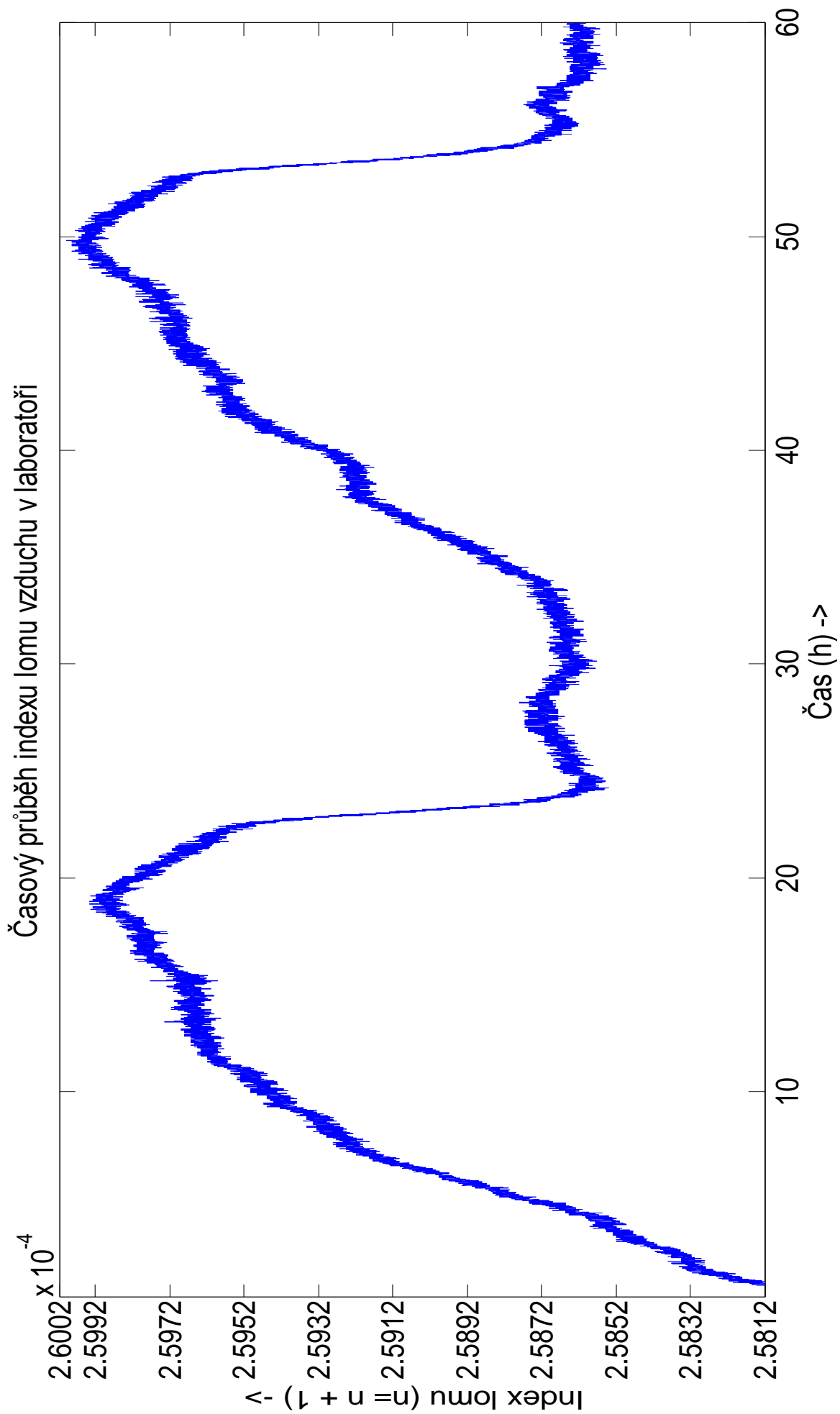
Teplota (°C)	Tlak (kPa)	RV (%)	n dle [14]	n dle[19]	Rozdíl
10	105	10	1.000291592	1.000291652	-6·10 ⁻⁸
20	100	30	1.000267987	1.000268252	3·10 ⁻⁷
30	95	50	1.000245649	1.000246399	-8·10 ⁻⁷
25	90	60	1.000236668	1.000237350	-7·10 ⁻⁷

A.2 Grafické znázornění indexu lomu vzduchu pro široký rozsah teplot, tlaků a relativní vlhkost 0 a 100 % ($n = 1 + \Delta n$)

Změna indexu lomu vzduchu pro konstantní relativní vlhkost 0 a 100%, $\lambda = 633\text{nm}$



A.3 Měření fluktuací indexu lomu vzduchu v uzavřené laboratoři



A.4 Fotografie prvků měřicího systému Limtek LMS



Jednofrekvenční stabilizovaný HeNe laser LS 10.1. Interferometr Meopta MLS 20.



Kvadrurní detektor LS 40.1.

Vysokonapěťový zdroj LS 11.1.



Kompletní sestava interferometru s odrazným zrcátkem.
(Fotografie převzaty z manuálu k měřicímu systému Limtek LMS [25].)

A.5 Schéma interferometru Meopta

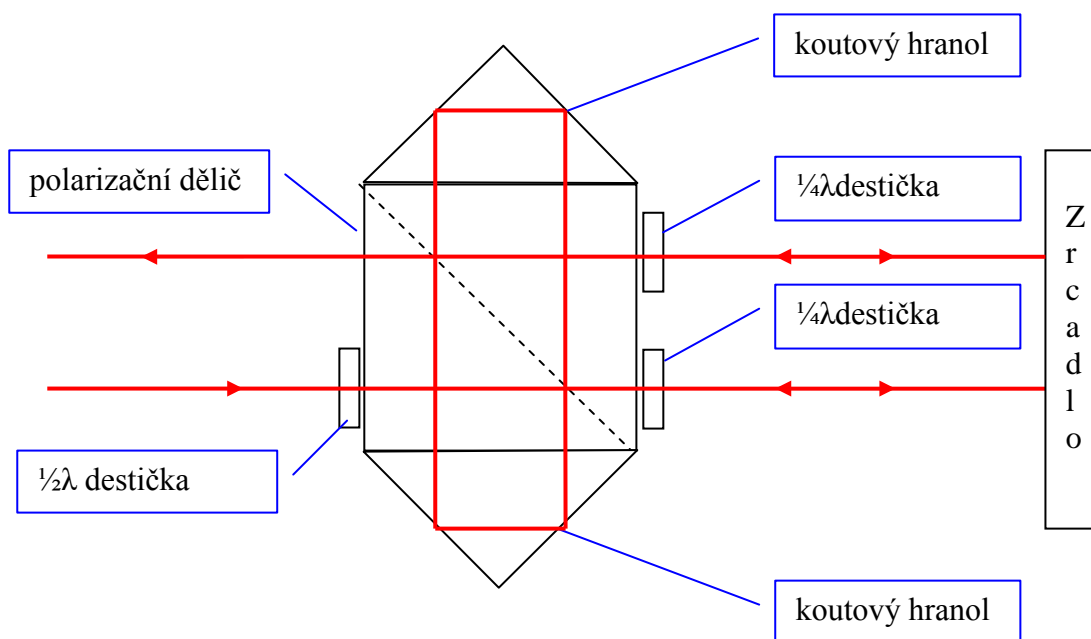
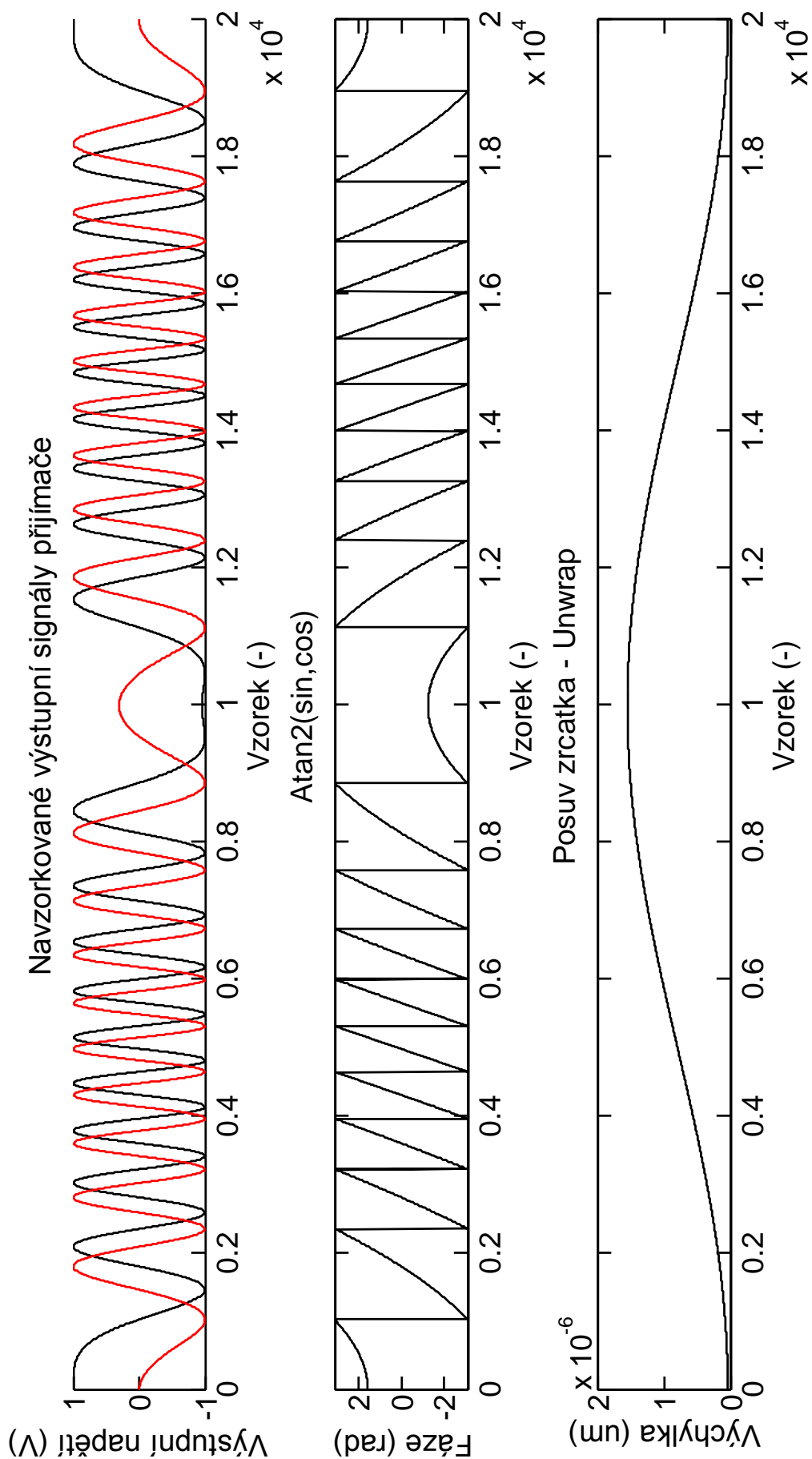


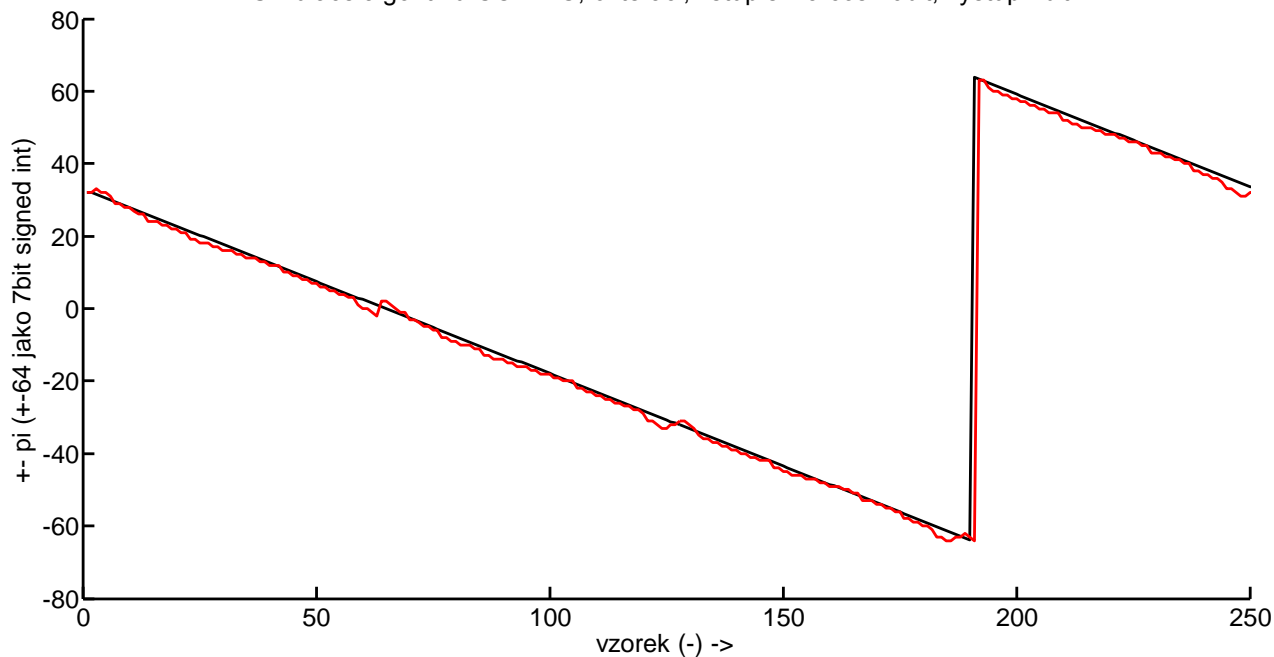
Schéma převzato z manuálu k měřicímu systému Limtek LMS [25].

A.6 Grafický výstup zpracování výstupních signálů v Matlabu



A.7 Simulace výpočtu fáze na FPGA v porovnání s přesnou hodnotou

Simulace algoritmu CORDIC, 6 iterací, vstup sin a cos 10bit, výstup 7bit

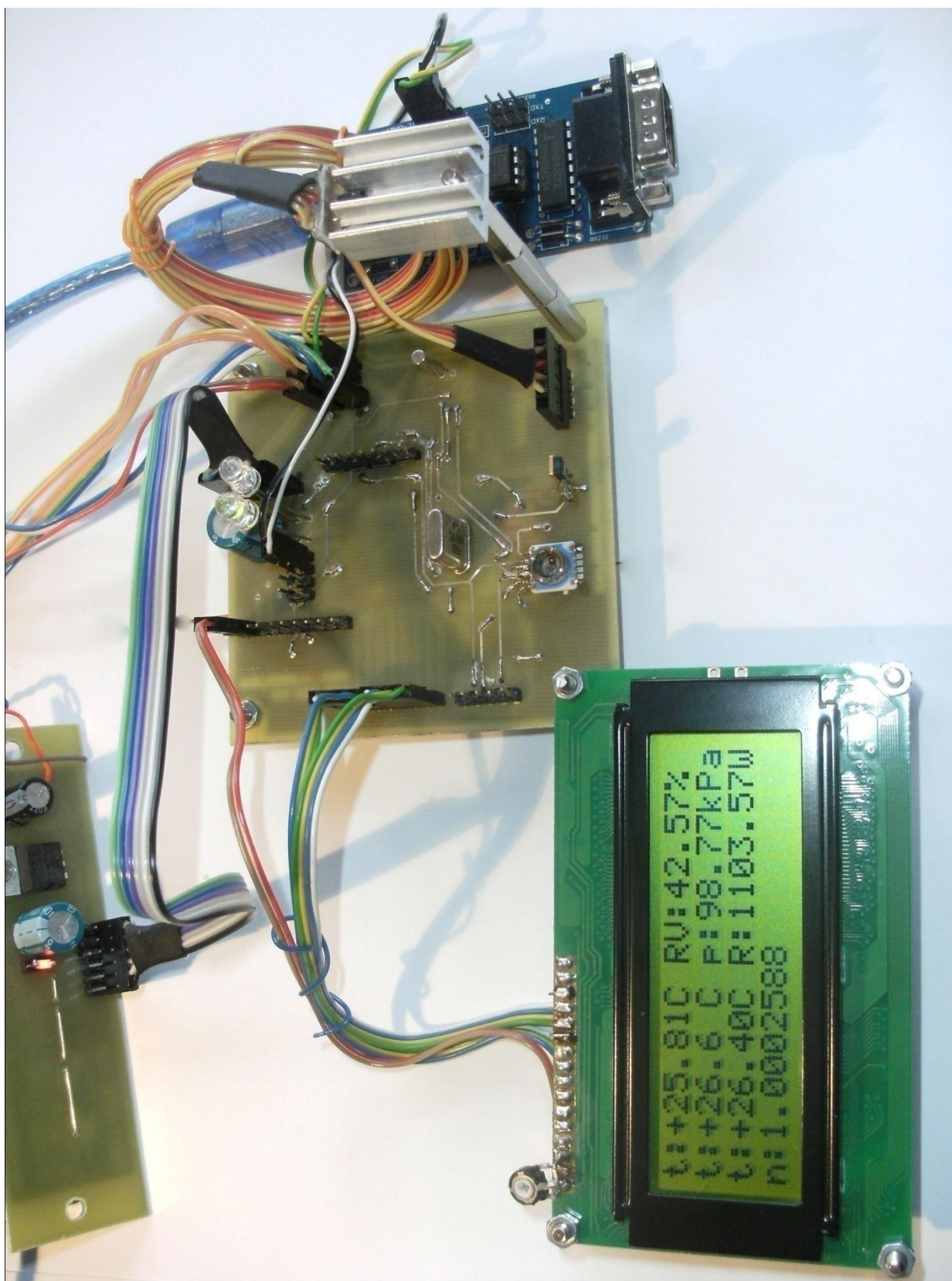


Černá křivka – přesná hodnota, červená křivka – simulace výpočtu CORDIC na FPGA

Příklad výpočtu iterací algoritmu CORDIC

Pořadí iterace	Výsledek (°)	Relativní odchylka (%)
0.	135	14,5
1.	108,43	-8,1
2.	122,47	3,8
3.	115,35	-2,2
4.	118,92	0,8
5.	117,13	-0,7
6.	118,03	0,07
7.	117,58	-0,3
8.	117,80	-0,1
9.	117,92	-0,02
10.	117,97	0,03
11.	117,94	0,0
Očekávaná hodnota:	117,94	-

A.8 Funkční vzorek jednotky „Meteostanice“



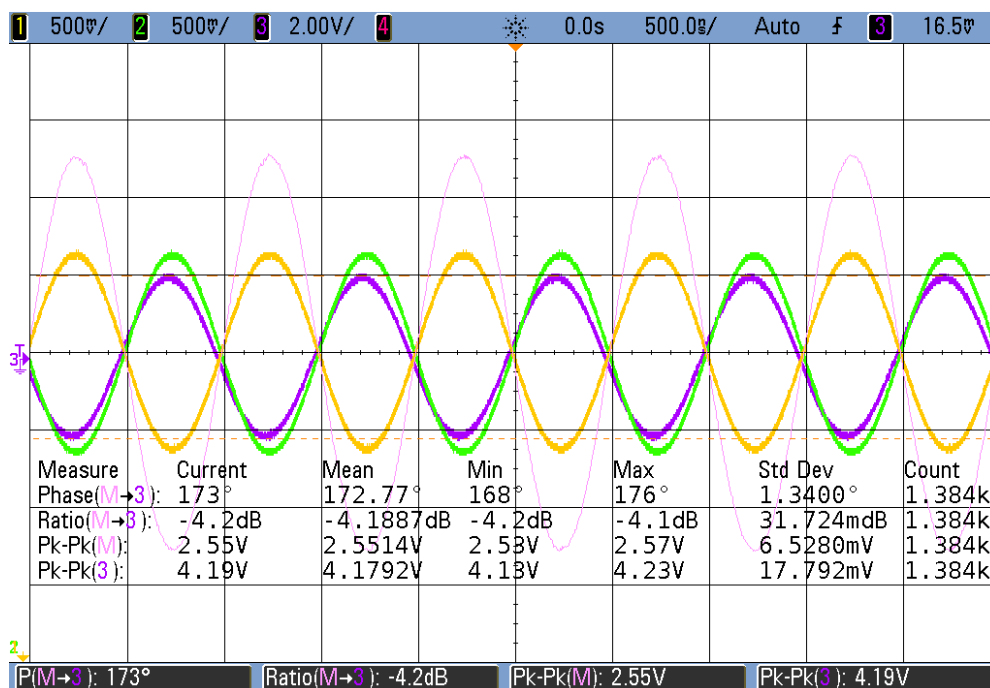
A.9 Měření driveru A/D převodníku, převodní charakteristiky

Průběhy napětí na vstupních a výstupních sběrnicích driveru AD8138 při kmitočtu 1 MHz

Použité přístroje:

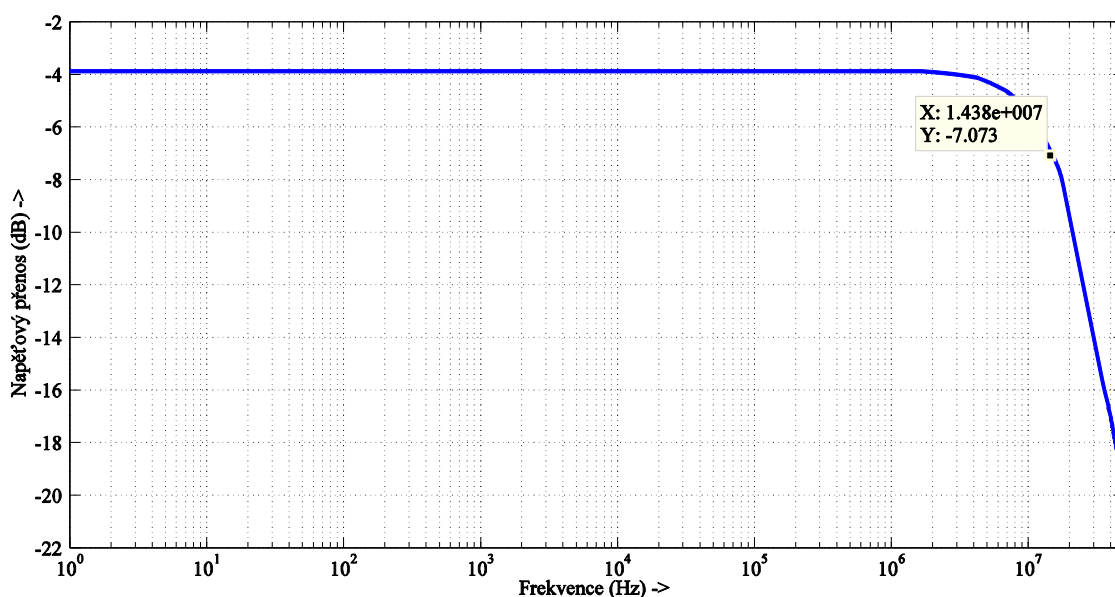
Funkční generátor: Agilent 33250A.

Osciloskop: Agilent MSO6104A, pasivní sondy s mezním kmitočtem 500 MHz.

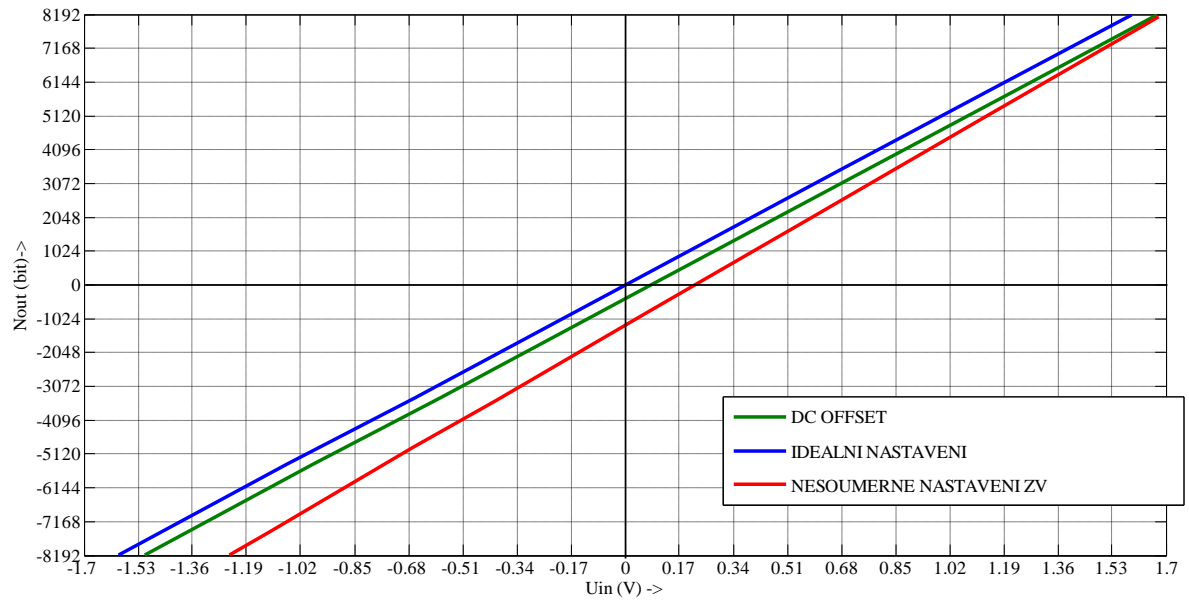


(žlutá, zelená – výstupní diferenciální kanály proti zemi, fialová – vstupní napětí, růžová – výstupní napětí)

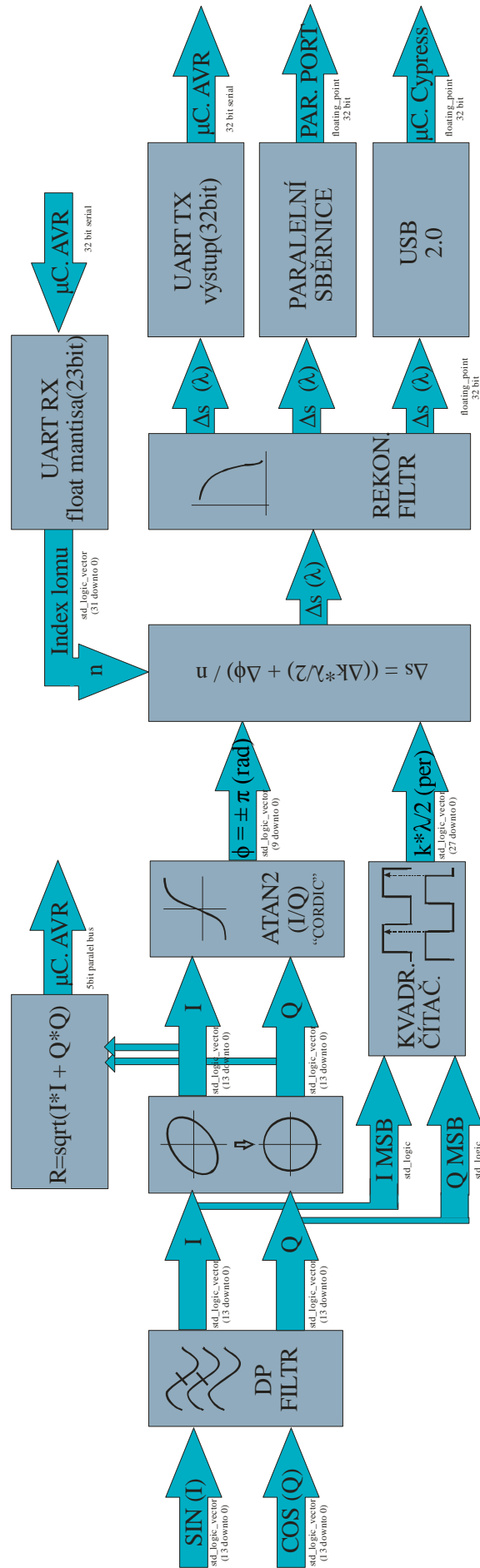
Amplitudová kmitočtová charakteristika vstupního driveru A/D převodníku



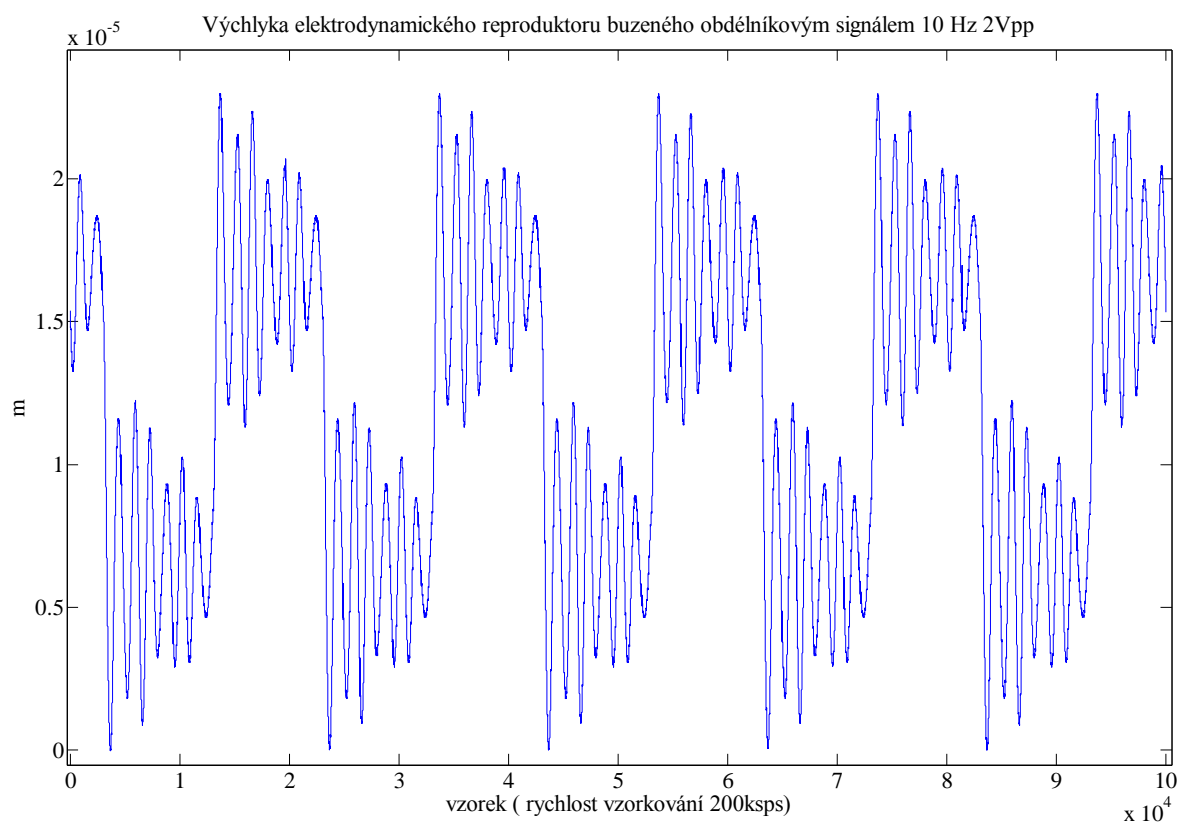
Převodní charakteristiky bloku A/D převodníku



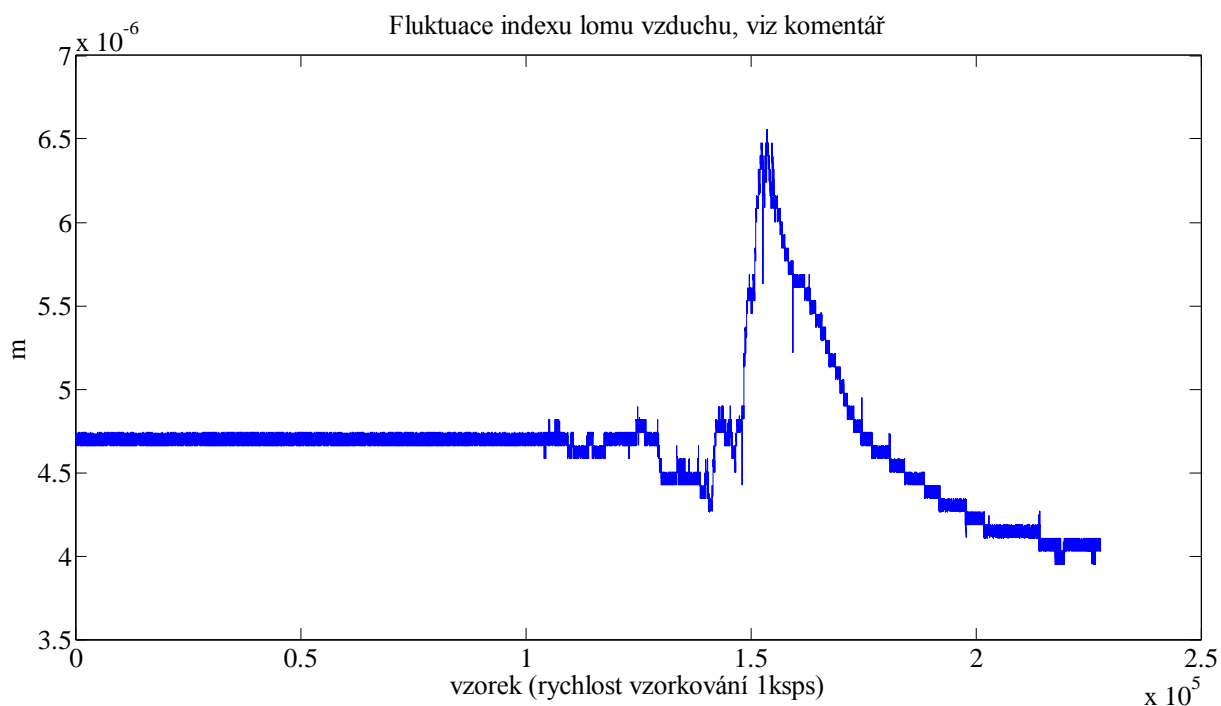
A.10 Blokové schéma algoritmu FPGA



A.11 Měření výchylky elektrodynamického reproduktoru



Efekt podstatné změny indexu lomu na výstupní údaj interferometru

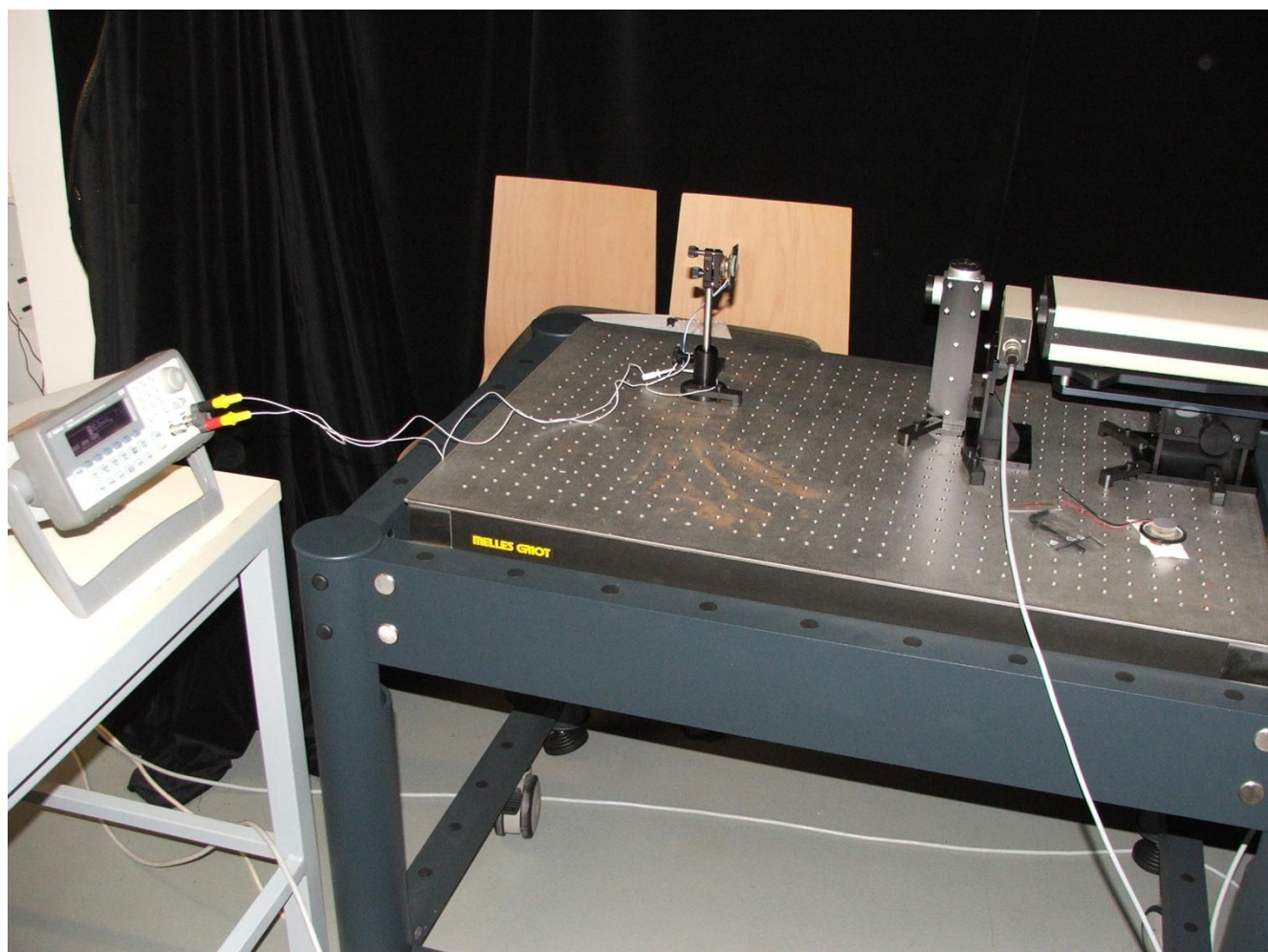


A.12 Demonstrační experimenty v laboratoři

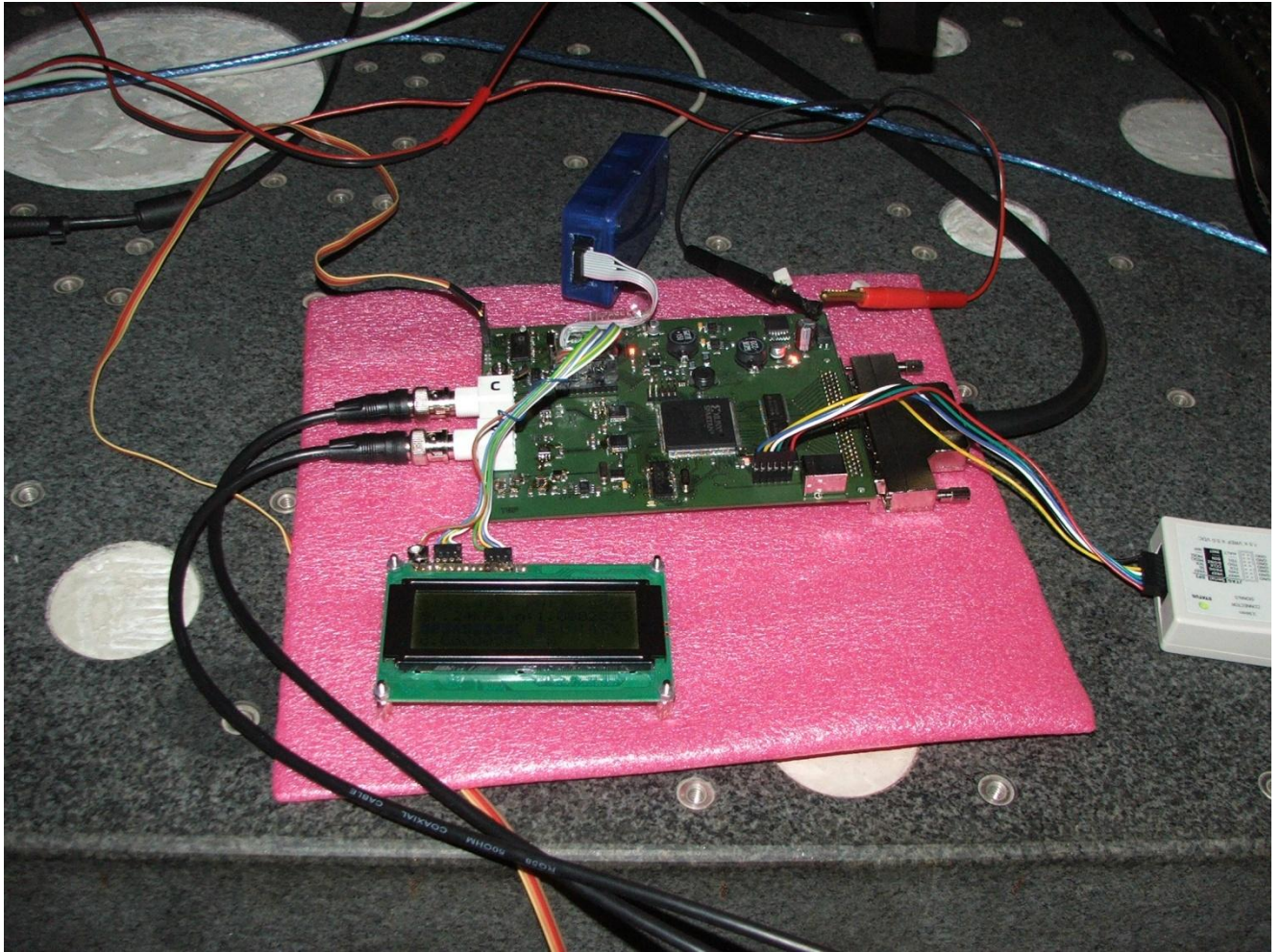
Náhled na uspořádání pracoviště:



Interferometr na optickém stole při měření výchylky elektrodynamického reproduktoru:



Realizovaný prototyp elektroniky v měřicím řetězci:



Testování parametrů zařízení se signály z kvadrurního generátoru:

