

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

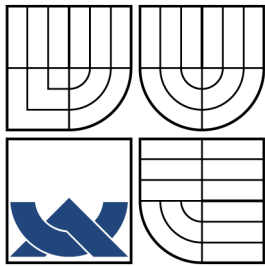
SNÍMAČ ÚHLOVÉ RYCHLOSTI SE SAGNACOVÝM
INTERFEROMETREM

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

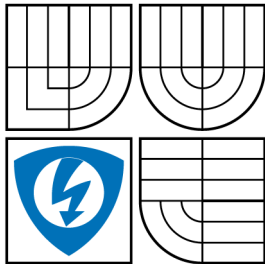
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. MICHAL SKALSKÝ

Brno 2016



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

SNÍMAČ ÚHLOVÉ RYCHLOSTI SE SAGNACOVÝM INTERFEROMETREM

ANGULAR VELOCITY SENSOR WITH SAGNAC INTERFEROMETER

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. MICHAL SKALSKÝ

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

Ing. ZDENĚK HAVRÁNEK, Ph.D.

BRNO 2016



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Kybernetika, automatizace a měření

Student: Bc. Michal Skalský

ID: 146953

Ročník: 2

Akademický rok: 2015/2016

NÁZEV TÉMATU:

Snímač úhlové rychlosti se Sagnacovým interferometrem

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Cílem práce je návrh a sestavení snímače úhlové rychlosti s využitím Sagnacova interferometru pracujícího v uzavřené smyčce. Zadání lze shrnout do následujících bodů:

- 1) Zpracujte literární rešerši perspektivních koncepcí a praktických řešení pro měření úhlové rychlosti s využitím optických vláken a pracujících na interferometrických a rezonančních principech.
- 2) Navrhněte konkrétní konstrukční uspořádání interferometrického vláknového snímače úhlové rychlosti s fázovou modulací v uzavřené smyčce včetně piezoelektrického modulátoru a nadefinujte vhodné elektrické modulační schéma s ohledem na praktická omezení takového modulátoru (kmitočtový rozsah, vlastní rezonance, apod.).
- 3) Navrhněte a realizujte elektronickou jednotku pro řízení celého snímacího systému v uzavřené smyčce. Vlastní regulátor můžete být implementován v jednotce případně v hradlovém poli v připojeném PXI systému.
- 4) Ověřte funkčnost celé sestavy včetně modulačního a regulačního schématu měření na kalibračním rotačním stolku RMS. Vyhodnoťte naměřená data a vytvořte kalatogový list snímače.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

- [1] Lefèvre, H.C. The Fiber-Optic Gyroscope. Artech House, 2014. ISBN 978-0890065372.
[2] DeCusatis, C.M., DeCusatis, C.J.S. Fiber Optic Essentials. Academic Press/Elsevier, 2006. ISBN 0-12-208431-4.

Termín zadání: 8.2.2016

Termín odevzdání: 16.5.2016

Vedoucí práce: Ing. Zdeněk Havránek, Ph.D.

Konzultanti diplomové práce:

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.

Předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové 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 teoretickým popisem problematiky optických vláknových snímačů úhlové rychlosti neboli gyroskopů, a dále návrhem a realizací vlastní koncepce tohoto snímače.

Teoretická část je zaměřena na popis interferometrických i rezonátorových optovláknových gyroskopů. Pro oba typy jsou popsány základní principy a působící fyzikální omezení. Pozornost je poté věnována zejména rozboru možných koncepčních uspořádání těchto snímačů. Jsou srovnána různá řešení z hlediska optické architektury i použití modulace a zpracování signálu.

Praktická část se zabývá návrhem a realizací vlastního interferometrického optovláknového gyroskopu pracujícího v uzavřené smyčce. Pro jeho konstrukci bylo použito levné nízkodvojločné vlákno a celovláknové komponenty včetně piezoelektrického fázového modulátoru, které jsou typické pro koncepce pracující výhradně v otevřené smyčce. Pro realizaci zpětnovazební kompenzace bylo navrženo speciální modulační schéma na principu plně harmonické modulace, čímž došlo k linearizaci výstupního signálu a rozšíření dynamického rozsahu. Použitá modulace vyžaduje vysoký stupeň synchronizace, které bylo dosaženo implementací pomocí hradlového pole. Sestavený optovláknový gyroskop využívá výkonný vláknový zdroj produkující nepolarizované záření, které spolu s použitím polarizátoru a Lyotova depolarizátoru zajišťuje dobrou reciprocitu uspořádání. Parametry snímače získané měřením jsou srovnatelné i se snímači využívajícími PM vlákno, jehož cena je však výrazně vyšší.

KLÍČOVÁ SLOVA

Sagnacův jev, optický vláknový gyroskop, I-FOG, R-FOG, nepolarizované záření, zdroj s erbiem dopovaným vláknem, interferometrický optovláknový gyroskop v uzavřené smyčce, harmonická modulace, piezoelektrický modulátor.

ABSTRACT

This thesis deals with theoretical description of fiber-optic angular velocity sensors, or gyroscopes, and further with design and construction of own sensor of this type.

The theoretical part describes problematics of interferometric and resonant fiber-optic gyroscopes. Basic principles and physical limits are described for both types. The main focus is then put on analysis of possible conceptions of these sensors. Solutions using different optical configurations as well as various modulation and signal processing schemes are discussed.

The practical part deals with design and construction of own interferometric fiber-optic gyroscope in closed-loop configuration. The gyroscope utilizes all-fiber components including piezoelectric phase modulator and unexpensive single-mode fiber, which are commonly used only for open-loop configurations. To realize closed-loop operation, special modulation scheme based on fully harmonic signal was developed, which yields linear output within wide dynamic range. This type of modulation requires high level of synchronization achieved by using a field-programmable gate array module. The gyroscope utilizes powerful broadband fiber source, polarizer and Lyot depolarizer which ensure good reciprocity of whole architecture. The parameters of the sensor, obtained by measurement, are even comparable to some sensors using PM fiber, which is much more expensive.

KEYWORDS

Sagnac effect, fiber-optic gyroscope, I-FOG, R-FOG , unpolarized light, erbium-doped fiber source, interferometric fiber-optic gyroscope in closed-loop configuration, harmonic modulation, piezoelectric modulator.

SKALSKÝ, Michal *Snímač úhlové rychlosti se Sagnacovým interferometrem*: diplomová práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, 2016. 129 s. Vedoucí práce byl Ing. Zdeněk Havránek, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma „Snímač úhlové rychlosti se Sagnacovým interferometrem“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové 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 diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové 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 autorského 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.

Brno

.....

podpis autora

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji vedoucímu diplomové práce panu Ing. Zdeňku Havránkovi, Ph.D. za odborné vedení, poskytnutí potřebných prostředků, ochotu a pomoc při realizaci.

Brno

.....

podpis autora

OBSAH

Úvod	11
1 Snímání úhlové rychlosti a Sagnacův jev	13
1.1 Sagnacův jev v optických gyroskopech	13
1.2 Základní princip a rozdělení	14
2 Interferometrický optovláknový gyroskop (I-FOG)	17
2.1 Princip interference v I-FOG	17
2.2 Reciprocita a fyzikální omezení	18
2.2.1 Podmínka reciprocity	18
2.2.2 Fyzikální omezení	20
2.3 Koncepce interferometrických optovláknových gyroskopů	22
2.3.1 Detekce úhlové rychlosti a zajištění linearity	22
2.3.2 Koncepce s akustooptickým modulátorem	24
2.3.3 Koncepce s analogovou modulací rampovým signálem a elektrooptickým modulátorem	26
2.3.4 Koncepce s digitální modulací rampovým signálem a elektrooptickým modulátorem	30
2.3.5 Koncepce s piezoelektrickým modulátorem	33
2.4 Současná praktická řešení	41
3 Rezonátorový optovláknový gyroskop (R-FOG)	43
3.1 Princip kruhového rezonátoru	43
3.1.1 Princip pasivního R-FOG	44
3.2 Reciprocita a fyzikální omezení	46
3.2.1 Podmínka reciprocity	47
3.2.2 Fyzikální omezení a parazitní vlivy	48
3.3 Koncepce rezonátorových optovláknových gyroskopů	49
3.3.1 Detekce úhlové rychlosti pomocí R-FOG	50
3.3.2 Koncepce s akustooptickým modulátorem	51
3.3.3 Koncepce s elektrooptickým modulátorem	53
3.3.4 Další perspektivní koncepce	56
3.4 Zhodnocení současného stavu vývoje	56
4 Praktická realizace	58
4.1 Návrh řešení	58
4.1.1 Základní poznatky pro řešení	59
4.1.2 Optická architektura I-FOG	60

4.2	Komponenty	62
4.2.1	Optické vlákno	62
4.2.2	Lytův depolarizátor	62
4.2.3	Polarizátor	63
4.2.4	Fázový modulátor	64
4.2.5	Zdroj záření	67
4.3	Fyzické sestavení	70
4.4	Fázová modulace a zpracování signálu	71
4.4.1	Fázová modulace s piezoelektrickým fázovým modulátorem	71
4.4.2	Návrh modulačního schématu s plně harmonickou modulací	72
4.4.3	Implementace uzavřené smyčky	75
4.4.4	Návrh regulace	76
4.4.5	Předzpracování signálu	77
4.4.6	Vizualizační program	81
5	Ověření parametrů I-FOG	82
5.1	Uspořádání měřicího pracoviště	82
5.2	Měření statické převodní charakteristiky	83
5.2.1	Měření na neomezeném rozsahu	84
5.2.2	Měření na rozsahu $10^\circ/\text{s}$	86
5.2.3	Měření na rozsahu $1^\circ/\text{s}$	86
5.2.4	Měření na rozsahu $0,1^\circ/\text{s}$	86
5.3	Měření frekvenční charakteristiky	90
5.4	Měření stability a Allanovy odchylky	91
5.5	Měření rotace Země	92
5.6	Katalogový list snímače	94
6	Závěr	95
	Literatura	98
	Seznam zkratk	107
	Seznam příloh	109
A	Seznam komponent	110
B	Schéma zapojení komponent I-FOG	112
C	Doplňující grafy a schémata	114

D	Tabulky výsledků měření	120
E	Návrhy desek plošných spojů	123
F	Instrukční list	125
	F.1 Připojení vodičů	125
	F.2 Obsluha měřicího programu	125
G	Fotodokumentace	128

ÚVOD

Mechanické fyzikální veličiny, jakými jsou rychlost či poloha, patří z hlediska měření k jedněm z nejdůležitějších. Rozmanité požadavky na parametry a použití se odrážejí také ve velkém množství používaných principů a metod jejich snímání. Nasazení přesných snímačů polohy a mechanického pohybu v průmyslu například umožnilo vysoce přesnou a levnou automatizovanou výrobu.

Často je však potřeba snímat tyto veličiny pouze vzhledem k inerciálnímu vztaženému systému. Podle zákonů mechaniky nelze při absenci referenčních bodů rychlost ani polohu přímo detekovat. Tyto informace je však možné dopočítat sledováním trajektorie při měření lineárního zrychlení a úhlové rychlosti, tedy jejich integrací. K tomu slouží akcelerometry a snímače úhlové rychlosti, jakými jsou gyroskopy. Souhrnně jsou označovány jako inerciální snímače a jsou součástí inerciálních navigačních systémů (INS) [1]. Tyto systémy pak mohou sloužit pro přesnou navigaci a orientaci v prostoru. INS tak v současné době představují klíčový prvek pro letectví, námořnictví, pozemní robotiku, vesmírnou a vojenskou techniku. V některých případech mohou spolupracovat také s globálními navigačními satelitními systémy (GNSS), které však nemusí být vždy k dispozici, zatímco přesnou polohu i směr je často potřeba znát neustále. Pro některé aplikace, jako jsou ponorky či podzemní hloubení, jsou pak INS jediným zdrojem informací o poloze.

Inerciální navigace byla poprvé využita za druhé světové války [1]. Pro měření úhlové rychlosti bylo využito mechanických gyroskopů s rotující hmotou, jenž však mají vysokou hmotnost a podléhají opotřebení. MEMS gyroskopy, využívající Coriolisovy síly, umožňují dosáhnout velmi malých rozměrů i nízké ceny, stále však nedosahují potřebných parametrů a stability [2]. Již od 80. let jsou proto postupně využívány gyroskopy optické, založené na Sagnacovu jevu. K velkému rozmachu jejich vývoje pak došlo s nasazením optických vláken, což přineslo nové možnosti a daleko širší rozsah použitelnosti i dosažitelných parametrů. Příchod nových koncepcí, materiálů a komponent, a zejména výpočetní techniky a zpracování signálů, vedly rovněž ke snižování ceny optických gyroskopů. Současné vláknové gyroskopy tak představují vysoce sofistikovaná zařízení, jenž se neustále vyvíjí. Pozoruhodnost jejich principu a perspektivita této technologie byly hlavním důvodem pro volbu tohoto tématu.

Cílem práce je podat náhled do problematiky optovláknových gyroskopů a vyvinout vlastní snímač se zpracováním signálu. Práci je možné rozdělit na teoretickou a praktickou část.

První kapitola se zabývá využitím Sagnacova jevu pro snímání úhlové rychlosti. Je podán stručný historický kontext vývoje interferometrických i rezonátorových optovláknových gyroskopů, jejich současné aplikace i základní parametry. Dále je

vyložena podstata Sagnacova jevu u jednotlivých koncepcí.

Druhá kapitola přibližuje interferometrický optovláknový gyroskop. Vedle odvození základních vztahů bude ukázáno, že pro dosažení jejich vynikajících parametrů je nutné vyřešit nemálo teoretických i praktických problémů. Zejména jsou zde proto rozebrány možné koncepce tohoto typu snímače, jenž ukazují různé přístupy k jejich řešení a stávají se více či méně vhodnými kandidáty pro komerční produkci.

Třetí kapitola se pak věnuje rezonátorovým optovláknovým gyroskopům. Bude zde popsán princip a výhody pasivního vláknového rezonátoru, které však spolu přináší i náročnější požadavky na realizaci. Rovněž bude věnována pozornost zejména jejich možným koncepčním řešením a srovnání z hlediska perspektivity.

Čtvrtou kapitolou již počíná popis vlastního řešení interferometrického optovláknového gyroskopu. To využívá inovativní koncepci kombinující levné vláknové komponenty a techniku zpětnovazební kompenzace. Bude zde podrobně popsán celý vývoj, od experimentů a návrhu až po samotnou realizaci, a to jak po stránce fyzického uspořádání, tak z hlediska zpracování signálu.

Měření a ověřování parametrů snímače se poté věnuje kapitola pátá. Na základě získaných dat a charakteristik jsou určeny charakteristické údaje pro tento typ snímače, umožňující srovnání s komerčními řešeními.

Doufám, že tato práce umožní srozumitelný a ucelený náhled do problematiky optovláknových gyroskopů a jejich možných řešení a zároveň taky demonstruje, že při zohlednění fyzikálních omezení lze při vhodné architektuře a pokročilému způsobu zpracování signálu dosáhnout velmi dobrých parametrů, a to i při zachování nízkých nákladů.

1 SNÍMÁNÍ ÚHLOVÉ RYCHLOSTI A SAGNACŮV JEV

1.1 Sagnacův jev v optických gyroskopech

Jak již bylo řečeno, optické gyroskopy jsou považovány za nejpřesnější a nejpokročilejší snímače úhlové rychlosti. Jejich předností oproti mechanickým gyroskopům a MEMS gyroskopům je vedle absence mechanických částí zejména vysoká přesnost potřebná pro inerciální navigaci, dosahující až $0,001 \text{ }^\circ/\text{h}$ [3].

Optické gyroskopy vychází z podstaty konstantní rychlosti šíření světla ve vakuu vůči inerciálnímu vztažnému systému. Pokud se tak budou po uzavřené trajektorii proti sobě šířit dva identické světlené svazky, při rotaci systému kolem osy kolmé k rovině šíření dojde ke změně optických drah jejich oběhů. Tím mezi nimi vzniká fázový posuv, který je přímo úměrný úhlové rychlosti [3, 4].

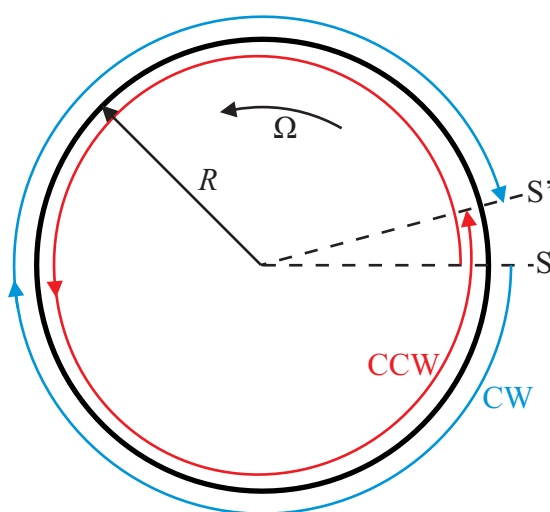
Tento jev poprvé demonstroval roku 1913 francouzský fyzik George Sagnac, podle něhož je pojmenován. K vyhodnocení fázového rozdílu využil interference obou svazků. Roku 1925 byl sestaven obrovský interferometr, jímž byli Michelson a Gale schopni měřit rotaci Země. Trvalo však dlouho, než se podařilo tento fyzikální princip využít v kompaktnějším provedení. První zlom ve vývoji přišel s objevem laseru. Již v roce 1963 využili W. M. Macek a D. T. M. Davis zesílení Sagnacova jevu pomocí čtvercové laserové dutiny. Tímto byl položen základ pro kruhový laserový gyroskop – Ring laser gyroscope (RLG). Dlouhou dobu pak trvalo překonávání mnoha problémů spojených s tímto principem, funkční RLG se začaly vyrábět až počátkem 80. let. Byly postupně nasazovány pro polohové referenční systémy – Heading attitude reference systems (HARS) i pro inerciální navigační systémy (INS), kde jsou dodnes stále dominantní [3, 5].

Již roku 1976 však V. Vali a R. W. Shorthill přišli s realizací Sagnacova interferometru pomocí vedení světla optickým vláknem. Navinutí vlákna v mnoha závitěch tak rovněž vedlo ke znásobení citlivosti při kompaktních rozměrech. Tímto vznikl optický vláknový gyroskop – Fiber-optic gyroscope (FOG). Jeho vznik byl umožněn zejména příchodem vláknových technologií do oblasti telekomunikací. Od počátku 80. let tak probíhal vývoj a výzkum možných koncepcí FOG. Jejich perspektivitou byla zejména nízká cena. Postupně bylo využito speciálních vláken a integrované optiky, které umožnily přiblížit se parametrům RLG. Hlavní předností FOG je vedle nízké ceny značná škálovatelnost, menší rozměry, nižší spotřeba a dlouhá životnost. Od 90. let, kdy se začaly vyrábět, se dostaly od úrovně tactical grade ($10 - 1 \text{ }^\circ/\text{h}$) po úroveň navigation grade ($<0,01 \text{ }^\circ/\text{h}$) vhodnou pro INS, kde postupně nahrazují RLG. Některé FOG dokonce předčily tuto klasickou koncepci a jako jediné dnes

dosahují úrovně strategic grade ($<0,001$ °/h). Naopak, na úrovně tactical-grade se dnes již dostávají mnohem levnější MEMS gyroskopy. Optovláknových gyroskopů bylo doposud vyrobeno přes půl milionu, mezi jejich největší výrobce patří Northrop Grumman, KVH, Fizoptika, IAI, iXBlue, Honeywell, a další [3, 4, 5].

1.2 Základní princip a rozdělení

Dříve než budou popsány základní typy a koncepce FOG je vhodné přesněji kvantifikovat, jak se v nich Sagnacův jev vlastně projeví. Předpokládejme šíření světelného svazku po kruhové trajektorii, jak je naznačeno na obr. 1.1. Směr šíření ve směru



Obr. 1.1: Vliv úhlové rychlosti Ω na optické dráhy paprsků [6]

hodinových ručiček – Clockwise (matematically záporný směr) označme CW a směr proti směru hodinových ručiček – Counterclockwise (matematically kladný směr) jako CCW. Pokud bude systém v klidu, optické dráhy jednoho oběhu z bodu S zpět do bodu S budou shodné a vyjádřené jako

$$L_{cw} = L_{ccw} = 2\pi R = c\tau \text{ [m]}, \quad (1.1)$$

kde R je poloměr trajektorie, c je rychlost šíření světla ve vakuu a τ je doba oběhu. Pokud se však systém bude otáčet úhlovou rychlostí Ω kolem osy kolmé k rovině trajektorie v matematicky kladném směru, jak je naznačeno na obr. 1.1, posune se bod S za dobu oběhu τ do polohy S'. Optická dráha ve směru CW tak bude

$$L_{cw} = 2\pi R - \Omega R\tau \text{ [m]}, \quad (1.2)$$

a ve směru CCW pak

$$L_{ccw} = 2\pi R + \Omega R\tau \text{ [m]}. \quad (1.3)$$

Jejich rozdíl tak bude dán ¹.

$$\Delta L = L_{\text{ccw}} - L_{\text{cw}} = 2\Omega R\tau \text{ [m]}. \quad (1.4)$$

Jelikož platí $\tau = 2\pi R/c$, lze rozdíl optických drah vyjádřit jako

$$\Delta L = \frac{4\pi R^2\Omega}{c} = \frac{4A\Omega}{c} \text{ [m]}, \quad (1.5)$$

kde A je plocha uvnitř trajektorie. Plocha A je tedy hlavní parametr určující citlivost snímání [2, 6, 7]. Lze ukázat [5], že vztah 1.5 je závislý pouze na ploše A , resp. jejím průmětu do roviny kolmé k ose rotace. Na tvaru trajektorie, která tuto plochu obklopuje, ΔL nezávisí ². Sagnacův jev je tak z fyzikálního hlediska úměrný toku vektoru $\vec{\Omega}$ orientovanou plochou \vec{A} , tedy $\Delta L = 4\vec{A} \cdot \vec{\Omega}/c$.

Nyní se může nabízet otázka, jak se tento rozdíl změní, pokud prostředím nebude vakuum, ale třeba optické vlákno s indexem lomu n . Při absenci úhlové rychlosti se bude záření šířit v obou směrech rychlostí $v = c/n$. Pokud ovšem systém rotuje, uplatní se tzv. Fresnelův-Fizeaův jev, díky němuž je záření unášeno prostředím, ve kterém se šíří [2, 5]. Obvodová rychlost vlákna ΩR a rychlost klidového šíření záření v se tak skládají relativistickým způsobem. Lze ukázat [5, 6], že v důsledku tohoto jevu budou optické dráhy ve směru CW i CCW nezměněny a jejich rozdíl bude opět daný vztahem 1.5. Sagnacův jev je tedy na indexu lomu prostředí nezávislý.

Rozdíl optických drah je možné vyhodnotit dvěma způsoby, a to buď jako měření fáze pomocí interference obou protiběžných svazků, nebo jako měření frekvence záření v kruhovém rezonátoru [4].

V prvním zmíněném principu se využívá rozdělení záření na dva identické svazky, které se šíří optickým vláknem po kruhové trajektorii ve směru CW a CCW. Bez působení rotace urazí oba stejnou optickou dráhu, a tudíž i jejich výstupní fáze bude shodná. Při působení rotace se rozdíl optických drah svazků CW a CCW projeví jako fázový posuv mezi oběma svazky. Sloučením svazků pak dochází k jejich interferenci, která je funkcí fázového posuvu. FOG využívající tohoto principu se označuje jako interferometrický optický vláknový gyroskop – Interferometric fiber-optic gyroscope (I-FOG). Tento způsob vyhodnocování je pro optovláknové gyroskopy typičtější a prakticky všechny komerčně nabízené FOG pracují právě na jeho základě [3, 5]. Interferometrickými optovláknovými gyroskopy se podrobněji zabývá kapitola 2.

¹Je patrné, že pokud se budou obě dráhy lišit, bude mírně odlišná také doba oběhů. Z hlediska obou směrů má tak i bod S' mírně odlišnou polohu. Jelikož je ale obvodová rychlost o mnoho řádů nižší než rychlost šíření světla, lze tuto malou časovou diferencii zanedbat [2].

²Tuto skutečnost odvodil M. von Laue již roku 1911 a současně vysvětlil také Sagnacův jev ještě před jeho demonstrováním G. Sagnacem [5].

Druhý zmíněný způsob využívá vláknového rezonátoru. Při vícenásobném oběhu záření nastane rezonance tehdy, pokud je optická dráha odpovídající jednomu oběhu celočíselným násobkem vlnové délky. Změna optických drah pro směry CW a CCW se pak projeví jako změna rezonančních frekvencí obou svazků. Ačkoli tohoto principu bylo prakticky využito již dříve pro RLG, rezonátorový optický vláknový gyroskop – Resonant fiber-optic gyroscope (R-FOG) je rozšířený zatím velmi málo. Proti interferometrickému principu nabízí zejména úsporu vlákna, avšak stále se nachází spíše ve fázi vývoje [3, 4]. Blíže se rezonátorovým optovláknovým gyroskopům a jejich možným koncepcím věnuje kapitola 3.

2 INTERFEROMETRICKÝ OPTOVLÁKNOVÝ GYROSKOP (I-FOG)

2.1 Princip interference v I-FOG

Jak bylo zmíněno, u interferometrického principu optovláknového gyroskopu se využívá detekce úhlové rychlosti pomocí interference svazků CW a CCW, jež vlivem rotace získají určitý fázový posuv. Pokud předpokládáme koherentní záření s vlnovou délkou λ , pak pro tento fázový posuv $\Delta\phi_s$, nazývaný jako Sagnacův, s využitím vztahu 1.5 platí

$$\Delta\phi_s = 2\pi \frac{\Delta L}{\lambda} = \frac{8\pi^2 R^2 \Omega}{\lambda c} = \frac{8\pi A \Omega}{\lambda c} \text{ [rad]}. \quad (2.1)$$

Popsanou situaci znázorníje schematicky obr. 2.1, kde je pro rozdělení použito polopropustné zrcátko. V tomto místě se koherentní svazek záření rovnoměrně dělí do protilehlých směrů a po oběhu zde oba svazky interferují a míří přes polopropustné zrcátko oběma směry ven [2, 7]. Výhodou je možnost navinutí vlákna v několika závitech, čímž se zvýší citlivost. Sagnacův fázový posuv je pak dán

$$\Delta\phi_s = \frac{8\pi N A \Omega}{\lambda c} = \frac{4\pi R L \Omega}{\lambda c} \text{ [rad]}, \quad (2.2)$$

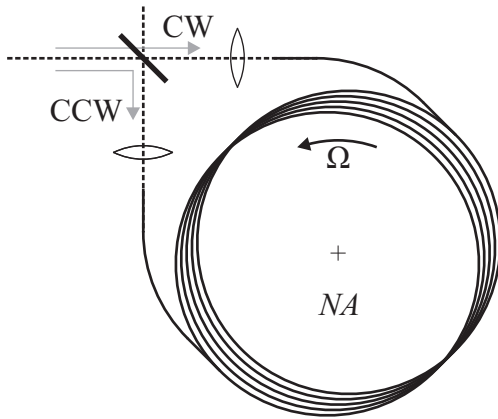
kde N je počet závitů a $L = 2\pi R N$ je délka navinutého vlákna. Běžně se používá vlákno dlouhé stovky metrů až kilometry navinuté na cívce o průměru jednotek až desítek centimetrů [5].

V případě uspořádání podle obr. 2.1 by byl na výstupu pozorován interferenční obrazec. V praxi se však namísto volnosvazkových komponent používají vazební členy, k interferenci tedy dochází ve vlákně. Intenzita záření je již veličina, kterou lze snadno detekovat. Je zřejmé, že při absenci rotace se oba svazky odrazí ve fázi, dojde tedy ke konstruktivní interferenci a detekovaná intenzita bude maximální. V případě fázového posuvu o násobek π bude situace opačná. Lze ukázat [6, 8], že závislost detekované intenzity záření na fázovém posuvu $\Delta\phi_s$ je dána vztahem

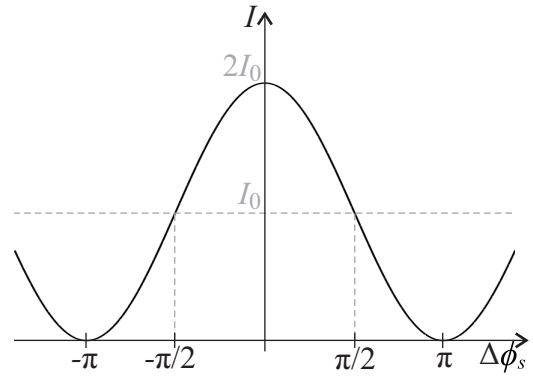
$$I = I_0(1 + \cos \Delta\phi_s) \text{ [W} \cdot \text{m}^{-2}\text{]}, \quad (2.3)$$

kde I_0 je střední hodnota intenzity, tj. bez interference [1, 7]. Grafické znázornění této závislosti je na obr. 2.2. Z obrázku je zjevná podobnost s interferenčním obrazcem, kde poloha proužků je funkcí fázového rozdílu.

Závislost intenzity na úhlové rychlosti je tedy nelineární, navíc symetrická pro oba směry, neumožňuje tím pádem jednoznačně detekovat směr. Dále nelze přímo určit malé úhlové rychlosti, neboť je v této oblasti nulová citlivost. Z tohoto důvodu byly vyvíjeny různé metody zpracování signálu využívající zejména metod fázové



Obr. 2.1: Schéma vláknového Sagnacova interferometru [5]; upraveno



Obr. 2.2: Závislost výstupní intenzity na fázovém posuvu [6]

modulace, jimž bude dále věnována pozornost. Ještě před tím však bude nutné objasnit reciprocitu a fyzikální omezení vláknového interferometru. Současné I-FOG běžně detekují fázový rozdíl v řádech pm až fm, a to po uběhnutí dráhy i několika km. Aby toto bylo vůbec možné, musí být oba směry vlákna z hlediska zpoždění dokonale identické, šíření svazků CW a CCW tedy musí být reciproké. Jak bude ukázáno dále, upořádání podle obr. 2.1 tento požadavek nesplňuje.

2.2 Reciprocita a fyzikální omezení

Aby byla pomocí změny fáze detekována pouze úhlová rychlost a ne jiné parazitní vlivy, a to i v měřítku fm rozdílů, musí se tyto vlivy maximálně eliminovat. V opačném případě je nutné zajistit, aby jejich působení bylo na oba směry šíření naprosto shodné. Výše uvedené vztahy budou platit pouze při splnění podmínek reciprocity [2].

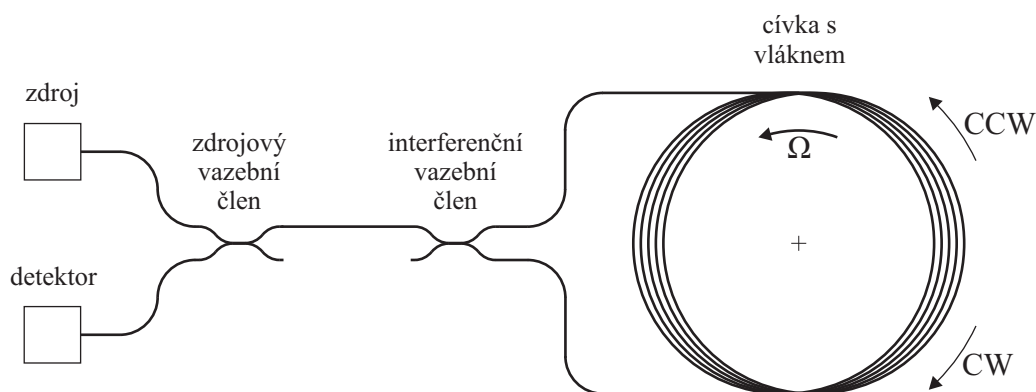
2.2.1 Podmínka reciprocity

I pokud je dělicí poměr polopropustného zrcátka na obr. 2.1 přesně ekvivalentní, z teorie šíření záření vyplývá, že u odraženého svazku (zde CCW) dojde k fázovému posuvu o $\pi/2$. Pokud se k detekci záření využije volný port směřující vzhůru, detekované záření ve směru CCW bude dvakrát odraženo, zatímco záření ve směru CW projde zrcátkem vždy přímo. Jejich výsledný fázový rozdíl bude π rad. Tento výstup je tedy z hlediska fáze nerekiproký [5].

Vláknový vazební člen se čtyřmi porty funguje analogicky. V tomto případě se však využívá zúžení a podélného přitavení dvou optických vláken. Již při vzdálenosti

okolo desítek μm mezi jádry dochází k pronikání elektromagnetické vlny z jednoho vlákna do druhého. Dělicí poměr je pak dán délkou spojení vláken [5]. Jelikož ale část záření opět zůstává v původním vlákne a část přejde do sousedního, cesty obou svazků nejsou stejné a opět dochází k fázovému posuvu [1]. Ten v případě vláknových vazebních členů navíc není dán zcela jednoznačně.

Pro detekci tak zmíněný volný port nelze z důvodu nereciprocitivity použít a je nutno detekovat na stejném portu, z jakého záření do I-FOG vstupuje. Svazek CW i CCW pak prochází vazebním členem jednou přímo a jednou s fázovým posuvem, který je z obou směrů stejný. Tento port je tedy reciprokový. Aby však bylo možné záření detekovat, je nutné použít další vazební člen, jak je znázorněno na obr. 2.3. K interferenci svazků CW a CCW dochází ihned při sloučení, proto je tento původní vazební člen označován jako interferenční. Zdrojový vazební člen zde slouží pouze k oddělení záření pro detekci [3, 4].



Obr. 2.3: Schéma reciprokého uspořádání I-FOG [6]

Uvedené uspořádání, nazývané také jako minimální konfigurace, již splňuje podmínku reciprocitivity a vycházejí z něj prakticky všechny používané koncepce I-FOG. Nevýhodou je útlum zdrojového vazebního členu 6 dB oproti původnímu návrhu. Proto jej některá řešení nahrazují optickým cirkulátorem, který uvedenou nevýhodu odstraňuje. Naproti tomu lze ukázat, že u interferenčního vazebního členu v ideálním případě k přímým ztrátám nedochází. Jelikož musí být splněn zákon o zachování energie, je záření pouze přerozdělováno mezi reciprokým a nereciprokým portem na základě fázového posuvu. Oba výstupní porty jsou tak z hlediska výstupní charakteristiky komplementární. Pokud jsou oba svazky ve fázi, v idealizovaném případě se vrací veškeré záření zpět reciprokým portem. Dále je zřejmé, že díky reciprocitě není nutné, aby byl dělicí poměr přesně 50 : 50. Poté, co svazky CW i CCW projdou dvakrát vazebním členem a interferují, je jejich intenzita vzhledem k reciprokému portu vždy shodná. Toto pro nereciproký port neplatí [5].

Samotná ekvivalence cest vláknem protichůdných svazků však k reciprocitě nestačí. Vláknem se totiž obecně šíří více světelných módů, které mohou mít různý fázový posuv. Proto se pro optovláknové gyroskopy používá výhradně jednovidové vlákno – Single-mode (SM), nikoliv vícevidové vlákno – Multi-mode (MM). Avšak i SM vlákno vede dva módy, které se liší polarizací [9]. Proto se pro I-FOG často používá vlákno zachovávající rovinu polarizace – Polarization maintaining (PM), které díky vysokému dvojlomu umožňuje vést oba módy odděleně. Při zařazení polarizátoru je pak veden pouze jeden mód a reciprocita je splněna [4]. U ideálního nízkodvojlomného SM vlákna jsou polarizační módy degenerované, malá náhodná dvojlomnost je vyvolána pouze ohybem či deformací. Reciprocity zde lze naopak dosáhnout náhodným rozdělením polarizačních módů do všech směrů, tedy depolarizací [10]. Vždy však platí, že pro interferující složky svazků CW a CCW musí být celková akumulovaná fáze shodná, aby bylo vůči ní možné rozlišit velmi malý Sagnacův fázový posuv.

2.2.2 Fyzikální omezení

Doposud byl uvažován I-FOG v idealizovaném případě, kdy nepůsobí žádné parazitní vlivy, které by narušovaly reciprocitu. Vzhledem k uvedeným měřítkům je však patrné, že k jejímu porušení stačí velmi málo. Problematice fyzikálních omezení a parazitních vlivů proto bývá věnována velká pozornost a snaha o jejich odstranění či eliminaci vede k dalšímu nárůstu složitosti a požadavků na konstrukci I-FOG. Zde budou tyto požadavky zmíněny pouze ve stručnosti, blíže se jim věnuje [5] či [6].

V první řadě je nutné uvažovat o optickém vlákně jako disperzním fyzikálním prostředí. Dochází v něm jednak k odrazu na rozhraní mezi komponentami či vláknovými přechody a dále k rozptylu, který probíhá nahodile po celé délce vlákna v důsledku nehomogenit, jenž se nazývá také jako Rayleighův rozptyl [11]. Je nutné zabránit interferenci hlavních detekovaných svazků CW a CCW s odraženým zářením. Z tohoto důvodu se používá záření s malou časovou koherencí, neboli širokopásmové záření. Plynový laser ani laserová dioda – Laser diode (LD) nejsou pro I-FOG vhodné. Běžná luminiscenční dioda – Light-emitting diode (LED) sice potřebnou šířku pásma poskytuje, avšak díky malé prostorové koherenci nelze její záření do SM vlákna účinně navázat [5]. Jako řešení se ukázala superluminiscenční dioda – Superluminescent diode (SLD), pracující podobně jako LD, pouze bez laserového efektu. Ještě výhodnější je pak superfluorescenční vláknový zdroj – Superfluorescent fiber source (SFS), jenž využívá zesílené spontánní emise atomů erbia čerpané běžnou LD, tedy podobné struktury jako v telekomunikacích používaný erbiový vláknový zesilovač – Erbium-doped fiber amplifier (EDFA) [9, 12]. Jedná se v podstatě o vláknovou obdobu SLD. U těchto zdrojů dochází ke ztrátě koherence již po desítkách až

stovkách μm a k parazitní interferenci s odraženým zářením tak díky jejich nekorelaci nedochází. Odražené záření je zde však stále přítomno a projeví se na snížení kontrastu interferenčního obrazce. K potlačení vlivu Rayleighova rozptylu přispívá dále fázová modulace, která bude rozebrána později [5, 13]. Dále platí, že s rostoucí vlnovou délkou Rayleighův rozptyl klesá, proto se používá výhradně infračervené záření [11].

Na šíření záření optickým vláknem má významný vliv také teplota, především její časové změny. Jelikož se svazky CW a CCW šíří z opačných konců, procházejí jednotlivými body vlákna vyjma jeho středu v nestejnou dobu. Při podmínkách měnících se s časem jsou tak svazky vystaveny nestejným vlivům a dochází k nereciprocitě [1]. Teplota má jednak vliv na index lomu, což se nazývá jako Shupův jev, a poté zejména na změnu rozměrů a mechanické napětí. K eliminaci těchto vlivů se používá symetrické vinutí vlákna, kdy jsou části vlákna se stejnou vzdáleností od středu umístěny blízko sebe a vystaveny tak stejným teplotním vlivům. Nejznámější jsou dvoupólové a čtyřpólové vinutí [7].

Dalšími parazitními jevy jsou skutečné nereciproké jevy, které omezují princip ekvivalence samotných cest v protichůdných směrech. Jsou jimi Faradayův a Kerrův jev. Faradayův magneto-optický jev spočívá ve vzniku kruhové dvojlomnosti vlivem magnetického pole [13]. Záření s libovolnou polarizací lze vyjádřit jako superpozici dvou módů s kruhovou polarizací v opačných směrech. Kruhová dvojlomnost spočívá v rozdílném indexu lomu těchto módů. Faradayův jev je však závislý na směru působení magnetického pole, proto se polarizace svazků CW a CCW budou v běžném SM vlákne stáčet opačným směrem. Faradayův jev se projevuje také u PM vláken, kde způsobuje pomalou rotaci jeho dvojlomných rovin. V homogenním poli se díky kruhové trajektorii záření tento jev neprojeví, avšak v případě nehomogenního pole dochází v obou případech k nereciprokým změnám fáze [5, 13]. Univerzální řešení pro potlačení Faradayova jevu představuje stínění materiálem s vysokou permeabilitou [7].

Druhým zmíněným nereciprokým jevem je Kerrův jev, který se projevuje jako závislost indexu lomu na energii vedeného záření. Obecně platí, že dva protiběžné koherentní svazky vytváří stojatou vlnu, jenž tento index lomu moduluje. Jelikož se však u I-FOG používá širokopásmové záření s malou časovou koherencí, je vliv Kerrova jevu poměrně malý [5]. Dále, aby byl index lomu svazků CW a CCW ovlivněn stejně, musí mít oba svazky pokud možno stejnou intenzitu. Proto je vhodné dodržet poměr 50 : 50 interferenčního vazebného členu co nejpřesněji [1, 14].

Kromě zmíněných parazitních vlivů jsou teoretické parametry I-FOG limitovány šumem. Působí zde zejména výstřelový šum daný kvantováním. Je zřejmé, že zlepšit poměr signálu k šumu – Signal-to-noise ratio (SNR) lze pomocí zvýšení výkonu. Při vyšším výkonu se však začne u širokopásmového zdroje projevovat naopak šum

intenzity. S vyšším výkonem narůstá také Kerrův jev. Dále je zde přítomen teplotní šum detekční PIN diody a zatěžovacího rezistoru [9, 14].

2.3 Koncepce interferometrických optovláknových gyroskopů

V předchozím textu bylo působení Sagnacova jevu v optovláknovém interferometru popsáno spíše teoreticky. Reciprocita a působící fyzikální jevy spojené s vláknovým uspořádáním pak vytyčily určitá omezení a požadavky, které musí I-FOG obecně splňovat. Nyní budou podrobně rozebrány možnosti, jak na základě těchto poznatků docílit přesného snímání úhlové rychlosti, k čemuž je nutná dostatečná stabilita a linearita snímače.

2.3.1 Detekce úhlové rychlosti a zajištění linearity

Jak již bylo uvedeno, základem většiny řešení I-FOG je minimální konfigurace [14], jejíž schéma je na obr. 2.3. Pro snímání úhlové rychlosti je však samotné toto uspořádání nedostačující. V optimálním případě, kdy je splněna reciprocita, má totiž závislost výstupní intenzity na Sagnacovu fázovém posuvu, resp. na úhlové rychlosti, průběh podle obr. 2.2. První nevýhodu představuje symetrie této převodní charakteristiky, nelze tedy jednoznačně určit směr úhlové rychlosti. Dále je zřejmé, že při absenci rotace, tedy kdy oba svazky interferují ve fázi, bude výstupní intenzita maximální, avšak citlivost na malé úhlové rychlosti v okolí tohoto bodu je nulová. Je zde tedy určitá oblast necitlivosti [7]. Obdobná situace nastává při úhlové rychlosti odpovídající $\Delta\phi_s = \pm\pi$ rad, kde je díky destruktivní interferenci intenzita nulová. Naopak ideální je oblast při $\Delta\phi_s = \pm\pi/2$ rad, kde je dosaženo maximální citlivosti a rovněž částečné linearity. Aby bylo tohoto stavu dosaženo i při $\Omega = 0$ rad·s⁻¹, je potřeba zavést přídatný fázový posuv $\pi/2$ rad. Ačkoli pro řešení tohoto problému lze nalézt více přístupů a metod, téměř všechny koncepce I-FOG využívají reciproké fázové modulace. Fázový modulátor, umístěný mezi jeden konec cívky s vláknem a interferenční vazební člen, umožňuje měnit optickou dráhu a tím ovlivňovat fázi svazků CW a CCW. Jelikož však z důvodu reciprocit uspořádání procházejí modulátorem postupně oba svazky, konstantní velikost zaváděného fázového posuvu se přičte k oběma svazkům stejně a na výstupu se neprojeví. Z tohoto důvodu se zavádí střídavý fázový posuv. Přitom se využívá nesymetrického umístění modulátoru vzhledem k svazkům CW a CCW. Navinuté vlákno o délce L se tak chová jako zpoždovací linka. Její zpoždění $\tau = nL/c$, kde n je index lomu vlákna, odpovídá době oběhu záření podél vlákna. Díky tomu je okamžitá modulace svazků CW a CCW

nereciproká a lze tak mezi ně zavádět střídavý fázový rozdíl $\pm\pi/2$ rad odpovídající bodům na obr. 2.2 s maximální citlivostí. Z hlediska časového průměru je však reciprocita opět splněna. Popsaný způsob úpravy signálu je společným řešením koncepcí I-FOG pracujících v tzv. otevřené smyčce [1, 14, 15].

Pouhý posun pracovních bodů pomocí fázové modulace však stále neposkytuje zcela optimální výstupní funkci snímače. Ta je totiž v případě otevřené smyčky lineární jen v úzké oblasti malých úhlových rychlostí. Navíc její periodicita opět znamená nejednoznačnost výstupu. Tento problém překonávají koncepce pracující v tzv. uzavřené smyčce, kde je pomocí modulace fáze zpětnovazebně kompenzován rovněž Sagnacův fázový posuv [1]. Signál otevřené smyčky pak představuje regulační odchylku, která je trvale udržována v nule, tedy v jejím optimálním pracovním bodě. Výstupní informaci je pak kompenzační fázový rozdíl $\Delta\phi_{ko} = -\Delta\phi_s$, který má již lineární průběh v širokém rozsahu úhlových rychlostí [7, 16]. Uspořádání I-FOG v uzavřené smyčce je již složitější a existuje více přístupů k jeho řešení. Kompenzovaný Sagnacův fázový posuv je totiž nereciproký [3, 6].

Následující přehled možných koncepcí I-FOG bude zaměřen na konfigurace pracující v otevřené i uzavřené smyčce. Toto však není jediné kritérium, podle něhož lze I-FOG klasifikovat. Existuje taktéž více přístupů z hlediska optické architektury, lišících se např. způsobem zajištění reciprocity. Lze rozlišovat I-FOG pracující s polarizovaným či nepolarizovaným zářením, nebo modulací pomocí piezoelektrického či elektrooptického fázového modulátoru. Dále byla prezentována řešení s analogovým i digitálním zpracováním signálu. Jednotlivé koncepce se také odlišují účelem a zaměřením I-FOG. Obecně platí, že u řešení s nižší přesností, kde je snahou docílit nízkých nákladů, narůstá i diverzita možných koncepcí. Některé návrhy tak upouštějí i od dodržení reciprocity. Přesto lze mezi uvedenými koncepcemi nalézt určité klasifikační rysy. V této práci bude jako hlavní kritérium brán přístup k modulaci záření. Od něj se totiž odvíjí nejen zpracování signálu, ale i parametry snímače a potenciální cena výsledného řešení.

Obecně platí, že I-FOG s modulací na elektrooptickém principu umožňují snadnou integraci optických komponent a také činnost v uzavřené smyčce. Vyžadují však použití PM vlákna a kladou celkově vyšší nároky na výrobu.

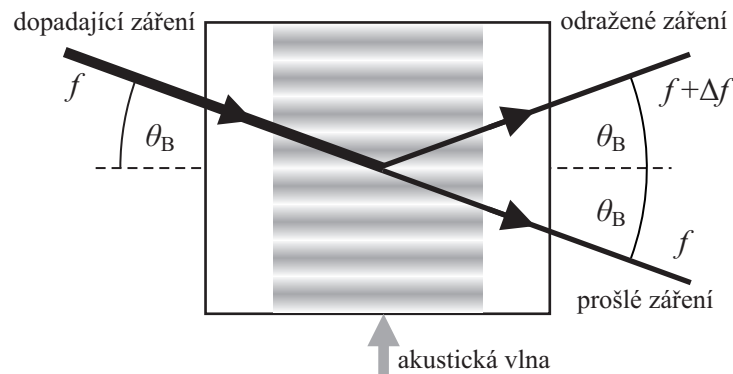
Piezoelektrický modulátor naproti tomu umožňuje řešit všechny komponenty jako vláknové a tím redukovat náklady, zejména při použití běžného SM vlákna. Taková řešení však většinou pracují pouze v otevřené smyčce.

Nutno ovšem podotknout, že málokteré navržené koncepce přináší kompletně nové přístupy, budou tedy spíše popsány odlišné přístupy k řešení některých dílčích problémů.

2.3.2 Koncepce s akustooptickým modulátorem

Použití akustooptického modulátoru pro kompenzaci Sagnacova fázového posuvu jako první umožnilo realizaci I-FOG v uzavřené smyčce. Přestože se tedy jedná již o zpětnovazební variantu, bude popsána přednostně před ostatními koncepcemi využívajícími elektrooptický či piezoelektrický modulátor, neboť se od nich výrazněji liší. Koncepce I-FOG využívající akustooptický modulátor (AOM) totiž ke kompenzaci využívají frekvenční modulaci. Jsou proto nazývány jako dvoufrekvenční (angl. dual frequency) nebo též s nulováním fáze (angl. phase-nulling) [15].

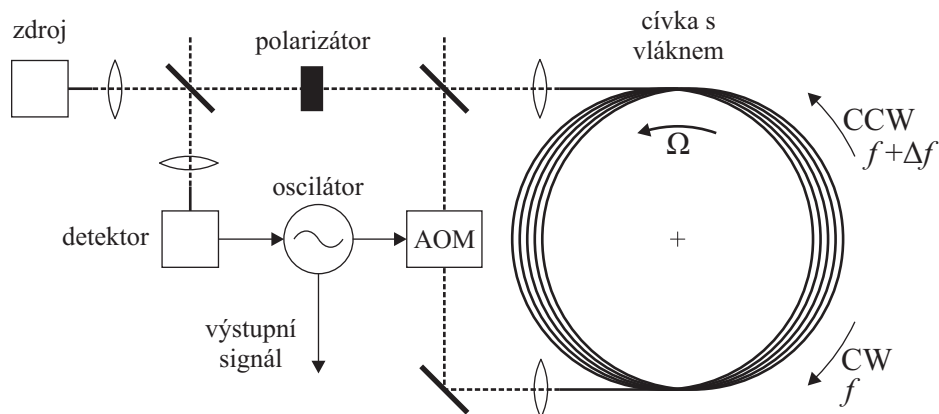
U AOM se využívá akustooptického jevu, tedy interakce akustické vlny šířící se optickým materiálem, jímž prochází záření. Akustická vlna vytváří pohybuující se mřížku proměnné hustoty materiálu, s níž se mění také index lomu. Tento periodický vzor indexu lomu se chová obdobně jako difrakční Braggova mřížka, na které se záření dopadající pod Braggovým úhlem θ_B odráží. Pokud se navíc mřížka pohybuje, nastává vlivem Dopplerova jevu k posunu frekvence optické vlny. Situaci znázorňuje obr. 2.4. Změna frekvence odraženého záření Δf je přímo ovlivněna frekvencí vy-



Obr. 2.4: Interakce záření a akustické vlny v AOM [11]; upraveno

buzené akustické vlny. AOM mohou být volnosvazkové, pro účely I-FOG jsou však vhodnější v podobě integrované optiky (viz. dále) [1, 11].

Jak již byl řečeno, AOM moduluje frekvenci procházejícího záření. Z hlediska odraženého svazku je tedy reciprokový. Pro zpětnovazební kompenzaci Sagnacova fázového posuvu se však využije umístění AOM na jeden konec vlákna, tedy nesymetricky [17]. Schematické uspořádání znázorňuje obr. 2.5. Svazek CCW nejprve prochází modulátorem a poté vstupuje do vlákna, zatímco pro svazek CW je posloupnost opačná. Pokud bude nyní frekvence záření modulována, svazek CW se bude vláknem šířit s frekvencí f , zatímco svazek CCW bude mít frekvenci $f + \Delta f$. Mírně odlišná frekvence svazků CW a CCW znamená postupně narůstající fázový posuv mezi nimi. Tímto lze kompenzovat nerekiprokový Sagnacův fázový posuv $\Delta\phi_s$. Je zřejmé, že poté, co modulátorem projde také svazek CW, je frekvence obou svazků



Obr. 2.5: Zjednodušené schéma koncepce I-FOG s akustooptickým modulátorem [17, 18]; upraveno

shodná a mohou spolu interferovat. Frekvence akustické vlny je tedy zpětnovazebně měněna tak, aby oba svazky interferovaly ve fázi. Pro potřebný přírůstek frekvence platí

$$\Delta f = \frac{2R\Omega}{\lambda n} \text{ [Hz]}, \quad (2.4)$$

kde λ je vlnová délka záření a n je index lomu vlákna [17]. Pro výběr jediného polarizačního módu je mezi děliče svazků umístěn polarizátor. Je zřejmé, že pro zpětnovazební kompenzaci je nejprve potřeba výstupní údaj otevřené smyčky, tedy již s posuvem do optimálních pracovních bodů $\pm\pi/2$ rad převodní charakteristiky I-FOG. K tomu lze využít zmíněnou střídavou modulaci a dalšího akustooptického či elektrooptického modulátoru, jak bude popsáno dále [17, 18].

Obvyklý frekvenční rozsah AOM bývá 40 – 80 MHz [1]. Při běžných rozměrech I-FOG by však výsledný fázový rozdíl odpovídal několika radiánům. Z tohoto důvodu bylo navrženo diferenční řešení se dvěma AOM na obou koncích navinutého vlákna zavádějící fázový posuv Δf_c a $\Delta f_c + \Delta f$. Rozdíl Δf těchto frekvencí pak může být libovolně malý, přičemž Δf_c je stále okolo 40 MHz [18]. Jiným přístupem je antisériové zařazení dvou AOM za sebe, neboť frekvenci procházejícího záření lze také snižovat [17].

Jedno ze zajímavých řešení s AOM popisuje [19]. Namísto interferenčního děliče svazků dochází k rozdělení přímo v AOM, jak je naznačeno na obr. 2.4, čímž se redukuje počet komponent. Při délce navinutého vlákna 1100 m na cívce o průměru 14,2 cm dosahuje tento I-FOG stability 12 °/h. Je ovšem nutno zdůraznit, že veškerá řešení I-FOG s AOM využívala ještě laserové zdroje s vysokou časovou koherencí, které jsou pro I-FOG nevhodné. Jejich parametry tak byly výrazně omezeny zpětným odrazem a Rayleighovým rozptylem.

Výhodou všech uspořádání I-FOG se zpětnovazební kompenzací pomocí změny frekvence je vysoký dynamický rozsah [15], snadné zpracování signálu a potenciálně nízká cena. Akční zásah představující výstup snímače v podobě frekvence je také velmi výhodný a řešení lze snadno digitalizovat [17]. Vedle vyšší energetické náročnosti modulace je však zásadním negativem použití AOM porušení reciprocity I-FOG. Při diferenčním uspořádání je totiž nutné, aby umístění modulátorů bylo vzhledem k interferenčnímu děliči svazků naprosto symetrické. I velmi malá nepřesnost totiž znamená vznik nerekiprokého parazitního fázového rozdílu. Obdobně dochází k nerekiprocity při antisériovém uspořádání AOM, kde k parazitnímu posuvu dojde na úseku mezi modulátory [5]. Právě tyto nevýhody vedly k tomu, že poměrně snadná kompenzace pomocí změny frekvence se do praxe nedostala a byla nahrazena fázovou modulací a elektrooptickými modulátory, které jsou již reciproké.

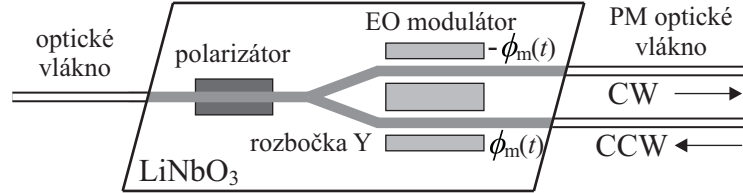
2.3.3 Koncepte s analogovou modulací rampovým signálem a elektrooptickým modulátorem

Pro zajištění reciprocity I-FOG pracujícího v uzavřené smyčce bylo navrženo řešení využívající elektrooptický modulátor (EOM) [20]. Toto řešení doposud patří mezi nejpoužívanější a je základem pro komerční optovláknové gyroskopy nejpreciznější kategorie. Předností EOM oproti jiným typům modulace je zejména velká šířka pásma modulačního signálu. Ta je zde nezbytná, neboť se ke kompenzaci využívá pilovitého průběhu signálu.

Na rozdíl od AOM, kde se moduluje frekvence, u EOM se u procházejícího záření mění fáze. Jedná se tedy o fázový modulátor [5]. Je založen na lineárním elektrooptickém, nebo též Pockelsovu jevu, kdy se v určitém dvojlomném materiálu působením vnějšího elektrického pole mění index lomu. Tímto lze procházející záření zpožďovat a vytvářet tak napětím řízený fázový posuv. Pro volnosvazkové EOM se nejčastěji využívá jednoosého krystalu LiNbO_3 , po jehož stranách jsou elektrody vytvářející napětí působící kolmo na směr záření. Závislost změny fáze na napětí je pro oba ortogonální módy různá, proto se využívá pouze jednoho, zpravidla mimořádného módu, zatímco kolmá složka je rozptýlena [5, 21].

Pro I-FOG se však nejčastěji využívá provedení EOM v podobě integrovaných optických komponent. Ty se vyrábí mikrolitografií na planárním substrátu LiNbO_3 . Vlnovodné cesty se vytváří zvýšením indexu lomu dopováním atomů Ti přes tenkou masku, podobně jako elektrické obvody [5]. Integrovaný vlnovod se chová obdobně jako optické vlákno. Jelikož však průřez cesty není kruhový, jedná se o lineárně dvojlomné prostředí se dvěma polarizačními módy. Blízké umístění elektrod podél vlnovodu umožňuje použít malé modulační napětí. Pro použití v I-FOG tak

postačuje napětí okolo jednotek V, zatímco u volnosvazkových EOM může být potřebné napětí až kV [21]. U koncepcí I-FOG s integrovaným EOM bývá na jednom substrátu umístěn také polarizátor a interferenční vazební člen, realizovaný jako integrovaná rozbočka ve tvaru Y (angl. Y-junction). Schéma běžného uspořádání této integrované optické jednotky je na obr. 2.6. Polarizátor zde zajistí šíření pouze



Obr. 2.6: Multifunkční integrovaná optická jednotka pro I-FOG [1, 16]; upraveno

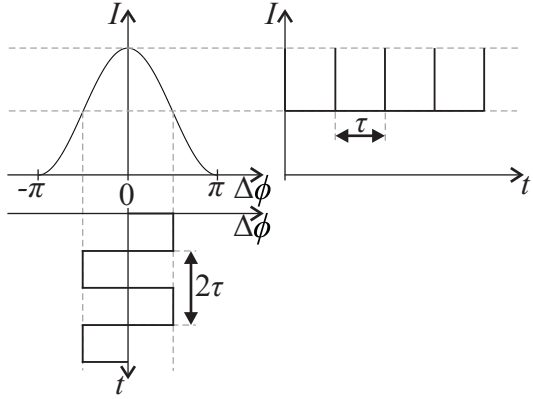
jednoho polarizačního módu. To je důležité nejen z hlediska reciprocity, ale také z principu elektrooptického jevu, neboť index lomu obou módů je ovlivňován odlišně [21]. Výběr jediného polarizačního módu se provádí překladem kovové vrstvy přes integrovaný vlnovod, jak je znázorněno na obr. 2.6, nebo difuzní protonovou výměnou, kdy se díky zvýšení dvojlomnosti jeden mód zcela rozptýlí. Různé uspořádání elektrod umožňuje působení pole buďto v rovině substrátu nebo kolmo na ni [5]. Nejčastěji se využívá diferenciální uspořádání, kdy je do obou větví zaváděn stejný fázový posuv, ale opačného znaménka, jak je opět patrné na obr. 2.6. To také umožní částečnou eliminaci případné nelinearity modulátoru [20]. V principu je však tato modulace ekvivalentní použití jednoho modulátoru umístěného nesymetricky mezi vazební člen a jeden konec navinutého vlákna. Jelikož je nutné vést pouze jeden mód, koncepce s EOM využívají výhradně PM vlákno, které je navázáno přímo na integrovaný optický vlnovod [5, 16, 22]. Z důvodu eliminace vlivu odrazu bývá jejich rozhraní mírně zkoseno [21].

Jak již bylo zmíněno, pro zajištění maximální citlivosti je potřeba zavádět střídavý fázový posuv o $\pm\pi/2$ rad, tedy získání nejprve signálu otevřené smyčky. Využívá se přitom zpoždění modulace ve směru CW a CCW dané dobou oběhu záření podél vlákna τ . Při průběhu modulačního signálu $\phi_m(t)$ tak bude zaváděný fázový posuv dán [16]

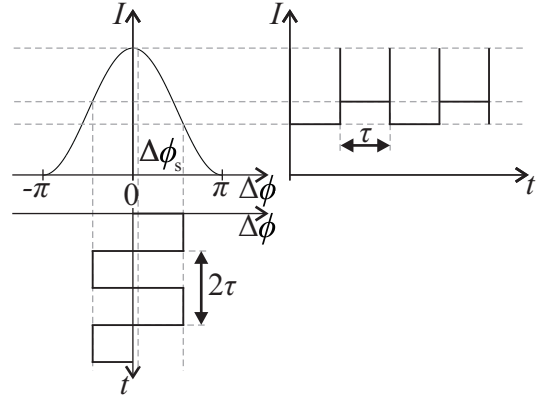
$$\Delta\phi_m(t) = \phi_m(t) - \phi_m(t - \tau) \text{ [rad]}. \quad (2.5)$$

Rozmítáním fáze mezi body $\pm\pi/2$ rad výstupní charakteristiky na obr. 2.2 lze tedy dosáhnout řízením EOM obdélníkovým napětím odpovídajícím fázovému posuvu o $\pi/4$ rad a s frekvencí $f_m = 1/(2\tau)$ (angl. bias modulation) [20]. Tato frekvence, nazývaná též jako vlastní frekvence, dosahuje běžně okolo stovek kHz a její dodržení je nutné také vzhledem k potlačení některých parazitních vlivů jako je Rayleighův

rozptyl [1, 13, 16]. Při fázové modulaci může docházet k parazitní modulaci intenzity záření, která je použitím vlastní frekvence rovněž potlačena [14]. Průběh výsledného fázového rozdílu svazků s časem a jeho vliv na výstupní intenzitu je při klidovém stavu znázorněn na obr. 2.7, resp. při úhlové rychlosti vytvářející nerekiproký Sagnacův fázový posuv $\Delta\phi_s$ na obr. 2.8. Signál otevřené smyčky pak představuje střídavou



Obr. 2.7: Průběh fáze a intenzity signálu otevřené smyčky při $\Delta\phi_s = 0$ [6]



Obr. 2.8: Průběh fáze a intenzity signálu otevřené smyčky při $\Delta\phi_s \neq 0$ [6]

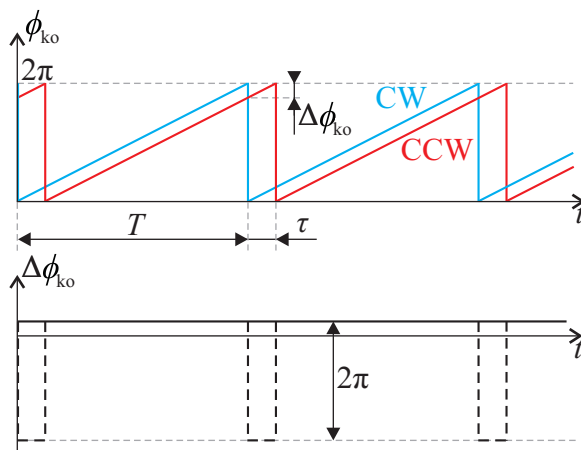
složku výstupní intenzity, jenž je v původním analogovém řešení získána synchronní demodulací [20]. Při zanedbání impulzů daných přeběhy pro signál otevřené smyčky platí

$$S_o \approx \sin(\phi_s) [-]. \quad (2.6)$$

Signálu otevřené smyčky je pak využito jako chybového průběhu pro zpětnovazební kompenzaci Sagnacova fázového posuvu. Podobně jako v případě AOM je tak nutné mezi svazky CW a CCW zavádět malý frekvenční rozdíl. Nyní se ovšem ovlivňuje pouze fáze záření. Stejnoseměrná změna absolutní fáze se na rozdíl neprojeví, avšak mezi její časovou změnou a potřebným kompenzačním frekvenčním rozdílem Δf platí [23]

$$\frac{d\phi}{dt} = 2\pi\Delta f [\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}]. \quad (2.7)$$

Z toho plyne, že pro konstantní frekvenční rozdíl je nyní potřeba zavádět lineárně rostoucí fázový posuv se strmostí $2\pi\Delta f = \Delta\phi_{ko}/\tau$. Používá se proto periodický rampový, nebo též pilovitý signál (angl. serrodyne modulation). Je totiž zřejmé, že při resetu rampy v okamžiku fázového posuvu 2π rad se relativní fázový rozdíl svazků nezmění [1]. Výsledek je tedy ekvivalentní zavedení konstantního nerekiprokého fázového posuvu, pro který platí $\Delta\phi_{ko} = -\Delta\phi_s$. Zaváděný fázový rozdíl přitom



Obr. 2.9: Průběh kompenzačního fázového posuvu [6]

může být libovolně malý, není třeba používat dvě modulace současně a narušovat tak reciprocitu. Průběhy modulace fází obou svazků jsou znázorněny na obr. 2.9. V uspořádání podle [20] tak jako údaj úhlové rychlosti při správně fungující regulaci postačuje frekvence pilovitého signálu, která je dána [23]

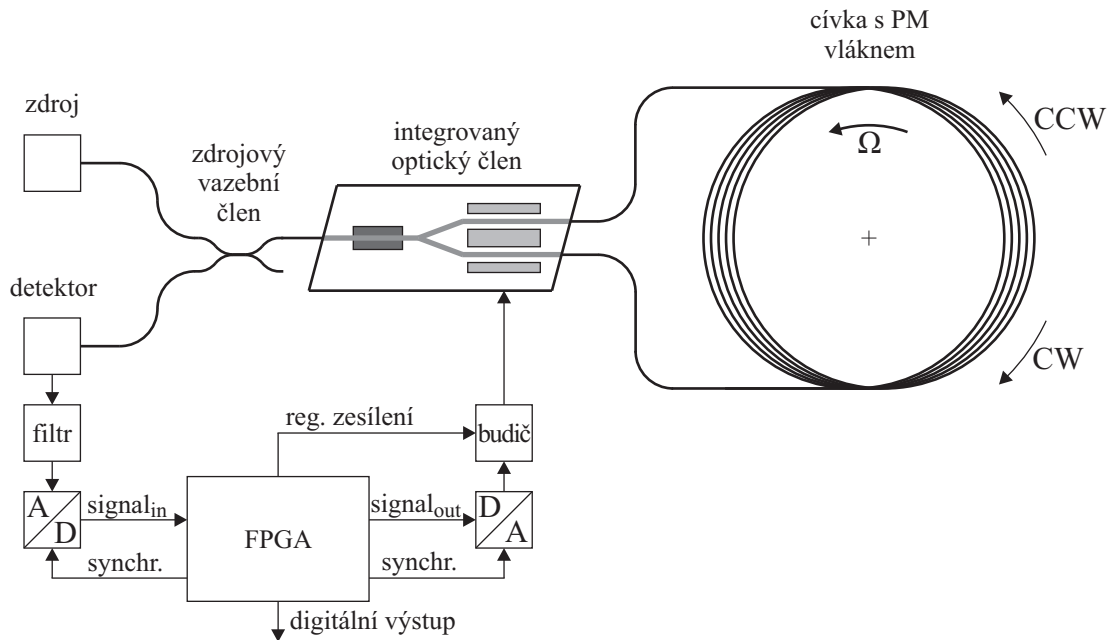
$$f_{\text{pil}} = \frac{\Delta\phi_{\text{ko}}}{2\pi\tau} = \frac{2R}{n\lambda} \Omega \text{ [Hz]}. \quad (2.8)$$

Problém však představují okamžiky resetování rampy. Pro úplnou ekvivalenci frekvenční změny svazků CW a CCW je nutný jednak nulový čas resetu a také přesná špičková hodnota 2π rad. Dále musí být průběh rampy ideálně lineární. Na analogové budicí obvody jsou tak kladeny vysoké nároky [1, 23]. Ačkoli je samotný EOM velmi rychlý a jeho teoretická šířka pásma může být až v řádu THz, budicí elektronické obvody kladou omezení na jednotky GHz [21]. Z tohoto důvodu může být výhodné realizovat obdélníkovou rozmítací modulaci a pilovitou kompenzační modulaci samostatnými modulátory [23]. To je typické zejména pro starší návrhy, kde ještě nebylo využito integrované optiky. Nenulová resetovací doba se projeví zejména při kompenzování vyšších úhlových rychlostí, kdy k resetu dochází častěji. Tento zdroj chyby pak představuje hlavní omezení dynamiky I-FOG s kompenzací pomocí analogové rampy [23]. Dodržení resetovacích okamžiků rampy závisí na stabilitě reference generátoru. Jakákoliv odchylka od hodnoty 2π rad nebo jejího násobku se projeví jako pulzy ve výstupním signálu a lze tuto chybu kompenzovat pomocí další regulační smyčky [5]. Problém ale představuje stabilita zesílení signálu rampy, neboť její chyba se projeví stejným způsobem. Řešení nabízí použití čtyřstavové rozmítací modulace, jak bude ukázáno později. Dále je nutné vzít v úvahu, že výstupní frekvence f_{pil} je funkcí indexu lomu, výstupní údaj tedy závisí také na jeho stabilitě [5]. To ovšem platilo také při použití AOM. Lze si mimo jiné povšimnout ekvivalence vztahů 2.8 a 2.4, f_{pil} tak zároveň představuje zaváděný frekvenční rozdíl

svazků. Přínosem uzavřené smyčky je zejména linearita výstupu v širším rozsahu úhlových rychlostí a nezávislost na intenzitě záření. Jeho kolísání tak mění pouze dynamiku kompenzace [16]. Rovněž je vyloučen vliv driftu detekční elektroniky [14]. Použití EOM na rozdíl od předchozího přístupu představuje velkou výhodu v podobě zajištění reciprocity, a to i za cenu složitějšího generování a zpracování signálu. To lze značně zjednodušit použitím digitalizace.

2.3.4 Koncepce s digitální modulací rampovým signálem a elektrooptickým modulátorem

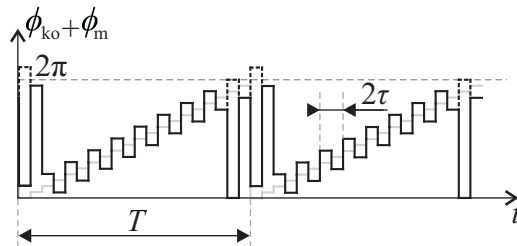
Nenulová doba resetu při použití analogové rampy způsobovala ve výstupním signálu parazitní zákmity, jejichž četnost se s úhlovou rychlostí zhušťovala. Pro potlačení jejich vlivu bylo možné na signál pohlížet pouze v lineárních úsecích rampy, zatímco okamžiky přeběhu vyloučit. Vhodnější je ovšem přejít na digitální zpracování, podle návrhu v [24]. Pro zpracování a generování signálů lze pak využít jediný obvod, např. mikroprocesor nebo častěji FPGA, jak je znázorněno na obr. 2.10.



Obr. 2.10: Schéma typického uspořádání koncepce s digitální modulací v uzavřené smyčce [16]; upraveno

Analogová synchronní demodulace výstupu detektoru je tak nahrazena digitální, signál je tedy synchronně vzorkován s periodou τ . Pouhým odečtením sudých a lichých vzorků se získá signál otevřené smyčky podle vztahu 2.6 [3, 22]. Lze však použít také vyšší vzorkovací kmitočet, zejména z důvodu eliminace šumu [5]. Hlavní přednost digitálního řešení je však patrná při generování rampového signálu, který má

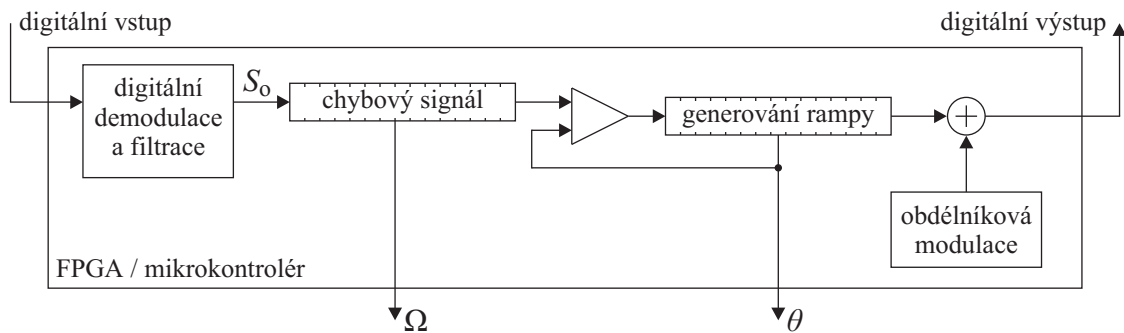
nyňí schodovitý průběh. Je tak možné jej realizovat pomocí inkrementování hodnoty příslušného registru s periodou τ [24]. K tomuto signálu lze pak přičítat obdélníkové rozmítání fáze a výslednou modulaci realizovat pomocí jednoho integrovaného EOM, jak je znázorněno na obr. 2.10 [5]. Zásadní výhodou je, že u digitální rampy je reset z hlediska jednotlivých vzorků okamžitý [3]. Konečná doba přechodu, která je dána zejména budicími obvody, se při digitálním zpracování neprojeví. Dodržení skoku o 2π rad je realizováno pomocí přetečení registru, jehož velikost odpovídá této hodnotě fázového posuvu [22, 24]. Výsledný průběh digitálního modulačního signálu z řídicí jednotky je znázorněn na obr. 2.11



Obr. 2.11: Součet digitálního rampového a obdélníkového modulačního signálu [6]

hem spolehlivější a reset je plně synchronní. Kontrolu zesílení a velikost resetu lze udržovat další regulační smyčkou, podobně jako u analogového zpracování [3, 5].

Jednoduchost digitálního zpracování signálu je patrná ze schématu na obr. 2.12. Chybový signál, neboli signál otevřené smyčky S_o , je úměrný Sagnacovu posuvu,



Obr. 2.12: Schéma generování a zpracování signálu řídicí jednotkou [5, 24]; upraveno

který je nutno kompenzovat. Jeho nejmenší perioda je 2τ , často je však použito průměrování. Jeho vzorky ukládané v registru pak určují strmost rampy a jsou tedy přímým údajem o úhlové rychlosti. Rampový průběh je dán jejich integrací, čímž se rovněž získá údaj o úhlové poloze θ . Tento registr má poměrně značnou velikost, avšak na D/A převodník po přičtení obdélníkové modulace míří pouze dolních m

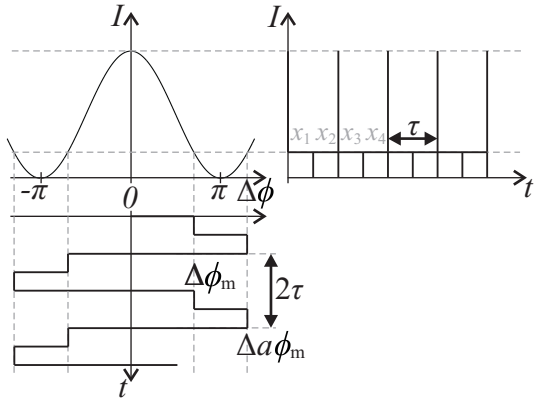
bitů, které odpovídají fázovému posuvu o 2π rad. Lze ukázat, že běžně používané rozlišení převodníků 12 až 16 bitů jsou plně dostačující [5, 24, 25].

Úhlová rychlost je tím pádem určena nikoliv frekvencí rampového signálu, ale hodnotou jednotlivých inkrementů. Úhlovou rychlost lze tedy snímat mnohem přesněji a s vyšším rozlišením. To je omezeno hodnotou nejnižšího bitu registru (LSB), o nějž lze rampu inkrementovat. Prakticky je však možné inkrementovat až po několika periodách τ a snímat tak i velmi malé úhlové rychlosti [5]. Na druhou stranu lze snímat také poměrně velké úhlové rychlosti, neboť frekvence rampového průběhu daná vztahem 2.8 může být jen o málo nižší než vlastní frekvence obdélníkové modulační $f_m = 1/(2\tau)$. Jelikož frekvence f_{pil} může nabývat libovolných spojitých hodnot, je zřejmé, že i při konstantní úhlové rychlosti mohou být okamžiky resetování zcela aperiodické. Výhodou digitálního řešení navíc je, že z hlediska výstupního signálu nemusí být synchronizace modulační se skutečnou dobou τ dokonale přesná, neboť ke vzorkování dochází přibližně uprostřed tohoto intervalu [5].

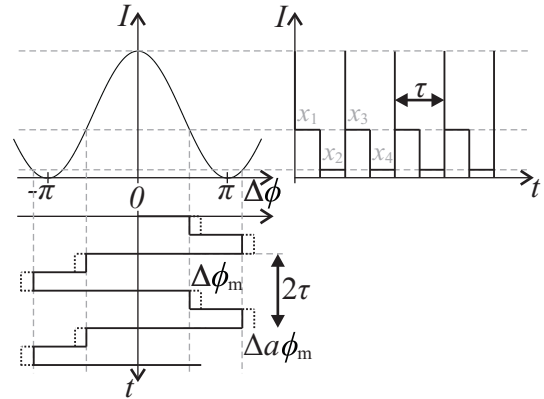
Běžný dynamický rozsah I-FOG s digitální modulací v uzavřené smyčce bývá v řádu desítek až stovek $^\circ/s$. Z kapitoly 1 je zřejmé, že ke zvýšení dynamického rozsahu dojde zmenšením délky vlákna, čímž se ale omezí citlivost [24]. Dynamický rozsah lze značně rozšířit také pomocí zpracování signálu. Jelikož je základní převodní charakteristika I-FOG periodická, existuje určitá úhlová rychlost $\Omega_{2\pi}$, jejíž celočíselné násobky jsou z hlediska výstupního signálu ekvivalentní nulové úhlové rychlosti. Řešení popsané v [26] využívá zpětnovazební kompenzace pouze na intervalu $\pm\Omega_\pi$, kdy Sagnacův fázový posuv nabývá hodnot $\pm\pi$ rad. Při přechodu přes tuto mez je integrovaný údaj o poloze anulován a inkrementuje se hodnota příslušného čítače. K výstupnímu údaji se pak přičítá odpovídající násobek Ω_π . Je zde ovšem potřeba zabránit vzniku neurčitých stavů, zejména při velkých změnách úhlové rychlosti. Proto je vhodné tento snímač doplnit o MEMS gyroskop, který zároveň slouží pro přibližné zreferencování při zapnutí snímače, pokud je úhlová rychlost $|\Omega| > |\Omega_\pi|$, jak používá návrh v [26]. Dynamický rozsah popsaného řešení je až 1000 $^\circ/s$, a to při zachování přesnosti 0,005 $^\circ/h$. Počet úrovní je tak v řádu 10^9 .

Jak již bylo zmíněno, stabilita zesílení, a tedy multiplikatívni chyba snímače, závisí na dodržení resetu o 2π rad. Vlivem teplotního driftu zesilovače i integrovaného EOM se může hloubka modulační měnit [27]. Dříve zmíněná kontrola hloubky na základě okamžiku resetu sice stabilitu zajistí, avšak při malých úhlových rychlostech je tato informace k dispozici až po delších intervalech. Řešení tohoto problému představuje čtyřstavová rozmítací modulační [28]. Namísto obdélníkové modulační, která má hodnoty fázového posuvu $\pm\pi/4$ rad, nabývá tento rozmítací signál během doby 2τ hodnot $\pm\phi_m$ resp. $\pm a\phi_m$. Při správně nastaveném zesílení platí $\phi_m + a\phi_m = \pi$ rad, neboli $\cos \phi_m = \cos a\phi_m$, jak znázorňuje obr. 2.13. Chyba zesílení modulačního řetězce se projeví jako nerovnováha mezi hodnotami x_1 a x_2 , resp. x_3 a x_4 , jak je

patrné na obr. 2.14. Signál otevřené smyčky je pak určen $(x_1 + x_4) - (x_2 + x_3)$ a



Obr. 2.13: Průběh čtyřstavové modulační při správně nastaveném zesílení [28]; upraveno



Obr. 2.14: Průběh čtyřstavové modulační při chybném zesílení [28]; upraveno

lze použít standardní kompenzační schéma. Dále je zde ale chybový signál pro regulaci zesílení $(x_1 + x_3) - (x_2 + x_4)$, který slouží pro stabilizaci a kontrolu resetu o 2π rad [28]. Jako optimální modulační hloubka čtyřstavové rozmítací modulační se osvědčily hodnoty $\pm 1/3\pi$ a $\pm 2/3\pi$ rad [24, 27]. Je patrné, že takovýto modulační signál je dán součtem dvou obdélníkových modulací s periodou 2τ a hloubkou $1/3\pi$ rad posunutých o $\tau/2$ [5].

Takováto koncepce I-FOG v uzavřené smyčce s EOM a digitálním zpracováním představuje komplexní snímač. Elegantním způsobem odstraňuje problémy analogové rampy v podobě rychlosti a stability resetu [22]. Z hlediska optických konfigurací se používá výhradně uspořádání podle obr. 2.10, tedy s lineárně polarizovaným zářením, integrovaným optickým členem s EOM s polarizátorem a PM vláknem [5, 14, 22, 27]. Zdrojový vazební člen může být realizovaný rovněž z PM vlákna, může být však použito i běžné SM vlákno. Namísto něj lze použít také cirkulátor, čímž se zamezí útlumu záření o 6 dB [29]. Jako zdroj nejčastěji slouží SLD, jejíž záření je již částečně polarizované [1, 5]. Parametry koncepcí s digitální rampou dosahují nejlepších hodnot a jako jediné doposud umožnily přesnost lepší než $0,001$ °/h, dosahují tedy úrovně strategic grade [5, 14].

2.3.5 Koncepce s piezoelektrickým modulátorem

Oproti snaze o co nejlepší parametry byly od počátku hledány způsoby, jak docílit redukce nákladů na I-FOG. Jeho primární výhodou oproti RLG byla původně nízká cena. Ta je u výše popsaných koncepcí limitována zejména nutností použití

poměrně drahého PM vlákna. Rovněž EOM v podobě integrované optiky představuje poměrně pokročilou a specifickou komponentu. Zejména pro méně náročnější aplikace, kde postačuje přesnost v řádech $0,1 - 10$ °/h, byly současně používány a vyvíjeny koncepce I-FOG používající piezoelektrický modulátor (PZM).

Tento modulátor využívá mechanického prodlužování a zkracování optického vlákna pomocí piezoelektrického elementu, čímž se mění fáze procházejícího záření. Jedná se tedy opět o fázový modulátor, který stejně jako EOM splňuje podmínku reciprocity. PZM je nejčastěji tvořen piezokeramickým elementem prstencového či válcového tvaru, na němž je optické vlákno navinuto v několika závitech. V závislosti na přiloženém napětí dochází k jeho radiálnímu roztahování a stahování, kterému přímo odpovídá také změna délky vlákna. Zaváděný fázový posuv je tedy opět přímo úměrný přiloženému napětí. Dále závisí na počtu smyček vlákna, na způsobu upevnění a na roztažnosti elementu [21].

PZM tak na rozdíl od EOM představuje velmi jednoduchou a levnou komponentu [14]. Jeho hlavní výhodou je vláknová realizace, kdy není potřeba přecházet do integrovaného optického obvodu, naopak lze na element navinout samotné vlákno, kterým je tvořena cívka I-FOG. Lze navíc použít jak PM vlákno, tak běžné SM vlákno. Zásadní nevýhodou je omezená rychlost modulace. Frekvenční odezva PZM bývá lineární nanejvýš do jednotek kHz. Příčinou jsou zejména mechanické rezonance dané průměrem, výškou a tloušťkou prstence. Poloha rezonančních frekvencí a jejich násobků je nepřímo úměrná rozměrům elementu, ty jsou však zdola limitovány minimálním poloměrem ohybu vlákna [5].

Jelikož PZM neumožňuje širokopásmovou modulaci rampovým signálem, je jeho použití omezeno prakticky pouze na koncepce pracující v otevřené smyčce. Střídavá rozmítací modulace je realizována pouze harmonickým signálem o frekvenci $f_m = 1/(2\tau)$. Průběh fázové modulace a výstupní intenzity je při klidovém stavu znázorněn na obr. 2.15. Projev úhlové rychlosti vytvářející Sagnacův fázový posuv $\Delta\phi_s$ je pak patrný na obr. 2.16. Pokud je hloubka modulace ϕ_{m0} , pak lze průběh zaváděného fázového rozdílu vyjádřit jako

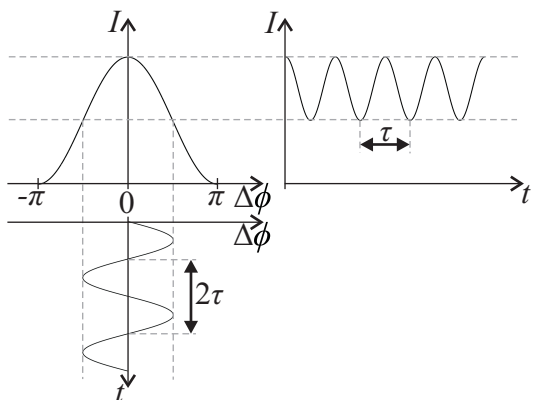
$$\phi_m(t) = \phi_{m0} \sin(\omega_m t) \text{ [rad]}, \quad (2.9)$$

kde $\omega_m = 2\pi f_m$. Na základě vztahu 2.5 pro fázový rozdíl zavedený modulací obdobně platí

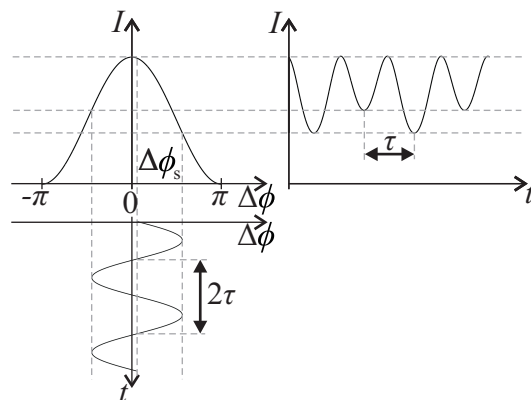
$$\Delta\phi_m(t) = \Delta\phi_{m0} \sin(\omega_m t) \text{ [rad]}, \quad (2.10)$$

kde $\Delta\phi_{m0} = 2\phi_{m0}$. Výstupní intenzita je dána

$$I(t) = I_0 [1 + \cos(\Delta\phi_s + \Delta\phi_m(t))] \text{ [W} \cdot \text{m}^{-2}\text{]}, \quad (2.11)$$



Obr. 2.15: Průběh fáze a intenzity s harmonickou modulací při $\Delta\phi_s = 0$ [6]



Obr. 2.16: Průběh fáze a intenzity s harmonickou modulací při $\Delta\phi_s \neq 0$ [6]

jak je patrné na obr. 2.15 a 2.16 [6, 7]. Signál otevřené smyčky S_o dle vztahu 2.6 je z $I(t)$ získán pomocí demodulace, která je synchronní s modulačním napětím. Lze ukázat [6], že výstupní intenzitu je možné vyjádřit jako

$$I(t) = I_0 \left[1 + \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k}(\Delta\phi_{m0}) \cdot 2 \cos(2k\omega_m t) \cdot \cos(\Delta\phi_s) + \sum_{k=0}^{\infty} J_{2k+1}(\Delta\phi_{m0}) \cdot 2 \sin((2k+1)\omega_m t) \cdot \sin(\Delta\phi_s) \right] [\text{W} \cdot \text{m}^{-2}], \quad (2.12)$$

kde J_k jsou Besselovy funkce řádu k . Ze vztahu 2.12 je zjevné, že požadovanou sinusovou závislost signálu otevřené smyčky S_o splňují liché harmonické složky. Zpravidla se využívá nejvýraznější první harmonická složka S_1 , jejíž amplituda je dána $2I_0 J_1(\Delta\phi_{m0}) \sin(\Delta\phi_s)$. Ta nabývá maxima pro $\Delta\phi_{m0} = 1,8$ rad. Tato hloubka modulace je proto z hlediska maximální citlivosti demodulace nejvýhodnější [3, 6, 14].

Pro získání první harmonické složky S_1 z výstupní intenzity se stále často využívají analogové metody synchronní demodulace. Obecně nejpoužívanější je lock-in zesilovač, který umožní získat také další harmonické složky vhodné pro zpracování signálu, jak bude popsáno později [3]. Pro méně náročné aplikace, kde je prioritou nízká cena, byly vyvinuty i jednodušší způsoby eliminující potřebu tohoto složitého zpracování. Například metoda průchodu nulou využívá komparace střídavé složky výstupního signálu vůči nulové hodnotě, z které jsou odvozeny obdélníkové pulzy. S $\Delta\phi_s$ dochází ke střídavému zvětšování a zmenšování jejich šířky, která je již snadno měřitelná [30]. Jiná metoda prezentovaná v [30] využívá srovnávání střední hodnoty lichých a sudých záporných pulzů výstupního signálu. Využito je zde pouze filtrace a komparátorů, na které jsou na rozdíl od předchozí metody kladeny pouze střední nároky.

Jak již ale bylo zmíněno, nevýhodou uspořádání v otevřené smyčce je především omezený dynamický rozsah I-FOG daný nelinearitou a periodicitou sinusové výstupní závislosti. Z tohoto důvodu bylo snahou postupně vyvíjet různé metody využívající analogové i digitální zpracování signálu, odstraňující tento nedostatek. Zde budou prezentovány některé z nich.

Prakticky nejpoužívanější způsob linearizace je založen na poměru více harmonických složek výstupního signálu. Ze vztahu 2.12 je patrné, že amplitudy první a druhé harmonické složky jsou dány $S_{10} = 2I_0J_1(\Delta\phi_{m0})\sin(\Delta\phi_s)$, resp. $S_{20} = 2I_0J_2(\Delta\phi_{m0})\cos(\Delta\phi_s)$. Z jejich poměru lze určit Sagnacův fázový posuv jako

$$\Delta\phi_s = \arctan\left(\frac{S_{10}J_2}{S_{20}J_1}\right) [\text{rad}]. \quad (2.13)$$

Výhodou tohoto zpracování je zejména vyloučení závislosti na intenzitě záření. Dále lze využít také poměru složek S_2 a S_4 pro kontrolu hloubky modulace [4], která se může měnit vlivem teploty [14]. Nevýhodou využití více harmonických složek je nutnost použití lock-in zesilovače, případně digitálního zpracování pomocí FFT. Problémem stále zůstává omezení dynamického rozsahu dané periodicitou vztahu 2.13 na oblast od $-\pi/2$ do $+\pi/2$. Řešení popsané v [31] používá čítání přechodů přes tyto hodnoty, podobně jako bylo využito u koncepcí v uzavřené smyčce.

Další perspektivní metodou je syntetická heterodynní demodulace, která využívá fázové i amplitudové modulace záření [32]. Vychází z poznatku, že součet dvou harmonických signálů s fázovým posuvem $\pi/2$ rad, jejichž amplitudy jsou $\sin(\Delta\phi_s)$ a $\cos(\Delta\phi_s)$, se získá signál s amplitudou $\Delta\phi_s$. U výstupního signálu podle vztahu 2.12 je však mezi sudými a lichými složkami frekvenční rozdíl ω_m . Lze ovšem ukázat, že pokud je modulována intenzita záření s frekvencí ω_m , pak všechny harmonické složky budou obsahovat členy $\sin(\Delta\phi_s)$ i $\cos(\Delta\phi_s)$. Modulaci lze realizovat například přepínáním signálu z detektoru mezi dvěma kanály A a B s frekvencí f_m . Obdrží se tak dva signály modulované komplementárním obdélníkovým signálem. Filtrací obou signálů přes pásmovou propust se získá složka s frekvencí $2f_m$, která je pro jednotlivé kanály dána

$$S_A = S_{A10}\cos(\Delta\phi_s)\cos(2\omega_m t) + S_{A20}\sin(\Delta\phi_s)\sin(2\omega_m t) [-], \quad (2.14)$$

$$S_B = S_{B10}\cos(\Delta\phi_s)\cos(2\omega_m t) + S_{B20}\sin(\Delta\phi_s)\sin(2\omega_m t) [-], \quad (2.15)$$

kde koeficienty S_{xy0} závisí na hloubce modulace $\Delta\phi_m$. Při vhodné hloubce pak platí

$$S_A = S_{A0}\cos(2\omega_m t - \Delta\phi_s) [-], \quad (2.16)$$

$$S_B = S_{B0}\cos(2\omega_m t + \Delta\phi_s) [-]. \quad (2.17)$$

Fázový posuv záření se tak transformuje na fázový posuv dvou signálů, který lze již snadno měřit [32]. Jde tedy o poměrně jednoduchou metodu, která poskytuje velký dynamický rozsah a linearitu, a to i bez použití lock-in zesilovače.

Ačkoli PZM umožňuje modulovat pouze harmonickým signálem, byly navrženy koncepce i s kompenzací Sagnacova posuvu. Demodulační metoda sledování fáze prezentovaná v [33] využívá elektronické kompenzace. Ze složek S_1 a S_2 , získaných pomocí lock-in zesilovače, je počítán signál $S_e = S_1 \cos \psi_{ko} - S_2 \sin \psi_{ko}$, kde ψ_{ko} je virtuální kompenzační posuv. Poté platí

$$S_e = S_{e0} \sin(2\Delta\phi_s - \psi_{ko}) [-]. \quad (2.18)$$

Tento tvar je již formálně podobný chybovému signálu uzavřené smyčky, kde je ψ_{ko} zaváděno jako skutečný fázový posuv. Tato metoda imitující uzavřenou smyčku rovněž poskytuje široký dynamický rozsah.

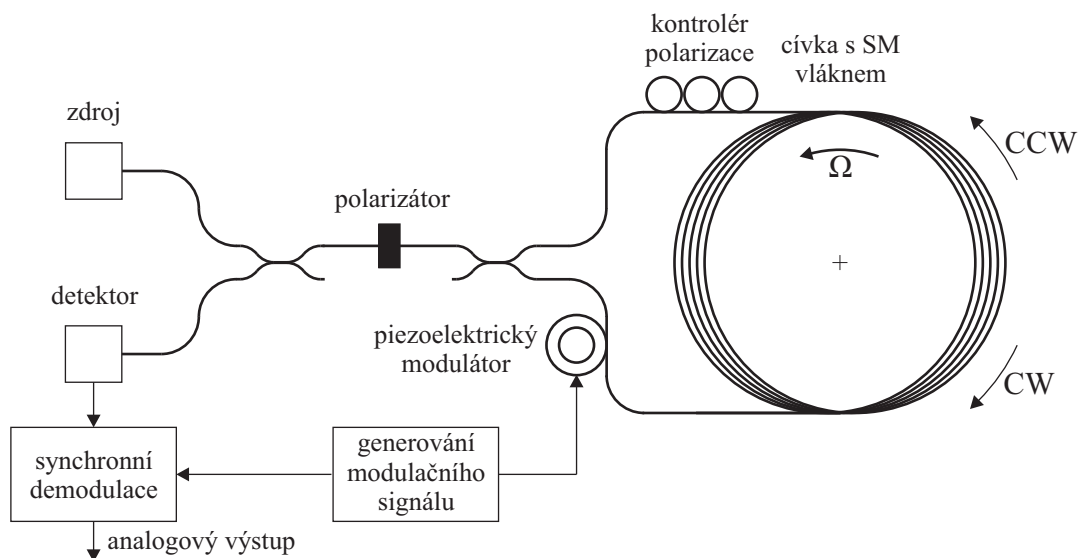
Existují také koncepce umožňující kompenzaci skutečného fázového posuvu záření. Metoda popsaná v [34] a [35] využívá zadržování výstupního signálu. K rozmítací modulaci o frekvenci f_m je přidán další signál tvořený jednou či dvěma harmonickými složkami, ovšem s řádově nižší frekvencí f_{ko} . Při rotaci působí tento fázový posuv $\Delta\phi_{ko}(t)$ střídavě souhlasně a protikladně k Sagnacovu posuvu $\Delta\phi_s$. Pokud je výstup spínán pouze v půlperiodách protikladného působení, je při určité amplitudě ϕ_{ko0} z hlediska časového průměru Sagnacův posuv kompenzován, neboli $\langle \Delta\phi_{ko}(t) \rangle = -\Delta\phi_s$. Při vhodném tvaru signálu $\Delta\phi_{ko}(t)$ lze docílit lineárního výstupu v širokém rozsahu úhlových rychlostí [35]. Výhodou tohoto přístupu je jednoduchost, zpětnovazební uspořádání navíc umožní potlačit závislost na stabilitě vlnové délky.

Ačkoli všechna popsaná řešení umožňují zvýšit dynamický rozsah a linearitu, je zde stále problém nejednoznačnosti, která se projeví např. při zapnutí snímače při vyšších úhlových rychlostech. V předchozím textu již bylo zmíněno jedno z řešení využívající referenční MEMS gyroskop. Tento problém lze však řešit i čistě opticky, použitím dvou vlnových délek [36]. Přepínáním dvou zdrojů záření a synchronní detekcí tak lze získat obdobný signál, ovšem s odlišnými převodními charakteristikami. Při použití standardní harmonické rozmítací modulace lze při vyšších úhlových rychlostech, které mohou být i stovky °/s, počítat periody výstupního signálu pomocí čítače. Díky dvěma různým charakteristikám je však nyní úhlová rychlost vždy určena jednoznačně.

Je zřejmé, že zatímco pro náročnější aplikace jsou přístupy k I-FOG využívající EOM poměrně jednotné, u návrhů s PZM zaměřených na jednoduchost a nižší cenu jich existuje celá řada. Obdobné poměry panují také z hlediska optické architektury. Ty mohou být díky PZM realizovány jako celovláknové. Redukuje se nejen cena, ale také množství samostatných komponent, které lze vytvořit formováním jediného vlákna. Obecně nejlepších parametrů je možné dosáhnout při použití PM vlákna

a polarizovaného záření, kdy je mezi vláknové vazební členy zařazen polarizátor [14]. Hlavní přednost celovláknového uspořádání je ale možnost použití mnohem levnějšího SM vlákna.

Běžného SM vlákna využívaly také první koncepce vláknových I-FOG [37]. Díky nízké dvojlomnosti nezachovává běžné SM vlákno směr polarizace, avšak vykazuje malou náhodnou dvojlomnost danou působícím tlakem a ohybem. Podle [38] lze SM vlákno popsat čtyřparametrovým modelem pomocí Jonesových matic. Model popisuje SM vlákno jako dvojlomný úsek s určitým fázovým zpožděním dvojlomných os, dále je popsáno úhlem natočení těchto os, celkovou rotací polarizace a neznámým fázovým zpožděním daným vzájemným provázáním módů ve středu ideálního SM vlákna. Tyto dvojlomné vlastnosti způsobují, že se původně lineární polarizace záření v průběhu šíření postupně mění. V krajním případě tak mohou být roviny polarizace svazků CW a CCW po oběhnutí vlákna na sebe kolmé a interference nenastane. Dále, jelikož svazky CW a CCW nejsou vedeny stejným módem, může mezi nimi vznikat parazitní fázový rozdíl $\Delta\phi_{\text{err}}$ [39]. Tomu lze zabránit selekcí pouze té složky obou svazků, které mají shodnou polarizaci na vstupu i na výstupu a i mezi sebou navzájem. Řešení popsané v [37], jehož schéma je na obr. 2.17, proto opět využívá polarizátor. Tím se sice zajistí reciprocita, ale prochází jím jen část svazků



Obr. 2.17: Schéma uspořádání koncepce s SM vláknem a kontrolérem polarizace [37]; upraveno

CW a CCW. Pro dosažení optimální polarizace na výstupu vlákna je zde umístěn polarizační kontrolér, který umožňuje kompenzovat náhodný dvojlom SM vlákna. Polarizační kontrolér je zpravidla tvořen třemi sklopnými lopatkami s několika závitů vlákna, jejichž naklápěním lze měnit stav polarizace ve třech stupních volnosti

a kompenzovat tak dvojlomné parametry SM vlákna. Zatímco kontrolér upravuje dvojlomné parametry pevně, v SM vlákne se mohou vlivem ohybu a teploty postupně měnit. Je to hlavním nedostatkem řešení na obr. 2.17 a podobných návrhů s polarizačním kontrolérem, které jsou použitelné pouze pro laboratorní účely.

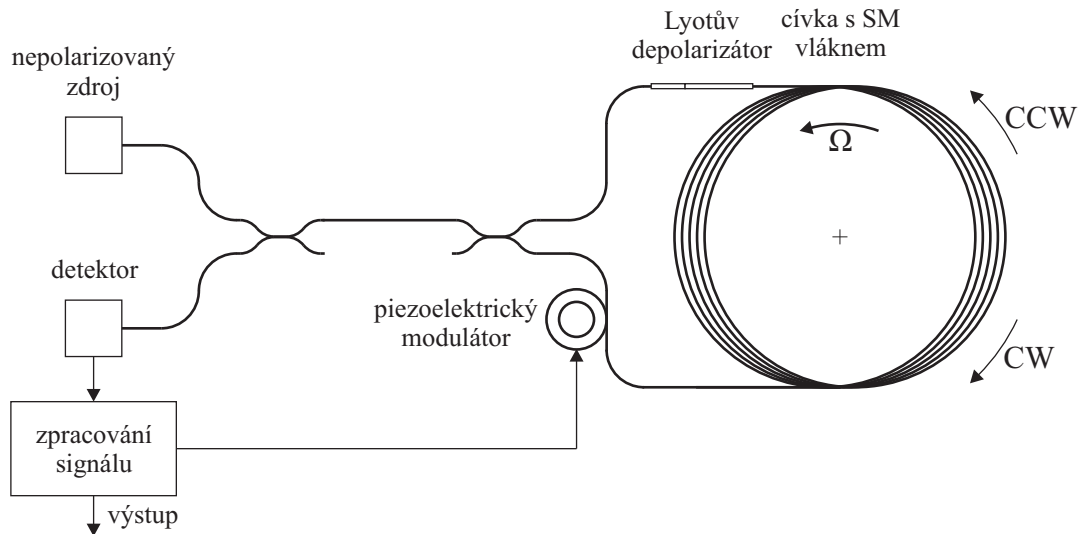
Tento nedostatek odstraňuje řešení podle [40], kde je namísto polarizačního kontroléru použit Lyotův depolarizátor. Procházející záření s určitou neznámou polarizací se tak přemění na nepolarizované záření, které v určitém časovém průměru obsahuje všechny polarizační složky. Jelikož jsou polarizační složky v obou svazcích CW i CCW zastoupeny rovnoměrně, budou i parazitní fázové posuvy jednotlivých složek $\Delta\phi_{\text{err}}$ u obou svazků rozděleny ekvivalentně. Díky nahodilosti polarizace však bude interferovat pouze polovina z nich, kontrast interferenčního obrazce tedy bude 0,5 [38, 41]. Vláknové provedení Lyotova depolarizátoru je tvořeno dvěma úseky PM vlákna s poměrem délek 1:2 a s pootočenými hlavními osami polarizace o 45° [38]. Záření, které vnikne do PM vlákna, se rozdělí do dvou dvojlomných a vzájemně kolmých os, ve kterých se šíří různou rychlostí. Jelikož je u I-FOG používáno záření s nízkou časovou koherencí, po uražení tzv. depolarizační délky, která pro běžné PM vlákno dosahuje jednotek až desítek cm, nejsou již tyto módy korelované. Aby bylo záření skutečně depolarizované, je potřeba, aby intenzita v obou módech byla shodná. Toho se docílí druhým pootočeným segmentem PM vlákna. Poměr délek je volen z toho důvodu, aby nenastalo opětovné zkorelování některých složek svazku [5]. Lyotův depolarizátor však vytváří pouze pseudonáhodnou polarizaci. Ke zkorelování, a tedy částečné polarizaci, může dojít také v navazujícím SM vlákne, jehož dekoherenční délka je v řádech metrů [42]. Proto musí být stupeň rozfázování daný depolarizátorem dostatečný. Přínosem Lyotova depolarizátoru je tedy potlačení závislosti na dvojlomu vlákna [38] a zvýšení robustnosti, stabilita prezentovaných řešení se pohybuje v řádech desítek až jednotek $^\circ/\text{h}$ [40].

Pozornost byla věnována také limitním vlastnostem komponent a vstupnímu záření. Filtrace polarizátoru nikdy není dokonalá, stejně tak jako stupeň náhodnosti polarizace zavedený depolarizátorem [14, 43]. I při použití PM vlákna se tak malý podíl záření šíří nežádoucím módem, navíc dochází k částečnému prolínání záření mezi módy i podél vlákna [5]. U SM vlákna je tento jev vyjádřen čtvrtým parametrem zmíněného modelu. Tento jev tedy opět zavádí chybu fáze $\Delta\phi_{\text{err}}$ [43]. Bylo ukázáno, že tato chyba je eliminována při použití zdroje nepolarizovaného záření [14]. U řešení využívajících SLD se proto za zdroj umístí další depolarizátor. Lepší je v takovémto případě SFS, jehož záření je přirozeně nepolarizované [16].

Dále byly navrženy koncepce se SM vláknem a se začleněním segmentů PM vlákna [39]. Byla prezentována varianta, kdy po obou koncích mezi interferenční vazební člen a navinuté SM vlákno jsou vloženy segmenty PM vlákna. Polarizátor ani depolarizátor není přítomen. Díky PM vláknům jsou SM vláknem vedeny dva

nekorelované polarizační módy, nemohou spolu tedy interferovat. Oproti polarizátoru má toto prosté oddělení polarizací výhodu v nezávislosti na vlnové délce, pro kterou musel být polarizátor uzpůsoben. Toto řešení tak umožňuje redukci nákladů a je cíleno pro I-FOG s přesností okolo $10^\circ/\text{h}$ [39].

Podobný přístup popisuje [38], kde je naopak použit pouze Lyotův depolarizátor. Schematické uspořádání je na obr. 2.18. Tato koncepce je kompletně nepolarizovaná, jako zdroj lze použít SFS. Nepolarizované záření si lze i za velmi krátký časový in-



Obr. 2.18: Schéma nepolarizovaného uspořádání koncepce se SM vláknem [38]; upraveno

terval představit jako superpozici složek se všemi možnými stavy polarizace. Bez přítomnosti depolarizátoru by však tyto složky měly po oběhnutí vlákna ve směru CW a CCW odlišnou polarizaci a docházelo by k interferenci složek s parazitním posuvem $\Delta\phi_{\text{err}}$. Zavedením dalšího znáhodnění pomocí depolarizátoru budou mít složky se stejným parazitním posuvem vzájemnou polarizaci náhodnou, a tedy budou v úhrnu interferovat z 50 %. Namísto jedné polarizační složky se tak využije rovnoměrná superpozice všech.

Výhodou depolarizovaných I-FOG je zejména výrazná úspora na SM vlákně a vynechání polarizátoru, a to i za cenu přítomnosti Lyotova depolarizátoru. Na druhou stranu bylo ukázáno, že jsou vhodná především pro méně náročné aplikace, neboť se SM vláknem nelze nikdy dosáhnout parametrů, jaké poskytuje PM vlákno [5].

2.4 Současná praktická řešení

Jak již bylo zmíněno v kapitole 1, I-FOG byl poprvé demonstrován v polovině 70. let. Vyrábět se tyto snímače začaly však až o 20 let později [14]. Nejprve výrazně dominovaly koncepce s PM vláknem a integrovanými optickými jednotkami pracující v uzavřené smyčce. Z úrovně tactical grade se postupně dostávaly až na úroveň strategic grade. Přehled úrovní I-FOG spolu s jejich možným uplatněním shrnuje tab. 2.1. Jsou zde také uvedeny nejvýznamnější parametry, kterými jsou širokopásmový šum (Angle random walk - ARW) a nestabilita nuly (Bias instability). V dnešní době tedy I-FOG pokrývají širokou škálu aplikací, pro něž se používají

Tab. 2.1: Rozdělení gyroskopů dle parametrů a jejich možné uplatnění [5, 14]

Třída I-FOG	ARW [$^{\circ}/\sqrt{h}$]	Nestabilita nuly [$^{\circ}/h$]	Použití
Consumer grade:	> 0,5	> 100	automobily, robotika, průmysl
Industrial / Control grade:		100 – 10	
Tactical grade:	0,5 - 0,05	10 – 1	HARS
Intermediate grade:	0,05 - 0,005	1 - 0,01	gyrocompassing, GNSS
Inertial / Navigation grade:	< 0,005	< 0,01	INS
Strategic grade:	< 0,0003	< 0,001	

různé koncepce. Pro úrovně tactical až strategic grade se používají zpravidla zmíněná uspořádání v uzavřené smyčce s PM vláknem, integrovaným EOM a digitálním zpracováním signálu. Pro méně náročné aplikace úrovně consumer a industrial grade (souhrnně označované také jako rate grade), ale i tactical grade, kde jsou klíčovými parametry malé rozměry, nízká spotřeba i cena, se hodí celovláknová řešení v otevřené smyčce, využívající např. PZM [4, 14].

Výrobci I-FOG se často zaměřují pouze na určitou třídu snímačů a jejich portfolio se často liší. I-FOG jsou také často součástí komplexnějších jednotek (GNSS, INS). Často jsou realizovány jako tříosé, tedy v podobě tří jednotek I-FOG využívajících společný zdroj záření [4, 5, 29], kterým bývá jak SLD, tak SFS. Některá vývojová centra a výrobci již dosáhli i fundamentálního limitu $0,00038^{\circ}/h$ [4].

Mezi výrobci I-FOG je současným leaderem Northrop Grumman (USA) soustředující se na úroveň tactical a inertial grade. Dalšími jsou KVH Industries (USA), Fizoptika (Rusko), Honeywell (USA), IAI Tamam (Izrael), Sagem Navigation (Německo), Optolink (Rusko), iXBlue (Francie), SAAB (Švédsko), Hitachi Cable Ltd (Japonsko), Al Cielo (Izrael), Japan Aviation Electronics Industry Ltd (Japonsko), Mitsubishi (Japonsko), a další [4, 5, 14].

Celovláknové I-FOG úrovní industrial grade vyrábí zejména KVH Industries, Fizoptika, IAI, SAAB a Hitachi Cable Ltd [4, 5]. Snímače KVH jsou například zamě-

řeny na oblast stabilizace a umožňují měřit úhlové rychlosti až několik tisíc °/s [14]. Na úroveň tactical grade se kromě Northrop Grumman soustřeďují hlavně Honeywell, Optolink, Al Cielo a Japan Aviation Electronics Industry Ltd [4]. Oblast inertial grade je pak doménou výrobců Honeywell, Northrop Grumman, Optolink, Al Cielo a iXBlue [4]. Poslední jmenovaný je zároveň jediným výrobcem I-FOG na úrovni strategic grade [5].

3 REZONÁTOROVÝ OPTOVLÁKNOVÝ GYROSKOP (R-FOG)

3.1 Princip kruhového rezonátoru

Rezonátorový optovláknový gyroskop (R-FOG) je založen na principu rezonance elektromagnetické vlny v uzavřené kruhové dutině. Rezonance využívá také RLG, avšak s jistými rozdíly. Zjednodušeně řečeno, RLG představuje laserovou dutinu uspořádanou nejčastěji do uzavřeného troj- nebo čtyřúhelníku, kde se světelná vlna šíří mezi zrcadly, z nichž jedno část záření také propouští. Obdobně jako u klasického laseru platí, že vlnová délka je celočíselným podílem délky dutiny laseru, zde tedy obvodu rezonátoru. Pokud se systém neotáčí, je frekvence vlny jdoucí ve směru hodinových ručiček – Clockwise (CW) i vlny jdoucí proti směru hodinových ručiček – Counterclockwise (CCW) shodná. Pokud systém rotuje úhlovou rychlostí Ω , optická dráha odpovídající jednomu oběhu je pak pro oba směry odlišná. Tím se změní také jejich rezonanční frekvence. Skládáním těchto vln tak vznikají zázněje, jejichž frekvenci $\Delta f_R = f_{cw} - f_{ccw}$ je možné detekovat.

Situaci si lze snadno představit také jako stojatou vlnu s periodou $\lambda/2$ podél ideální kruhové dutiny, vůči níž se detektor pohybuje úhlovou rychlostí Ω . Frekvence detekovaných rázů je poté podílem úhlové rychlosti Ω a úhlu odpovídající periodě stojaté vlny $\lambda/2R$, neboli

$$\Delta f_R = \frac{2R}{\lambda} \Omega \text{ [Hz]} \quad (3.1)$$

Při uvažování $R = 2A/P$, kde A je plocha uvnitř rezonátoru a P jeho obvod, lze vztah 3.1 psát jako

$$\Delta f_R = \frac{4A}{\lambda P} \Omega \text{ [Hz]} \quad (3.2)$$

Nutno zdůraznit, že tento tvar je již platný pro obecný tvar rezonátoru.

Hlavním problémem RLG je však tzv. mrtvá zóna. Ta vzniká v důsledku vazby mezi rezonančními módy v protichůdných směrech, zejména díky nežádoucím zpětným odrazům od zrcadel. Tento problém je nutné řešit nejčastěji rozechvíváním zrcadel.

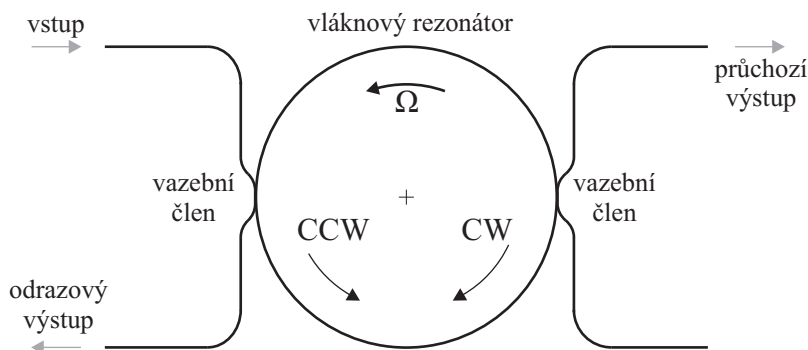
Další nevýhodu představuje unášení média RLG, kterém je nejčastěji směs He-Ne. Naopak u pevného média, kde se tento problém neprojevuje, dochází k jevu soupeření rezonančních módů, a proto jej pro RLG nelze použít [1, 5].

3.1.1 Princip pasivního R-FOG

Problém mrtvé zóny a unášení aktivního média odstraňuje pasivní rezonátor, kde je záření dodáváno zvenčí. U pasivního R-FOG je tak vlnovod tvořen svinutým optickým vláknem, spojeným přes vazební člen s malým vazebním poměrem ven z rezonátoru. Schematické uspořádání je na obr. 3.1. I zde platí, že rezonance nastane tehdy, bude-li vlnová délka záření, které tentokrát vniká do rezonátoru pomocí vazebního členu, celočíselným podílem optické dráhy, která je opět ovlivněna rotací. Pro rozdíl rezonančních frekvencí ve směru CW a CCW platí obdobně

$$\Delta f_R = \frac{4A}{n\lambda P} \Omega = \frac{2R}{n\lambda} \Omega \text{ [Hz]} \quad (3.3)$$

kde n je index lomu vlákna. Je zřejmé, že frekvenční rozdíl nezávisí na počtu závitů vlákna [1, 5, 44].



Obr. 3.1: Schematické uspořádání vláknového rezonátoru [1, 5]; upraveno

Klíčovou vlastností pasivního rezonátoru je selektivita. Záření, které oběhlo podél rezonátoru se ve vazebním členu skládá s nově vstupující vlnou. Aby obě vlny spolu konstruktivně interferovaly, musí být ve fázi, a rovněž musí mít shodnou frekvenci, aby k tomuto jevu docházelo opakovaně. Na rozdíl od I-FOG je u R-FOG potřeba záření s vysokou časovou koherencí. Do rezonátoru se poté naváže pouze takové záření, jehož vlnová délka λ přesně odpovídá rezonanci, neboli je celočíselným podílem optické dráhy nP uzavřeného vlákna [1]. Na R-FOG je tedy možné pohlížet jako na vícesvazkový interferometr. Zde je možné zmínit analogii mezi R-FOG a I-FOG a klasickými lineárními interferometry. Zatímco I-FOG lze přirovnat k Machovu-Zehnderovu interferometru, kde interferují dva rozdělené svazky, R-FOG je svým principem podobný Fabryho-Perotovu interferometru, kde dochází k několikanásobnému odrazu mezi částečně propustnými zrcadly. Energie záření v rezonátoru však nemůže růst donekonečna. Je omezena zejména ztrátami ve vlákne, které ustaví rovnováhu s nově vnikajícím zářením [1, 45].

Na obr. 3.1 je znázorněn vláknový rezonátor s tzv. odrazovým a průchozím výstupem. Nyní bude objasněn význam těchto pojmů. Pokud bude rezonátor buzen koherentním zářením s rezonanční vlnovou délkou, veškerá energie záření se naváže a na odrazovém výstupu nebude v ideálním případě záření žádné. Vstupní záření a záření jdoucí z rezonátoru mají totiž z hlediska odrazového výstupu opačnou fázi a interferují destruktivně [45]. Naopak, na průchozím výstupu bude vyvázána část záření z rezonátoru, které má právě onu rezonanční vlnovou délku. Pokud bude buzení vlnová délka odlišná od rezonanční, bude situace opačná. Vlny v rezonátoru se budou po každém oběhu sčítat s jiným fázovým posuvem, čímž se zcela vyruší a rezonance nenastane. Veškerá energie tak bude odražena a směřována na odrazový výstup, zatímco energie v rezonátoru bude nulová. Rezonátor se tedy z tohoto pohledu chová jako úzkopásmová propust, resp. zadrž. Dále je zjevné, že tato frekvenční selektivita má periodický charakter. Na rozdíl od aktivního rezonátoru, jakým je RLG, se totiž může vybudit rezonance zářením prakticky jakékoliv vlnové délky, která bude celočíselným podílem optické dráhy rezonátoru. Spekrální vzdálenost těchto frekvencí Δf_f (angl. free spectral range) je pak dána $\Delta f_f = c/(nP)$ [1, 5].

U klasických rezonátorů se určuje tzv. činitel jakosti rezonance Q . Ten je definován jako $Q = f_0/\Gamma$, kde f_0 je rezonanční frekvence a Γ určuje šířku rezonančního převýšení v polovině maximální úrovně. U optických rezonátorů by však tato hodnota vycházela příliš vysoká, proto se častěji používá parametr F zvaný finesa (Angl. finesse). Ta je definována jako

$$F = \frac{\Delta f_f}{\Gamma} = \frac{c}{nP\Gamma} [-] \quad (3.4)$$

Finesu si lze představit také jako počet oběhů vlny kolem rezonátoru, než její intenzita klesne pod úroveň zbytkového šumu záření. Je tedy nepřímo úměrná ztrátám [1]. Běžné hodnoty finesy u R-FOG jsou 100 až 150.

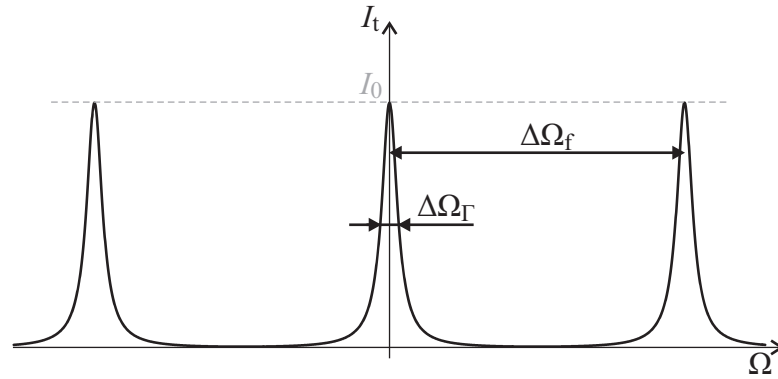
Za předpokladu, že do rezonátoru vstupuje vysoce koherentní záření o vlnové délce $\lambda_0 = c/f_0$, při které nastává v klidovém stavu rezonance, je závislost intenzity záření na přenosovém výstupu dána

$$I_t = I_0 \frac{1}{1 + F \cdot \sin^2 \left(\frac{\pi RP}{c\lambda_0} \cdot \Omega \right)} [\text{W} \cdot \text{m}^{-2}], \quad (3.5)$$

kde I_0 je maximální hodnota intenzity [5]. Grafické znázornění této závislosti je na obr. 3.2. Na odrazovém portu je průběh závislosti přesně komplementární.

Ekvivalentně k Δf_f lze definovat $\Delta\Omega_f$, což je úhlová rychlost odpovídající vzdálenosti mezi rezonancemi. Šířce rezonančního převýšení v polovině jeho úrovně odpovídá $\Delta\Omega_\Gamma$. Mezi těmito veličinami platí závislost

$$\Delta\Omega_\Gamma = \frac{\Delta\Omega_f}{F} = \frac{\lambda_0 c}{F \cdot P \cdot R} [\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}]. \quad (3.6)$$



Obr. 3.2: Závislost výstupní intenzity na průchozím výstupu rezonátoru na úhlové rychlosti při naladění na klidovou rezonanci [5]; upraveno

Vzdálenost dvou sousedních maxim $\Delta\Omega_f$ je tedy určena pouze vlnovou délkou a rozměry rezonátoru.

Lze ukázat, že při $F = 1/2$ přejde výstupní závislost na kosinový průběh podle obr. 2.2, který platí pro I-FOG. Jelikož ale bývá finesa mnohem vyšší, je i citlivost R-FOG v porovnání s I-FOG mnohem vyšší. Nebo též ekvivalentně, pro dosažení citlivosti stejné jakou má R-FOG s finesou F a délkou vlákna L je u I-FOG nutné použít vlákno o délce $L \cdot F/2$. Důvodem je skutečnost, že u R-FOG je rezonance mnohonásobná. Odtud plyne základní výhoda R-FOG, a sice velká úspora potřebného vlákna, které často představuje majoritní podíly ceny celého zařízení. To dále vede na snížení potřebných rozměrů. [3, 5, 46, 47]

Finesu, která určuje citlivost, lze zvětšovat redukcí ztrát a poměrem vazebního členu, neboť podíl záření vyvazujícího se ven z rezonátoru je rovněž ekvivalentní ztrátám [45]. Na druhou stranu, čím je poměr vazebního členu větší, tím obtížnější je rezonanci detekovat. Vždy tedy existuje určitý optimální poměr vazebního členu, který zajistí vysokou citlivost a zároveň pozorovatelnost rezonancí. Běžná hodnota tohoto poměru může být 1:100 [1].

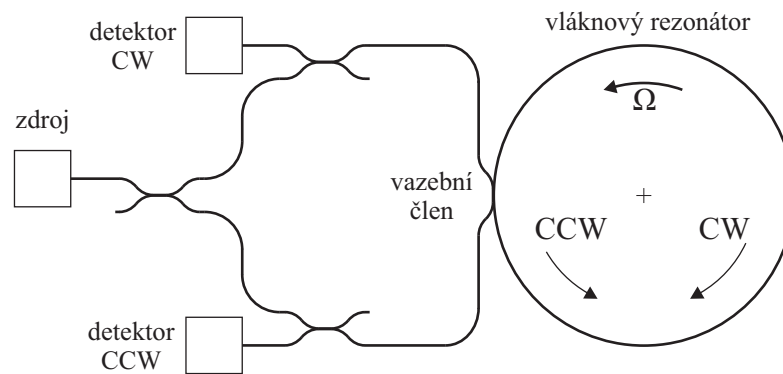
3.2 Reciprocita a fyzikální omezení

Z předchozího pohledu by se mohlo zdát, že R-FOG je oproti I-FOG mnohem výhodnější. To však platí pouze v idealizovaném případě. Podobně jako v předchozím případě se i u R-FOG vyskytují parazitní vlivy, které je zde navíc velmi obtížné eliminovat. Širokopásmové záření, které mnohé vlivy potlačovalo, zde totiž nelze použít. V první řadě je ovšem nutné splnit požadavek reciprocity.

3.2.1 Podmínka reciprocity

Přestože se úhlová rychlost na výstupní intenzitě projeví i při šíření záření pouze v jednom směru, takovýto způsob detekce by v zásadě nebyl možný. Stejným způsobem by se totiž projevíly také změny vlnové délky či teploty, a to mnohem výraznějším způsobem. K detekci úhlové rychlosti je tedy nutné využít záření ve směru CW i CCW. Odrazový výstup svazku CW je pak zároveň vstupem pro svazek CCW a naopak, podobně průchozí výstup existuje jak pro svazek CW, tak i pro CCW. Na rozdíl od I-FOG jsou však oba svazky po celou dobu odděleny a detekují se samostatně. Závislosti intenzity I_{cw} a I_{ccw} na úhlové rychlosti již nejsou symetrické okolo nuly a mohou se libovolně posouvat. Zajistit reciprocitu je tak mnohem obtížnější. K tomu je důležité, aby v klidovém stavu byly rezonanční frekvence pro oba směry shodné. Naladění do rezonance se přitom provádí buďto modulací fáze, nebo vlnové délky zdroje záření. O způsobech řešení bude pojednáno později.

Směry CW a CCW tedy musí vykazovat shodné optické vlastnosti. Na rozdíl od I-FOG, kde postačovala pouze statistická reciprocita a bylo tak možné použít i nepolarizované záření a běžné SM vlákno, u R-FOG je nutné vedení pouze jediného módu. Z tohoto důvodu se používá polarizované vysoce koherentní záření a PM vlákno. Dále je z obr. 3.1 zřejmé, že cesty obou svazků budou identické jen tehdy, budou-li detekovány na odrazových výstupech. Tyto výstupy jsou tedy ekvivalentem reciprokého portu u I-FOG, zatímco průchozí výstupy reciproké nejsou. Reciproké uspořádání R-FOG bez fázové modulace je znázorněno na obr. 3.3. K oddělení vstu-



Obr. 3.3: Schéma reciprokého uspořádání R-FOG [3]; upraveno

pujícího a vystupujícího záření je možné zařadit další vazební členy. Pro rozdělení záření ze zdroje do směrů CW a CCW je vložen vazební člen s dělicím poměrem 50:50 [5]. Nutno ovšem podotknout, že vzhledem k tomu, že rezonance je ovlivněna primárně rezonátorem, nereciprocita průchozích výstupů se na výstupním signálu

neprojeví. Proto se vyskytují koncepce R-FOG využívající detekci jak na odrazovém, tak na průchozím výstupu.

3.2.2 Fyzikální omezení a parazitní vlivy

Jak již bylo uvedeno, pro dosažení reciprocity je nutné zajistit šíření pouze jednoho polarizačního módu. K tomu se využívá zařazení polarizátorů. Problém však představují parazitní vlastnosti a nedokonalosti optických komponent.

Lineárně polarizované PM vlákno vede obecně dva módy. Vlivem poruch však může docházet k přechodu malé části energie do sousedního módu. K pronikání záření do tohoto nežádoucího módu dochází také z důvodu nedokonalostí vazby ve vazebním členu. Intenzita této nežádoucí složky může být navíc pro směry CW a CCW odlišná. Stejně jako hlavní polarizační mód, budou i tyto parazitní módy vykazovat rezonanci, avšak při zcela jiných frekvencích, neboť jejich optická dráha se u PM vlákna výrazně liší. Výstupní intenzita je pak zkreslena odezvou druhého polarizačního módu. Reciprocita je tímto narušena, ačkoliv z pohledu obou módů odděleně je chování rezonátoru reciproké. Nežádoucí mód je proto potřeba maximálně eliminovat. I při použití PM vlákna je zde totiž výrazný vliv teploty na index lomu pro jednotlivé módy. Díky nim se zkreslení výstupní charakteristiky může vůči ní posouvat i o několik $\Delta\Omega_f$ [5].

Pro odstranění problému s parazitním módem existuje více řešení. Lze například využít rozdělení PM vlákna v polovině naproti vazebnímu členu a opětovného spojení s pootočením os o 90° . Tímto dojde k současnému a rovnoměrnému využití obou ortogonálních módů [47]. Další možné řešení je použít polarizační vlákno – Single polarization (SP), které vede jen hlavní směr polarizace. Parazitní mód je v něm naopak rychle utlumen. I zde však stále zůstává problém nedokonalého sesouhlasení osy polarizace SP vlákna tvořícím rezonátor a záření, které je do něj vázáno pomocí vazebního členu. Nesouhlasená parazitní složka musí být minimalizována. V opačném případě by na odrazovém výstupu docházelo k jejímu odrazu, neboť díky jiné optické dráze tato složka rezonanci nevytvoří. Řešení tohoto problému může představovat použití dalšího vazebního členu a intenzitu záření detekovat na průchozím výstupu rezonátoru [5].

Dále se u R-FOG projevují obdobné parazitní vlivy jako u I-FOG. Zvláštní význam má ovšem Rayleighův rozptyl a Kerrův jev. Zatímco u I-FOG byly oba jevy eliminovány použitím širokopásmového záření, u R-FOG je nutné používat vysoce koherentní záření, jak bylo uvedeno výše.

Rayleighův rozptyl je způsoben interakcí záření s nehomogenitami uvnitř vlákna, na kterých dochází k částečnému odrazu. Toto odražené záření pak může interferovat se svazkem šířícím se původně v opačném směru a posouvat tak jeho fázi [11]. Díky

koherenci může k tomuto jevu docházet kdekoliv podél vlákna. Jediné řešení tohoto problému tak představuje fázová či frekvenční modulace, kdy dojde k potlačení nosné frekvence [47].

Dále je zde přítomný Kerrův jev, který spočívá v modulaci indexu lomu vlivem stojaté vlny záření ve vlákne. V porovnání s I-FOG je navíc jeho vliv u R-FOG výrazně vyšší, neboť je v rezonátoru vázána mnohem větší energie. Problémem je také případné neekvivalentní rozdělení výkonu mezi směry CW a CCW, což může rovněž způsobit značný posun nuly [1]. Kerrův jev lze u R-FOG opět eliminovat pouze částečně, např. použitím obdélníkové modulace intenzity zdroje záření [5].

Další parazitní jevy, jakými jsou teplotní vlivy či Faradayův jev, lze řešit obdobně jako v případě I-FOG. Blíže o nich bylo pojednáno v kapitole 2. Vzhledem k mnohem kratší délce vlákna jsou nicméně jejich projevy u R-FOG méně výrazné, zejména vliv teploty je u R-FOG výrazně potlačen [48]. Naopak, díky malým rozměrům hrají významnější roli ztráty ohybem [49].

Ukázalo se, že řešení pro eliminaci značné části parazitních vlivů, včetně Rayleighova rozptylu a Kerrova jevu, může do budoucna představovat vlákno s dutým jádrem – Hollow-core (HC) [49]. Díky absenci křemenného jádra dochází až ke stonásobnému potlačení zmíněných jevů. Eliminován je také magnetický Faradayův jev (až 250krát) a teplotní Shupův jev (až 6krát). Problémem HC vláken je nemožnost použití běžných vazebních členů a také zachování polarizace. Z tohoto důvodu je v současnosti stále praktičtější použití běžného křemenného vlákna [5].

3.3 Koncepce rezonátorových optovláknových gyroskopů

Přestože požadavky na rezonátorové optovláknové gyroskopy jsou poměrně omezuující, od jejich počátku se vyskytla celá řada různých přístupů a koncepčních řešení. Tato řešení se vzájemně odlišují zejména způsobem detekce signálu a využitím modulace. Dříve než budou objasněny základní úkoly detekce a jejich realizace, je vhodné připomenout nutné požadavky společné všem koncepcím R-FOG. Prvním z nich je striktní dodržení vysokého stupně koherence. Musí být splněno, že šířka pásma zdroje záření je výrazně menší než odpovídající šířka rezonance samotného R-FOG. Pro koherenční délku záření l_{koh} musí platit $l_{\text{koh}} > F \cdot P$. Odpovídající šířka pásma bývá okolo 10 - 100 kHz [5]. Od šířky pásma záření se pak odvíjí také parametry R-FOG. Z tohoto hlediska jsou nejvýhodnější lasery na bázi Nd-YAG či He-Ne, nebo též vláknové lasery. Jelikož jsou ale základními přednostmi R-FOG zejména malé rozměry a nízká cena, jsou mnohem využívanější laserové diody, které pro méně náročné aplikace plně postačují [1, 46]. Pro vedení záření je pak použito

výhradně PM či polarizační vlákno – Single polarization (SP), využívá se rovněž integrovaných optických vlnovodů.

3.3.1 Detekce úhlové rychlosti pomocí R-FOG

Jak bylo již řečeno, u R-FOG je úhlová rychlost detekována na základě rozdílu Δf_R rezonančních frekvencí pro směry CW a CCW. Na rozdíl od I-FOG, kde je reciprocity fázového rozdílu v obou směrech zajištěna pouze optickým uspořádáním, u R-FOG je nutné rezonanci naladit. Je zde tedy potřeba další regulační smyčka. Zpravidla se využívá oddělení jednotlivých regulačních úloh, kdy je svazek v jednom směru (např. CCW) udržován v rezonanci, zatímco protichůdný svazek (CW) je využit pro detekci úhlové rychlosti. Ta je opět realizována buďto v otevřené smyčce, kdy se vlivem posuvu rezonanční frekvence svazku CW mění jeho výstupní intenzita podle charakteristiky na obr. 3.2, nebo v uzavřené smyčce, kdy je svazek CW pomocí modulace taktéž udržován v rezonanci. Výstup je poté úměrný akčnímu zásahu potřebnému k vytvoření kompenzačního frekvenčního rozdílu svazků $\Delta f_{ko} = -\Delta f_R$, je tedy lineární v širokém rozsahu úhlových rychlostí.

Veškerá kompenzace u R-FOG probíhá pomocí detekce rezonančních vrcholů či poklesů, které jsou kolem své osy symetrické. Z tohoto důvodu musí být i zde zavedena rozmlítací fázová modulace, podobně jako tomu bylo u I-FOG. U referenčního svazku CCW tak slouží pro udržení v rezonanci, zatímco u svazku CW, pomocí něhož je detekována úhlová rychlost, umožní modulace rozpoznat směr a zajistit linearitu v oblasti nulové úhlové rychlosti [5].

Jelikož fázová modulace je ekvivalentní frekvenční, jak bylo demonstrováno v kapitole 2, je po rozmlítání frekvence možné použít více způsobů. Lze použít jak harmonický, tak obdélníkový průběh modulace. Střídavý frekvenční posuv je možné zavádět pro oba svazky společně, nebo zvlášť. V prvním zmíněném případě je modulátor zařazen v rezonátoru a byl využíván zejména u starších návrhů R-FOG [3, 48]. U pozdějších řešení je modulace zaváděna bezprostředně po rozdělení záření na svazky CW a CCW [46, 47].

Mnoho řešení existuje také pro účel udržení rezonance referenčního svazku, k němuž se pak vztahuje frekvenční rozdíl Δf_R . Aby byl tento svazek (opět např. CCW) neustále v rezonanci, je možné buďto měnit optickou dráhu rezonátoru nebo vlnovou délku záření. První řešení opět spočívá v zařazení modulátoru do vláknového rezonátoru, jehož akční zásah nyní sleduje odchylky od rezonance [3, 50]. Modernější řešení přicházejí s regulací pomocí změny vlnové délky. Jelikož vlnová délka je nepřímo úměrná frekvenci záření, je opět možné použít fázovou či frekvenční modulaci. Tentokrát je však nutné modulovat oba svazky CW i CCW zároveň. Z tohoto důvodu se častěji využívá modulace vlnové délky přímo pomocí zdroje záření. U la-

serové diody je možné upravovat vlnovou délku pomocí protékajícího proudu. Tímto lze frekvenci záření naladit přesně na rezonanční frekvenci referenčního svazku a pomocí zpětné vazby tak sledovat její změny [46].

Zvláštní způsob sledování rezonanční frekvence referenčního svazku CCW popisuje [51]. Bezprostředně za laserovou diodou zde následuje další vazební člen, přes který je referenční CCW svazek, který je spolu s měřicím CW svazkem detekován na průchozím výstupu, veden zpět do zdroje. Toto záření tak způsobí kladnou zpětnou vazbu pro generování vlnové délky λ_{ccw} , která je vlastní frekvencí rezonátoru. Pro zabránění zpětného vnikání záření do průchozího výstupu rezonátoru je do zpětné vazby vložen optický izolátor. Referenční svazek je navíc amplitudově i fázově přizpůsobován, neboť díky zpětné vazbě přes laserovou diodu vzniká další rezonátor.

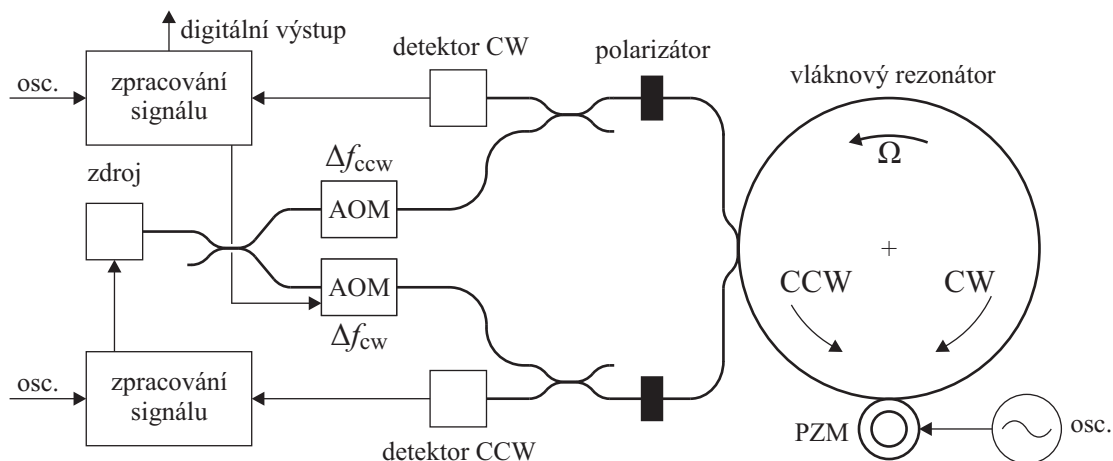
Při členění koncepcí R-FOG je možné opět vycházet ze způsobu modulace záření a zpracování signálu. U R-FOG jsou častější uspořádání v uzavřené smyčce, kdy jsou v rezonaci udržovány oba svazky. Na rozdíl od I-FOG je zde totiž potřeba navíc jednu regulační smyčku, nárůst složitosti oproti uspořádání v otevřené smyčce je proto menší. Pro modulaci je možné použít akustooptický modulátor (AOM) i elektrooptický modulátor (EOM), který je možné realizovat jako integrovaný [1]. To poskytuje základ pro rezonátorové integrované gyroskopy, které budou rovněž zmíněny. Následující přehled bude vycházet především ze způsobu, jakého se využívá pro kompenzaci Sagnacova jevu, tedy frekvenčního rozdílu Δf_R .

Z hlediska optické architektury jsou přístupy poměrně jednotné a jejich modifikace se orientují zejména na možnosti omezení parazitních vlivů. Mezi standardní postup patří např. svaření vlákna rezonátoru s pootočením os polarizace o 90° v jeho středu. Využívá se dále polarizátorů, SP vlákna, testuje se i použití HC vlákna.

3.3.2 Koncepce s akustooptickým modulátorem

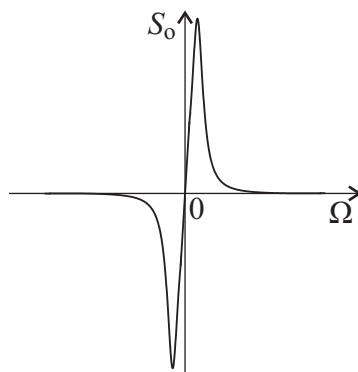
Akustooptický modulátor (AOM) moduluje frekvenci procházejícího záření pomocí akustické vlny. Využívá se přitom Dopplerova jevu, kdy se s odrazem záření od pohybujícího se vzoru indexu lomu změni jeho frekvence. Ta je úměrná frekvenci akustické vlny ¹. Pomocí AOM lze tak snadno naladit rezonanční frekvenci. Jedno z možných uspořádání R-FOG využívající AOM je na obr. 3.4. Svazek CCW zde slouží jako referenční, v rezonanci je udržován pomocí řízení proudu laserovou diodou. Pro detekci úhlové rychlosti a její kompenzaci slouží svazek CW. Ten je udržován v rezonanci pomocí řízeného AOM, který zavádí frekvenční posuv Δf_{cw} [1, 52]. Jelikož AOM umožňuje zavádět frekvenční rozdíl až od prahu několika desítek MHz, musí být umístěn v obou větvích. Rozdíl jejich modulačních frekvencí $\Delta f_R = \Delta f_{cw} - \Delta f_{ccw} = f_{cw} - f_{ccw}$

¹O principu AOM bylo blíže pojednáno v kapitole 2.3.2.



Obr. 3.4: Schéma koncepce R-FOG s akustooptickými modulátory [1, 53]; upraveno

je pak podle vztahu 3.3 přímým a linearizovaným údajem o úhlové rychlosti [1]. K rozmítání frekvence je použit piezoelektrický modulátor (PZM) umístěný v rezonátoru. Synchronní demodulací pomocí vzorkování či lock-in zesilovače se poté výstupní signál v podobě rezonancí, jak je na obr. 3.3, převede na odezvu podle obr. 3.5, kde se využívá její lineární části. Její strmost je úměrná finesse rezonátoru F .



Obr. 3.5: Závislost demodulovaného výstupního signálu otevřené smyčky na úhlové rychlosti [5]; upraveno

Rozmítání frekvence je současně jediným způsobem eliminace Rayleighova rozptylu, neboť dochází k potlačení nosné frekvence. Nevýhodou PZM je nedostatečná rychlost, vlastní frekvence $f_m = 1/(2\tau)$ je u R-FOG díky malé délce vlákna poměrně vysoká. Pro potlačení rozptylu je tedy možné před oba AOM zařadit elektrooptický modulátor (EOM), buzený střídavým signálem, ovšem s odlišnou frekvencí pro směry CW a CCW. Při dostatečné hloubce této modulace již k interferenci se zpětně odraženým zářením nedochází [52]. PZM pak může sloužit pouze pro udržování rezonance

referenčního svazku CCW. Oproti regulaci proudu laserovou diodou však tento přístup vede na pomalejší odezvu. Obě regulační úlohy lze zajistit také pomocí obou proměnných frekvencí Δf_{cw} i Δf_{ccw} . Drift vlnové délky zdroje či optické dráhy rezonátoru je pak kompenzován současnou změnou obou frekvencí, zatímco jejich rozdíl sleduje vliv uhlové rychlosti [54].

Z hlediska konstrukce mohou být AOM buďto volnosvazkové, nebo v podobě integrované optiky, kde se využívá povrchová akustická vlna [1].

Výhodou použití AOM je zajištění dostatečného odstupu od frekvence záření ze zdroje. Záření, které se vrací z rezonátoru přes vazební členy zpět do zdroje, podstoupí dvojnásobný posuv frekvence a nezpůsobí tak nestabilitu jeho vlnové délky [1]. Nevýhodou AOM je parazitní modulace intenzity záření [55]. Pozdější koncepce proto podobně jako v případě I-FOG používají převážně EOM.

3.3.3 Koncepce s elektrooptickým modulátorem

Jak bylo již uvedeno, elektrooptický modulátor (EOM) je modulátor fázový². Jelikož je podle vztahu 2.7 frekvenční posuv Δf úměrný časové změně fázového posuvu, lze namísto AOM použít EOM buzený rampovým signálem, jehož směrnice odpovídá $2\pi\Delta f$. Resetováním v hodnotě fáze 2π rad se fáze nezmění, používá se proto pilovitý signál, stejně jako v případě I-FOG. Z hlediska uspořádání může být koncepce s EOM obdobná jako v případě AOM, jenž je znázorněna na obr. 3.4.

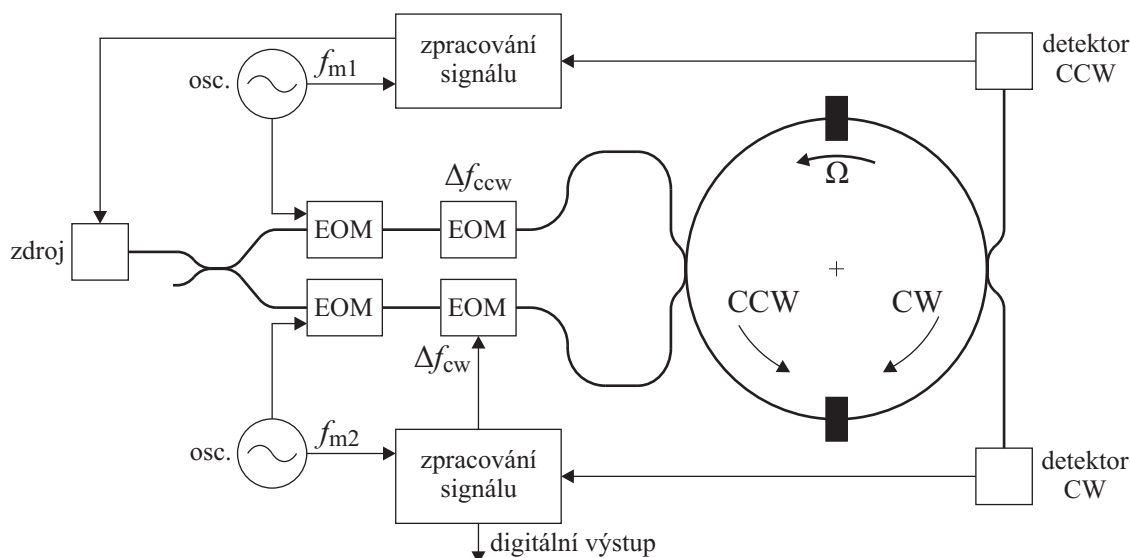
Obdobně lze měnit strmost buďto pouze jednoho, či obou pilovitých signálů. Při konstantní úrovni resetu odpovídá směrnici pilovitého signálu jeho frekvence. Za předpokladu správně fungující regulace je rozdíl těchto frekvencí pro oba svazky Δf_R . Výhodou je, že na rozdíl od I-FOG zde není nutné měnit polaritu tohoto signálu [48].

Je nutné zajistit, aby reset pilovitého signálu nastával přesně při hodnotě 2π rad. V opačném případě by byla narušena koherence záření a k rezonaci by nedocházelo [48]. Při analogové modulaci jsou tak na modulační obvody kladeny vysoké nároky. Proto bývá analogová modulace rampovým signálem a střídavá rozmítací modulace realizována pro každý svazek dvěma samostatnými modulátory [51], které mohou být rovněž realizovány jako integrované na jediném substrátu.

Mnohem perspektivnější je zpracování signálů a modulaci řešit digitálně [44]. Řešení popsané v [47], jehož schéma je na obr. 3.6, využívá dvojici modulátorů buzených harmonickým signálem o frekvencích f_{m1} a f_{m2} pro rozmítání fáze a další dvojici buzenou pilovitými signály o pevné frekvenci Δf_{ccw} a regulovatelné frekvenci Δf_{cw} , jež zavádí odpovídající frekvenční posuv. Odlišnost a nesoudělnost rozmítacích frekvencí zajistí eliminaci vlivu Rayleighova rozptylu, jak bylo zmíněno dříve

²Vysvětlení základního principu EOM lze nalézt v kapitole 2.3.3.

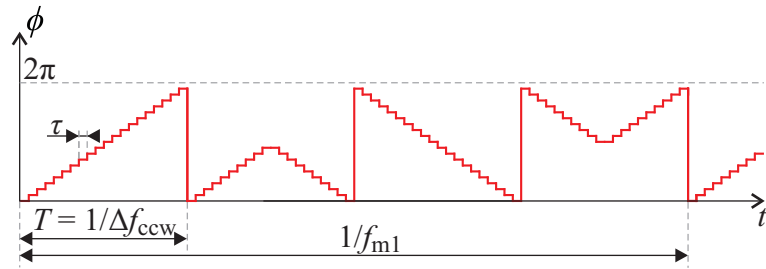
[50]. Součástí zpracování signálu je zde lock-in zesilovač. Tento návrh využívá detekce záření na průchozích výstupech, což redukuje počet nutných komponent. Polarizátory umístěné v rezonátoru eliminují nežádoucí polarizační mód. K regulaci a generování digitálního pilovitého signálu bývá opět využíváno FPGA. Počet úrovní pilovitého signálu určuje rozlišení snímače, z důvodu působícího šumu a využití průměrování však běžně postačuje rozlišení okolo 16 bitů [55]. Uspořádání popsané v [47] umožňuje měřit úhlovou rychlost větší než $1000^\circ/\text{s}$, udávaná stabilita je přitom $2^\circ/\text{h}$.



Obr. 3.6: Schéma možného uspořádání koncepce R-FOG s elektrooptickými modulátory a digitální modulací [47]; upraveno

Další stupeň digitalizace přináší modifikované řešení popsané v [44], kdy jsou obě modulace realizovány pro každý svazek pouze jedním EOM řízeným pomocí FPGA. Rozmítání frekvence je nyní dosaženo pomocí změny sklonu digitální rampy mezi kladným a záporným směrem. Ukázka průběhu modulačního signálu pro svazek CCW je na obr. 3.7. Toto schéma je nazýváno také jako hybridní modulace [44, 50]. Rostoucí část tak zavádí frekvenční posuv $+\Delta f_{ccw}$, klesající pak $-\Delta f_{ccw}$. Perioda obdélníkové rozmítací modulace je f_{m1} a je pro svazky CW i CCW odlišná, stejně jak bylo zmíněno výše. Průběh frekvence a výstupní intenzity pro nulovou regulační odchylku, tedy přesně v rezonanci, je znázorněn na obr. 3.8, s nenulovou odchylkou je pak na obr. 3.9. Průběhy jsou opět znázorněny pouze pro svazek CCW. Princip sledování rezonance svazku CW je obdobný, pouze kladný a záporný sklon rampy již nemá stejnou velikost [55]. Jejich rozdíl opět odpovídá Δf_R .

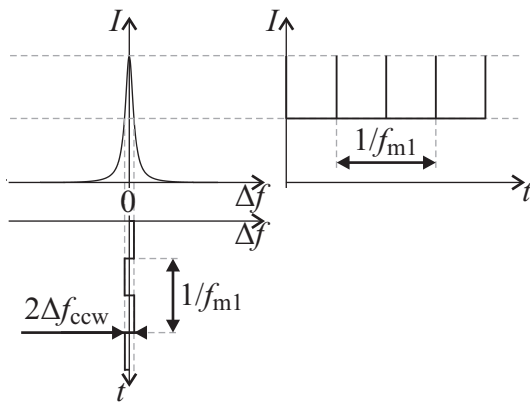
Signál z detektoru je vzorkován frekvencí $2f_{m1}$, resp. $2f_{m2}$, čímž je získán signál otevřené smyčky. Je možné si všimnout ekvivalence s digitální pilovitou modulací



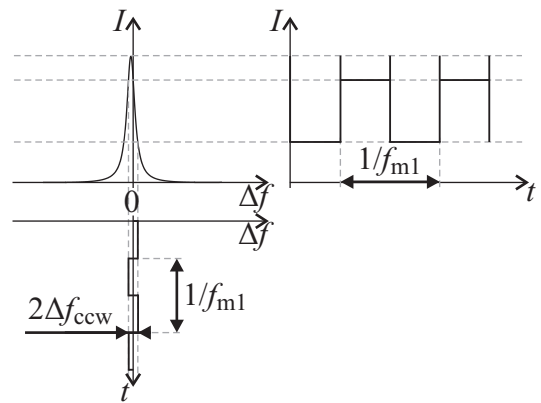
Obr. 3.7: Průběh hybridní pilovité modulační frekvence [44]; upraveno

používanou u I-FOG a popsanou v kapitole 2. Zde ovšem průběhy na obr. 3.8 a 3.9 neodpovídají fázi, nýbrž frekvenci. Dále, zatímco u I-FOG je perioda vzorkování a rozmítací modulační 2τ , u R-FOG je doba oběhu záření $\tau = 1/\Delta f_f$ až o dva řády kratší a proto je frekvence rozmítací modulační f_{m1} a f_{m2} od vlastní frekvence $f_m = 1/(2\tau)$ odlišná. Naopak, době τ odpovídá vzorkovací perioda digitální rampy, jak je patrné na obr. 3.7. Tato doba může odpovídat až zlomkům μs , je proto potřeba velmi rychlý D/A převod. Frekvence samotného pilovitého signálu Δf_{ccw} resp. Δf_{cw} se pohybuje okolo 100 kHz [50].

Tato hybridní modulační technika se ukázala velmi účinná pro potlačení nosné frekvence a tedy i účinku Rayleighova rozptylu [44]. Dále je vhodné zavést přídatnou regulační smyčku na kontrolu resetu fáze o 2π rad, a to pro oba protichůdné svazky. To lze provádět podle míry rezonance, neboť při vzniku odchylky již přestanou svazky na vstupu rezonátoru interferovat ve fázi [50]. Podobně jako u I-FOG však platí, že nároky na tuto regulaci nejsou nikterak vysoké [55].



Obr. 3.8: Průběh frekvence a intenzity signálu otevřené smyčky při $f_{ccw} = f_0$ [50]; upraveno



Obr. 3.9: Průběh frekvence a intenzity signálu otevřené smyčky při $f_{ccw} \neq f_0$ [50]; upraveno

3.3.4 Další perspektivní koncepce

Jelikož jsou R-FOG stále ve fázi vývoje, kromě popsaných přístupů využívajících PM vlákna se objevují také mnohé další. Již bylo zmíněno řešení R-FOG s HC vláknem výrazně eliminujícím Kerrův jev, Rayleighův rozptyl a také teplotní vlivy. Úspěšnou realizaci R-FOG s tímto vláknem popisuje např. [56]. Vazební člen je zde tvořen běžným SM vláknem, polarizace obou svazků CW i CCW je před rezonátorem upravována polarizačními kontroléry. Ukázalo se, že s podobnou koncepcí je možné dosáhnout úrovně tactical grade, tedy přesnosti $1 - 10$ °/h, viz tab. 2.1.

Vedle popisovaných pasivních vláknových rezonátorů jsou zkoumány možnosti rovněž aktivních provedení využívajících vlákna dopovaná prvky vzácných zemin, zejména Er. Aktivní R-FOG využívají stimulovaného Brillouinova rozptylu. Z hlediska optické architektury může být aktivní R-FOG podobný pasivnímu. V rezonátoru je však aktivní vlákno a vazební člen nahrazuje vlnový multiplexer – Wavelength division multiplexer (WDM), přes který je vlákno čerpáno laserovou diodou. Aktivní koncepce nicméně vykazují určité parazitní jevy, díky nimž je stále nelze prakticky využít [2, 3].

Velmi perspektivní je naopak pokrok směrem k miniaturizaci. Podobně jako lze vytvářet integrované struktury s EOM popsané v kapitole 2.3.3, lze integrovat také celý rezonátor a vytvořit tak rezonátorový integrovaný optický gyroskop – Resonant integrated-optic gyroscope (R-IOG). Záření je tak namísto vláknem vedeno vlnovodem vytvořeným na jednom substrátu. Substráty bývají nejčastěji na bázi křemenného skla, LiNb, či Si. Oproti vláknům mají integrované vlnovody vyšší útlum, dosahovaná finesa bývá okolo 50. Díky malým ztrátám ohybem umožňuje integrované provedení naopak dosáhnout velmi malých rozměrů, průměr rezonátoru bývá v řádech desítek mm [54]. Hlavními výhodami R-IOG jsou proto malé rozměry, nízká cena a snadná výroba. Tyto koncepce jsou tedy zacíleny na levnější aplikace požadující přesnost $1 - 100$ °/hod [1, 2]. Podrobnější rozbor R-IOG a obecně integrovaných optických technologií je nad rámec této práce.

3.4 Zhodnocení současného stavu vývoje

Na rozdíl od I-FOG, které se již více než 15 let vyrábí, R-FOG stále zůstávají spíše ve fázi vývoje a nezaznamenaly vyšší komerční ohlas [54]. První demonstrace tohoto principu přitom pochází již z roku 1983 [1]. Problémem zůstávají zejména již zmíněné parazitní jevy, ke kterým dochází vlivem vysoké koherence záření [5]. Spousta výrobců a vývojových center se pokouší tyto problémy odstranit. Motivací pro vývoj je především vysoká úspora vlákna oproti I-FOG, které často představuje majoritní podíl ceny snímače. Dále jsou to kompaktní rozměry, nižší hmotnost i spotřeba,

odolnost vůči teplotním vlivům a také vysoká spolehlivost [50, 54]. Z tohoto důvodu jsou navrhovány nové koncepce, k značnému převratu by mohlo dojít s použitím HC vlákna [56]. R-FOG by se tak staly soupeřící konkurencí pro I-FOG. Již současné koncepce R-FOG umožňují dosáhnout úrovně inertial grade, tedy přesnosti $0,1 - 0,01$ °/h. Pro použití v oblasti INS by se tak díky zmíněným konstrukčním výhodám staly významnými kandidáty [44, 50].

4 PRAKTICKÁ REALIZACE

Cílem praktické části práce je návrh a realizace vlastního interferometrického optovláknového gyroskopu (I-FOG) s fázovou modulací v uzavřené smyčce. Jak již bylo zmíněno v kapitole 2, I-FOG je považován za přesný, avšak poměrně sofistikovaný snímač úhlové rychlosti. Dlouhý vývoj komerčních řešení a jejich vysoká cena svědčí o technologické vyspělosti, jaké je pro produkci konkurenceschopných snímačů potřeba dosáhnout. Výroba I-FOG je tak v současnosti otázkou pouze několika výrobců, kteří navíc dosahují odlišných parametrů a zaměřují se tak na různé oblasti trhu. Z tohoto důvodu ani nemohl být cílem práce návrh finálního řešení I-FOG srovnatelného s komerčními gyroskopy, ale spíše určitého vývojového stádia, které bude fungovat na tomto principu. Jde tedy primárně o koncepci snímače pro laboratorní účely. Snahou je zároveň najít cestu, jak co nejefektivněji dosáhnout dobrých parametrů a nízké ceny a přispět tak k mnoha návrhům realizace, které komerčně vyráběným I-FOG rovněž předcházely.

4.1 Návrh řešení

Jak již bylo řečeno, cílem této práce je realizovat I-FOG v uzavřené smyčce, tedy se zpětnovazební kompenzací vlivu Sagnacova jevu. Tyto koncepce I-FOG patří mezi pokročilejší a v praxi jsou využívány výhradně v koncepcích s drahým PM vláknem a integrovanými optickými členy. Dolní část spektra tvoří naopak řešení s běžným SM vláknem, jenž využívají nepolarizované záření v součinnosti s celovláknovými komponentami. Tyto představují levnější variantu, díky použití piezoelektrického modulátoru však princip kompenzace v uzavřené smyčce obdobný prvně zmíněnému řešení neumožňují¹.

Jedním z hlavních úkolů této práce je nalezení způsobu, jak využít výhody obou přístupů, tedy levného celovláknového uspořádání s běžným SM vláknem a zpětnovazební kompenzací, která umožňuje značně zvýšit dynamický rozsah. Dříve než však bude přistoupeno k řešení problému modulace a zpracování signálu, je nutné nalézt optimální uspořádání z hlediska optické architektury.

Jelikož se nejedná o profesionálně cílenou výrobu, bylo nutné vycházet primárně z běžně dostupných komponent. Snaha byla také o maximální využití komponent v laboratoři a návaznost na předchozí řešení popsané v [6]. Při vývoji byly postupně zkoumány možnosti komponent a získávány základní poznatky, na jejichž základě byl navržen a sestaven výsledný koncept I-FOG.

¹Podrobněji je o principech a možných koncepčních řešeních I-FOG pojednáno v kapitole 2.3.

4.1.1 Základní poznatky pro řešení

Mnohé z důležitých poznatků pro řešení I-FOG s běžným SM vláknem byly zjištěny a experimentálně ověřeny již v rámci bakalářské práce [6], jejímž výsledkem byl prototyp I-FOG pracující v otevřené smyčce, tedy s harmonickou fázovou modulací pomocí piezoelektrického modulátoru. Ke generování signálu a synchronní demodulaci výstupu byl použit lock-in zesilovač Zurich Instruments HF2LI.

Nejprve bylo potřeba identifikovat vlastnosti nízkodvojlovného SM vlákna, jenž nezachovává polarizaci. K dispozici bylo SM vlákno Thorlabs SMF-28, které patří mezi nejběžnější². Jeho délka činí přibližně 770 m. Experimenty s polarizovaným zářením ukázaly, že vlivem ohybu vlákna vzniká dvojlom, který způsobuje proměny stavu polarizace. Byla tak ověřena platnost čtyřparametrového modelu [38] popisujícího SM vlákno pomocí Jonesových matic. Taktéž se potvrdila skutečnost, že libovolné změny polarizace lze kompenzovat pomocí polarizačního kontroléru [6].

Při měření byl použit kontrolér polarizace Thorlabs FPC562. Využívá opět ohybem vyvolaného dvojlomu běžného SM vlákna, které je navinuto na třech sklopných lopatkách. Fázový posuv jednotlivých polarizačních módů je dán počtem závitů, běžně odpovídá postupně $\lambda/4$, $\lambda/2$ a $\lambda/4$. Naklápěním lopatek lze docílit libovolného polarizačního stavu, který je dán právě třemi stupni volnosti [38, 58].

Použití kontroléru se však pro konstrukci I-FOG nejeví jako vhodné, neboť míra kompenzace dvojlomných parametrů vlákna platí pouze pro konstantní vnější podmínky. S působením teploty, tlaku a vibrací tak dochází k proměnnosti jeho efektu. Mnohem výhodnější se ukázalo použití záření s náhodnou polarizací. Toto záření si lze představit jako superpozici všech stavů polarizace, jenž po sobě následují ve velmi krátkých časových intervalech. Vzhledem k tomu, že polarizační kontrolér pouze deterministicky mění jeden typ polarizace na druhý, při průchodu nepolarizovaného záření bude výstupní záření opět nepolarizované. Stejně se bude chovat také běžné SM vlákno, jehož dvojlomné parametry nejsou přesně dány. Ukázalo se tedy, že použití nepolarizovaného záření je v součinnosti s běžným SM vláknem první podmínkou pro zajištění reciprocity.

Dále byly zkoumány rozdíly detekce na recipročním i nereciprokém portu vláknového interferometru, jak jsou definovány v kapitole 2.2. Byly použity vláknové vazební členy Thorlabs 10202A-50-APC, jenž jsou tvořeny rovněž vláknem SMF-28. Potvrdil se přitom teoretický předpoklad, že rozdělené svazky mají odlišný fázový posuv a je tedy nutné použít minimální konfiguraci s detekcí na recipročním portu, viz obr. 2.3.

²Soupis komponent a přístrojů použitých pro měření a konstrukci je spolu s jejich nejdůležitějšími parametry uveden v příloze A.

Jak ovšem vyplývá z předchozího teoretického rozboru, i při použití nepolarizovaného záření může kontrast výstupního interferenčního obrazce, znázorněného na obr. 2.2, s ohybem vlákna kolísat. To se potvrdilo rovněž experimentálně. Jednotlivé polarizační složky svazků CW a CCW, které se proti sobě šíří, totiž získají různý nereciproký fázový posuv. Jelikož jsou oba svazky nepolarizované, a tedy obsahují v průměru všechny složky, je úhrnný nereciproký fázový posuv roven nule. Problém však představuje určitá polarizační korelace mezi svazky CW a CCW, přestože jsou ve své podstatě nepolarizované. Každé kvantum záření ve směru CW a CCW, které prodělá stejný fázový posuv a bude tudíž vzájemně reciproké, totiž v místě interference může mít odlišnou polarizaci, která bude opět určena dvojlomnými parametry SM vlákna. Z tohoto důvodu je potřeba záření šířící se vláknem interferometru ještě jenou znáhodnit, jak popisuje [38]. Jako další nutný požadavek řešení se proto ukázalo použití Lyotova depolarizátoru, který zajistil stabilitu interferenčního obrazce [6].

Doposud uvedené požadavky splňovalo již řešení popsané v [6]. Výsledkem bylo zajištění uspokojivé stability, přesto však byla pozorována zbytková nereciprocita, jež způsobovala chybu až $0,1 \text{ }^\circ/\text{s}$. Výrazně tak přesahovala nejmenší detekovatelnou změnu úhlové rychlosti, která byla okolo $0,003 \text{ }^\circ/\text{s}$ [6].

Později prováděné experimenty ukázaly, že zbytkovou nereciprocitu lze výrazně snížit zařazením polarizátoru mezi vazební členy. Tento polarizační filtr zajistí výběr pouze té složky svazků CW a CCW, která vstupuje i vystupuje se shodnou polarizací, tudíž se šíří naprosto identickou cestou. Přítomný depolarizátor pak díky randomizaci polarizace zajistí, že v propustném směru polarizátoru je orientována právě polovina procházejícího záření. Na tuto skutečnost poukazuje také [43], kde je rozebrána součinnost polarizátoru a depolarizátoru. Stupeň náhodnosti zaváděný Lyotovými depolarizátory není nikdy dokonalý, zvláště jde-li o jeho vláknové provedení. V PM vláknech totiž dochází k parazitnímu prolínání vedených módů, čímž se dekorelace narušuje. Navíc, výsledná polarizace je pouze pseudonáhodná a vlivem vlastní dvojlomnosti cesty svazků může dojít k opětovné částečné korelaci rozfázovaných módů, jak bylo popsáno v kapitole 2.3.5. V [43] je odvozeno, že nedokonalé parametry Lyotova depolarizátoru lze kompenzovat právě polarizátorem, jehož parametry jsou nicméně rovněž nedokonalé. Typická hodnota extinkčního poměru je okolo $1:10^3$.

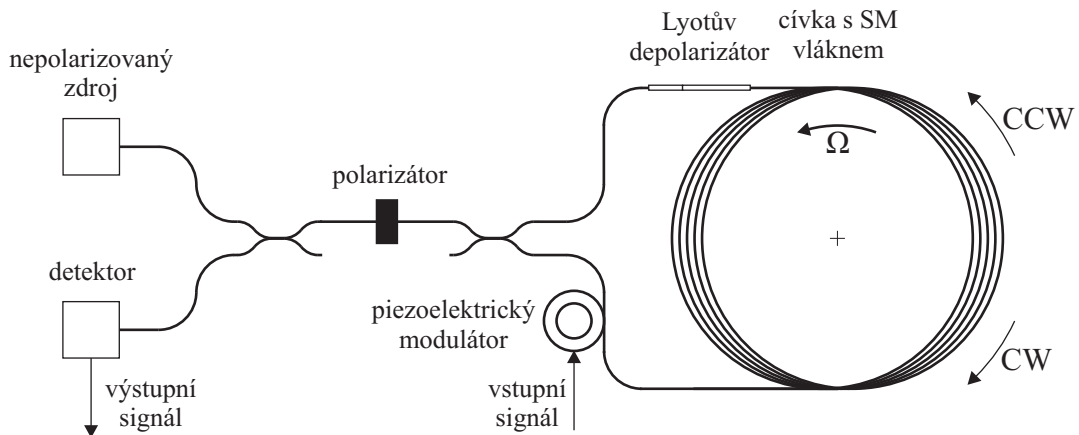
4.1.2 Optická architektura I-FOG

Tímto byly definovány základní požadavky na optické uspořádání I-FOG, které lze shrnout do těchto bodů:

- Nepolarizované širokopásmové záření

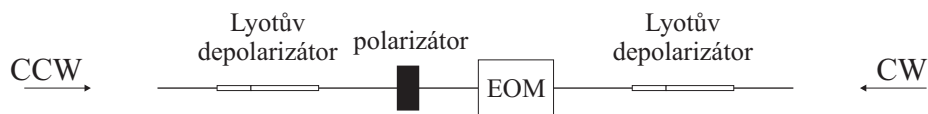
- Minimální konfigurace s detekcí na recipročním portu
- Použití Lyotova depolarizátoru
- Zařazení polarizátoru
- Piezoelektrický fázový modulátor

Schéma navržené architektury je na obr. 4.1. Je zde dále přítomen piezoelektrický



Obr. 4.1: Schéma optické architektury navrženého I-FOG

fázový modulátor, který bude sloužit pro rozmítací modulaci pro rozlišení směru a ke kompenzaci Sagnacova fázového posuvu. Jak již bylo uvedeno, PZM představuje při použití nepolarizovaného záření a běžného SM vlákna jediné řešení. V rámci experimentů bylo testováno také použití elektrooptického modulátoru. Vzhledem k tomu, že je EOM vhodný pouze pro polarizované záření, bylo v tomto případě nutné zařadit polarizátor a umístit depolarizátory po obou stranách modulátoru, jak je znázorněno na obr. 4.2. Toto řešení je však nehledě na ztráty 3 dB značně



Obr. 4.2: Použití elektrooptického modulátoru pro nepolarizované záření

komplikované a popírá základní přednost nepolarizovaného řešení, kterou je zejména nízká cena a jednoduchost.

Mohlo by se také zdát, že požadavek nepolarizovaného záření zdroje není vzhledem k přítomnosti polarizátoru nutný. Jak ale uvádí [14], nepolarizované záření zdroje umožňuje kompenzovat nedokonalé parametry polarizátoru, který vždy určitou část ortogonální složky také propouští.

4.2 Komponenty

Pro konstrukci I-FOG bylo využito převážně diskrétních komponent, přitom byl kladen důraz na maximální použití komponent vláknových, které jednak zajišťují robustnost uspořádání a rovněž nízkou cenu. Snahou bylo dosáhnout celovláknového uspořádání, které by potenciálně bylo možné vyrobit z minimálního počtu segmentů vlákna. Vycházelo se do jisté míry z komponent dostupných v laboratoři, a dále z prostředků pro výrobu a nákup komponent dalších, jenž byly pro navrženou konstrukci potřeba. V následující části budou podrobněji popsány konkrétní optické prvky, z nichž se sestavený I-FOG skládá, s případným popisem jejich návrhu, výroby a nejdůležitějších parametrů.

4.2.1 Optické vlákno

Jak už bylo uvedeno, pro konstrukci hlavní cívky I-FOG bylo použito SM vlákno Thorlabs SMF-28 o délce 770 m. Ačkoli vlákno bylo již zakoupeno, je zde zmíněno především proto, že tímto typem vlákna byly tvořeny i další komponenty, zejména vazební členy Thorlabs 10202A-50-APC, částečně pak také fázový modulátor a depolarizátor. Jeho výhodou je zejména průměr jádra 8,2 μm , díky němuž jsou ztráty ohybem poměrně malé. Vlákno je dále vhodné pro použitou vlnovou délku 1550 nm, která bude objasněna později. Komponenty tvořené tímto typem vlákna jsou opatřeny konektory typu FC/APC.

Měřením byl zjištěn útlum hlavní cívky vlákna, který včetně konektorů činí přibližně 0,45 dB. Srovnávací metodou byl poté eliminován útlum konektorů, samotné vlákno má útlum 0,15 dB. Sváření vláken je z hlediska útlumu výhodnější, avšak především z důvodu modularity a testování byly spoje mezi základními funkčními celky I-FOG realizovány konektory.

4.2.2 Lyotův depolarizátor

Pro depolarizaci záření v I-FOG byl použit vláknový Lyotův depolarizátor. Při jeho návrhu bylo nutné vycházet z teoretického principu, viz kapitola 2.3.5, kde je rovněž objasněn princip jeho činnosti. Podle něj je možné k depolarizaci širokopásmového záření využít dvojlomných prostředí o délkách v poměru 1:2, přičemž osy polarizace jsou pootočený o 45°. Jako dvojlomné prostředí lze využít i PM vlákno. Jelikož je tento specifický vláknový prvek poměrně těžko dostupný, byl vyroben vlastní.

Pro depolarizátor bylo uvažováno s PM vláknem typu PM1550-XP, jehož záznějová vzdálenost je pro vlnovou délku $\lambda = 1550$ nm dána $\Lambda = 5$ mm [59]. Při teoretické spektrální šířce zdroje záření $\Delta\lambda_{\Gamma} = 15$ nm lze podle [5] určit tzv. dekoherenční

délku jako

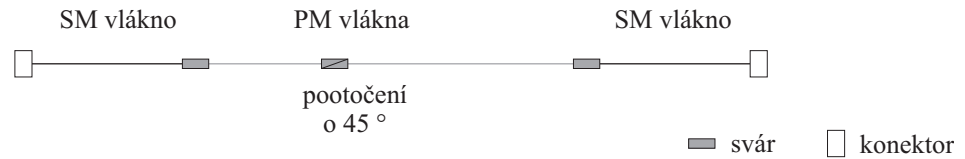
$$L_{dc} = \frac{\lambda^2}{\Delta\lambda_r} = \frac{(1550 \cdot 10^{-9})^2}{15 \cdot 10^{-9}} = 160 \text{ [}\mu\text{m]}. \quad (4.1)$$

Odtud lze dále podle stejného zdroje vypočítat depolarizační délku

$$L_d = L_{dc} \frac{\Lambda}{\lambda} = 160 \cdot 10^{-6} \frac{5 \cdot 10^{-3}}{1550 \cdot 10^{-9}} = 0,517 \text{ [m]}, \quad (4.2)$$

což je minimální potřebná délka PM vlákna, při které dojde k depolarizaci. Pro výrobu depolarizátoru byly použity segmenty vlákna Thorlabs PM1300-XP o délkách 1 a 2 m, čímž je zajištěna dostatečná rezerva. Od původních segmentů PM vlákna PM1550-XP, které byly použity dříve [6], se tyto v zásadě neliší.

Nové provedení depolarizátoru však bylo již bez sekundárního opláštění vláken a jednotlivé segmenty vlákna byly svařeny. Tím došlo ke značnému zmenšení rozměrů a rovněž k mírné eliminaci ztrát na konektorech. Útlum výsledného depolarizátoru včetně konektorů činí přibližně 1 dB. Jelikož segmenty PM vlákna konektory opatřeny nebyly, byly na obě strany depolarizátoru navařeny krátké segmenty vlákna SMF-28 s konektory FC/APC. Schéma fyzické realizace vláknového Lyotova depolarizátoru je na obr. 4.3.



Obr. 4.3: Schéma vláknového Lyotova depolarizátoru

4.2.3 Polarizátor

Pro potlačení zbytkové nereziprocity je optimální polarizátor s vysokým extinkčním poměrem [43]. Ve snaze zachovat celé řešení I-FOG jako vláknové bylo prvotním záměrem využít vláknový polarizátor. Tento polarizátor však musí pracovat obousměrně. Jako nejvhodnější kandidát se proto jevil polarizační vlákno – Single polarization (SP). Přestože pro dosažení potřebné filtrace je potřeba SP vlákno o délce pouze několik metrů, cena tohoto vlákna je natolik vysoká, že pro demonstrační cílení celého I-FOG bylo zvoleno jiné řešení.

Byl použitý volnosvazkový Glan-Thomsonův polarizátor Thorlabs GTH5M, jenž byl k dispozici v laboratoři. Využívá lomu záření na šikmém rozhraní mezi dvěma krystaly opticky čistého kalcitu a dosahuje tak vysokého extinkčního poměru $1:10^5$

[60]. Jeho zásadní nevýhodou je nekompatibilita s vláknovou optikou. Z tohoto důvodu musela být použita optická lavice osazená kolimátory PAF-X-5-C, které umožňují vyvázání a opětovné navedení záření do vlákna. Mezi kolimátory byl k lavici uchycen Glan-Thomsonův polarizátor na otočný úchyt, díky kterému bylo možné osu polarizace libovolně natáčet.

Měřením byl zjištěn útlum celé sestavy okolo 6 dB. Z toho 3 dB připadá na samotný polarizátor, neboť z nepolarizovaného záření propouští právě polovinu. Zbylé 3 dB představují parazitní útlum, který je daný přechodem mezi vláknem a vzduchem a nedokonalým nastavením kolimátorů, ačkoli lepšího nastavení se již dosáhnout nepodařilo. Negativem také je, že záření prochází polarizátorem celkem dvakrát. Jde tak zároveň o komponentu s největším nežádoucím útlumem, jehož celková parazitní složka činí 6 dB. Cílem do budoucna by mohlo být nahrazení této komponenty vláknovým polarizátorem z SP vlákna nebo PM vlákna vinutého tak, aby se vlivem ohybu ve vlákně udržel pouze jediný polarizační mód.

4.2.4 Fázový modulátor

Pro zavádění fázové modulace byl použit piezoelektrický fázový modulátor (PZM). Tento typ modulátoru rovněž nepatří mezi běžně dostupné komponenty, navíc nabízené jednotky neposkytují požadovaný frekvenční rozsah.

Pro rozmítání fáze je nutné použít vlastní frekvenci $f_m = 1/(2\tau)$, kde τ je doba oběhu záření kolem vlákna, jak bylo objasněno v kapitole 2. Doba oběhu byla změněna $\tau = 3,78 \mu\text{s}$ ³. Této hodnotě odpovídá vlastní frekvence $f_m = 1/(2 \cdot 3,78 \cdot 10^{-6}) = 132,3 \text{ kHz}$. Dále je potřeba modulovat kmitočtem $2/3f_m = 88,2 \text{ kHz}$, jak vyplývá z navrženého modulačního schématu pro kompenzaci Sagnacova fázového posuvu, jak bude popsáno později.

Fázová modulace harmonickým signálem byla použita již v řešení popsaném v [6]. Zde byl však použit nižší kmitočtet, který nepotlačoval parazitní jevy I-FOG. Použitý piezoelektrický modulátor byl tvořen piezokeramickým prstencem o průměru 25,4 mm, na němž bylo navinuto optické vlákno v 35 závitech. To při vlnové délce $\lambda = 1550 \text{ nm}$ při vlastní frekvenci f_m umožňovalo fázový posuv 0,284 rad/V. Hlavní nevýhodou modulátoru byl vysoký útlum, který pro danou vlnovou délku činil 2,83 dB. Příčinou byly zejména ztráty dané ohybem, k němuž mohlo přispívat také mechanické namáhání vlákna. Z tohoto důvodu byl pro realizaci I-FOG v uzavřené smyčce vyroben nový piezoelektrický modulátor.

³Pro měřené doby τ byla použita jednak metoda zpoždění signálu popsaná v [6], dále pak metoda vyrušení druhé harmonické $2f_m$ při použití I-FOG v minimální konfiguraci s použitím předchozího řešení PZM.

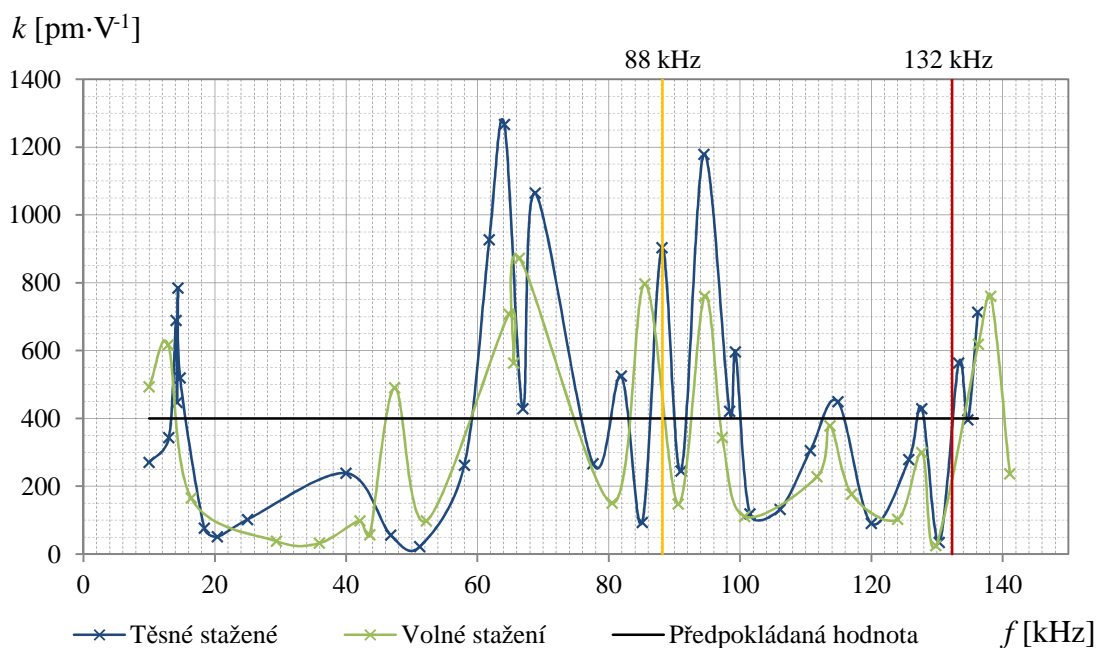
Pro potlačení útlumu bylo zásadní zvolit dostatečně velký poloměr ohybu. Jako bezpečné se ukázaly hodnoty od cca 35 mm. Piezokeramické aktuátory však vykazují mechanické rezonance, jejichž frekvence jsou nepřímo úměrné příslušným rozměrům. Pro vyhnutí se těmto rezonancím je naopak vhodné volit aktuátory co nejmenší. Z tohoto důvodu byla zvolena netradiční koncepce modulátoru sestávající se z nosných půlkruhů, mezi nimiž jsou umístěny piezokeramické aktuátory. Aktuátory v tomto případě představují ploché válečky o průměru 12 mm a výšce 2 mm. Díky těmto rozměrům jsou vlastní rezonance dostatečně vzdáleny od potřebných modulačních frekvencí⁴. Půlkruhové nosné elementy o průměru 40 mm naopak eliminují ztráty ohybem.

Předpokládaný koeficient délkové roztažnosti aktuátorů působícím napětím činí 400 pm/V. Dle návrhu řízení fázové modulace a zpracování signálu bylo při frekvenci f_m pro dosažení hloubky modulace $\Delta\phi_{m0} = 1,8$ rad, tedy $\phi_{m0} = 0,9$ rad, požadováno napětí okolo 3 až 4 V. Tomu odpovídá potřeba přibližně 80 závitů navinutého vlákna. Měření výchylky při harmonickém napájení aktuátorů spolu s duralovými půlkruhovými elementy pomocí interferometru však ukázalo, že frekvenční charakteristika je značně ovlivněna dynamickými mechanickými vlastnostmi těchto elementů. V duralových půlkruzích totiž rovněž může docházet ke vzniku určitých rezonancí, které přenos mechanických kmitů zkreslují. Ten závisí také na síle, jakou je celý modulační prvek stažen, čímž byl simulován potenciální vliv utažení vlákna. Naměřená frekvenční závislost koeficientu délkové roztažnosti působícím napětím pro volné a tuhé stažení je uvedena na obr. 4.4. Je zde také znázorněna předpokládaná roztažnost samotných piezokeramických aktuátorů. Graf byl získán pouze pro nejvýznačnější rezonanční převýšení, skutečná závislost obsahuje ještě dílčí rezonanční zvlnění.

Z měření tak vyplynulo, že na požadované frekvenci $f_m = 132,3$ kHz je koeficient roztažnosti celého modulačního členu oproti předpokládané hodnotě nižší. Dále také přenos mechanického posuvu modulátoru na prodloužení vlákna není stoprocentní, koeficient účinnosti je přibližně 1,13 [5]. Z tohoto důvodu bylo vhodné zvýšení účinnosti modulátoru pomocí sériového uspořádání dvojice piezoelektrických aktuátorů, které jsou však připojeny paralelně. Mezi aktuátory se nachází měděná elektroda, druhý pól představují samotné půlkruhové elementy. Tyto páry aktuátorů jsou umístěny dva vedle sebe.

Po obvodu nosných elementů bylo navinuto optické vlákno pouze v primární ochraně o průměru 125 μm . Bylo použito vlákno OFS řady Zero Water Peak, což je běžné SM vlákno, jehož vlastnosti jsou podobné již zmíněnému typu SMF-28. Před vinutím vlákna byl modulační člen tlakově předepnut, což po navinutí vedlo k předepnutí vlákna a efektivní přenos vibrací v kladném i záporném směru. Vlákno

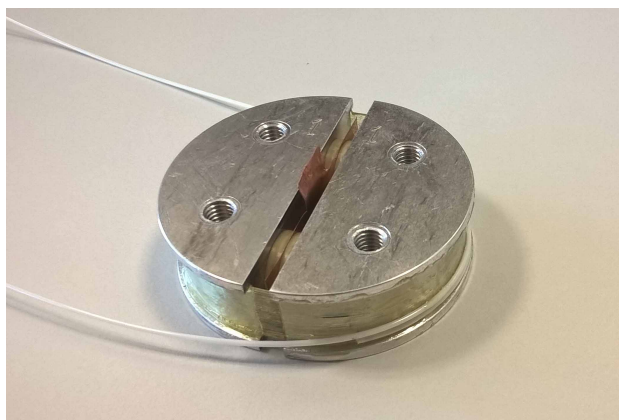
⁴Srovnání frekvenční závislosti impedance těchto aktuátorů a původního řešení modulátoru lze nalézt na obr. C.1.



Obr. 4.4: Graf frekvenční závislosti koeficientu délkové roztažnosti působícím napětím u piezoelektrického modulátoru

bylo vinuto ve dvou vrstvách, což odpovídalo předpokládaným 80 závitům. Pro fixaci bylo použito epoxidové lepidlo. Výsledný modulátor je na obr. 4.5.

Skutečný fázový posuv při $f_m = 132$ kHz byl ověřen měřením. Fázového posuvu $\phi_{m0} = 0,9$ rad při $\lambda = 1550$ nm bylo dosaženo při napětí okolo 3,3 V, což odpovídalo požadovanému rozsahu. Měřením optického útlumu byla poté zjištěna hodnota do 0,3 dB, a to včetně konektorů se segmenty vlákna SMF-28, které bylo k vláknům modulátoru připojeno pomocí svárů. Oproti původnímu řešení tak došlo k výraznému snížení ztrát.



Obr. 4.5: Výsledný piezoelektrický fázový modulátor

4.2.5 Zdroj záření

Jako zdroj záření se pro I-FOG běžně používá superluminiscenční dioda – Superluminescent diode (SLD) nebo superfluorescenční vláknový zdroj – Superfluorescent fiber source (SFS). Pro sestavení nepolarizovaného I-FOG byl zvolen právě SFS, jenž poskytuje nepolarizované záření a zejména pro vyšší požadovaný výkon je i cenově výhodnější.

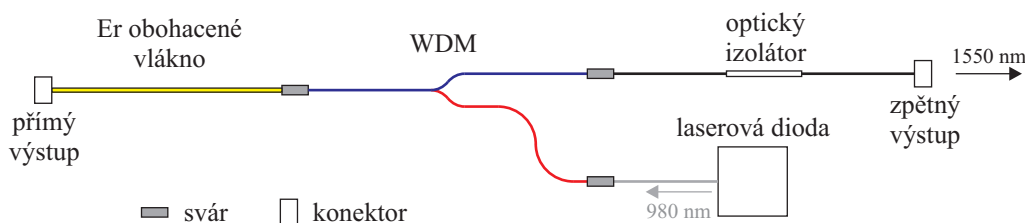
Jak je uvedeno v kapitole 2, v SFS se využívá tzv. zesílená spontánní emise – Amplified spontaneous emission (ASE) ve vlákně obohaceném prvky vzácných zemin, nejčastěji Er. To je poté čerpáno pomocí laserové diody. Atomy Er absorbují záření o vlnové délce 980 nebo 1475 nm, čímž se excitují do vyšších energetických hladin. Podobného principu využívají i EDFA používané v telekomunikacích. Zde ovšem díky absenci zesíleného signálu dochází ke spontánní emisi fotonů o střední vlnové délce okolo 1550 nm, které stimulují další zářivé přechody, čímž se svazek zesílí. Jelikož počáteční impulzy vznikají nahodile po celé délce vlákna, jejich zesílením vzniká nepolarizované širokopásmové záření [9]. Šířka pásma běžného ASE zdroje je okolo $\Delta\lambda_r = 15$ nm [5].

Z hlediska uspořádání Er vlákna a čerpací laserové diody existuje pro I-FOG několik variant popsanych v [12]. Jako nejvýhodnější se jevila varianta s čerpáním Er vlákna z téhož konce, z jakého bude záření využito. Zabráni se tak případnému pronikání čerpacího záření do I-FOG. K oddělení čerpacího a výstupního svazku je použit vlnový multiplexer – Wavelength division multiplexer (WDM). Na volný konec Er vlákna je možné umístit reflektor, čímž dojde ke zvýšení účinnosti ASE zdroje [12]. Popsaná koncepce je patrná na schématu již výsledného uspořádání SFS zobrazeného na obr. 4.6. Podobné řešení již bylo použito dříve, avšak příčinou nedostatečné excitace Er vlákna činil výstupní výkon pouhých 30 μ W [6]. Z tohoto důvodu bylo cílem vytvořit nový zdroj s výrazně vyšším výkonem, což zajistí zvýšení poměru SNR celého snímače.

Obecně platí, že s rostoucím čerpacím výkonem účinnost ASE zdroje nejprve strmě narůstá, a poté zůstává od několika desítek mW přibližně konstantní. Pro tento účel byla zakoupena laserová dioda JDSU S26 o výkonu 100 mW navázaném do SM vlákna Corning® HI 1060 FLEX. Následně byly testovány WDM se stejným typem vlákna i WDM využívající vlákno Corning® HI 1060 s širším jádrem. Jako lepší se ukázala první varianta, u druhé zmíněné byla na vlnové délce 1550 nm paradoxně pozorována velká závislost útlumu na ohybu vlákna. Erbiová vlákna jsou charakterizována útlumem vyjadřujícím absorpci na čerpací vlnové délce vztažené na 1 m délky. Obecně platí, že s rostoucí délkou vlákna je excitace účinnější, avšak od určité délky efekt prodlužování postupně klesá. Byly testovány dva typy Er vlákna, jednak původní vlákno Fibercore M12-980-125 s útlumem 12 dB/m a délkou 10 m a dále

pak Liekki Er80-8/125 s útlumem 80 dB/m a délkou 2 m. Přestože se druhé zmíněné vlákno jevílo jako výhodnější, neboť umožňovalo stejnou teoretickou účinnost i při mnohem menší délce, projevil se u něj značný útlum a nemožnost dostatečné excitace. Z tohoto důvodu bylo použito původní vlákno Fibercore M12-980-125.

Dále byl využit optický izolátor, jak je patrné na obr. 4.6. Ten zabraňuje zpětnému vnikání záření z I-FOG do zdroje. Ukázalo se, že bez jeho přítomnosti dochází vlivem zpětného záření ke stimulaci emise v opačném směru, tedy na přímý výstup, který je nevyužit. Výkon na zpětném výstupu tak může poklesnout na hodnotu jednotek až desítek procent původní hodnoty. Použitý vláknový izolátor poskytuje na vlnové délce 1550 nm útlum 40 dB a tento jev tedy dostatečně potlačuje.



Obr. 4.6: Sestava výsledného SFS s Er vláknem

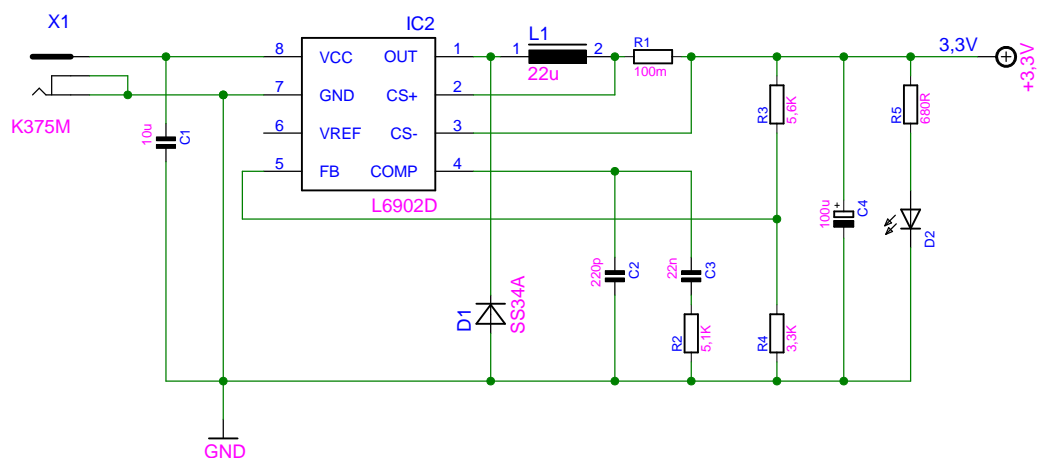
Pro maximální eliminaci útlumu přechodů mezi komponentami byly spoje nahrazeny sváry, jak je patrné na obr. 4.6. V daném uspořádání SFS je maximální účinnost na zpětném výstupu přibližně 40 %. Při čerpacím výkonu 100 mW byla hodnota zjištěná měřením na zpětném výstupu 36 mW, na přímém výstupu pak 3,2 mW. Při částečném odrazu od vloženého konektoru na přímý výstup byl na zpětném výstupu detekován výkon až 40 mW. Dále, při stimulaci z přímého výstupu pomocí testovacího laserového zdroje s výkonem 1,2 mW byl naměřený výkon SFS na zpětném výstupu dokonce 49 mW.

Tyto hodnoty ukázaly značný potenciál tohoto zdroje. V porovnání s nabízenými moduly SLD s obdobnými parametry navíc došlo k významné úspoře prostředků. Cílem proto bylo realizovat zdroj na obr. 4.6 jako samostatnou funkční komponentu. Přestože u I-FOG v uzavřené smyčce výstup na výkonu zdroje nezávisí, je vhodné výkon sestaveného SFS stabilizovat. Nejlepším řešením je zde stabilizace optického výkonu laserové diody, neboť transformace záření v Er vlákně je již poměrně stálá, navíc má dobré filtrační vlastnosti [5].

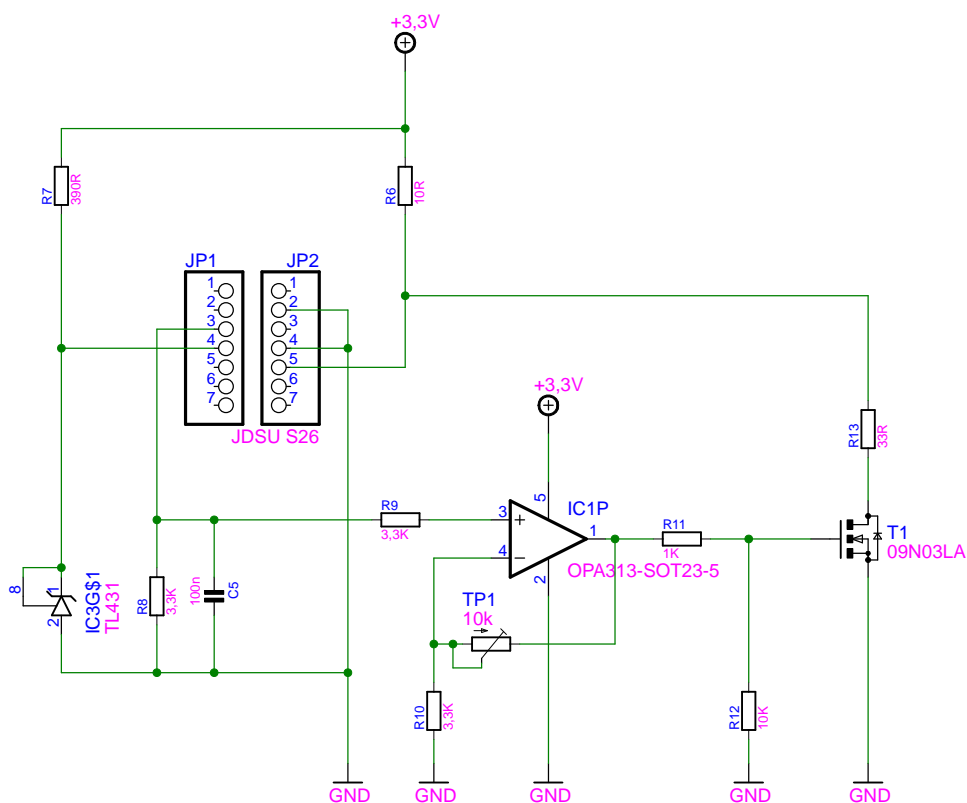
Za tímto účelem byl navržen obvod na regulaci proudu laserovou diodou na základě měření výkonu pomocí integrované fotodiody. Obvod lze rozdělit na dvě funkční části. První část obsahuje spínaný regulátor napětí, jehož schéma zapojení je na obr. 4.7. Ten poskytuje stabilní napětí 3,3 V pro následnou regulační část a zároveň umožňuje připojení napájecího napětí 5 - 40 V. Obvod je zapojen podle

dokumentace použitého regulátoru napětí L6902D [61].

Druhou částí je regulátor proudu laserovou diodou, jehož schéma je na obr. 4.8.



Obr. 4.7: Schéma zapojení řídicího obvodu laserové diody - část stabilizovaného zdroje



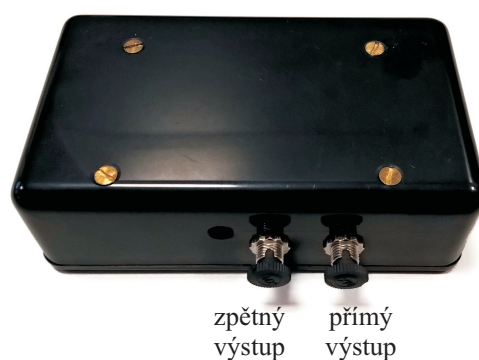
Obr. 4.8: Schéma zapojení řídicího obvodu laserové diody - část regulátoru proudu

Zde je využito měření proudu procházejícího monitorovací fotodiodou, která je v pouzdře laserové diody JDSU S26 vestavěna mezi piny JP1 3 a 4. Na základě zesílení nastavitelného víceotáčkovým trimrem TP1 je poté otevírán tranzistor T1, čímž je odváděn proud mimo laserovou diodu, která je zapojena mezi piny JP2 4 a 5. Tímto je tedy výkon laserové diody regulován. Maximální hodnota proudu je pomocí odporu R6 nastavena na 180 mA. Výkon 100 mW je přitom poskytován při proudu 160 mA. Návrh desky plošných spojů lze nalézt na obr. E.1 resp. E.2.

Celá sestava zdroje záření včetně řídicích obvodů a vláknových komponent byla umístěna do krabičky o rozměrech $40 \times 70 \times 120$ mm, viz obr. 4.9. Výkon laserové diody byl nastaven na 85 mW, čemuž odpovídá výstupní výkon ASE zdroje 25 mW. Výsledný zdroj širokopásmového záření o vlnové délce 1550 nm je zobrazen na obr. 4.10. Pomocí konektorů FC lze využít zpětný i přímý výstup, jak byly znázorněny na obr. 4.6.



Obr. 4.9: Pohled na vnitřní uspořádání SFS zdroje



Obr. 4.10: Vnější pohled na SFS zdroj

4.3 Fyzické sestavení

Pro možnost testování na rotačním stolku RMS bylo nutné zajistit dostatečnou kompaktnost celého I-FOG. Limitním parametrem velikosti bylo do jisté míry samotné optické vlákno, neboť díky jeho délce 770 m a přítomnosti sekundární ochrany bylo potřeba jej vinout v dostatečné ploše. Jako základ byla pro konstrukci využita ocelová nosná část vyrobená v rámci bakalářské práce [6], kde je rovněž možné nalézt výkresovou dokumentaci. Její návrh vycházel z požadavku kompatibility s rotačním stolkem RMS SDL1401. Výška nosné části činí přibližně 120 mm, vnitřní průměr

vinutí vlákna je 146 mm. Pro omezení vlivu gradientu teploty bylo použito techniky čtyřpólového vinutí vlákna [6].

Vnitřní prostor cívky slouží pro uložení vláknových komponent a elektroniky. Schéma zapojení optických komponent je na obr. B.1. Bylo využito patrového členění pomocí distančních sloupků a texgumoidových destiček. Oproti předchozímu řešení bylo snahou zajistit rozebiratelnost a snadnou výměnu jednotlivých komponent. Pro stabilní uložení vláknových částí vyplňují vnější části jednotlivých pater molitanová mezikruží. Optická vlákna i konektorové spoje jsou tak fixovány, aniž by bylo nutné je napevno lepit. Dále jsou tímto omezeny vibrace a teplotní vlivy působící na vlákna. Jednotlivé konstrukční fáze a patra uložení komponent jsou znázorněny na obr. G.1, G.2, G.3 a G.4. Na horní krycí destičce je pak uložen sestavený zdroj záření. Jedinou komponentou přesahující vnitřní rozměr cívky je optická lalice obsahující polarizátor. Ta byla proto přilepena na horní lem ocelové nosné části. Výsledný I-FOG na rotačním stolku lze nalézt na obr. G.6.

4.4 Fázová modulace a zpracování signálu

Pro možnost detekce úhlové rychlosti a získání signálu otevřené smyčky bývá u nepolarizovaných řešení, využívajících PZM, zaváděna modulace harmonickým signálem o vlastní frekvenci, která pro daný případ činí $f_m = 132$ kHz. K této modulaci je dále potřeba přičítat signál zajišťující kompenzaci Sagnacova fázového posuvu. Jak vyplývá z rozboru v kapitole 2.3, zpětnovazební uspořádání se u podobných architektur prakticky nevyskytuje, proto bylo cílem nalézt alternativní způsob, jak tento problém vyřešit.

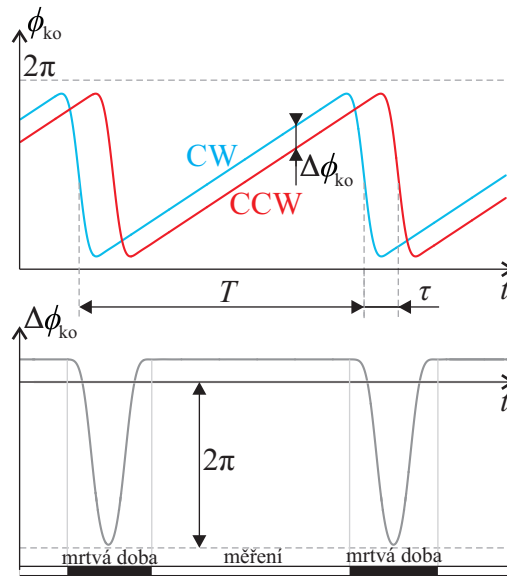
Dále je úkolem nahradit analogové zpracování signálu digitálním. Obdobně jako se využívá vzorkování výstupního signálu frekvencí $2f_m$ při použití obdélníkové rozmítací modulace (viz obr. 2.7 a 2.8), lze výstup vzorkovat i při použití harmonické modulace (obr. 2.15 a 2.16). Zatímco ale u obdélníkové modulace mohou být okamžiky vzorkování vůči signálu až o $\pm\tau/2$ posunuté, při použití harmonické modulace je potřeba odebírat vzorky přesně v minimech výstupního signálu. K tomu je potřeba vysoký stupeň synchronizace mezi generováním modulačního signálu a sběrem dat.

4.4.1 Fázová modulace s piezoelektrickým fázovým modulatorem

Nevýhodou PZM je malá modulační rychlost a přítomnost rezonancí, díky nimž je frekvenční charakteristika monotónní nanejvýše do několika desítek kHz. Průběh kompenzace pilovitým signálem, jenž je znázorněn na obr. 2.9, tedy nelze využít,

neboť díky strmým hranám se projeví rezonance na vyšších kmitočtech. Při použití PZM tak dochází ke značným zákmitům fázového posuvu.

Jako jedna z variant řešení se ukázala filtrace tohoto signálu pomocí filtru typu dolní propust, kdy jsou vysokofrekvenční složky způsobující rezonance odstraněny. Průběh modulačního signálu a výsledného zaváděného fázového rozdílu je na obr. 4.11. Je ovšem zřejmé, že takto ke kompenzaci dochází pouze v určitém intervalu,



Obr. 4.11: Použití filtrace u pilovité fázové modulace pro kompenzaci rotace

kdy jsou oba svazky modulovány lineárně. S rostoucím Sagnacovým fázovým posuvem $\Delta\phi_s$ roste i strmost $\Delta\phi_{ko}/\tau$ potřebná k jeho kompenzaci a tento interval se postupně zkracuje. Navíc se projevuje nelinearita frekvenční charakteristiky PZM i mimo rezonancemi. Toto řešení tak umožňuje kompenzovat pouze malé úhlové rychlosti, kde je frekvence minimální a poměr mrtvé doby k době měření je rovněž malý. Hlavní výhodou konfigurace I-FOG v uzavřené smyčce, kterou je zejména velký dynamický rozsah, však tento způsob modulace nesplňuje.

4.4.2 Návrh modulačního schématu s plně harmonickou modulací

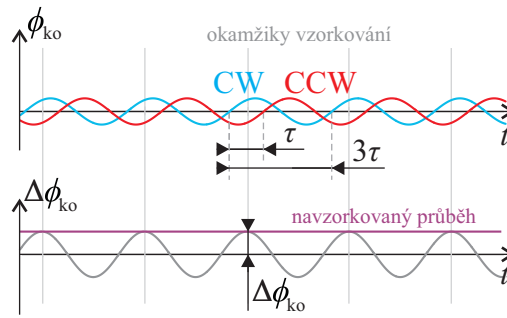
Jak již bylo řečeno, výstupní signál I-FOG bude zpracováván digitálně. Při základní harmonické modulaci s periodou $2\tau = 1/f_m = 7,56 \mu\text{s}$ je potřeba výstupní signál z fotodiody vzorkovat s periodou τ , jak bylo znázorněno na obr. 2.15 a 2.16. Digitální zpracování tak zavádí nové zjednodušení požadavků. Jelikož je výstupní signál vzorkován pouze v diskrétních okamžicích, ke kompenzaci Sagnacova fázového

posuvu $\Delta\phi_s$ nemusí docházet spojitě, ale pouze v okamžicích vzorkování. Na této skutečnosti je založeno i navržené modulační schéma.

V nejjednodušším případě lze pro kompenzaci použít opět harmonický signál. Je však nutné zajistit, aby ke kompenzaci docházelo v kladných i záporných půlperiodách rozmítacího harmonického signálu o frekvenci f_m . Je přitom potřeba si uvědomit, že kompenzační fázový rozdíl $\Delta\phi_{ko}$ zaváděný modulací je opět dán rozdílem fází svazků CW a CCW, jež jsou posunuty o dobu τ . Modulaci signálem s periodou $\tau = 1/(2f_m)$ proto nelze použít, neboť se fáze obou protiběžných svazků odečtou. Je ovšem možné využít liché násobky této periody. Je zřejmé, že čím bude frekvence kompenzačního signálu f_{ko} větší, tím větší bude počet půlperiod rozmítacího modulačního signálu, v nichž bude $\Delta\phi_s$ kompenzován. Nejvhodnější kmitočet kompenzačního signálu je tak

$$f_{ko} = \frac{1}{3\tau} = \frac{2}{3}f_m = \frac{2}{3} \cdot 132,3 \cdot 10^3 = 88,2 \text{ [kHz]}. \quad (4.3)$$

Průběh kompenzačního modulačního signálu je znázorněn na obr. 4.12. Horní prů-



Obr. 4.12: Harmonická modulace pro kompenzaci Sagnacova fázového posuvu

běhy zde představují zaváděný fázový posuv $\phi_{ko}(t)$ svazků CW a CCW, dolní průběh pak reprezentuje výsledný fázový rozdíl $\Delta\phi_{ko}(t)$. K vzorkování výstupního signálu pak dochází v okamžicích vzdálených 3τ , jak je na obr. 4.12 vyznačeno. Je patrné, že z pohledu těchto diskrétních okamžiků je vytvářen nerekiproký fázový rozdíl $\Delta\phi_{ko}$, který je při kompenzaci roven $-\Delta\phi_s$. Tento digitalizovaný průběh kompenzačního fázového rozdílu je pak shodný s použitím rapového průběhu (viz obr. 2.9). Velikost Sagnacova fázového posuvu $\Delta\phi_s$ lze tak sledovat změnou amplitudy kompenzačního modulačního signálu. Je možné všimnout si podobnosti s řešením popsáním v [34], kde byl pro kompenzaci rovněž použit harmonický signál. Jeho kmitočet byl však asynchronní a mnohem nižší, signál byl zpracováván ve spojitých časových intervalech.

Pro ověření parametrů plně harmonické modulace byla využita simulace v prostředí Matlab Simulink. Simulované průběhy fázové modulace a jejich vliv na výstupní intenzitu jsou pro ilustraci znázorněny na obr. C.3 resp. obr. C.4.

Navržené modulační schéma přináší v součinnosti s PZM spoustu výhod. Pilovitý modulační signál s konstantní amplitudou a proměnným kmitočtem je nahrazen harmonickým signálem pevného kmitočtu, zato proměnné amplitudy. Superpozicí kompenzačního signálu k základnímu rozmítacímu signálu o kmitočtu f_m vznikne výsledný modulační signál. Jelikož tento signál obsahuje pouze dvě spektrální složky pevného kmitočtu, může být frekvenční charakteristika použitého piezokeramického elementu téměř libovolně nelineární. Stejně tak poloha rezonančních kmitočtů nehraje zásadní roli, z důvodu stability je však vhodné zajistit, aby tyto kmitočty neležely v blízkosti f_m a $f_{ko} = 2/3f_m$. Tento požadavek je u vyrobeného PZM zajištěn, jak je patrné na obr. C.1⁵.

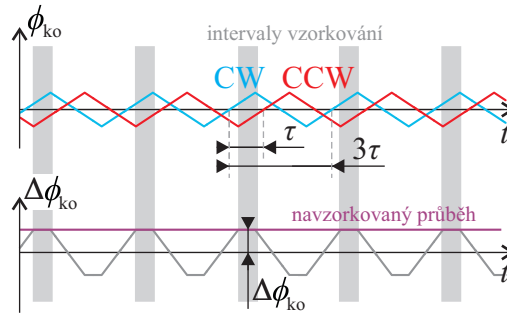
Přesnost kompenzace pomocí změny amplitudy závisí pouze na linearitě a stabilitě koeficientu délkové roztažnosti působícím napětím piezokeramických aktuátorů PZM. Zde je nutné uvážit možný vliv časových a teplotních změn. Ačkoli se statické změny rozměrů na modulaci neprojeví, dynamická změna roztažnosti pro danou frekvenci ovlivňuje míru kompenzace a může vést na chybný výstupní signál. Dynamický rozsah kompenzace je poté limitován parametry modulátoru a maximálním poskytovaným napětím budicích obvodů. Je totiž nutné vzít v potaz skutečnost, že se jedná o kapacitní zátěž.

Nevýhodou je také snížení vzorkovací frekvence. Zatímco u digitální modulace rampovým signálem probíhá vzorkování v každé kladné i záporné půlperiodě rozmítacího signálu, tedy s periodou τ , u navrženého řešení může vzorkování probíhat pouze v okamžicích kompenzace, tedy s periodou 3τ . Jinými slovy, dochází tak k trojnásobnému snížení SNR.

Dále je potřeba vzorkovat přesně v okamžicích maxim kompenzačního modulačního signálu. Simulace ukázala, že i odchylky v řádech desítek či stovek ns mohou způsobit výraznější chybu měření. Tento problém je možné odstranit náhradou harmonického modulačního signálu trojúhelníkovým.

Kompenzace pomocí trojúhelníkového signálu, znázorněná na obr. 4.13, představuje mezistupeň mezi plně harmonickou modulací a tradičním přístupem se spojitou kompenzací pilovitým modulačním signálem. Jak je patrné z obr. 4.13, již není nutné vzorkovat v přesně daných okamžicích, ale odběr jednotlivých vzorků je nyní omezen intervalem. Je ovšem zřejmé, že ačkoliv tento trojúhelníkový signál neobsahuje strmé hrany, je na rozdíl od harmonického poměrně širokopásmový a pro PZM tak není příliš vhodný. Kompromisem by mohlo být použití číslicového filtru na výstupu generování signálu, který spektrum modulačního signálu omezí tak, aby leželo mimo oblast rezonancí. Výsledný signál tak bude více podobný harmonickému, avšak chyba

⁵U daného PZM se projevují také rezonance duralových nosných elementů, jak je patrné na obr. 4.4, jejich jakost je však mnohem nižší.



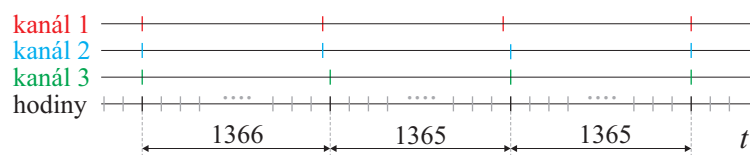
Obr. 4.13: Trojúhelníková modulace pro kompenzaci Sagnacova fázového posuvu

způsobená posunem okamžiků vzorkování vůči signálu již bude zanedbatelná, což bylo opět ověřeno simulací v prostředí Matlab Simulink.

4.4.3 Implementace uzavřené smyčky

Navržené modulační schéma bylo následně prakticky implementováno. Jako vhodná platforma bylo zvoleno PXI fy National Instruments. Jak již bylo zmíněno, navržený způsob modulace vyžaduje odběr vzorků s vysokým stupněm synchronizace. S výhodou byl tedy využit FPGA modul PXI-7854R, jenž umožňuje zajistit synchronní generování i sběr dat a rychlou regulaci. Zvažována byla rovněž možnost realizace regulace v samostatné jednotce FPGA umístěné přímo v I-FOG. Toto řešení by vedlo na ucelenější podobu snímače, avšak z důvodu komunikace mezi FPGA a měřicí aplikací v PXI by byly značně omezeny možnosti parametrizace regulace a zejména monitorování vstupního signálu. Zvoleno proto bylo konzervativní řešení, kdy regulace probíhá v modulu PXI. Program pro řízení FPGA byl vytvořen v prostředí NI LabVIEW, stejně jako vizualizační program, který bude popsán později.

Modul PXI-7854R umožňuje generování signálu až do kmitočtu 1 MHz a vzorkování analogových vstupů až do rychlosti 750 kHz. Rozsah analogových vstupů i výstupů je ± 10 V při rozlišení 16 bitů [62]. Pro danou úlohu je potřeba vzorkovat s frekvencí $1/(3\tau) = 88$ kHz, jak je patrné z obr. 4.12. Přitom bylo potřeba vycházet z taktu hodin FPGA, který byl nastaven na 120 MHz. Při této rychlosti bylo možné generovat kmitočty 131 835,9375 a 87 890,625 Hz, jež jsou přesně v poměru 3/2. Tento poměr je nutné striktně dodržet. Vzorkování je rovněž řízeno taktem hodin, tedy s periodou $T_{\text{clk}} = 1/(120 \cdot 10^6) = 8,3 \bar{3}$ ns. Pro zajištění synchronnosti je poté nutné vzorkovat po 1365,3 taktech, což není možné. Z tohoto důvodu byly pro odběr vzorků využity 3 nezávislé vstupní kanály s periodou střídavě $1365 T_{\text{clk}}$ a $1366 T_{\text{clk}}$, jak znázorňuje obr. 4.14. Trojice vzorků je poté průměrována. Pro získání signálu otevřené smyčky S_o podle vztahu 2.6 je nutné sudé a liché vzorky odečíst, čímž je získána regulační odchylka s frekvencí přibližně 44 kHz. Ta je posléze filtrována



Obr. 4.14: Časový diagram vzorkování vstupního signálu

průměrováním z volitelného počtu vzorků. Následuje regulační část počítající akční zásah v podobě amplitudy kompenzačního signálu. Návrh regulátoru bude dále podrobněji popsán. Jako vhodnější se pro kompenzaci jevila modulace harmonickým signálem, u kterého se na rozdíl od trojúhelníkového průběhu neprojeví zvlnění frekvenční charakteristiky PZM, viz obr. 4.4.

4.4.4 Návrh regulace

Dalším krokem pro realizaci řídicího programu byl návrh samotného regulátoru. Hlavními požadavky na kompenzaci Sagnacova fázového posuvu byla rychlost, přesnost a stabilita regulace. Cílem bylo dosáhnout maximální dynamiky, aby bylo možné měřit i rychlé změny úhlové rychlosti. Současně však byla požadavkem přesnost a nulová ustálená odchylka, neboť akční zásah představuje měřenou hodnotu úhlové rychlosti.

Zásadním problémem ovšem byla identifikace regulované soustavy. Vzhledem k tomu, že vstupní veličinou je úhlová rychlost, není možné systém podrobit jednotkovému skoku, ani rozkmitání. Silné vibrace by mohly jednak zapříčinit chybu údaje I-FOG, nehledě na poměrně velkou hmotnost celého snímače. Z tohoto důvodu byl sestaven přibližný model soustavy pouze ze znalosti parametrů. K simulacím a návrhu byl využit simulační nástroj Matlab Simulink.

Bloková podoba simulačního schématu je na obr. C.7. Vlastní soustava I-FOG je tvořena nelinearitou interferenční charakteristiky, jenž je vyjádřena vztahem 2.3, a dále dopravním zpožděním daným průměrováním vzorků. Za regulátorem pak následuje akční člen v podobě převodu akčního zásahu na kompenzační signál složený z frekvencí $f_m = 132$ kHz a $f_{ko} = 88$ kHz. Pro simulaci bylo uvažováno průměrování z 10 vzorků, resp. z 5 rozdílů. Takt regulační smyčky poté činil 8,8 kHz.

Prvním krokem návrhu je určení vhodného typu regulátoru. Z regulačního hlediska se jedná o úlohu kompenzace poruchy na vstupu soustavy, kdy žádanou hodnotou je nula. Regulační odchylka je pak tvořena invertovanou hodnotou signálu otevřené smyčky S_o . Pro kompenzaci konstantní úhlové rychlosti je tedy potřeba přítomnost integrační složky. Je zřejmé, že tato je zde potřeba vždy, neboť regulátor musí kompenzovat úhlovou rychlost i při nulové odchylce. Jako vhodné se ukázalo

přidání proporcionální složky, jenž vede ke zrychlení odezvy na rychlé změny poruchové veličiny. Naopak derivační složka vedla vždy k nestabilitě. Jako nejkompexnější varianta se ukázalo zřetězení dvou členů PI, které díky dvojitě integraci umožňovaly kompenzovat i lineárně rostoucí poruchu. To se nicméně ukázalo jako nadbytečné, neboť poměr fyzické dynamiky snímače a dynamiky regulace je značný. Lineární nárůst úhlové rychlosti se tak bude jevit jako téměř konstantní průběh a postačovat proto bude PI regulátor.

Pro výpočet konstant regulátoru PI pomocí simulace na obr. C.7 bylo použito integrální kritérium. Ačkoli je primárním výstupním údajem I-FOG úhlová rychlost, hlavním účelem jejich používání bývá obvykle stanovení úhlové polohy, jež je dána její integrací. Proto byla kritériální funkce odvozena nikoliv od úhlové rychlosti, ale od úhlové polohy vyjádřené

$$\theta(t) = \int_0^t \Omega(\tau) d\tau + \theta(0) \text{ [rad]}. \quad (4.4)$$

Byla použita jednoduchá kritériální funkce s absolutní hodnotou daná jako

$$E(K_P, K_I) = \int_0^T |\theta_{\text{mer}}(t) - \theta_{\text{ref}}(t)| dt, \quad (4.5)$$

kde $\theta_{\text{mer}}(t)$ a $\theta_{\text{ref}}(t)$ jsou měřené resp. skutečné průběhy úhlové výchylky získané integrací úhlové rychlosti při profilu jednotkového skoku o velikosti 0,2 rad. Minimalizací této kritériální funkce byly nalezeny optimální konstanty regulátoru, tedy proporcionální a integrační zesílení K_P a K_I . Regulace s těmito konstantami byla následně ověřena na testovacím profilu úhlové rychlosti, jejíž průběh je spolu se simulovanou odezvou snímače znázorněn na obr. C.5. Odpovídající skutečná a měřená úhlová poloha θ_{mer} a θ_{ref} je pak znázorněna na obr. C.6.

Navržený PI regulátor byl poté implementován do řídicího programu FPGA, přičemž konstanty bylo nutné znormalizovat. Vlivem odchylek mezi skutečnou soustavou I-FOG a jejím modelem vedly akční zásahy regulátoru k nestabilitě. Důvodem bylo s největší pravděpodobností nepostihnutí parazitních vlastností dalších částí smyčky, kterými jsou dopravní zpoždění obvodů analogového předzpracování (viz dále) a také setrvačnost PZM. Jako řešení se ukázalo snížení velikosti konstant regulátoru, čímž byl získán vhodný kompromis mezi rychlostí a stabilitou.

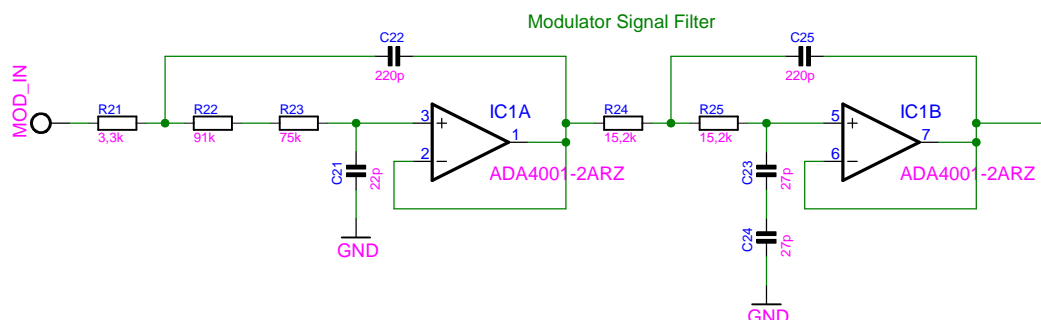
4.4.5 Předzpracování signálu

Elektronickou částí implementovanou přímo v I-FOG byla jednotka pro předzpracování signálu. Byla také uvažována varianta realizace A/D a D/A převodu přímo v této jednotce. Přenos dat v digitální podobě mezi řídicím modulem PXI-7854R by pak bylo možné realizovat např. sériovou linkou. Je však nutné brát v potaz skutečnost, že aby bylo dosaženo stejných parametrů, je potřeba A/D převod s kmitočtem

3×88 kHz a D/A převod s kmitočtem 1 MHz, a to při rozlišení 16 bitů. Zejména přenos řídicího signálu modulátoru je takto prakticky nerealizovatelný, jediným řešením by tak bylo přenášet pouze údaj o amplitudě kompenzačního signálu a k samotné jeho syntéze využít další FPGA.

Jednodušším a přímočarejším řešením se jeví ponechat A/D a D/A převod v modulu PXI-7854R a na jednotce v I-FOG realizovat pouze analogové předzpracování vstupního a výstupního signálu. Tato jednotka zajišťuje přizpůsobení signálu I/O rozsahům modulu PXI-7854R a filtraci signálů.

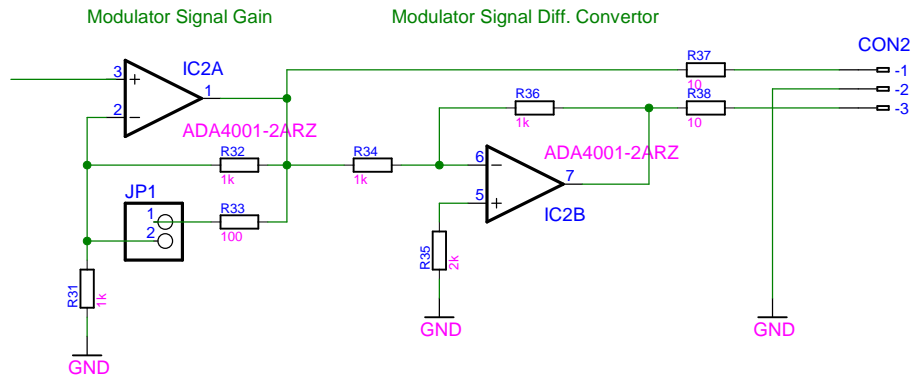
Jednotka se sestává ze dvou samostatných obvodových částí. Obě části jsou napájeny symetrickým napětím ± 15 V. První část zajišťuje buzení PZM. Vzhledem k tomu, že maximální kmitočet D/A převodu činí pouze 1 MHz, obsahuje výstupní signál z modulu PXI-7854R kromě složek $f_m = 132$ kHz a $f_{ko} = 88$ kHz také další blízké kmitočtové složky, které mohou způsobit parazitní fázový posuv. Z tohoto důvodu je zařazen filtr typu dolní propust s mezním kmitočtem 200 kHz. Frekvenční charakteristika filtru je na obr. C.2. K návrhu byl využit nástroj AD Analog Filter Wizard [63]. Filtr zajistí potlačení kmitočtu 1 MHz o 70 dB, zatímco na kmitočtu 132 kHz je signál o 5 dB zesílen. Schéma filtrační části je na obr. 4.15. Za touto částí



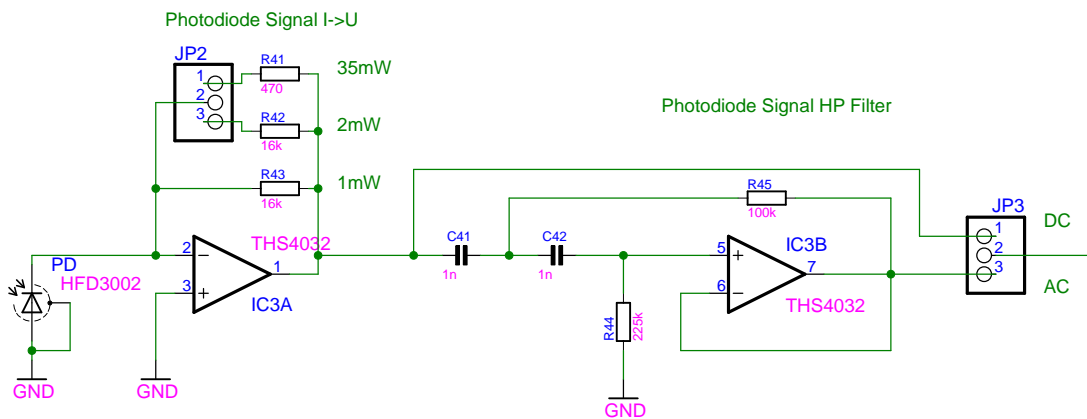
Obr. 4.15: Schéma zapojení jednotky předzpracování signálu - filtr DP buzení PZM

následuje zesilující stupeň, jehož schéma je na obr. 4.16. Tato část umožňuje pomocí jumperu JP1 přepínat zesílení 1 a 2. Tím lze upravovat využití dynamického rozsahu D/A převodníku směrem k vyššímu rozsahu nebo naopak lepšímu rozlišení kompenzace. Posledním stupněm je invertor, jenž umožňuje budit PZM diferenciálně. K rozmítání fáze tak lze využít napětí až ± 30 V.

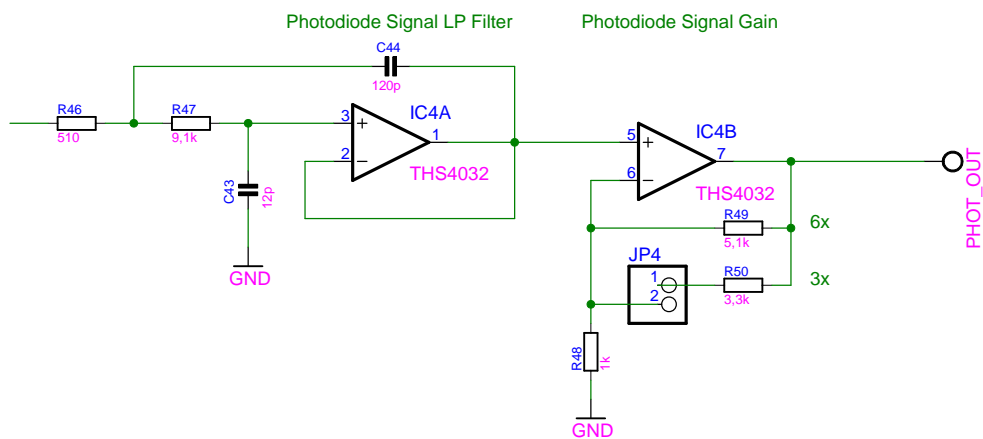
Druhou část jednotky představuje zpracování signálu z fotodiody. Její schéma je na obr. 4.17 a 4.18. Použitá fotodioda Laser Components PDINP075FC83-W-0 je zde zapojena v proudovém režimu pro zajištění nižšího šumu a lepší linearity. Při vstupním výkonu do I-FOG 25 mW byl zjištěn výstupní výkon přibližně 1 mW. Tomu je přizpůsobeno i zesílení transimpedančního zesilovače. Zesílení je dále možno



Obr. 4.16: Schéma zapojení jednotky předzpracování signálu - koncový stupeň buzení PZM



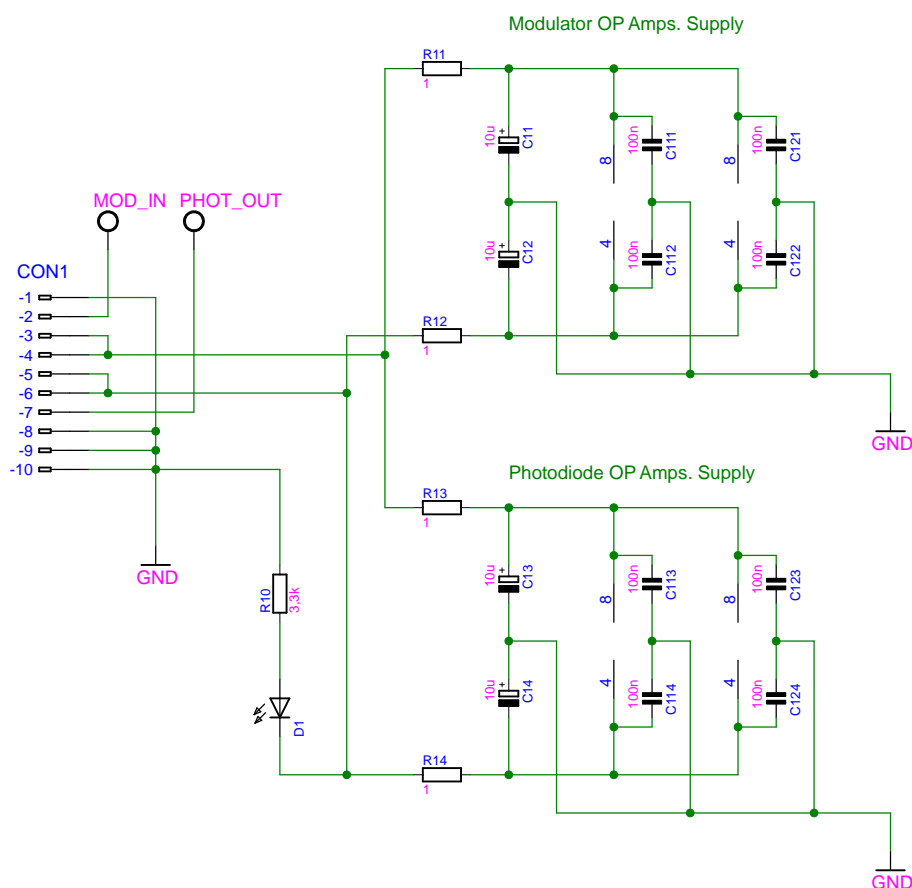
Obr. 4.17: Schéma zapojení jednotky předzpracování signálu - převod signálu z fotodiody a filtr HP



Obr. 4.18: Schéma zapojení jednotky předzpracování signálu - filtr DP a koncový stupeň zesílení signálu z fotodiody

přepínat pomocí jumperu JP2, lze tak eventuelně detekovat i výkon přímo ze zdroje záření. Následná část slouží pro odstranění stejnosměrné složky modulovaného výstupního signálu pomocí filtru typu horní propust, čímž dojde k efektivnějšímu využití rozsahu A/D převodníku. Mezní kmitočet tohoto filtru byl volen 1 kHz. Tuto část lze volitelně vyřadit pomocí jumperu JP3. Následuje filtr typu dolní propust s mezním kmitočtem 2 MHz pro omezení vysokofrekvenčního šumu. Koncový stupeň pak opět představuje zesílení pro přizpůsobení vstupnímu rozsahu A/D převodníku. Velikost tohoto zesílení lze přepínat pomocí jumperu JP4. Je vhodné podotknout, že zde záměrně není přítomen anti-aliasingový filtr. Důvodem je samotný princip kompenzace, založený na cíleném podvzorkování signálu a selekci pouze konkrétních vzorků.

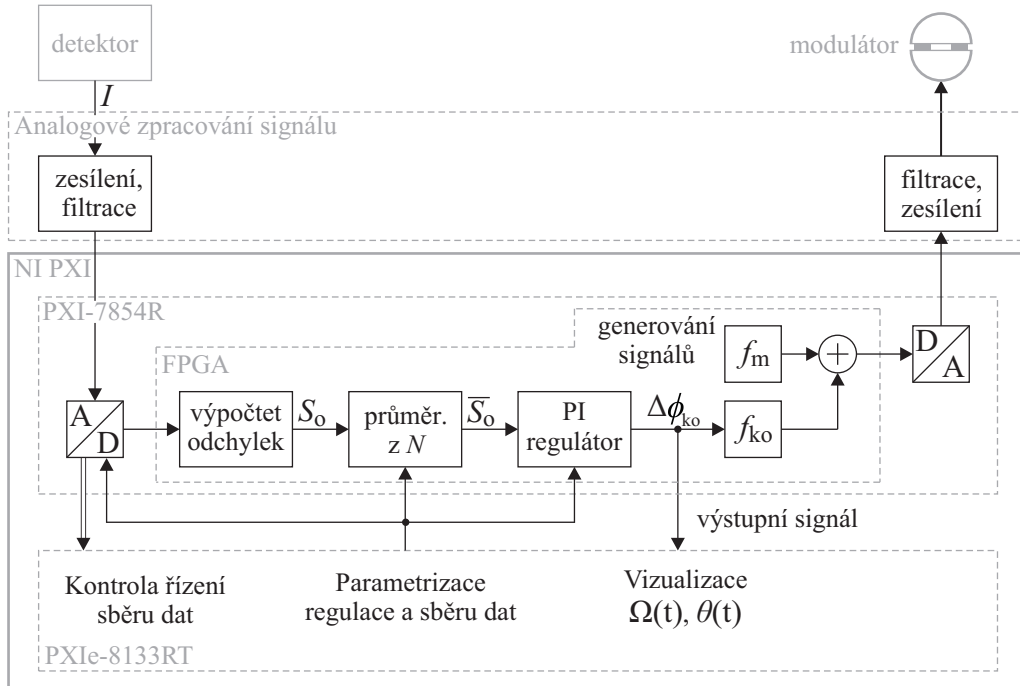
Schéma připojení napájecího napětí a jeho filtrace je pro úplnost znázorněno na obr. 4.19. Návrh desky plošných spojů lze pak nalézt na obr. E.3 resp. E.4.



Obr. 4.19: Schéma zapojení jednotky předzpracování signálu - filtrace napájení

4.4.6 Vizualizační program

Pro výměnu dat a parametrů s modulem PXI-7854R byl v prostředí NI LabVIEW vytvořen vizualizační program pro kontrolér PXIe-8133RT, který je rovněž součástí PXI systému. Schéma uspořádání celé elektronické části I-FOG, zajišťující zpracování signálu, je na obr. 4.20. Díky přímému propojení modulů lze využívat 3 fronty



Obr. 4.20: Schéma zpracování signálu

FIFO, jež v daném případě umožňují přímo přenos vzorkovaných dat o frekvenci 3×88 kHz. Tím lze přesně nastavit synchronizaci generování a sběru dat, která je pro správnou činnost kompenzace velmi důležitá. Ukázka ovládacího panelu aplikace je na obr. C.8.

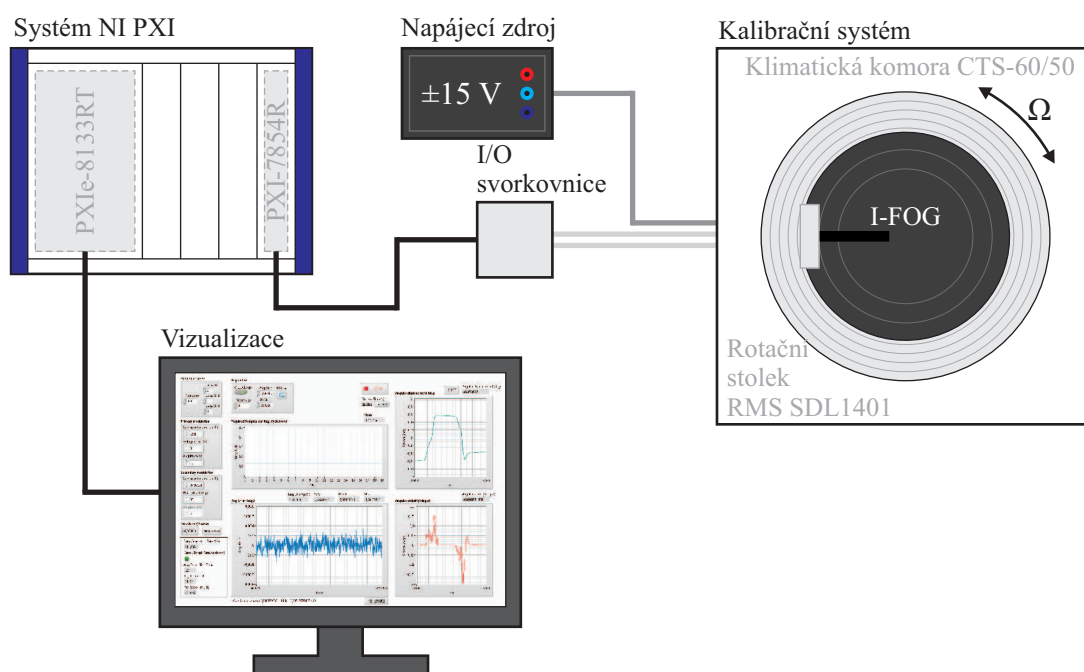
Vizualizační program dále umožňuje parametrizaci regulace a modulačních signálů. Lze nastavovat amplitudu základní rozmítací modulace i vzájemný fázový posun obou modulačních složek. V parametrech regulátoru lze měnit počet průměrovaných vzorků, případně také konstanty regulátoru, a to i za chodu. Ty je však vhodnější přizpůsobovat pomocí volby zpomalení regulace, která umožňuje nastavení požadovaného kompromisu mezi rychlostí regulace a dlouhodobější přesností. Upravuje tedy celkovou velikost akčního zásahu⁶. Regulaci je také možné zcela vyřadit a provozovat I-FOG pouze v otevřené smyčce. Hlavním účelem aplikace je poté vizualizace časového průběhu úhlové rychlosti $\Omega(t)$ a úhlového natočení $\theta(t)$, získaného dle vztahu 4.4. Pro zpřesnění číselných údajů lze využít průměrování.

⁶Popis funkcí ovládacího panelu lze nalézt v příloze F.

5 OVĚŘENÍ PARAMETRŮ I-FOG

5.1 Uspořádání měřicího pracoviště

Parametry sestaveného I-FOG byly ověřovány pomocí kalibračního rotačního stolku RMS SDL1401, kterým lze otáčet úhlovou rychlostí až $3000 \text{ }^\circ/\text{s}$ a disponuje rozlišením $10^{-5} \text{ }^\circ/\text{s}$ [64]. Celý systém je umístěn v klimatické komoře CTS-60/50. Rotační stůlek umožňuje propojení vnějších částí a I-FOG pomocí rotačního konektoru. Vstupní a výstupní signály I-FOG jsou pomocí stíněné dvoulinky připojeny na svorkovnici, odkud jsou vedeny do systému PXI. Dále bylo připojeno napájecí napětí $\pm 15 \text{ V}$ z laboratorního zdroje. Schéma uspořádání měřicího pracoviště je na obr. 5.1. Celý systém je ovládán kontrolérem NI PXIe-8133 RT, připojeným na monitor. Po-



Obr. 5.1: Schéma uspořádání měřicího pracoviště

drobnosti a specifikace zapojení lze nalézt v příloze F.

Předmětem měření bylo nejprve proměření statické převodní charakteristiky snímače, určení linearity a stanovení převodního činitele mezi amplitudou kompenzačního napětí a úhlovou rychlostí. Dále byla změřena frekvenční charakteristika snímání úhlové rychlosti, tedy závislost výstupního údaje na frekvenci harmonického profilu otáčení. Posléze byly kvantifikovány také šumové vlastnosti výstupu I-FOG, byla změřena závislost Allanovy odchylky na průměrovací době, z níž byla určena dlouhodobá stabilita a ARW (Angle random walk).

Všechna měření byla prováděna při stálé teplotě okolo 21 °C a při následujícím nastavení měřicí aplikace a propojovacích jumperů ¹:

Regulation:

„N samples“:	10
„Reg. slow-down“:	2
„Umax [V]“:	14
„Amplif. (20x)“:	OFF
„PropGain“:	0,0200195
„IntGain“:	0,580078

Acquisition delay:

„Common“:	1733
„DelayCH1“:	1
„DelayCH2“:	1
„DelayCH3“:	0

Primary modulation:

„Sine wave frequency (Hz)“:	132k
„Voltage offset (V)“:	0
„Amplitude (V)“:	1,6

Secondary modulation

„Sine wave frequency (Hz)“:	87,9912k
„Phase offset (deg)“:	312

Nastavení jumperů na jednotce předzpracování signálu:

JP1:	ON
JP2:	OFF
JP3:	pozice A
JP4:	ON

5.2 Měření statické převodní charakteristiky

Jak již bylo řečeno, výstupem snímače je akční zásah v podobě amplitudy napětí kompenzačního signálu. Závislost mezi tímto napětím U_{ko} a úhlovou rychlostí Ω je dána převodem na fázový posuv podle vztahu 2.2, citlivostí PZM, zesílením analogového předzpracování a dokonalostí regulace. Za určitých okolností, jakými jsou přibližně stálá teplota a nepřekročení maximálních mezí akčního zásahu kompenzace, lze tyto parametry považovat za konstantní a tedy závislost $U_{ko}(\Omega)$ za lineární. To

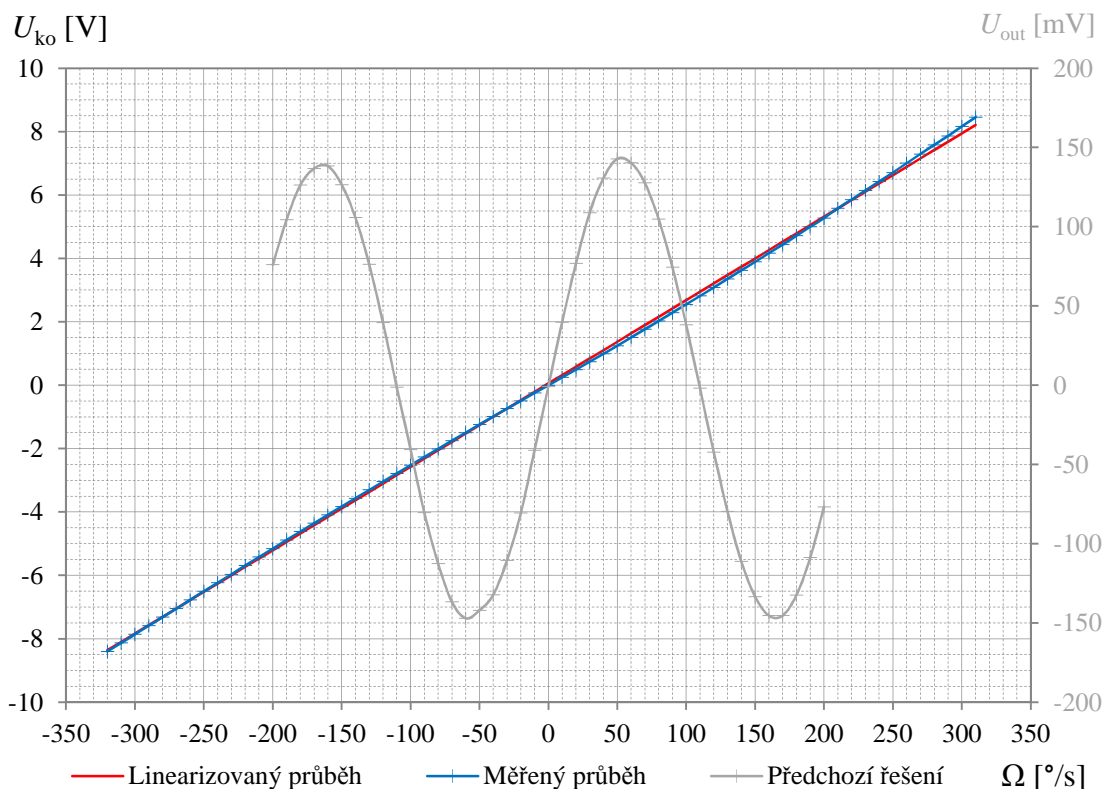
¹Podrobnější popis jednotlivých parametrů vizualizační aplikace lze opět nalézt v příloze F.

umožňuje stanovit konstantu úměrnosti K mezi akčním zásahem kompenzace a skutečným výstupem snímače, kterým je měřená úhlová rychlost, daná $\Omega = K \cdot U_{ko}$.

Závislost $U_{ko}(\Omega)$ byla postupně proměřena na různých rozsazích a s různým rozlišením. Pro každé měření byla stanovena lineární náhrada získané závislosti metodou nejmenších čtverců a určena chyba linearity měřených dat. Zároveň byla pro každý rozsah stanovena konstanta úměrnosti mezi Ω a U_{ko} jako převrácená hodnota směrnice přímky linearizovaného průběhu. Záznam měřených a vypočtených hodnot lze nalézt v tab. D.1, D.2, D.3 a D.4.

5.2.1 Měření na neomezeném rozsahu

Cílem tohoto měření bylo zejména nalézt krajní meze, pro které je zpětnovazební kompenzace ještě funkční. Měřené hodnoty byly získány průměrováním ze 100 hodnot za dobu 11,36 s. Naměřená a linearizovaná závislost $U_{ko}(\Omega)$ s krokem $10^\circ/\text{s}$ je znázorněna na obr. 5.2. Měření ukázalo, že maximální rozsah snímače je okolo $\pm 300^\circ/\text{s}$. Za těmito mezemi dochází k překročení maximálního rozsahu signálu pro



Obr. 5.2: Graf závislosti kompenzačního napětí na úhlové rychlosti $U_{ko}(\Omega)$ na neomezeném rozsahu a srovnání s předchozím řešením v otevřené smyčce

buzení PZM, projeví se tedy efekt omezení akčního zásahu a regulace přejde do nestability.

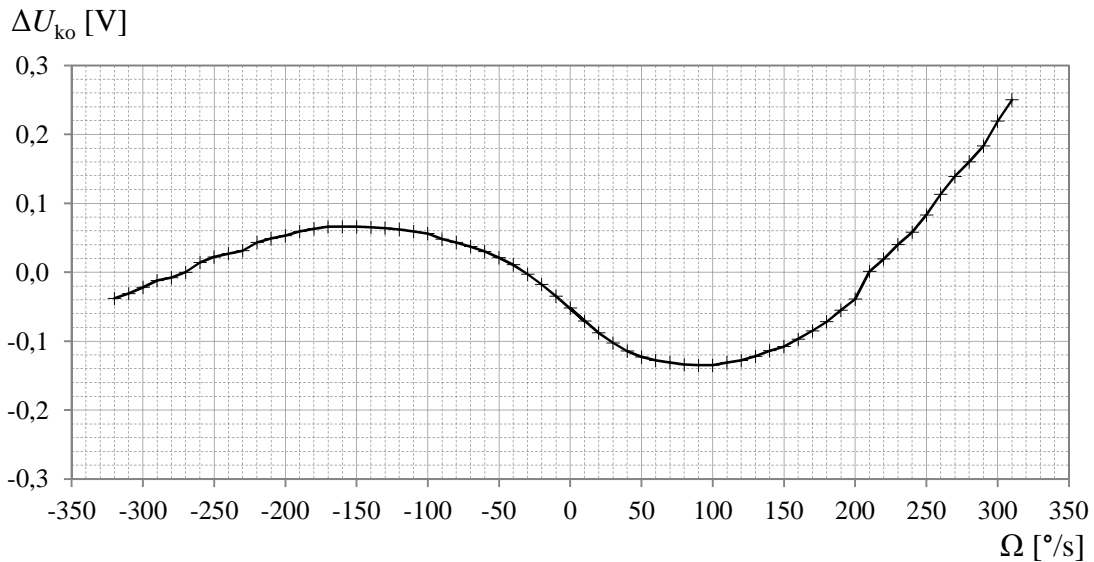
Rovnice lineární náhrady získaná metodou nejmenších čtverců je dána

$$U_{\text{ko}(\text{lin})}(\Omega) = 0,0263 \cdot \Omega + 0,0519 \text{ [V]} \quad (5.1)$$

a převodní konstanta pro neomezený rozsah je pak

$$K = \frac{d\Omega}{dU_{\text{ko}(\text{lin})}} = \frac{1}{0,0263} = 38,02 \text{ [}^\circ \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{V}^{-1}\text{]}. \quad (5.2)$$

Závislost chyby linearity $\Delta U_{\text{ko}} = U_{\text{ko}} - U_{\text{ko}(\text{lin})}$ na úhlové rychlosti je znázorněna na obr. 5.3.



Obr. 5.3: Graf závislosti chyby linearity kompenzačního napětí na úhlové rychlosti $\Delta U_{\text{ko}}(\Omega)$ na neomezeném rozsahu

Zde je ovšem zřejmé, že nelinearita je dána zejména strmějším průběhem převodní charakteristiky při vyšších úhlových rychlostech, který může být projevem částečného omezení akčního zásahu. Jeho příčinou je s největší pravděpodobností nelinearita zesílení analogových budicích obvodů a modulátoru.

V grafu na obr. 5.2 je na vedlejší svislé ose pro srovnání vynesena charakteristika předchozího řešení I-FOG popsaného v [6], jenž pracoval v otevřené smyčce. Jde o závislost první harmonické složky výstupního napětí získané demodulací pomocí lock-in zesilovače. Bez použití dodatečného zpracování signálu byl rozsah linearity tohoto řešení pouze okolo ± 12 °/s.

5.2.2 Měření na rozsahu 10 °/s

Měření bylo dále provedeno na rozsahu ± 10 °/s. Měřené hodnoty byly získány rovněž průměrováním ze 100 hodnot za dobu 11,36 s. Naměřená a linearizovaná závislost $U_{ko}(\Omega)$ s krokem 1 °/s je znázorněna na obr. 5.4.

Rovnice lineární náhrady získaná metodou nejmenších čtverců je dána

$$U_{ko(\text{lin})}(\Omega) = 24,128 \cdot \Omega - 0,1905 \text{ [mV]} \quad (5.3)$$

a převodní konstanta pro rozsah ± 10 °/s je pak

$$K = \frac{d\Omega}{dU_{ko(\text{lin})}} = \frac{1}{0,024128} = 41,446 \text{ [}^\circ \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{V}^{-1}\text{]}. \quad (5.4)$$

Závislost chyby linearity $\Delta U_{ko} = U_{ko} - U_{ko(\text{lin})}$ na úhlové rychlosti je znázorněna na obr. 5.5. Průběh linearity je v tomto případě již poměrně stochastický.

5.2.3 Měření na rozsahu 1 °/s

Dále byl podrobněji proměřen rozsah ± 1 °/s. Měřené hodnoty byly nyní získány průměrováním z 50000 hodnot za dobu 11,36, která je stejná jako v předchozích případech. Naměřená a linearizovaná závislost $U_{ko}(\Omega)$ s krokem 0,1 °/s je znázorněna na obr. 5.6.

Rovnice lineární náhrady získaná metodou nejmenších čtverců je dána

$$U_{ko(\text{lin})}(\Omega) = 23,681 \cdot \Omega - 0,1102 \text{ [mV]} \quad (5.5)$$

a převodní konstanta pro rozsah ± 1 °/s je pak

$$K = \frac{d\Omega}{dU_{ko(\text{lin})}} = \frac{1}{0,023681} = 42,228 \text{ [}^\circ \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{V}^{-1}\text{]}. \quad (5.6)$$

Závislost chyby linearity $\Delta U_{ko} = U_{ko} - U_{ko(\text{lin})}$ na úhlové rychlosti je znázorněna na obr. 5.7.

5.2.4 Měření na rozsahu 0,1 °/s

V poslední řadě byl proměřen i rozsah $\pm 0,1$ °/s. Měřené hodnoty byly opět získány průměrováním z 50000 hodnot za dobu 11,36 s. Naměřená a linearizovaná závislost $U_{ko}(\Omega)$ s krokem 0,01 °/s je znázorněna na obr. 5.8.

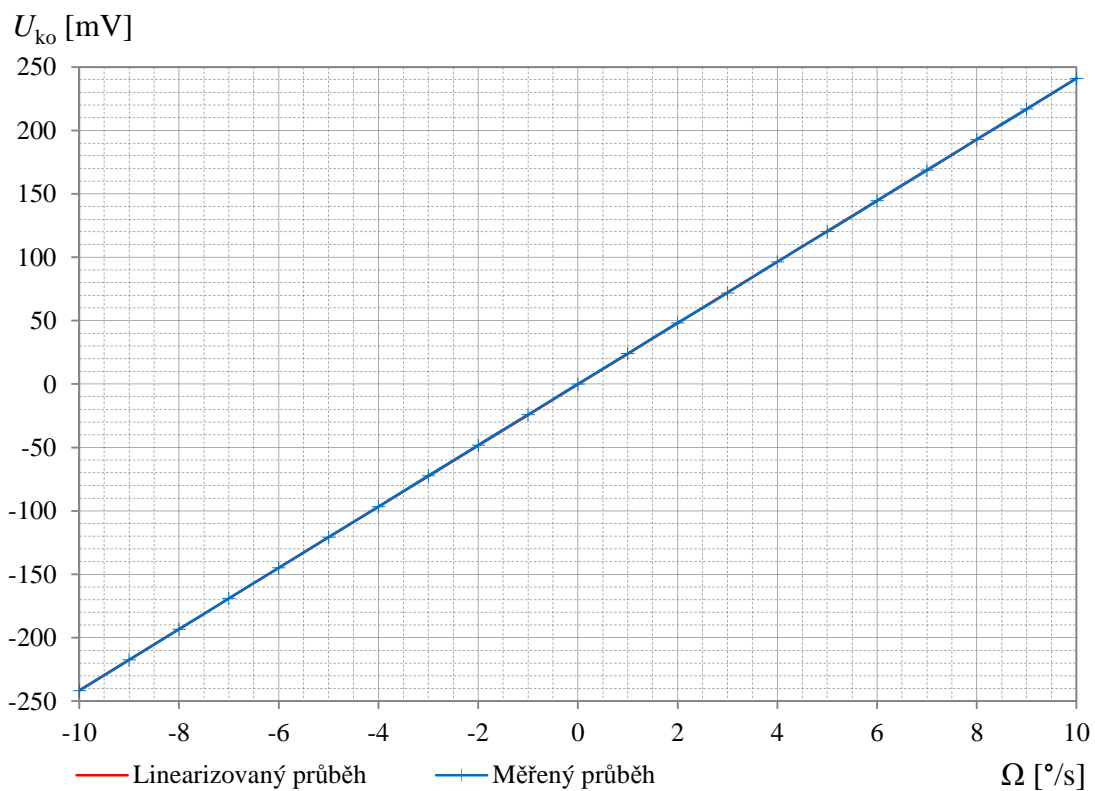
Rovnice lineární náhrady získaná metodou nejmenších čtverců je dána

$$U_{ko(\text{lin})}(\Omega) = 23,414 \cdot \Omega - 0,0943 \text{ [mV]} \quad (5.7)$$

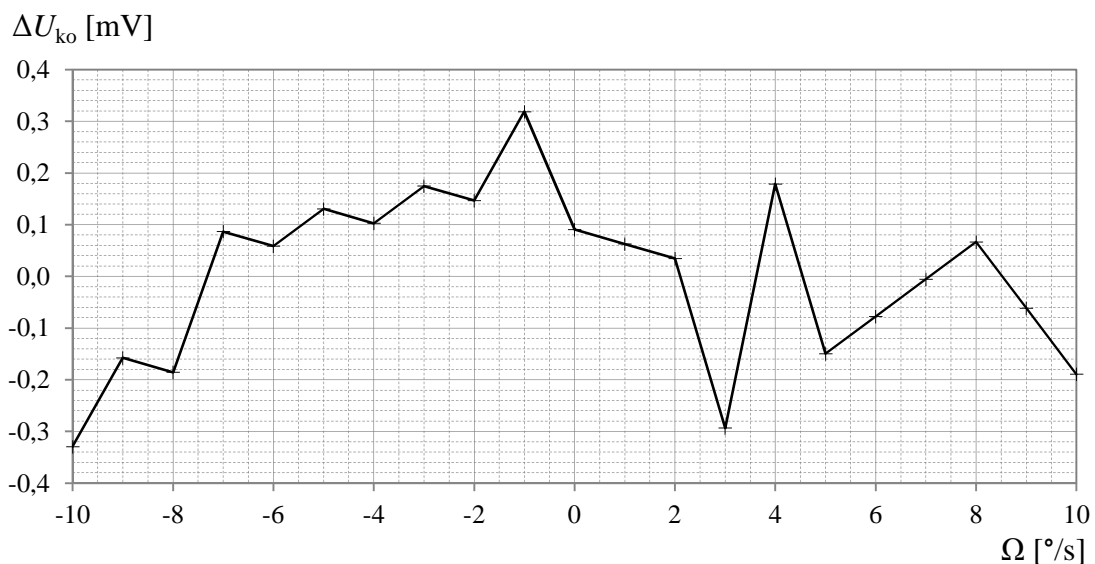
a převodní konstanta pro rozsah $\pm 0,1$ °/s je pak

$$K = \frac{d\Omega}{dU_{ko(\text{lin})}} = \frac{1}{0,023414} = 42,709 \text{ [}^\circ \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{V}^{-1}\text{]}. \quad (5.8)$$

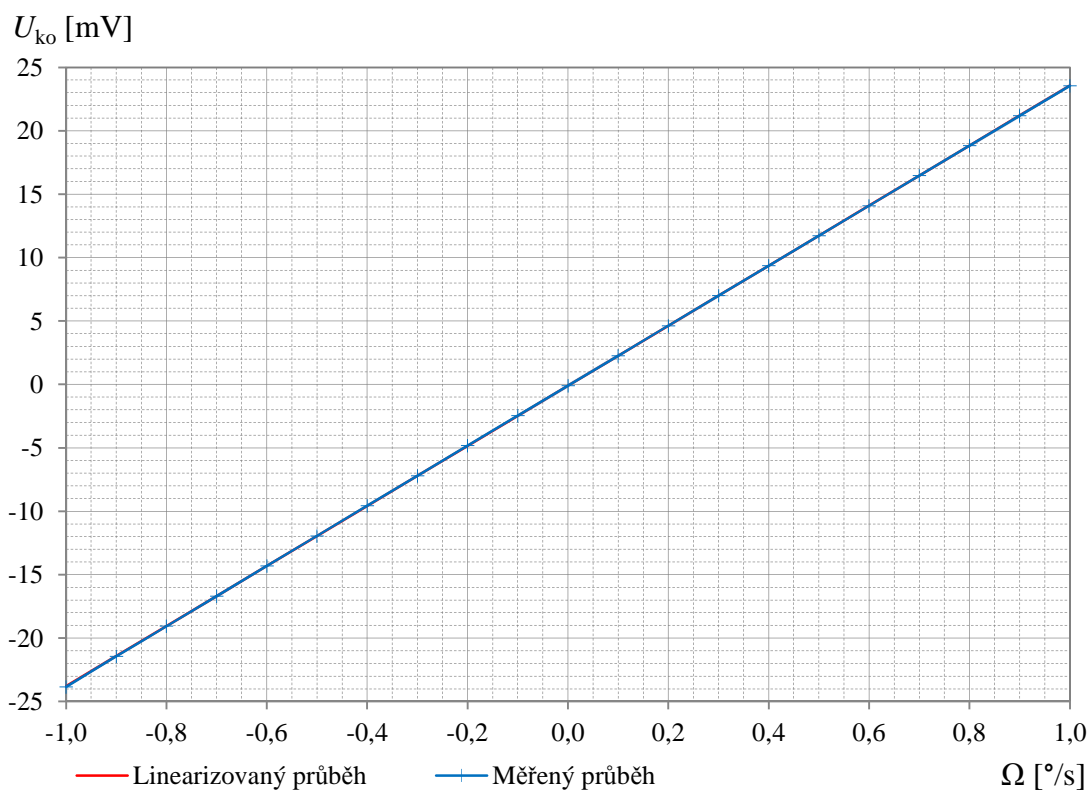
Závislost chyby linearity $\Delta U_{ko} = U_{ko} - U_{ko(\text{lin})}$ na úhlové rychlosti je znázorněna na obr. 5.9.



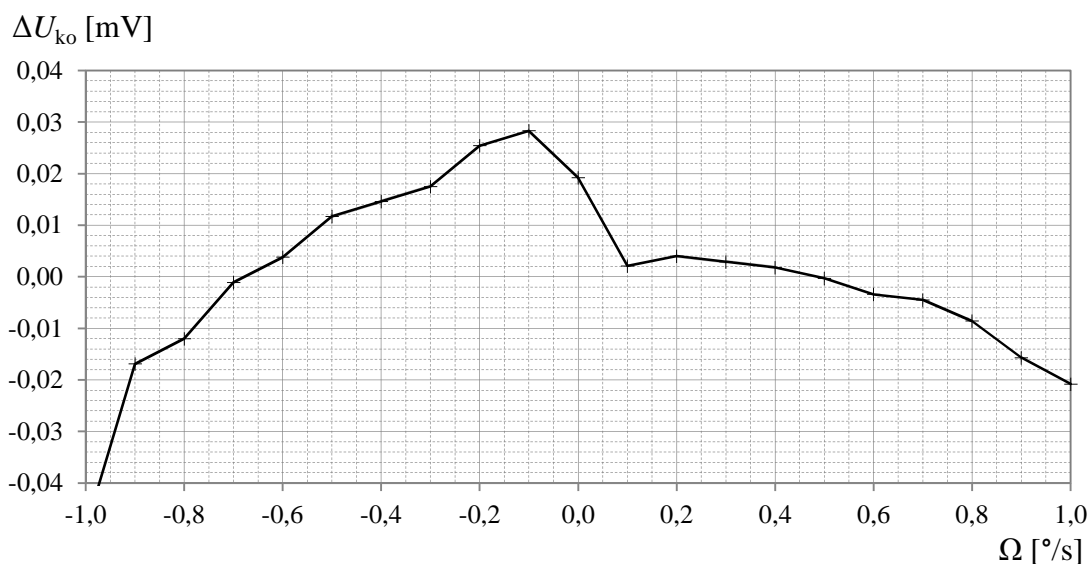
Obr. 5.4: Graf závislosti kompenzačního napětí na úhlové rychlosti $U_{ko}(\Omega)$ na rozsahu $\pm 10^{\circ}/s$



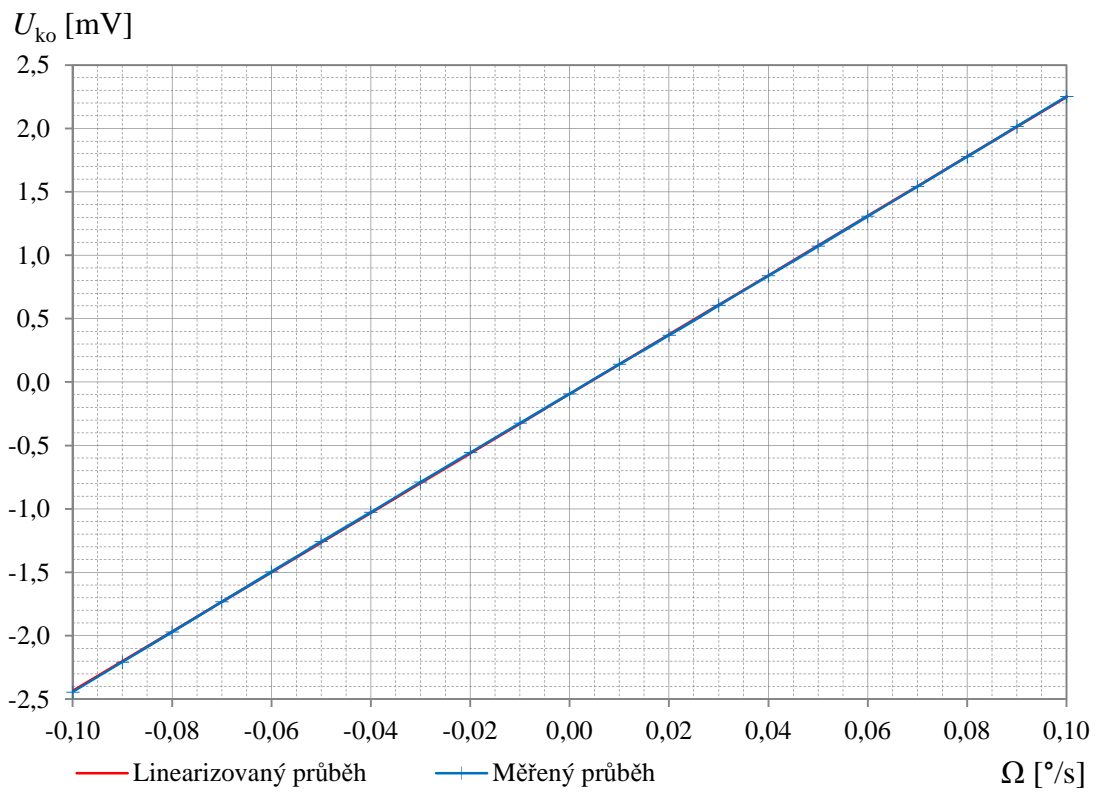
Obr. 5.5: Graf závislosti chyby linearity kompenzačního napětí na úhlové rychlosti $\Delta U_{ko}(\Omega)$ na rozsahu $\pm 10^{\circ}/s$



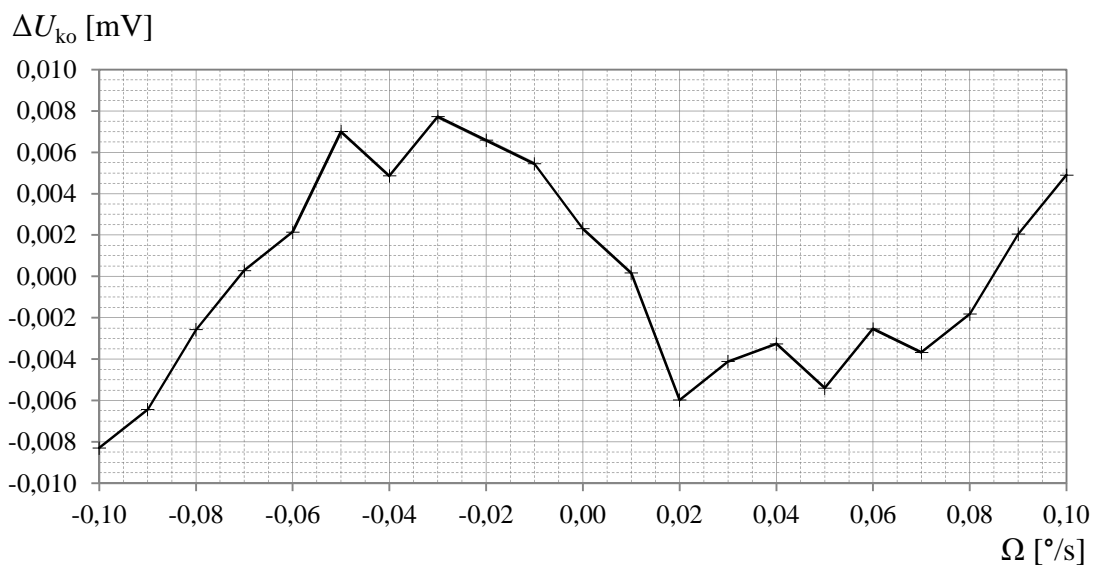
Obr. 5.6: Graf závislosti kompenzačního napětí na úhlové rychlosti $U_{ko}(\Omega)$ na rozsahu $\pm 1^{\circ}/s$



Obr. 5.7: Graf závislosti chyby linearity kompenzačního napětí na úhlové rychlosti $\Delta U_{ko}(\Omega)$ na rozsahu $\pm 1^{\circ}/s$



Obr. 5.8: Graf závislosti kompenzačního napětí na úhlové rychlosti $U_{ko}(\Omega)$ na rozsahu $\pm 0,1$ $^{\circ}/s$

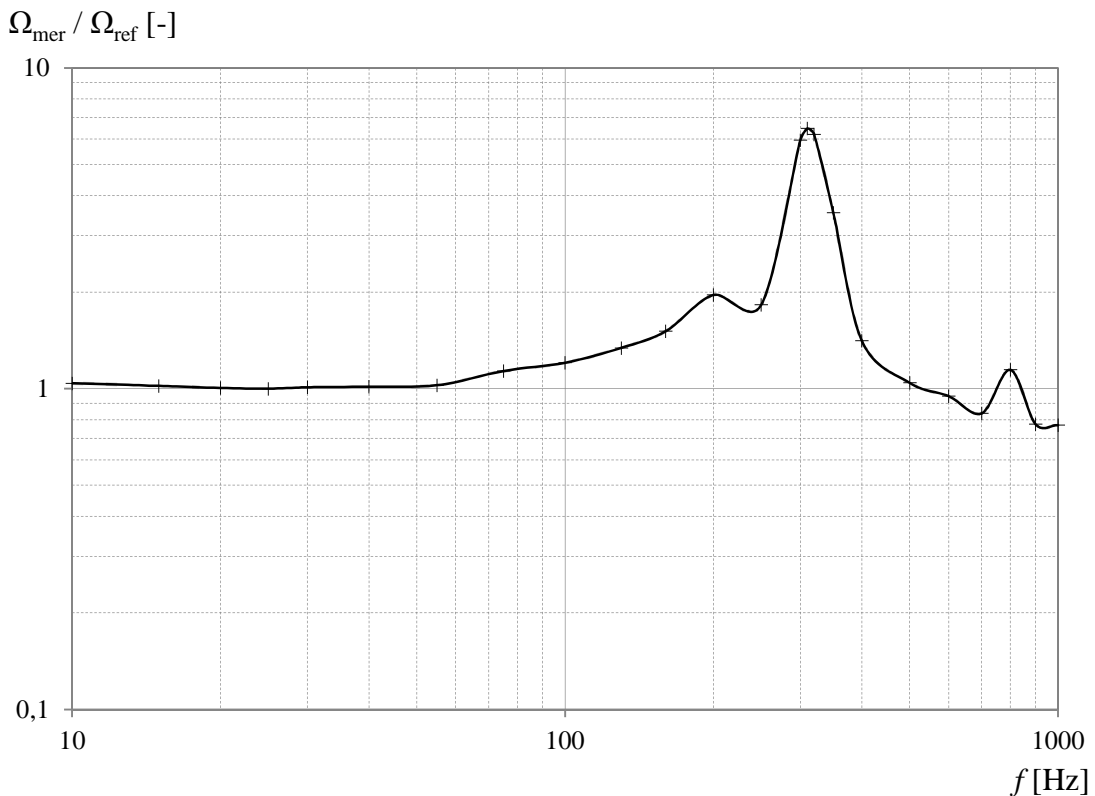


Obr. 5.9: Graf závislosti chyby linearity kompenzačního napětí na úhlové rychlosti $\Delta U_{ko}(\Omega)$ na rozsahu $\pm 0,1$ $^{\circ}/s$

5.3 Měření frekvenční charakteristiky

Dalším cílem bylo ověření dynamických parametrů I-FOG. Byla měřena závislost výstupního údaje úhlové rychlosti Ω_{mer} na frekvenci harmonického profilu úhlové rychlosti. Při nastavené amplitudě úhlové rychlosti na rotačním stolku Ω_{ref} byla odečítána maximální a minimální hodnota harmonického průběhu na výstupu snímače Ω_{max} resp. Ω_{min} a z nich poté určena průměrná měřená hodnota amplitudy $\Omega_{\text{mer}} = (\Omega_{\text{max}} - \Omega_{\text{min}})/2$.

Měření bylo provedeno na rozsahu 10 - 1000 °/s. Na rozsahu 10 - 200 °/s byla použita amplituda $\Omega_{\text{ref}} = 1$ °/s, na rozsahu 250 - 1000 °/s byla hodnota amplitudy snížena na $\Omega_{\text{ref}} = 0,2$ °/s. Výsledná frekvenční charakteristika na celém rozsahu je znázorněna na obr. 5.10. Z průběhu závislosti je patrné, že do přibližně 50 Hz zů-



Obr. 5.10: Graf frekvenční závislosti údaje úhlové rychlosti $\Omega(f)$

stává výstupní údaj Ω_{mer} shodný se vstupní úhlovou rychlostí Ω_{ref} . Poté se začíná projevovat rezonance okolo 310 Hz. Její příčinou je nejspíše mechanické rozkmitání I-FOG na této frekvenci, kdy dochází ke skutečnému navýšení amplitudy měřené úhlové rychlosti, nejedná se tak zřejmě o chybu snímače. Následný pokles výstupního údaje je poté zapříčiněn samotnou rychlostí zpětnovazební kompenzace. Při průměrování z 10 rozdílových vzorků je frekvence regulační smyčky 4,4 kHz. Bylo nicméně

pozorováno, že při snížení počtu průměrování, neboli zvýšení frekvence regulační smyčky, byl tento pokles vykompenzován. Nastavení regulace je tedy nutné volit vždy s ohledem na kompromis mezi přesností a stabilitou údaje a mezi možnostmi sledovat i velmi rychlé změny. Záznam měřených hodnot lze nalézt v tab. D.5.

5.4 Měření stability a Allanovy odchylky

Dalším cílem bylo ověření nestability nuly (Bias Instability) I-FOG a určení širokopásmového šumu (Angle random walk - ARW), jež patří mezi nejvýznamnější parametry gyroskopů [57].

Vstupní i výstupní převodníky modulu NI PXI-7854R, v němž probíhá regulace, poskytují celkem $2^{16} = 65\,536$ úrovní, které odpovídají měřicímu rozsahu ± 300 °/s, jak bylo ověřeno v kapitole 5.2.1. Omezení přesnosti údaje I-FOG představuje zejména šum detekční elektroniky, obvodů předzpracování signálu a kvantizační šum. Přesnost údaje lze tedy zvýšit průměrováním. Ukázalo se, že při dostatečně dlouhé době integrace lze detekovat úhlové rychlosti až v řádech 0,0001 °/s, čemuž odpovídá dynamický rozsah přibližně 2^{21} .

Závislost stability údaje na době průměrování T_{avg} vyjadřuje Allanova odchylka. Pro její stanovení byl využit záznam o délce 10 176,1 s = 2,83 h s frekvencí regulace 4,4 kHz. Celkem bylo tedy zaznamenáno okolo $44,8 \cdot 10^6$ hodnot. Záznam byl prováděn v klidovém stavu, tedy při úhlové rychlosti odpovídající rotaci Země. Pro výpočet Allanovy odchylky $\sigma_y(T_{\text{avg}})$ byl využit vztah

$$\sigma_y(T_{\text{avg}}) = \sqrt{\frac{1}{2(M-1)} \sum_{k=1}^{M-1} (\bar{y}_{k+1} - \bar{y}_k)^2} \text{ [}^\circ \cdot \text{s}^{-1}\text{]}, \quad (5.9)$$

kde M je počet skupin průměrovaných hodnot a \bar{y}_k je střední hodnota ve skupině k [57]. Výsledný graf závislosti Allanovy odchylky je na obr. 5.11.

Ze závislosti Allanovy odchylky byl poté určen ARW jako hodnota $\sigma_y(T_{\text{avg}})$ při $T_{\text{avg}} = 1$ s

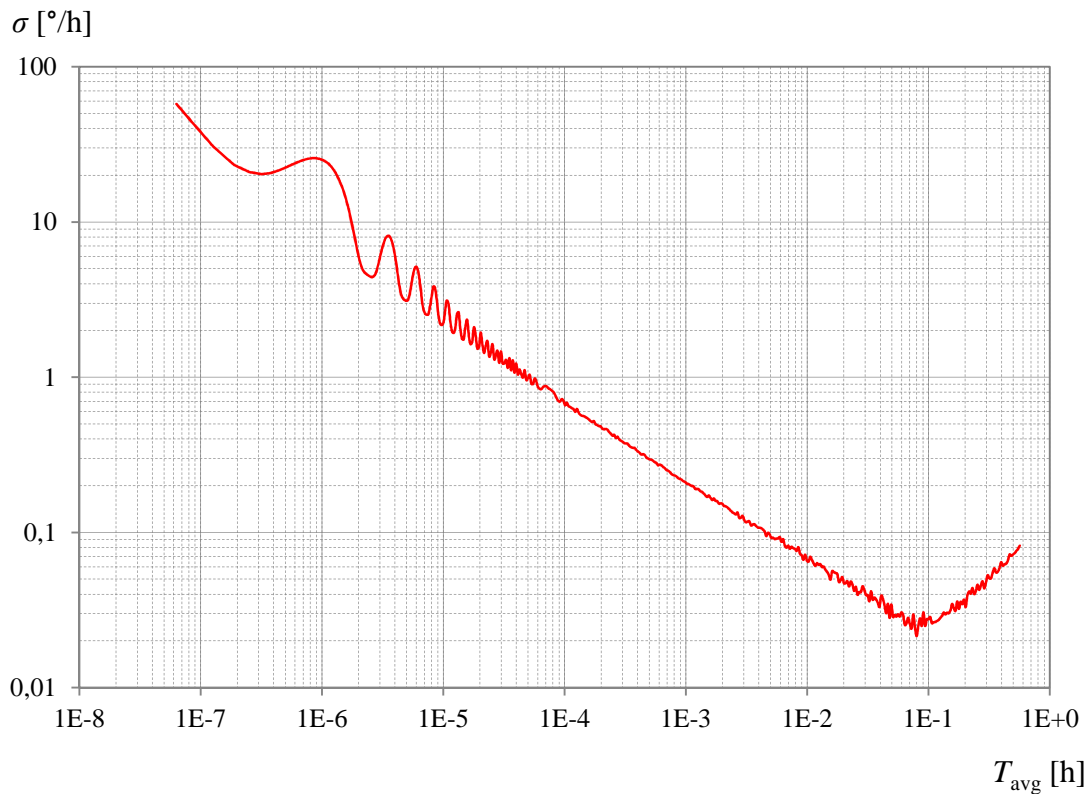
$$\text{ARW} = 0,000113 \text{ [}^\circ \cdot \text{s}^{-1/2}\text{]} = 0,00676 \text{ [}^\circ \cdot \text{h}^{-1/2}\text{]}. \quad (5.10)$$

Nestabilita nuly je pak dána jako minimální hodnota $\sigma_y(T_{\text{avg}})$, která je

$$\Omega_{\text{bias}} = 6 \cdot 10^{-6} \text{ [}^\circ \cdot \text{s}^{-1}\text{]} = 0,022 \text{ [}^\circ \cdot \text{h}^{-1}\text{]}. \quad (5.11)$$

Této hodnotě odpovídá tzv. korelační doba $T_{\text{kor}} = 287$ s. Z úseku Allanovy odchylky se záporným sklonem lze dále určit také náhodný posun úhlové rychlosti (Rate random walk - RRW)

$$\text{RRW} = 5,26 \cdot 10^{-7} \text{ [}^\circ \cdot \text{s}^{-1/2}\text{]} = 0,1137 \text{ [}^\circ \cdot \text{h}^{-3/2}\text{]}. \quad (5.12)$$

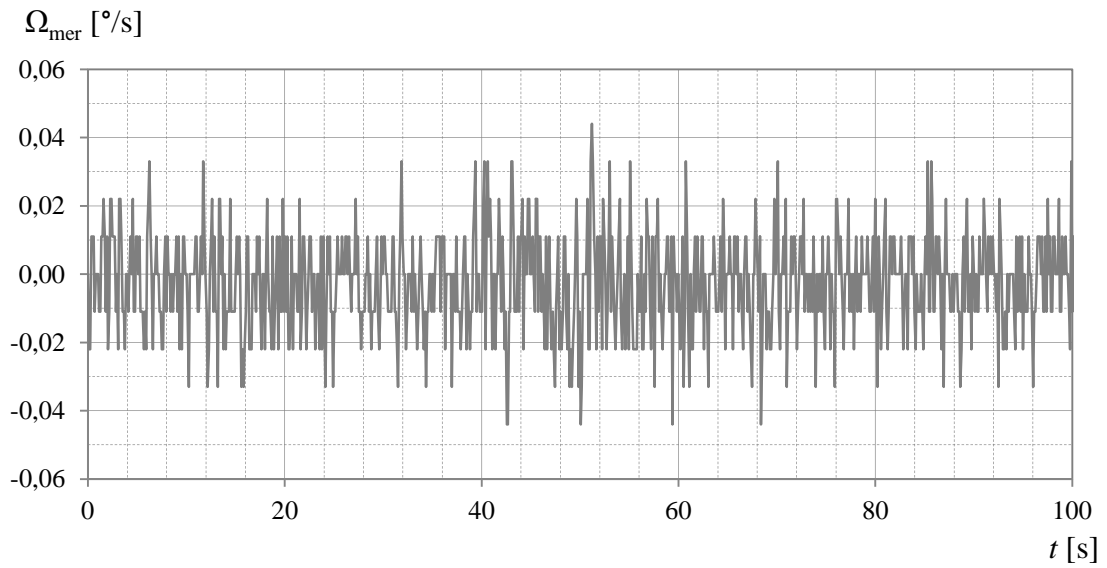


Obr. 5.11: Allanova odchylka I-FOG

5.5 Měření rotace Země

Z předchozích měření vyplývá, že ačkoli sestavený snímač umožňuje měřit i velmi rychlé změny úhlové rychlosti, přesnost údaje je omezena šumem. Ukázka záznamu měření úhlové rychlosti Ω_{mer} o délce 100 s s periodou odběru vzorků 0,114 s je na obr. 5.12. Jelikož zde není použito průměrování (při stejné periodě lze průměrovat až z 5000 hodnot akčního zásahu), je vidět kvantovací chyba daná A/D převodníkem. Při převodní konstantě $K = 42,709 \text{ }^\circ\cdot\text{s}^{-1}\cdot\text{V}^{-1}$ je kvantovací chyba $\Omega_{\text{kv}} = 0,011 \text{ }^\circ/\text{s}$, což odpovídá napětí okolo 0,26 mV. Tato hodnota je však převyšena šumem daným detektorem, čímž dochází k rozmítání diskretních měřených hodnot.

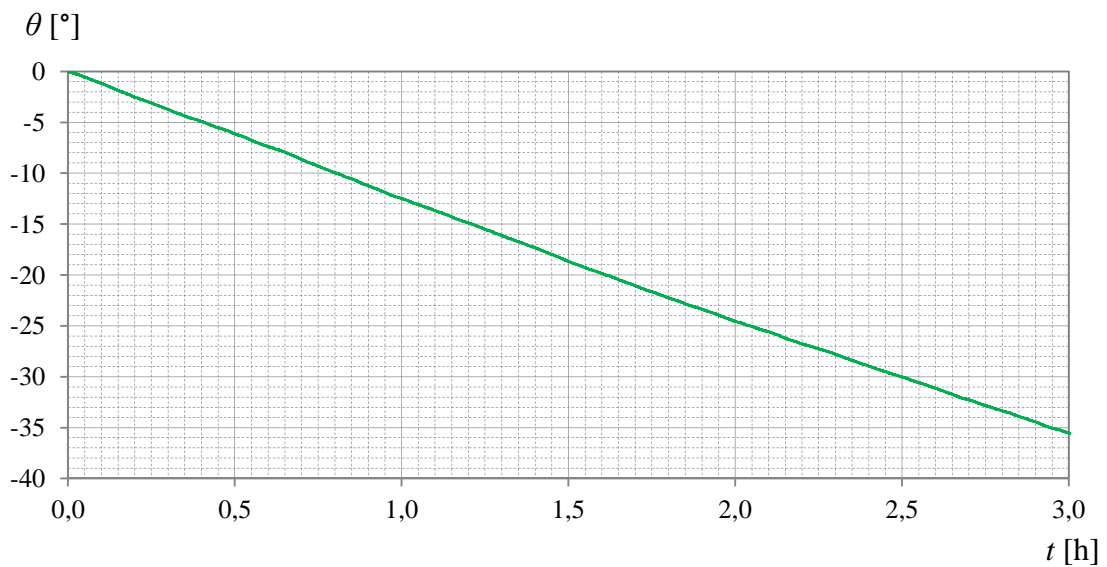
Pro přesné měření je proto nutné využít průměrování. Při měření byl snímač umístěný v klimatické komoře ponechán v klidu. Data o úhlové rychlosti a poloze byla zaznamenávána po dobu 11 472 s = 3,187 h s periodou 0,114 s, délka záznamu tedy byla okolo 10^5 vzorků. Následně byla vypočtena průměrná hodnota, jež odpo-



Obr. 5.12: Ukázka záznamu měření úhlové rychlosti s odběrem vzorků po 0,114 s bez průměrování

vídá složce rotace Země v měřicí rovině I-FOG ²

$$\Omega_Z = 0,00311784 [^\circ \cdot s^{-1}] = 11,2242 [^\circ \cdot h^{-1}]. \quad (5.13)$$



Obr. 5.13: Ukázka průběhu údaje o úhlovém natočení při klidovém stavu I-FOG

²Z hlediska souřadného systému rotačního stolku RMS je tato rychlost záporná, pro účely měření rotace Země však bude uvažována jako kladná, neboť se jedná o matematicky kladný směr.

Pro ověření byla stanovena rovněž teoretická hodnota vodorovné složky vektoru rotace Země, která pro Brno se zeměpisnou šířkou $49,2^\circ$ s. š. činí

$$\Omega_{Z(\text{teor})} = \frac{360}{24 \cdot 3600} \sin(49,2^\circ) = 0,00315415 [^\circ \cdot \text{s}^{-1}] = 11,3549 [^\circ \cdot \text{h}^{-1}]. \quad (5.14)$$

Chyba měřeného údaje je tak

$$\begin{aligned} \Delta\Omega_Z &= \Omega_Z - \Omega_{Z(\text{teor})} = 0,00311784 - 0,00315415 = \\ &= -0,00003631 [^\circ \cdot \text{s}^{-1}] = -0,1307 [^\circ \cdot \text{h}^{-1}] \end{aligned} \quad (5.15)$$

což odpovídá relativní chybě

$$\delta\Omega_Z = \frac{\Delta\Omega_Z}{\Omega_Z} \cdot 100 = \frac{-0,00003631}{0,00311784} \cdot 100 = -1,165 [\%] \quad (5.16)$$

Na obr. 5.13 je poté znázorněn tříhodinový úsek záznamu úhlové polohy počítané integrací okamžité úhlové rychlosti.

5.6 Katalogový list snímače

V tabulce 5.1 jsou uvedeny základní parametry sestaveného I-FOG. Při měření bylo použito nastavení popsané v kapitole 5.1. Bližší specifikace možností nastavení lze nalézt v příloze F.

Tab. 5.1: Katalogový list I-FOG

Parametr:	Označení	Hodnota	Jednotka
Maximální měřicí rozsah	Ω_{\max}	± 300	$^\circ \cdot \text{s}^{-1}$
Mezní kmitočet	f_{\max}	200 (1000)	Hz
Širokopásmový šum	ARW	0,007	$^\circ \cdot \text{h}^{-1/2}$
Náhodný posun úhlové rychlosti	RRW	0,12	$^\circ \cdot \text{h}^{-3/2}$
Nestabilita nuly	Ω_{bias}	0,03	$^\circ \cdot \text{h}^{-1}$
Zjištěná chyba ($T_{\text{avg}} = 3 \text{ h}$)	$\Delta\Omega$	0,14	$^\circ \cdot \text{h}^{-1}$
Napěťový citlivostní koeficient	K	42,7	$^\circ \cdot \text{s}^{-1} \cdot \text{V}^{-1}$
Maximální frekvence sběru dat	f_{meas}	44	kS
Citlivost interference	$\Delta\phi_s/\Omega$	1,638	s
Střední vlnová délka	λ	1550	nm
Délka vlákna	L	770	m
Výkon zdroje záření	P_{in}	25	mW
Modulační kmitočet	f_{m}	132	kHz
Kompenzační kmitočet	f_{ko}	88	kHz
Nápájecí napětí	U_{cc}	± 15	V

6 ZÁVĚR

Úkolem této práce bylo prozkoumání problematiky snímání úhlové rychlosti s využitím Sagnacova jevu a optických vláken a to jak po teoretické, tak po praktické stránce.

Kapitola 1 nastínila základní princip tohoto jevu, kterým je změna optické dráhy v uzavřené trajektorii vlákna vlivem rotace působící v rovině vlákna. Dále jsou popsány dva možné způsoby využití tohoto jevu, kterými jsou interferometrický a rezonátorový princip.

U interferometrických optovláknových gyroskopů, jimž se věnovala kapitola 2, byly vedle obecných podmínek pro správnou činnost, zahrnující splnění reciprocity a omezení parazitních vlivů, rozebrány zejména jejich možná koncepční uspořádání. Je ukázáno, že členění z hlediska způsobu a provedení modulace a zpracování signálu se odráží rovněž v různých optických architekturách, které se pro ně používají. Zatímco na jedné straně se nachází koncepce v uzavřené smyčce s integrovanými modulátory a využívající PM vlákno, naproti nim stojí celovláknová řešení s běžným SM vláknem, jež zpravidla využívají modulaci v otevřené smyčce pomocí piezoelektrického modulátoru. Doménou prvních jmenovaných jsou vynikající parametry, u druhých je to především nízká cena. I-FOG tak umožňují pokrýt velmi široké spektrum aplikací, vyžadující přesnosti od $100 \text{ }^\circ/\text{s}$ až po $0,001 \text{ }^\circ/\text{s}$.

Druhá skupina optovláknových gyroskopů, jež využívají vláknového rezonátoru, byla popsána v kapitole 3. Výhodou tohoto principu je především značná úspora vlákna díky vícesvazkové interferenci, zajišťující vysokou citlivost. Výraznějšímu prosazení těchto snímačů však stále brání přítomné parazitní vlivy, které se díky použití vysoce koherentního záření projevují mnohem více než v případě interferometrických snímačů. Navíc, zajištění reciprocity u pasivního rezonátoru vyžaduje použití další regulační smyčky, neboť úhlové rychlosti odpovídá až rozdíl rezonančních frekvencí pro oba směry. Vývoj R-FOG, jež by bylo výhodné komerčně vyrábět, tak stále probíhá a možný obrat v jejich prospěch bude záviset zejména na pokroku v oblasti optovláknových struktur a materiálů.

Za hlavní přínos této práce lze považovat praktický návrh a realizaci vlastního interferometrického optovláknového gyroskopu v uzavřené smyčce. Jeho popisu je věnována kapitola 4. Jeho vývoj již částečně navazuje na bakalářskou práci [6], jejímž výsledkem byl snímač pracující v otevřené smyčce. Jeho nevýhodou byl úzký lineární rozsah měření úhlové rychlosti, dále pak nízká přesnost daná analogovým zpracováním signálu a malým poměrem signálu k šumu, a také díky omezené reciprocity. Snahou však bylo zachovat koncepci nepolarizovaného řešení I-FOG využívající běžného SM vlákna, znamenající jednoduchost výroby z běžně dostupných komponent a především nízkou cenu.

První část změn se týkala optické architektury. Vývojem nového zdroje záření s efektivnější excitací erbiového vlákna a regulací výkonu bylo dosaženo výstupního výkonu širokopásmového záření až 36 mW, což je oproti původnímu řešení tisíckrát více. Skutečný nárůst výkonu v I-FOG je přitom ještě vyšší, neboť bylo zabráněno zpětné excitaci použitím izolátoru. Netradiční koncepce piezoelektrického modulatoru s podélným kmitáním a velkým poloměrem vinutí vlákna umožnila značně redukovat ztráty ohybem. Oproti předchozímu řešení tak došlo k redukci ztrát 7krát. Lyotův depolarizátor byl nyní vyroben jako celistvá kompaktní komponenta a dále byl vložen také polarizátor s vysokým extinkčním poměrem, jehož použití vedlo k výraznému zvýšení reciprocity.

Vzhledem ke skutečnosti, že běžně vyráběné I-FOG založené na podobné koncepci pracují výhradně v otevřené smyčce, lze za hlavní přínos této práce považovat nalezení nového způsobu zpětnovazební kompenzace, tedy realizaci konfigurace v uzavřené smyčce. Té bylo dosaženo pomocí digitálního zpracování signálu a využití vzorkování. Bylo navrženo speciální modulační schéma, jenž pro kompenzaci využívá rovněž harmonického signálu, je tedy vhodné i pro piezoelektrický modulator s nelineárním frekvenčním přenosem. Na rozdíl od standardně používaného schématu s širokopásmovým pilovitým signálem, jehož základní frekvence se navíc mění, u navrženého schématu je modulace realizována na pevném kmitočtu a kompenzace je prováděna změnou amplitudy, která lze měnit lineárně. K implementaci a řízení bylo využito hradlové pole. Jelikož je výsledný snímač určen zejména pro laboratorní provoz a testování, k řízení a ovládání byl zvolen systém PXI, jenž umožňuje snadnou změnu parametrů regulace a přímý přístup ke vzorkovaným datům, a v I-FOG byla pak integrována jednotka pro analogové zpracování signálů.

Kapitola 5 se poté věnuje testování a měření parametrů sestaveného snímače. Měřením statické charakteristiky byl zjištěn měřicí rozsah ± 300 °/s, což lze mezi zpětnovazebními snímači považovat za průměrnou hodnotu. Průběh výstupního signálu byl na tomto rozsahu lineární, pouze s malými odchylkami exponenciálního charakteru při vyšších úhlových rychlostech, které je případně možné kompenzovat korekcí.

Zjištěná šířka pásma snímače byla okolo 200 Hz, ačkoli její omezení patrně vystavila pouze mechanická rezonance kmitajícího systému. Vzhledem k frekvenci regulační smyčky až 44 kHz lze skutečný rozsah očekávat v řádech několika kHz.

Velmi dobré výsledky ukázalo měření dlouhodobé stability a Allanovy odchylky. Širokopásmový šum (ARW) dosáhl hodnoty menší než $0,007$ °·h^{-1/2} a zjištěná nestabilita nuly (Bias instability) výsledného snímače činí $0,03$ °·h⁻¹. To při dostatečně dlouhé integrační době umožňovalo změřit rotaci Země s přesností okolo 1,2 %. Oproti původnímu řešení tak došlo ke zlepšení rozlišení téměř o dva řády a zvýšení absolutní přesnosti o více než tři řády. Díky těmto parametrům snímač vyhovuje

třídě intermediate grade, a dokonce se blíží třídě inertial grade, kde se standardně používají výhradně koncepce s integrovanými elektrooptickými modulátory a výrazně dražším PM vláknem. Mezi nepolarizovanými řešeními s běžným SM vláknem se podle dostupných informací snímače těchto parametrů nenabízejí.

Je však nutno poznamenat, že v případě sestaveného snímače se stále jedná o prototypové vývojové stádium testované pouze za laboratorních podmínek, kde nepůsobí vibrace ani prudké změny teploty. Dále je nutné vzít v potaz, že samotná konstrukce je v porovnání s komerčními I-FOG stále poměrně rozměrná a využívá externího zpracování signálu, není tak možné činit přímé srovnávání s komerčními jednotkami. Vývoj tohoto snímače nicméně ukázal, že i při zachování minimálních konstrukčních nákladů, v podobě běžného nízkodvojlovného vlákna a vláknových komponent, lze díky nalezení řešení pro zpětnovazební kompenzaci a zajištění vysokého stupně reciprocity dosáhnout parametrů obdobných se snímači mnohem vyšší kategorie. Případný další vývoj by se tedy mohl ubírat směrem k minimalizaci rozměrů a integrovanému zpracování signálu, případně k vytvoření finální jednotky sloužící pro navigaci autonomních zařízení.

LITERATURA

Publikace

- [1] LAWRENCE, Anthony. *Modern Inertial Technology: Navigation, Guidance, and Control*. 2nd ed. Editor Frederick F. LING. New York (US): Springer-Verlag, 1992, 1993, ©1998. s. 169-238. Mechanical Engineering Series. ISBN 0-387-98507-7.
- [2] HORÁK, Richard. *Fyzikální základy laserových dálkoměrů a gyroskopů*. Olomouc: Chlup.net, 2012. s. 83-121. ISBN 978-80-903658-6-2.
- [3] MERLO, Sabina, Michele NORGIA a Silvano DONATI. Fiber Gyroscope Principles. In: LÓPEZ-HIGUERA, J. M., ed. *Handbook of Optical Fibre Sensing Technology* [online]. New York (US): Wiley, 2002. s. 331-347 [cit. 2016-05-13]. ISBN 978-0-471-82053-6. Dostupné z: <http://www-3.unipv.it/donati/papers/2c.pdf>.
- [4] NAYAK, Jagannath. Fiber-optic gyroscopes: from design to production [Invited]. *Applied optics* [online]. Washington (US): Optical Society, 11. srpna ©2011, roč. 50, č. 25, s. 152-161 [cit. 2016-05-13]. ISSN 0003-6935. Dostupné z: <http://www.opticsinfobase.org>.
- [5] LEFÈVRE, Hervé C. *The Fiber-Optic Gyroscope*. 2nd ed. London (GB): Artech House, ©2014. 416 s. Artech House applied photonics series. ISBN-13: 978-1-60807-695-6.
- [6] SKALSKÝ, Michal. *Měření úhlové rychlosti pomocí vláknového interferometru*. Brno, 2014. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky. Vedoucí práce Ing. Zdeněk Havránek, Ph.D.
- [7] RUFFIN, P. B. Fiber Gyroscope Sensors. In: Francis T. S. YU, Shizhuo YIN a Paul B. RUFFIN, ed. *Fiber Optic Sensors*. New York (US): Marcel Dekker, Inc. [CRC Press], ©2002. s. 362-394. Optical Science and Engineering. ISBN 0-8247-0732-X.
- [8] HALLIDAY, D., R. RESNICK a J. WALKER. *Fyzika, část 4: Elektromagnetické vlny - Optika - Relativita*. Přeložili J. KOMRSKA, J. OBDRŽÁLEK a P. DUB. Brno, Praha: Vutium, Prometheus, 2000. ISBN 80-214-1868-0.
- [9] DECUSATIS, Casimer M. a Carolyn J. Sher DECUSATIS. *Fiber Optic Essentials*. Elsevier Academic Press, ©2006. 271 s. ISBN 0-12-208431-4.

- [10] BURNS, William K. a Alan D. KERSEY. Fiber-optic Gyroscopes with Depolarized Light. *Journal of Lightwave Technology* [online]. Washington (USA): IEEE, 7. června 1992, roč. 10, č. 7, s. 992-999 [cit. 2016-05-13]. ISSN 0733-8724. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [11] SALEH, Bahaa E. A. a Malvin Carl TEICH. *Fundamentals of Photonics*. 2nd ed. New Jersey (US): Wiley, ©2007. 966 s. ISBN 978-0-471-35831-9.
- [12] WYSOCKI, Paul F. et al. Characteristics of Erbium-Doped Superfluorescent Fiber Sources for Interferometric Sensor Applications. *Journal of Lightwave Technology* [online]. Washington(US): IEEE, březen 1994, roč. 12, č. 3, s. 550-567 [cit. 2016-05-13]. ISSN 0733-8724. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [13] BERGH, Ralph A., H. C. LEFÈVRE a Herbert J. SHAW. An Overview of Fiber-optic Gyroscopes. *Journal of Lightwave Technology* [online]. Washington (US): IEEE, duben 1984, roč. 2, č. 2, s. 91-107 [cit. 2016-05-13]. ISSN 0733-8724. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [14] CULSHAW, B. The optical fibre Sagnac interferometer: an overview of its principles and applications. *Measurement Science and Technology* [online]. Bristol (UK): IOP Publishing, leden ©2006, roč. 17, č. 1, s. R1-R16 [cit. 2016-05-13]. ISSN 0957-0233. Dostupné z: <http://iopscience.iop.org>.
- [15] GIALLORENZI, T. G. et al. Optical Fiber Sensor Technology. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* [online]. Washington (USA): IEEE, 4. dubna 1982, roč. 30, č. 4, s. 472-511 [cit. 2016-05-13]. ISSN 0018-9480. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [16] LEFÈVRE, Hervé C. Fundamentals of the Interferometric Fiber-Optic Gyroscope. *Optical Review* [online]. Springer, leden 1997, roč. 4, č. 1A, s. 20-27 [cit. 2016-05-13]. ISSN 1340-6000. Dostupné z: <http://link.springer.com/article/10.1007%2FBF02935984>.
- [17] CAHILL, R. F a E. UDD. *Phase nulling optical gyro* [online]. United States. Patent, US4299490 A. 10. listopadu 1981. Dostupné z: <https://www.google.com.tr/patents/US4299490>.
- [18] PRENTISS, M. G., J. L. DAVIS a S. EZEKIEL. Closed Loop, High Sensitivity Fiberoptic Gyroscope. In: S. EZEKIEL a H. J. ARDITTY, ed. *Fiber-Optic Rotation Sensors and Related Technologies*. Proceedings of the First International Conference MIT, Cambridge, Mass. (US). Berlin (GE): Springer-Verlag, ©1982, č. sv. 32, s. 297-301. Dostupné z: <http://link.springer.com>.

- [19] UDD, E. a R. F. CAHILL. Compact Fiber-Optic Gyro. In: S. EZEKIEL a H. J. ARDITTY, ed. *Fiber-Optic Rotation Sensors and Related Technologies*. Proceedings of the First International Conference MIT, Cambridge, Mass. (US). Berlin (GE): Springer-Verlag, ©1982, č. sv. 32, s. 302-307. Dostupné z: <http://link.springer.com>.
- [20] ARDITTY, H. J, C. PUECH a M. PAPUCHON. *Device for measuring a phase shift which is not reciprocal produced in a ring interferometer* [online]. United States. Patent, US5056919 A. 15. října 1991. Dostupné z: <https://www.google.com/patents/US5056919>.
- [21] BARTŮŠKOVÁ, L. et al. *Vláknová optika na telekomunikačních vlnových délkách: Soubor experimentálních úloh* [online]. Univerzita Palackého v Olomouci, Přírodovědecká fakulta, prosinec 2008. 71 s. [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: http://opticsoldweb.optol.cz/projekt_frvs2008_Hradil.php.
- [22] PERLMUTTER, M. S. A tactical fiber optic gyro with all-digital signal processing. In: *Position Location and Navigation Symposium, 1994* [online]. Las Vegas (US): IEEE, 11. dubna 1994, s. 170-175 [cit. 2016-05-13]. DOI 10.1109/PLANS.1994.303311. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [23] KAY, C. J. Serrodyne modulator in a fibre-optic gyroscope. In: *IEE Proceedings J - Optoelectronics* [online]. Hertfordshire (UK): IET, 5. října 1985, roč. 132, č. 5, s. 259-264 [cit. 2016-05-13]. ISSN 0267-3932. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [24] GRAINDORGE, P., H. ARDITTY a H. LEFÈVRE. *Device for measuring a nonreciprocal phase shift produced in a closed-loop interferometer* [online]. United States. Patent, US4705399 A. 10. listopadu 1987. Dostupné z: <http://www.google.com/patents/US4705399>.
- [25] ARVIND, K. et al. Fiber Optic Gyroscope. *Department of Space, Laboratory for Electro-Optics Systems - ISRO* [online]. Peenya, Bangalore (IN): 1st Cross, 1st Phase, 4 s. [cit. 2016-05-13]. INDIA-560058. Dostupné z: <http://een.iust.ac.ir/profs/sadr/Papers/fbrp42.pdf>.
- [26] KORKISHKO Y. N. et al. High-precision fiber optical gyro with extended dynamical range. In: *2014 DGON Inertial Sensors and Systems (ISS)* [online]. Karlsruhe (GE): IEEE, 16 září 2014, s. 1-14 [cit. 2016-05-13]. ISSN 2377-3464. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [27] SUN, F., L. WANG a G. WANG. Study on the Drift of Modulated Phase in Interference Fiber Optic Gyroscope *Journal of Computers* [online]. Harbin

- (CH): Academy Publisher, březen 2010, roč. 5, č. 3, s. 394-400 [cit. 2016-05-13]. ISSN 1796-203X. Dostupné z: <http://ojs.academypublisher.com>.
- [28] LEFÈVRE, H. a P. MARTIN. *Optical-fiber measuring device, gyrometer, central navigation and stabilizing system* [online]. United States. Patent, US5141316 A. 25. srpna 1992. Dostupné z: <http://www.google.com/patents/US5141316>.
- [29] KORKISHKO, Y. N, S. M. KOSTRITSKII a V. A. FEDOROV. Closed loop fiber optical gyroscopes for commercial and space applications. In: *Proc. Inertial Sensors and Systems Symposium Gyro Technology* [online]. Karlsruhe (GE): 2012, s. 14.1-14.15 [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: <https://www.researchgate.net>.
- [30] FERREIRA, E. C., F. F. MELO a J. A. S. DIAS. Precision analog demodulation technique for open-loop Sagnac fiber optic gyroscopes. *Review of scientific instruments* [online]. AIP Publishing, 2007, roč. 78, č. 2, 024704 [cit. 2016-05-13]. DOI 10.1063/1.2536433. Dostupné z: <http://scitation.aip.org>.
- [31] BÖHM, K. et al. Direct rotation-rate detection with a fibre-optic gyro by using digital data processing. *Electronics Letters* [online]. IET, 10. listopadu 1983, roč. 19, č. 23, s. 997-999 [cit. 2016-05-13]. DOI: 10.1049/el:19830677. Dostupné z: <https://www.researchgate.net>.
- [32] KIM, B. Y. a H. J. SHAW. Phase-reading, all-fiber-optic gyroscope. *Optics letters* [online]. OSA Publishing, srpen 1984, roč. 9, č. 8, s. 378-380 [cit. 2016-05-13]. DOI 10.1364/OL.9.000378. Dostupné z: <http://koasas.kaist.ac.kr>.
- [33] KERSEY, A. D. a R. P. MOELLER. Open Loop Fibre Gyroscope with Phase Shift Nulling Signal Processing. *Electronics letters* [online]. IET, 2. srpna 1990, roč. 26, č. 16, s. 1251-1253 [cit. 2016-05-13]. ISSN 0013-5194. Dostupné z: <http://digital-library.theiet.org>.
- [34] KIM, B. Y. a H. J. SHAW. Gated phase-modulation feedback approach to fiber-optic gyroscopes. *Optics letters* [online]. OSA Publishing, červen 1984, roč. 9, č. 6, s. 263-265 [cit. 2016-05-13]. DOI 10.1364/OL.9.000378. Dostupné z: <http://koasas.kaist.ac.kr>.
- [35] KIM, B. Y. a H. J. SHAW. Gated phase-modulation approach to fiber-optic gyroscope with linearized scale factor. *Optics letters* [online]. OSA Publishing, srpen 1984, roč. 9, č. 8, s. 375-377 [cit. 2016-05-13]. DOI 10.1364/OL.9.000375. Dostupné z: <https://www.osapublishing.org>.
- [36] KERSEY, A. D., A. DANDRIDGE a W. K. BURNS. Two-wavelength fibre gyroscope with wide dynamic range. *Electronics letters* [online]. IET, 28. srpna

- 1986, roč. 22, č.18, s. 935-937 [cit. 2016-05-13]. ISSN 0013-5194. Dostupné z: <http://digital-library.theiet.org>.
- [37] BERGH, R. A., H. C. LEFÈVRE a H. J. SHAW. All Single Mode Fiber Optic Gyroscope. In: S. EZEKIEL a H. J. ARDITTY, ed. *Fiber-Optic Rotation Sensors and Related Technologies*. Proceedings of the First International Conference MIT, Cambridge, Mass. (US). Berlin (GE): Springer-Verlag, ©1982, č. sv. 32, s. 252-255. Dostupné z: <http://link.springer.com>.
- [38] KERSEY, A. D., W. K. BURNS a R. P. MOELLER. *Fiber optic gyroscopes with depolarized light* [online]. United States. Patent, US5319440 A. 7. června 1994. Dostupné z: <http://www.google.com/patents/US5319440>.
- [39] OHNO A, S. MOTOHARA a K. HOTATE. *Fiber optic gyro* [online]. United States. Patent, US5187757 A. 16. února 1993. Dostupné z: <http://www.google.com/patents/US5187757>.
- [40] BÖHM, K. et al. Low-drift fibre gyro using a superluminescent diode. *Electronics Letters* [online]. IET, 14 května 1981, roč. 17, č. 10, s. 352-353 [cit. 2016-05-13]. ISSN 0013-5194. Dostupné z: <http://digital-library.theiet.org>.
- [41] BÖHM, K. et al. Fibre-optic gyro for sensitive measurement of rotation. *Radio and Electronic Engineer* [online]. IET, duben 1983, roč. 53, č. 3, s. 121-124 [cit. 2016-05-13]. ISSN 0033-7722. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [42] BURNS, W. K. Ch. L. CHEN a R. P. MOELLER. Fiber-optic gyroscopes with broad-band sources. *Journal of Lightwave Technology* [online]. IEEE, duben 1983, roč. 1, č. 1, s. 98-105 [cit. 2016-05-13]. ISSN 0733-8724. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [43] FREDRICKS, R. J. a R. ULRICH. Phase error bounds of fibre gyro with imperfect polariser/depolariser. *Electronics Letters* [online]. IET, 12. dubna 1984, roč. 20, č. 8, s. 330-332 [cit. 2016-05-13]. ISSN 0013-5194. Dostupné z: <http://digital-library.theiet.org>.
- [44] YU, X., H. MA a Z. JIN. Resonator fiber optic gyroscope with an all digitalized system. In: *Systems and Control in Aeronautics and Astronautics (ISS-CAA), 2010 3rd International Symposium* [online]. IEEE, 8. července 2010, s. 815-818 [cit. 2016-05-13]. ISBN 978-1-4244-6043-4. INSPEC Accession Number 11649790. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [45] STOKES, L. F., M. CHODOROW a H. J. SHAW. All-single-mode fiber resonator. *Optics Letters* [online]. OSA Publishing, červen 1982, roč. 7,

- č. 6, s. 288-290 [cit. 2016-05-13]. DOI 10.1364/OL.7.000288. Dostupné z: <http://citeseerx.ist.psu.edu>
- [46] YING, D. et al. How Laser Diode (LD) Intensity Modulation Induced by Current Tuning Affects the Performance of an Open-loop Resonator Fibre Optic Gyro (R-FOG) with Sinusoidal Wave Modulation. *Lasers in Engineering* [online]. Old City Publishing, ©2014, roč. 28, s. 121-134 [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: <http://www.oldcitypublishing.com>.
- [47] JIN, Z., X. YU a H. MA. Closed-loop resonant fiber optic gyro with an improved digital serrodyne modulation. *Optics express* [online]. OSA Publishing, 4. listopadu ©2013, roč. 21, č. 22, 26578-26588 [cit. 2016-05-13]. DOI 10.1364/OE.21.026578. Dostupné z: <https://www.osapublishing.org>.
- [48] SANDERS, G. A. *Dual serrodyne resonator fiber optic gyroscope* [online]. United States. Patent, US5237387 A. 17. srpna 1993. Dostupné z: <http://www.google.ch/patents/US5237387>.
- [49] SANDERS G. A. a L. K. STRANDJORD. *Hollow Core Fiber Optical Gyro* [online]. United States. Patent, US7751055 B2. 6. července 2010. Dostupné z: <http://www.google.com/patents/US7751055>.
- [50] WANG, X., Z. HE a K. HOTATE. Resonator fiber optic gyroscope with digital serrodyne scheme using a digital controller. In: A. A. KAZEMI a B. C. KRESS. *Photonics in the Transportation Industry: Auto to Aerospace II* [online]. Orlando, Floriad (US): SPIE, 13. dubna ©2009, roč. 7314, s. 731402-1-8 [cit. 2016-05-13]. DOI 10.1117/12.818471. Dostupné z: <https://www.researchgate.net>.
- [51] CARDARELLI, D. *Optically-locked fiber-optic resonant gyro* [online]. United States. Patent, US5398111 A. 14. března 1995. Dostupné z: <https://www.google.ch/patents/US5398111>.
- [52] IWATSUKI, K., K. HOTATE a M. HIGASHIGUCHI. Kerr effect in an optical passive ring-resonator gyro. *Journal of Lightwave Technology* [online]. IEEE, červen 1986, roč. 4, č. 6, s. 645-651 [cit. 2016-05-13]. ISSN 0733-8724. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [53] HOTATE, K., K. TAKIGUCHI a A. HIROSE. Adjustment-free method to eliminate the noise induced by the backscattering in an optical passive ring-resonator gyro. *Photonics Technology Letters* [online]. IEEE, leden 1990, roč. 2, č. 1, s. 75-77 [cit. 2016-05-13]. ISSN 1041-1135. INSPEC Accession Number 3633493. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org>.

- [54] ARMENISE, M. N. et al. Gyroscope technologies for space applications. In: *ESA 4th Round Table for Micro-Nano Technologies for Space*. 2003, s. 29-29 [cit. 2016-05-13].
- [55] HOTATE, K. a M. HARUMOTO. Resonator fiber optic gyro using digital serrodyne modulation. *Journal of Lightwave Technology* [online]. IEEE, březen 1997, roč. 15, č. 3, s. 466-473 [cit. 2016-05-13]. ISSN 0733-8724. INSPEC Accession Number 5536281. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org>.
- [56] TERREL, M. A., M. J. F. DIGONNET a S. FAN. Resonant fiber optic gyroscope using an air-core fiber. *Journal of Lightwave Technology* [online]. OSA Publishing, duben 2012, roč. 30, č. 7, s. 931-937 [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: <https://www.osapublishing.org>.
- [57] VÁGNER, Martin. *Návrh a identifikace rozšířeného modelu MEMS gyroskopu*. Brno, 2015. Disertační práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky. Vedoucí práce doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.

Technická dokumentace

- [58] THORLABS. *Manual Fiber Polarization Controllers*. Manual [online]. Thorlabs, 21. prosince 2015. 20 s. [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: <http://www.thorlabs.com>.
- [59] THORLABS. *Polarization-Maintaining Fiber: Panda Style PM1550-XP*. Spec Sheet [online]. Thorlabs, 16. prosince 2013. 1 s. [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: <https://www.thorlabs.com>.
- [60] THORLABS. *Double Glan-Taylor Polarizers, Glan-Thompson Polarizer*. Catalog Page. Thorlabs, 8. září 2011, upraveno 23. dubna 2013. 1 s.
- [61] ST MICROELECTRONICS. *L6902D: Up to 1A switching regulator with adjustable current limit*. Data Sheet [online]. ST Microelectronics, říjen 2004, rev. 8, 7 s. [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: <http://pdf1.alldatasheet.com>.
- [62] NATIONAL INSTRUMENTS. *NI R Series Multifunction RIO Integrated Analog and Digital I/O with FPGA Technolog*. Data Sheet [online]. NI, 6. listopadu 2014, 17 s. [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: <http://sine.ni.com>.

- [63] ANALOG DEVICES. *Analog Filter Wizard*. Design Tool [online]. Analog Devices, Inc. [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: <http://www.analog.com/designtools/en/filterwizard/>.
- [64] CVVOZE. *Zaměření výzkumu a vývoje, přístrojové vybavení, nabídka služeb*. Projekt Popularizace výsledků VaV VUT v Brně a podpora systematické práce se studenty [online]. Brno: VUT FEKT, srpen 2013. s. 33 [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: http://www.cvvoze.cz/_media/o_centru/katalog_cvvoze.pdf.
- [65] THORLABS. *Single Mode Fiber with 900 μm Hytrel Jacket: SMF-28-1000*. Spec Sheet [online]. Thorlabs, 24. listopadu 2015. 1 s. [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: <http://www.thorlabs.de>.
- [66] THORLABS. *2 \times 2 Single Mode Fiber Couplers and Taps*. Catalog Page. Thorlabs, 12. září 2011, upraveno 22. dubna 2013. 2 s.
- [67] THORLABS. *Free-Space Electro-Optic Modulators*. Catalog Page. Thorlabs, 8. září 2011, upraveno 22. dubna 2013. 1 s.
- [68] THORLABS. *Polarization-Maintaining Fiber: Panda Style PM1300-XP*. Spec Sheet [online]. Thorlabs, 28. května 2015. 1 s. [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: <https://www.thorlabs.com>.
- [69] THORLABS. *PAF Series Aspheric and Achromatic FiberPort Collimators with FC/PC, FC/APC, or SMA Adapters*. Manual [online]. Thorlabs, 31. prosince 2015, 24 s. [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: <http://www.thorlabs.com>.
- [70] JDSU. *Up to 340 mW Fiber Bragg Grating Stabilized 980 nm Pump Modules S26 Series*. Data Sheet [online]. JDSU, listopad 2009, 6 s. [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: <http://www.datasheetarchive.com>.
- [71] THORLABS. *Wavelength Division Multiplexers (WDM)*. Catalog Page. Thorlabs, 26. března 2014. 1 s.
- [72] FIBERCORE. *Erbium Doped Fiber MetroGain TM*. Catalog Page [online]. Fibercore, 8. listopadu 2013. 2 s. [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: <http://www.thorlabs.com>.
- [73] LIEKKITM. *Er80-8/125 - Large Mode Area Erbium Doped Fiber*. Data Sheet [online]. nLIGHT, 24. listopadu 2015, 1 s. [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: <http://www.nlight.net/products>.

- [74] LASER COMPONENTS. *InGaAs PIN Photodiodes (75 μm)*. Datasheet [online]. Laser Components, březen 2016, v. 2, 4 s. [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: <http://www.lasercomponents.com>.
- [75] NATIONAL INSTRUMENTS. *1.73 GHz Quad-Core Real-Time Embedded Controller for PXI Express NI PXIe-8133 RT*. Data Sheet [online]. NI, 6. listopadu 2014, 7 s. [cit. 2016-05-13]. Dostupné z: <http://sine.ni.com>

SEZNAM ZKRATEK

AOM	akustooptický modulátor
ARW	Angle random walk
ASE	zesílená spontánní emise – Amplified spontaneous emission
CCW	proti směru hodinových ručiček – Counterclockwise
CW	ve směru hodinových ručiček – Clockwise
EDFA	erbiový vláknový zesilovač – Erbium-doped fiber amplifier
EOM	elektrooptický modulátor
FOG	optický vláknový gyroskop – Fiber-optic gyroscope
GNSS	globální navigační satelitní systémy
HARS	polohové referenční systémy – Heading attitude reference systems
HC	vlákno s dutým jádrem – Hollow-core
I-FOG	interferometrický optický vláknový gyroskop – Interferometric fiber-optic gyroscope
INS	inerciální navigační systémy
LD	laserová dioda – Laser diode
LED	luminiscenční dioda – Light-emitting diode
MM	vícevidové vlákno – Multi-mode
PM	vlákno zachovávající rovinu polarizace – Polarization maintaining
PZM	piezoelektrický modulátor
R-FOG	rezonátorový optický vláknový gyroskop – Resonant fiber-optic gyroscope
R-IOG	rezonátorový integrovaný optický gyroskop – Resonant integrated-optic gyroscope
RLG	kruhový laserový gyroskop – Ring laser gyroscope
RRW	Rate random walk
SFS	superfluorescenční vláknový zdroj – Superfluorescent fiber source

SLD	superluminiscenční dioda – Superluminescent diode
SM	jednovidové vlákno – Single-mode
SNR	poměr signálu k šumu – Signal-to-noise ratio
SP	polarizační vlákno – Single polarization
WDM	vlnový multiplexer – Wavelength division multiplexer

SEZNAM PŘÍLOH

A	Seznam komponent	110
B	Schéma zapojení komponent I-FOG	112
C	Doplňující grafy a schémata	114
D	Tabulky výsledků měření	120
E	Návrhy desek plošných spojů	123
F	Instrukční list	125
	F.1 Připojení vodičů	125
	F.2 Obsluha měřicího programu	125
G	Fotodokumentace	128

A SEZNAM KOMPONENT

Následující seznam obsahuje nejvýznamnější komponenty a přístroje, které byly pro měření a konstrukci I-FOG použity. Spolu s nimi jsou vždy uvedeny jejich nejdůležitější parametry.

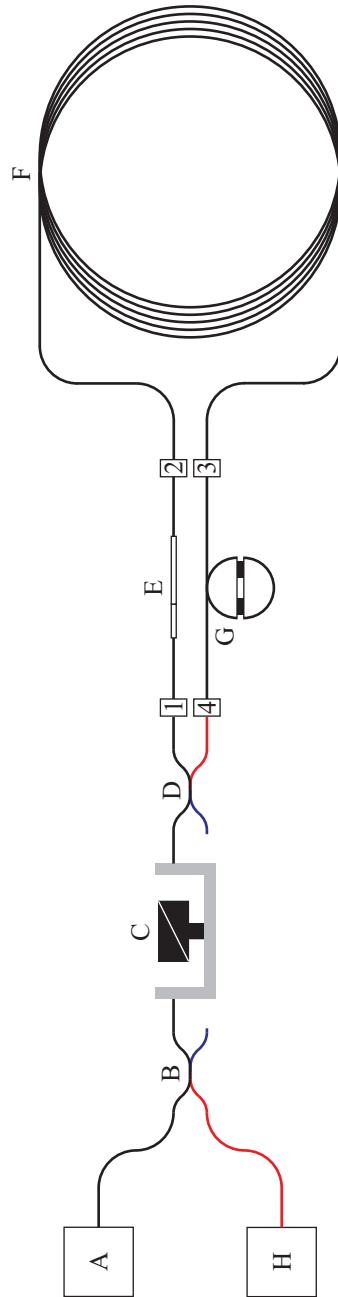
- (A) Optické vlákno: Thorlabs SMF-28 (běžné SM vlákno nezachovávající polarizaci; délka cca 770 m; pracovní vlnová délka 1310 až 1625 nm; konektory FC/APC) [65]
- (B) Vazební člen: Thorlabs 10202A-50-APC (2×2 slučovač/dělič s dělicím poměrem 50:50; pracovní vlnová délka 1310 až 1550 nm; typ vlákna SMF-28e+; konektory FC/APC) [66]
- (C) Kontrolér polarizace: Thorlabs FPC562 (dvojlom vyvolán navinutím vlákna na naklápěcí cívky; celkem 3 cívky; typ vlákna SMF-28e+; konektory FC/APC) [58]
- (D) Fázový modulátor: Thorlabs EO-PM-NR-C3 (elektro-optický modulátor; materiál LiNbO₃; šířka pásma DC až 100 MHz; pracovní vlnová délka 1250 až 1650 nm; volnosvazková komponenta; napájecí konektor SMA) [67]
- (E) Optické vlákno PM: Thorlabs PM1300-XP (PM vlákno typu Panda; délky 1 a 2 m; pracovní vlnová délka 1270 až 1625 nm; záznějová vzdálenost $\Lambda_{1300} = 4$ mm) [68]
- (F) Polarizátor: Thorlabs GTH5M (Glan-Thomsonův polarizátor; materiál je čistý přírodní kalcit; pracovní vlnová délka 350 až 2300 nm; extinkční poměr 100 000:1; volnosvazková komponenta) [60]
- (G) Kolimátory: Thorlabs PAF-X-5-C (ohnisková vzdálenost 4,6 mm; propustné pásmo antireflexní vrstvy 1050 až 1600 nm; konektor FC) [69]
- (H) Optické lavice: Thorlabs FT-38X100 + Thorlabs HCA3 (délka 100 mm)
- (I) Laserová dioda: JDSU S26 7402-100 (vlnová délka 975 nm, výkon 100 mW, spektrální šířka 2 nm, stabilizace Braggovou mřížkou, integrovaný termistor a fotodioda, pouzdro 14-pin butterfly, vlákno Corning® HI 1060 FLEX) [70]
- (J) Vlnový multiplexer: Thorlabs WD202A-APC (pracovní vlnové délky 980/1550 nm; vložené ztráty 0,55 dB; potlačení nežádoucích složek záření 19 dB; typ vlákna Corning® HI 1060 FLEX) [71]
- (K) Er-dopované vlákno: Fibercore M12-980-125 (čerpací vlnová délka 980 nm nebo 1480 nm; výstupní vlnová délka 1545 až 1560 nm; absorpce na vlnové délce 980 nm 11 - 13 dB/m; délka 10 m; typ vlákna MetroGain™; konektor FC/APC) [72]
- (L) Er-dopované vlákno: Liekki Er80-8/125 (čerpací vlnová délka 980 nm nebo 1480 nm; výstupní vlnová délka 1550 nm; absorpce na vlnové délce 1530 nm 80 dB/m; délka 2 m) [73]

- (M) Optický izolátor Safibra (pracovní vlnová délka 1550 nm; útlum v propustném směru 0,4 dB; útlum v závěrném směru 40 dB; typ vlákna SMF-28)
- (N) Fotodioda: Laser Components PDINP075FC83-W-0 (materiál InGaAs; maximální kmitočet signálu 2,5 GHz; citlivost 0,95 A/W při vlnové délce 1550 nm; temný proud 100 pA při 25°C a nulovém předpětí; konektor FC) [74]
- (O) Modul s hradlovým polem: NI PXI-7854R (8 AI, 750 kHz, 16 bitů, ± 10 V; 8 AO, 1 MHz, 16 bitů, ± 10 V; FPGA Virtex-5 LX110, 69 120 KO, RAM 4 608 kbit) [62]
- (P) Řídicí modul: NI PXIe-8133 RT (procesor Intel Core i7-820QM, 1,73 (3,06) GHz, LabVIEW Real-Time; RAM 2 (8) GB) [75]
- (Q) Rotační stolek: RMS SDL1401 (maximální úhlová rychlost 3000 °/s; rozlišení úhlové rychlosti 10^{-5} °/s; frekvenční rozsah 1000 Hz; připojení pomocí 35 vodičů přes rotační konektor) [64]

B SCHÉMA ZAPOJENÍ KOMPONENT I-FOG

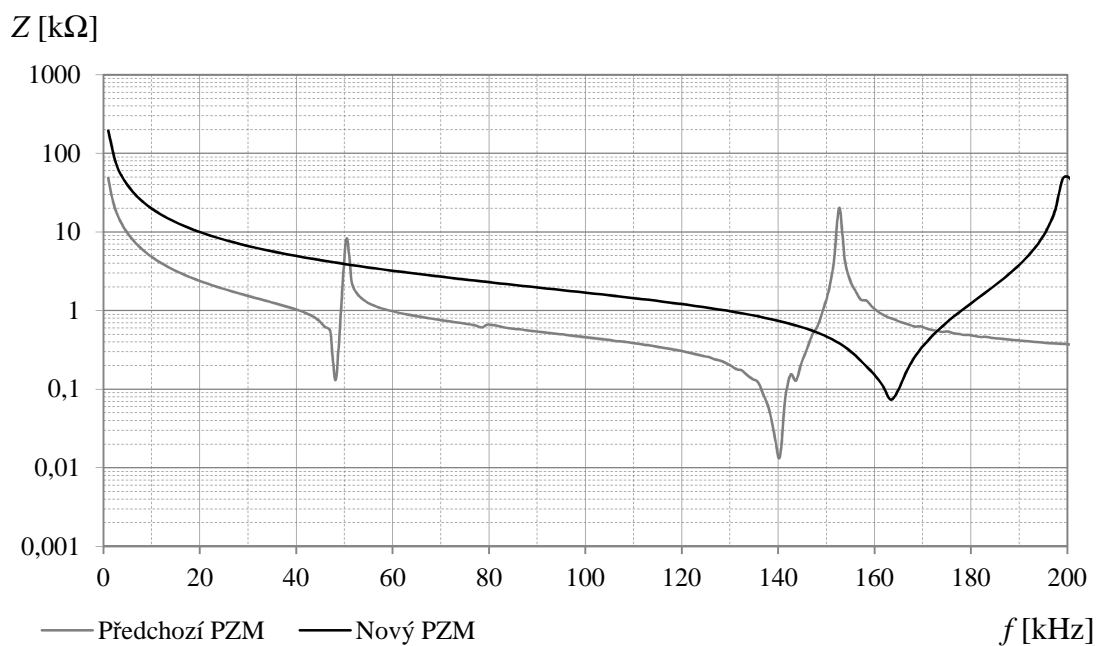
Podrobné schéma fyzického zapojení jednotlivých optických komponent finálního I-FOG je uvedeno na obr. B.1. Jednotlivé optické komponenty jsou označeny písmeny a popsány v následujícím seznamu. Pro přehlednost byly některé spojky mezi vláknovými komponentami označeny čísly, jak naznačuje schéma. Rovněž barevné provedení jednotlivých prvků je v souladu se skutečností (namísto bílé barvy je ve schématu použita černá).

- (A) Zdroj záření s erbiem dopovaným vláknem
 - Laserová dioda JDSU S26 7402-100
 - Vlnový multiplexer Thorlabs WD202A
 - Er-dopované vlákno Fibercore M12-980-12
 - Optický izolátor
- (B) Vazební člen Thorlabs 10202A-50-APC
- (C) Polarizátor Thorlabs GTH5M
- (D) Vazební člen Thorlabs 10202A-50-APC
- (E) Lyotův depolarizátor
 - Optické vlákno Thorlabs SMF-28
 - Optické vlákno Thorlabs PM1300-XP (1 m)
 - Optické vlákno Thorlabs PM1300-XP (2 m)
 - Optické vlákno Thorlabs SMF-28
- (F) Optické vlákno Thorlabs SMF-28
- (G) Fázový modulátor
 - Optické vlákno Thorlabs SMF-28
 - Optické vlákno OFS Zero Water Peak
 - Optické vlákno Thorlabs SMF-28
- (H) Fotodioda Laser Components PDINP075FC83-W-0

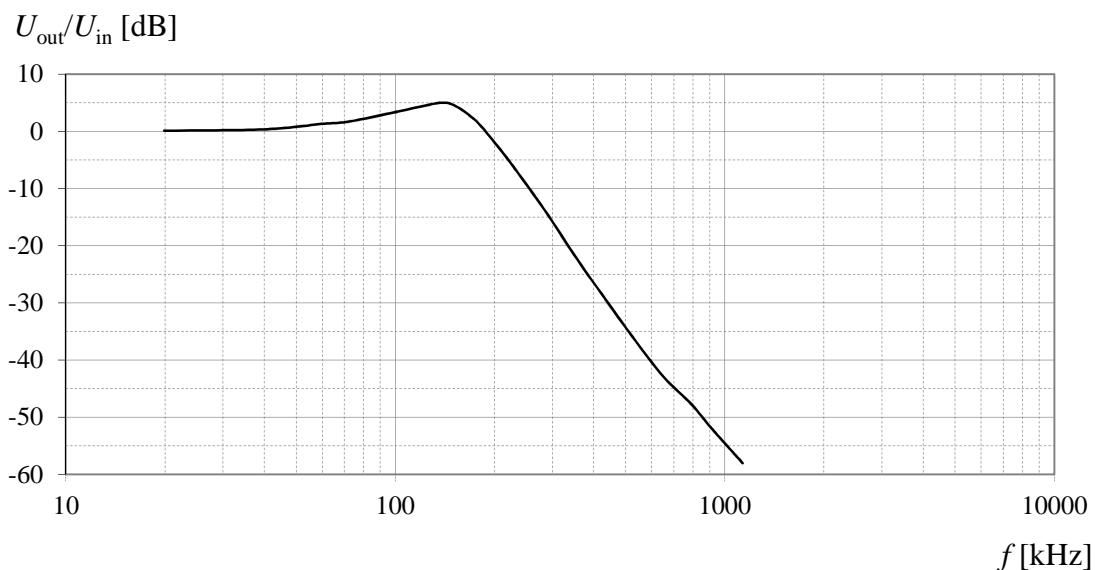


Obr. B.1: Schéma fyzického zapojení jednotlivých optických komponent finálního I-FOG

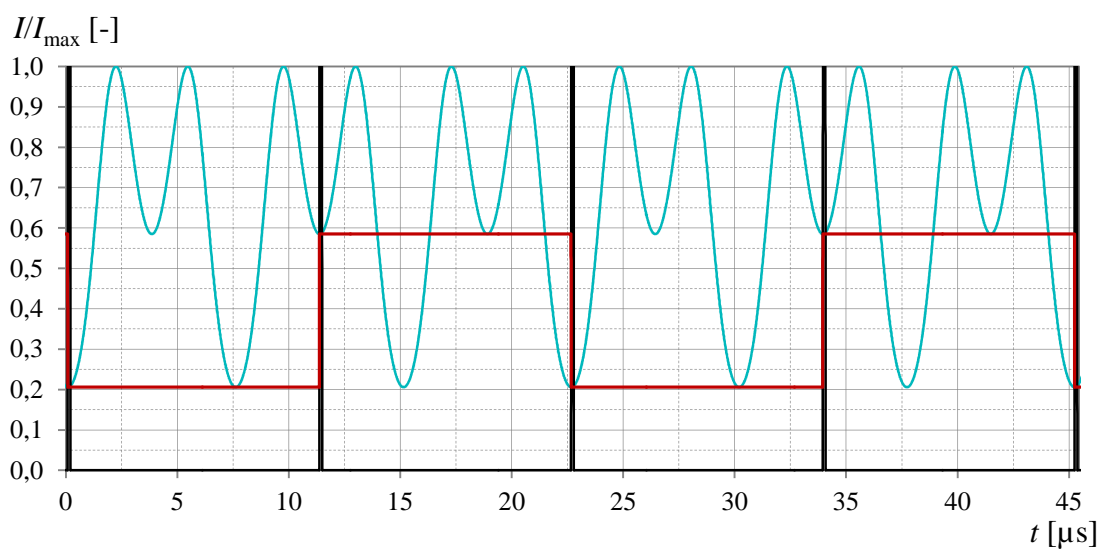
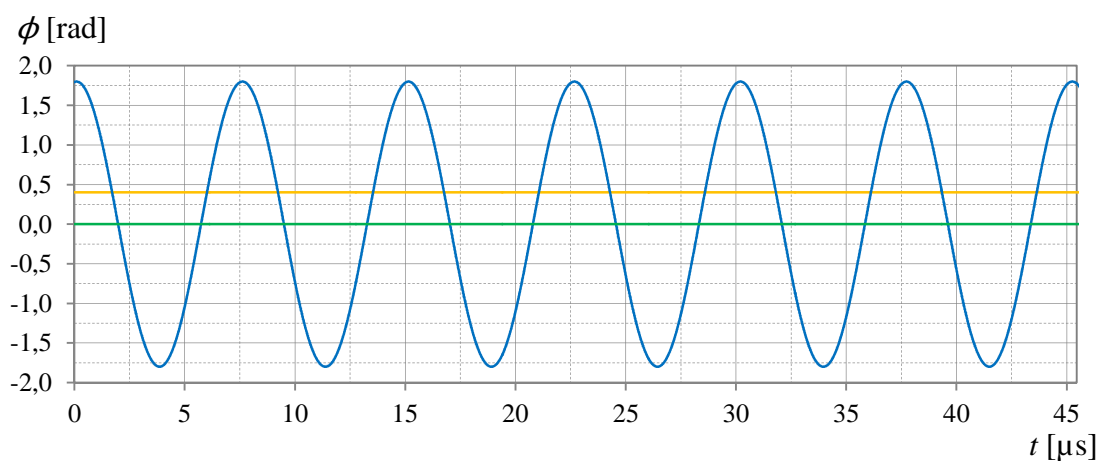
C DOPLŇUJÍCÍ GRAFY A SCHÉMATA



Obr. C.1: Graf frekvenční závislosti reálné části impedance použitých piezokeramických aktuátorů [6]

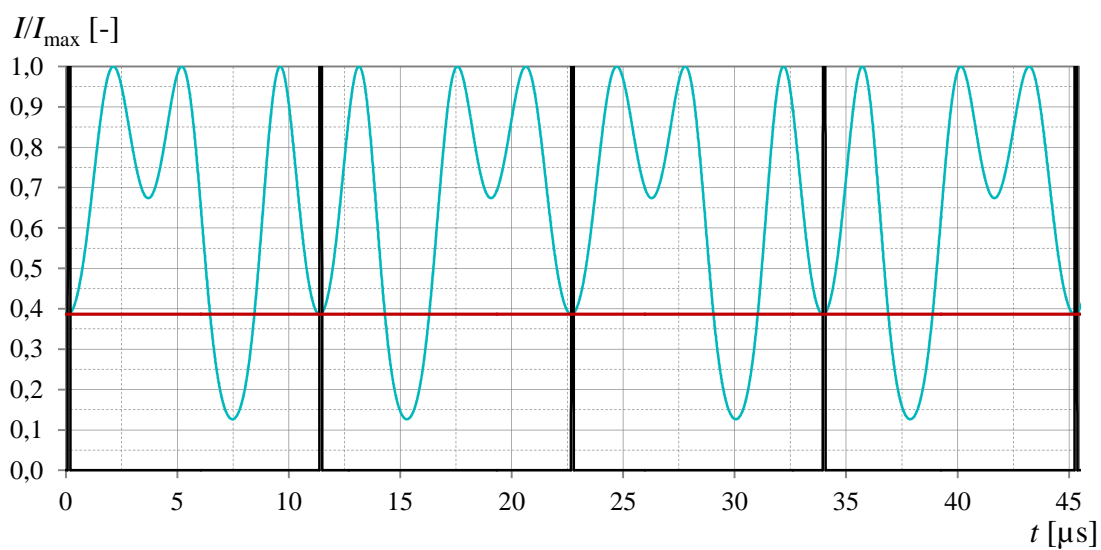
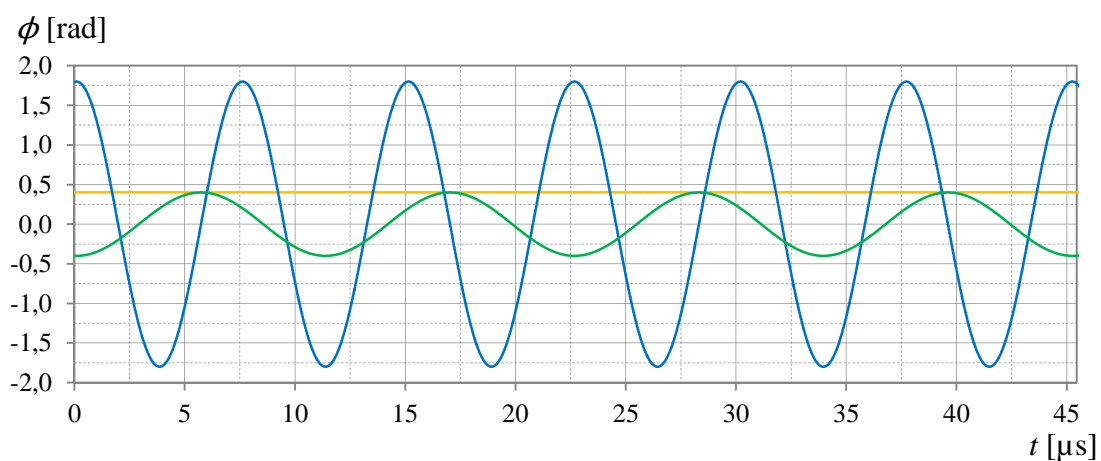


Obr. C.2: Frekvenční charakteristika filtru buzení PZM



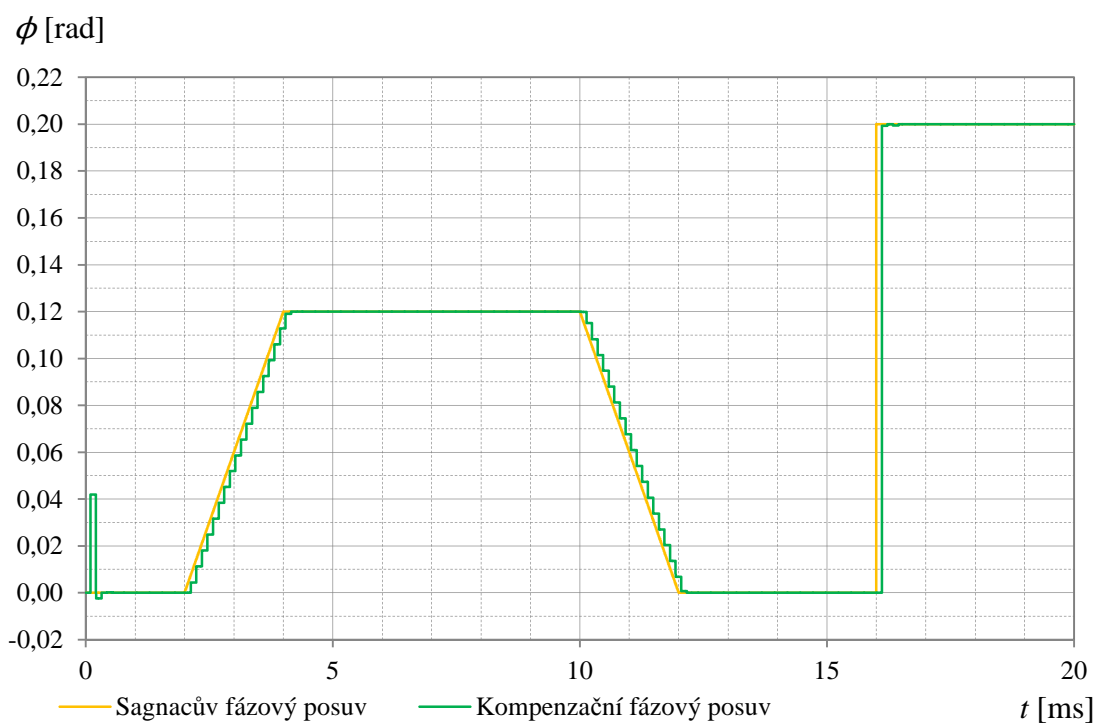
- | | | |
|---|---|---|
| — Rozmítací modulace $\Delta\phi_m$ | — Komp. modulace $\Delta\phi_{ko}$ | — Sagnacův posuv $\Delta\phi_s$ |
| — Výstupní signál | — Vzorkování | — Vzorkovaný signál |

Obr. C.3: Ukázka průběhu fáze a výstupního signálu při Sagnacovu fázovém posuvu $\Delta\phi_s = 0,4$ rad bez kompenzace

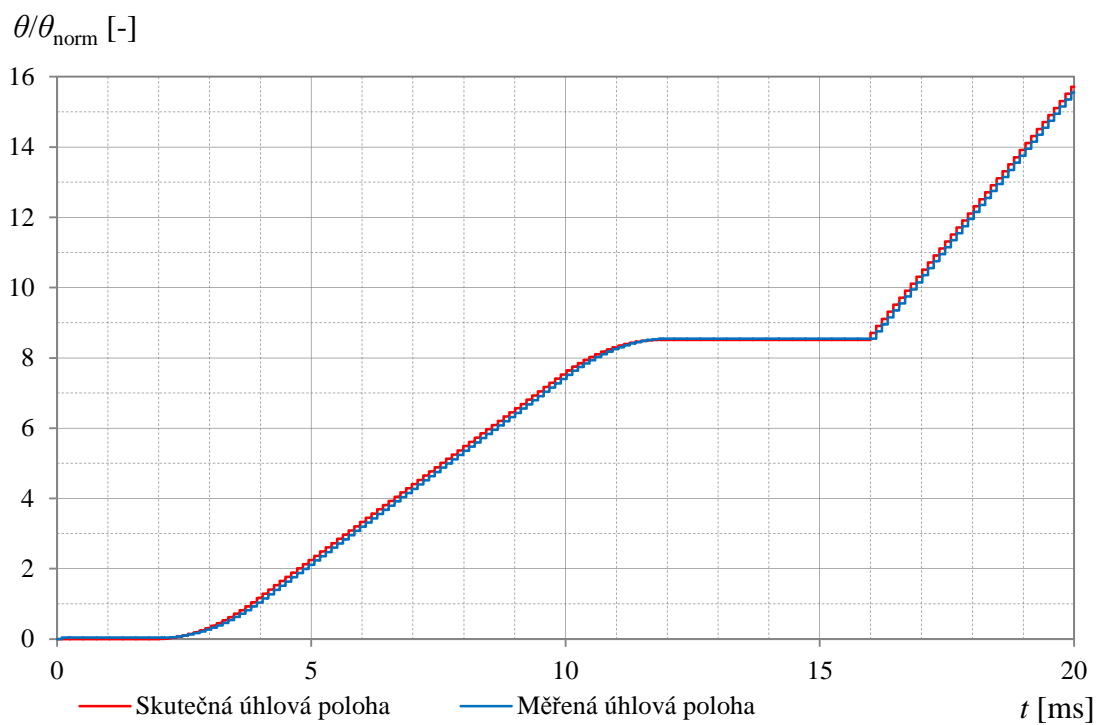


- | | | |
|---|---|---|
| — Rozmítací modulace $\Delta\phi_m$ | — Komp. modulace $\Delta\phi_{ko}$ | — Sagnacův posuv $\Delta\phi_s$ |
| — Výstupní signál | — Vzorkování | — Vzorkovaný signál |

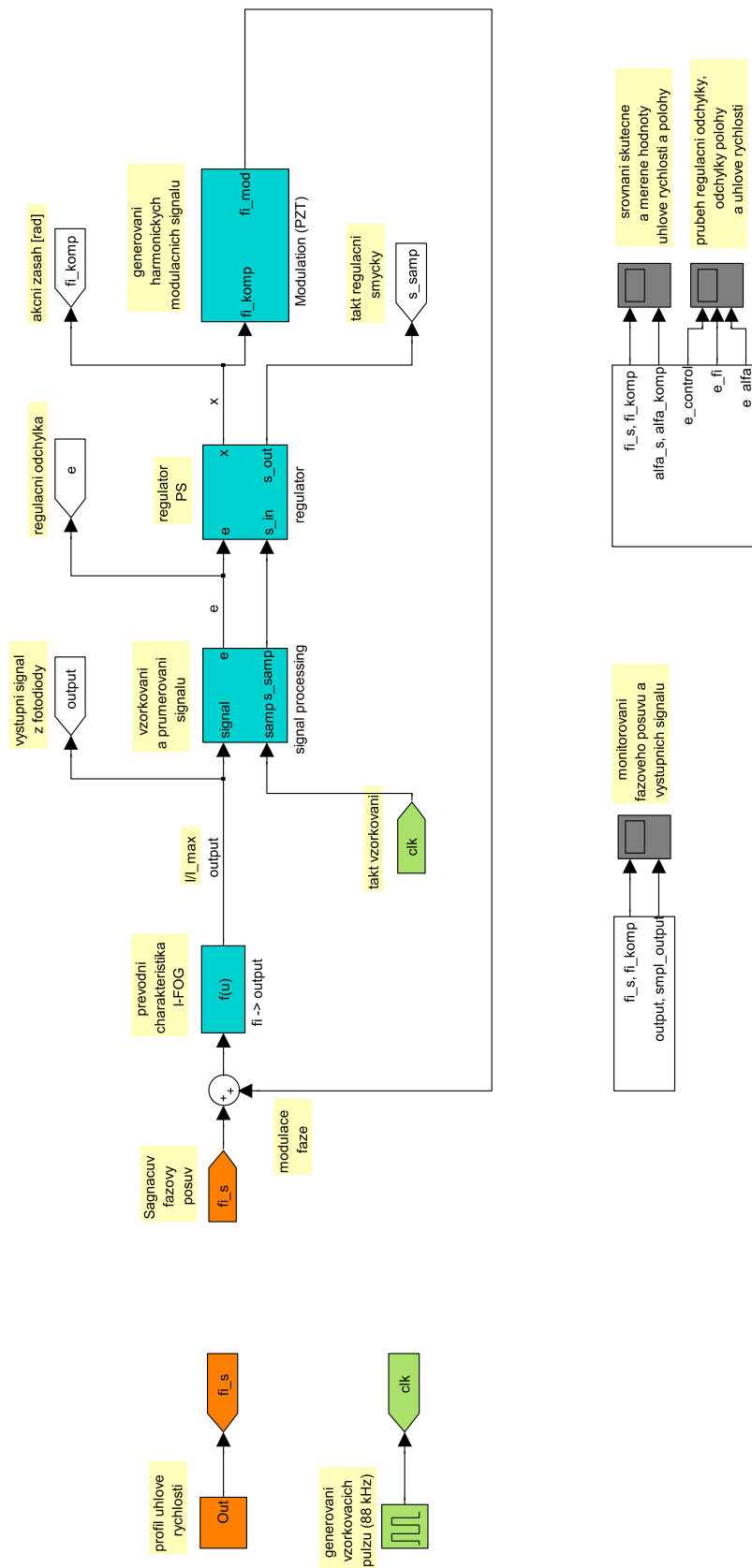
Obr. C.4: Ukázka průběhu fáze a výstupního signálu při Sagnacovu fázovém posuvu $\Delta\phi_s = 0,4$ rad s kompenzací plně harmonickou modulací



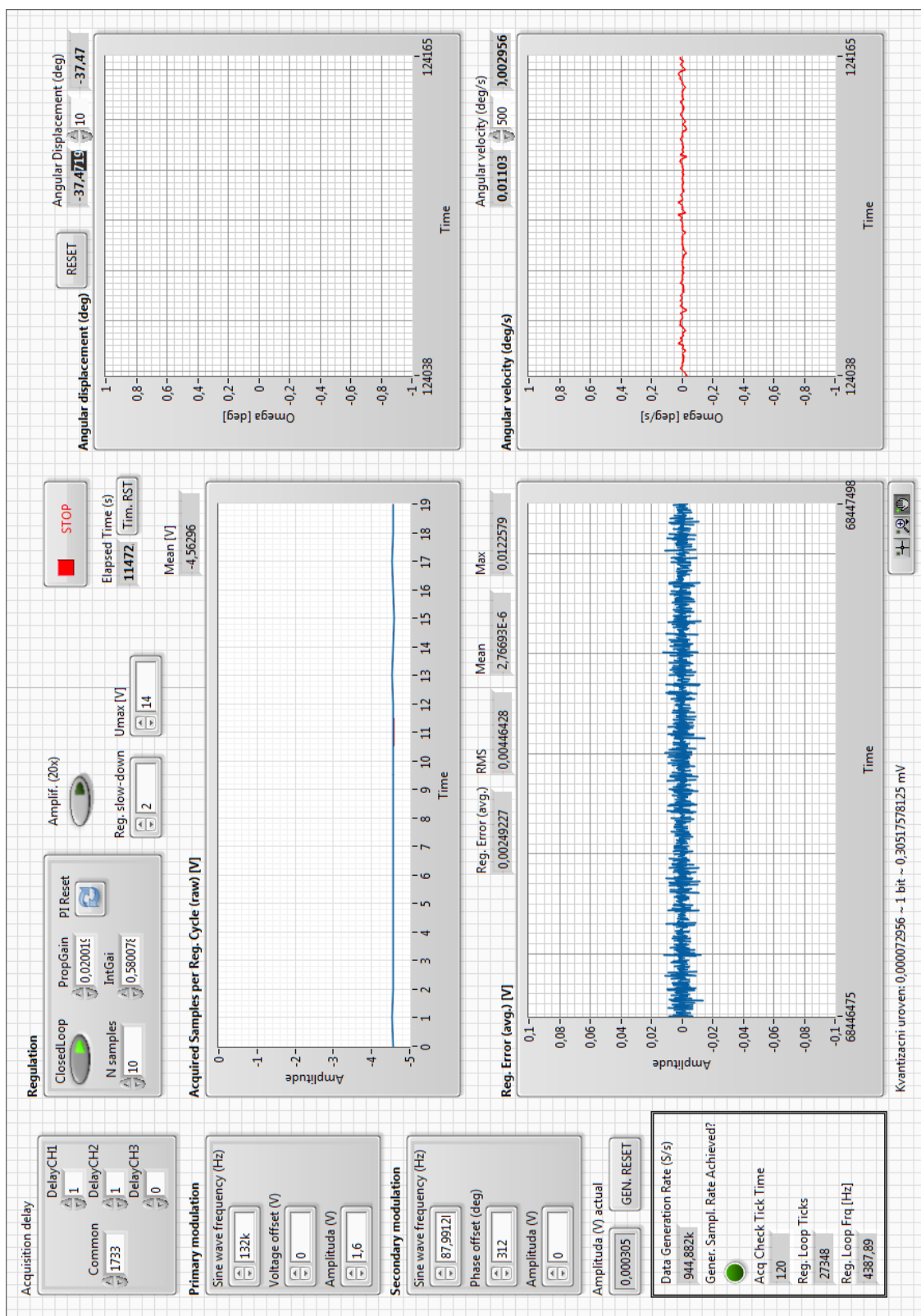
Obr. C.5: Simulovaný průběh kompenzace Sagnacova fázového posuvu



Obr. C.6: Simulovaný průběh úhlové polohy získaný integrací fázového posuvu



Obr. C.7: Simulační schéma I-FOG a zpracování signálu pro návrh regulační smyčky



Obr. C.8: Uživatelské rozhraní vizualizačního programu v NI LabVIEW

D TABULKY VÝSLEDKŮ MĚŘENÍ

Tab. D.1: Hodnoty měření statické převodní charakteristiky na neomezeném rozsahu

Ω [°/s]	U_{ko} [V]	$U_{ko(lin)}$ [V]	ΔU_{ko} [V]	Ω [°/s]	U_{ko} [V]	$U_{ko(lin)}$ [V]	ΔU_{ko} [V]
-320	-8,402	-8,364	-0,038	0	0,000	0,052	-0,052
-310	-8,132	-8,101	-0,031	10	0,244	0,315	-0,071
-300	-7,860	-7,838	-0,022	20	0,490	0,578	-0,088
-290	-7,587	-7,575	-0,012	30	0,738	0,841	-0,103
-280	-7,320	-7,312	-0,008	40	0,990	1,104	-0,114
-270	-7,049	-7,049	0,000	50	1,244	1,367	-0,123
-260	-6,772	-6,786	0,014	60	1,502	1,630	-0,128
-250	-6,501	-6,523	0,022	70	1,762	1,893	-0,131
-240	-6,233	-6,260	0,027	80	2,022	2,156	-0,134
-230	-5,966	-5,997	0,031	90	2,284	2,419	-0,135
-220	-5,691	-5,734	0,043	100	2,547	2,682	-0,135
-210	-5,422	-5,471	0,049	110	2,814	2,945	-0,131
-200	-5,155	-5,208	0,053	120	3,080	3,208	-0,128
-190	-4,886	-4,945	0,059	130	3,349	3,471	-0,122
-180	-4,619	-4,682	0,063	140	3,620	3,734	-0,114
-170	-4,353	-4,419	0,066	150	3,889	3,997	-0,108
-160	-4,090	-4,156	0,066	160	4,163	4,260	-0,097
-150	-3,827	-3,893	0,066	170	4,438	4,523	-0,085
-140	-3,565	-3,630	0,065	180	4,714	4,786	-0,072
-130	-3,303	-3,367	0,064	190	4,994	5,049	-0,055
-120	-3,042	-3,104	0,062	200	5,273	5,312	-0,039
-110	-2,782	-2,841	0,059	210	5,576	5,575	0,001
-100	-2,522	-2,578	0,056	220	5,857	5,838	0,019
-90	-2,267	-2,315	0,048	230	6,141	6,101	0,040
-80	-2,009	-2,052	0,043	240	6,422	6,364	0,058
-70	-1,752	-1,789	0,037	250	6,710	6,627	0,083
-60	-1,496	-1,526	0,030	260	7,003	6,890	0,113
-50	-1,242	-1,263	0,021	270	7,292	7,153	0,139
-40	-0,989	-1,000	0,011	280	7,576	7,416	0,160
-30	-0,740	-0,737	-0,003	290	7,862	7,679	0,183
-20	-0,492	-0,474	-0,018	300	8,161	7,942	0,219
-10	-0,246	-0,211	-0,035	310	8,455	8,205	0,250

Tab. D.2: Hodnoty měření statické převodní charakteristiky na rozsahu ± 10 °/s

Ω [°/s]	U_{ko} [mV]	$U_{ko(lin)}$ [mV]	ΔU_{ko} [mV]	Ω [°/s]	U_{ko} [mV]	$U_{ko(lin)}$ [mV]	ΔU_{ko} [mV]
-10	-241,8	-241,5	-0,3	1	24,0	23,9	0,1
-9	-217,5	-217,3	-0,2	2	48,1	48,1	0,0
-8	-193,4	-193,2	-0,2	3	71,9	72,2	-0,3
-7	-169,0	-169,1	0,1	4	96,5	96,3	0,2
-6	-144,9	-145,0	0,1	5	120,3	120,4	-0,1
-5	-120,7	-120,8	0,1	6	144,5	144,6	-0,1
-4	-96,6	-96,7	0,1	7	168,7	168,7	0,0
-3	-72,4	-72,6	0,2	8	192,9	192,8	0,1
-2	-48,3	-48,4	0,1	9	216,9	217,0	-0,1
-1	-24,0	-24,3	0,3	10	240,9	241,1	-0,2
0	-0,1	-0,2	0,1				

Tab. D.3: Hodnoty měření statické převodní charakteristiky na rozsahu ± 1 °/s

Ω [°/s]	U_{ko} [mV]	$U_{ko(lin)}$ [mV]	ΔU_{ko} [mV]	Ω [°/s]	U_{ko} [mV]	$U_{ko(lin)}$ [mV]	ΔU_{ko} [mV]
-1,0	-23,840	-23,791	-0,049	0,1	2,260	2,258	0,002
-0,9	-21,440	-21,423	-0,017	0,2	4,630	4,626	0,004
-0,8	-19,067	-19,055	-0,012	0,3	6,997	6,994	0,003
-0,7	-16,688	-16,687	-0,001	0,4	9,364	9,362	0,002
-0,6	-14,315	-14,319	0,004	0,5	11,730	11,730	0,000
-0,5	-11,939	-11,951	0,012	0,6	14,095	14,098	-0,003
-0,4	-9,568	-9,583	0,015	0,7	16,462	16,467	-0,005
-0,3	-7,197	-7,215	0,018	0,8	18,826	18,835	-0,009
-0,2	-4,821	-4,846	0,025	0,9	21,187	21,203	-0,016
-0,1	-2,450	-2,478	0,028	1,0	23,550	23,571	-0,021
0,0	-0,091	-0,110	0,019				

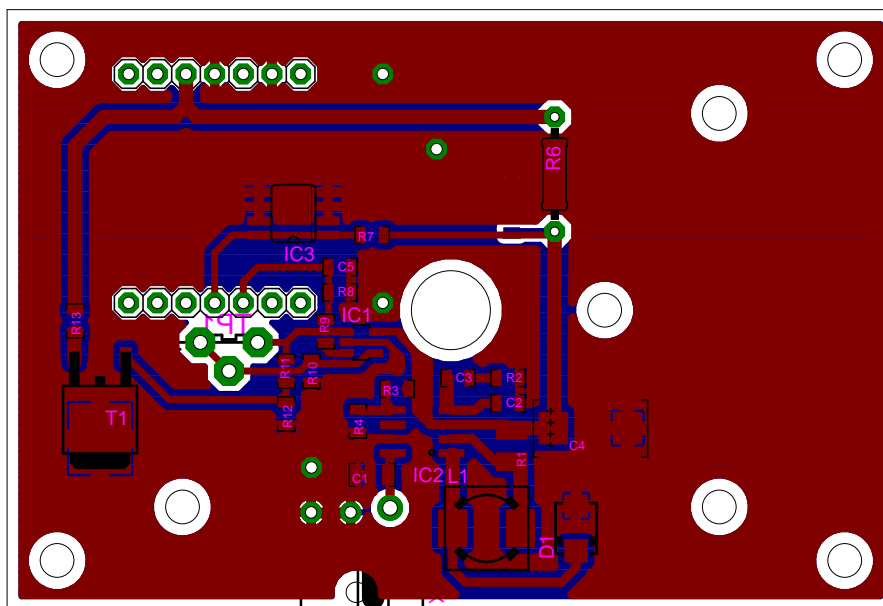
Tab. D.4: Hodnoty měření statické převodní charakteristiky na rozsahu $\pm 0,1$ °/s

Ω [°/s]	U_{ko} [mV]	$U_{ko(lin)}$ [mV]	ΔU_{ko} [mV]	Ω [°/s]	U_{ko} [mV]	$U_{ko(lin)}$ [mV]	ΔU_{ko} [mV]
-0,10	-2,444	-2,436	-0,008	0,01	0,140	0,140	0,000
-0,09	-2,208	-2,202	-0,006	0,02	0,368	0,374	-0,006
-0,08	-1,970	-1,967	-0,003	0,03	0,604	0,608	-0,004
-0,07	-1,733	-1,733	0,000	0,04	0,839	0,842	-0,003
-0,06	-1,497	-1,499	0,002	0,05	1,071	1,076	-0,005
-0,05	-1,258	-1,265	0,007	0,06	1,308	1,311	-0,003
-0,04	-1,026	-1,031	0,005	0,07	1,541	1,545	-0,004
-0,03	-0,789	-0,797	0,008	0,08	1,777	1,779	-0,002
-0,02	-0,556	-0,563	0,007	0,09	2,015	2,013	0,002
-0,01	-0,323	-0,328	0,005	0,10	2,252	2,247	0,005
0,00	-0,092	-0,094	0,002				

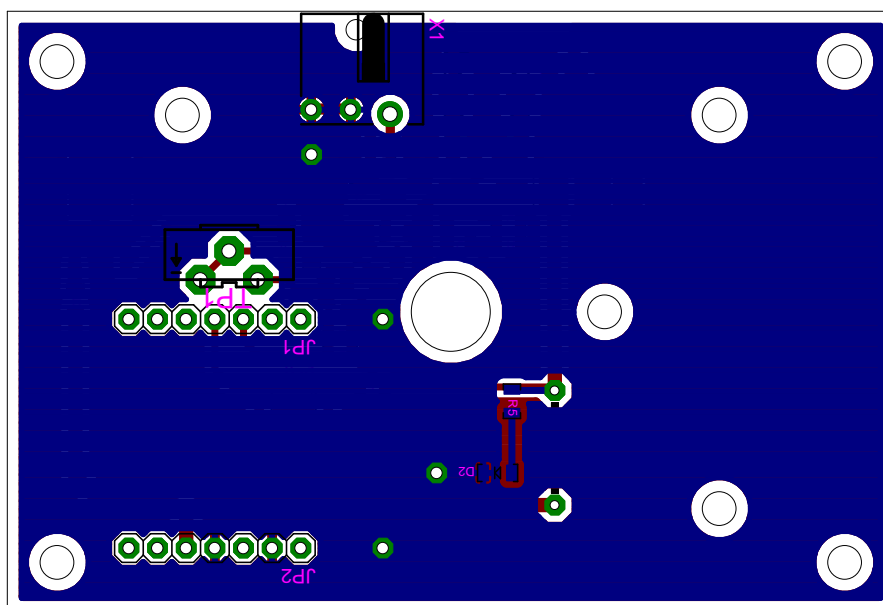
Tab. D.5: Hodnoty měření frekvenční charakteristiky

Nastavená amplituda $\Omega_{\text{ref}} = 1 \text{ }^\circ/\text{s}$				Nastavená amplituda $\Omega_{\text{ref}} = 0,2 \text{ }^\circ/\text{s}$			
f [Hz]	Ω_{max} [$^\circ/\text{s}$]	Ω_{min} [$^\circ/\text{s}$]	Ω_{mer} [$^\circ/\text{s}$]	f [Hz]	Ω_{max} [$^\circ/\text{s}$]	Ω_{min} [$^\circ/\text{s}$]	Ω_{mer} [$^\circ/\text{s}$]
10	1,05	-1,03	1,04	250	0,363	-0,367	0,365
15	1,05	-0,99	1,02	300	1,200	-1,180	1,190
20	1,02	-0,99	1,01	310	1,300	-1,290	1,295
25	1,00	-1,00	1,00	320	1,240	-1,240	1,240
30	1,00	-1,02	1,01	350	0,716	-0,700	0,708
40	1,02	-1,01	1,02	400	0,277	-0,287	0,282
55	1,02	-1,03	1,03	500	0,203	-0,214	0,209
75	1,13	-1,14	1,14	600	0,186	-0,193	0,190
100	1,20	-1,21	1,21	700	0,162	-0,173	0,168
130	1,34	-1,34	1,34	800	0,232	-0,226	0,229
160	1,51	-1,51	1,51	900	0,150	-0,160	0,155
200	1,96	-1,96	1,96	1000	0,154	-0,154	0,154

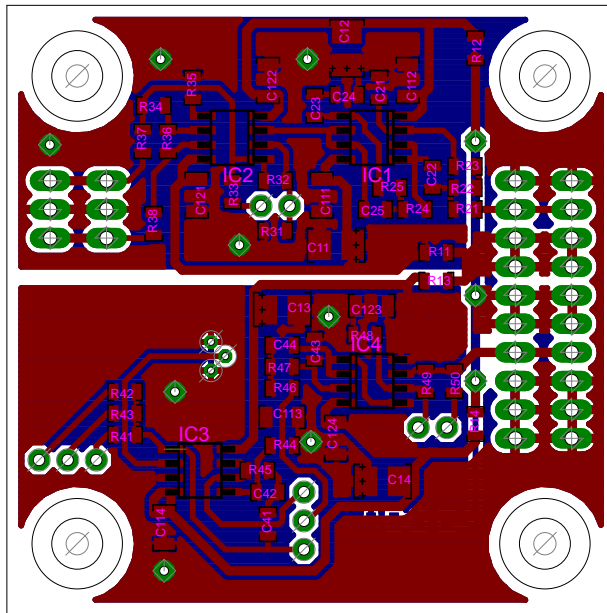
E NÁVRHY DESEK PLOŠNÝCH SPOJŮ



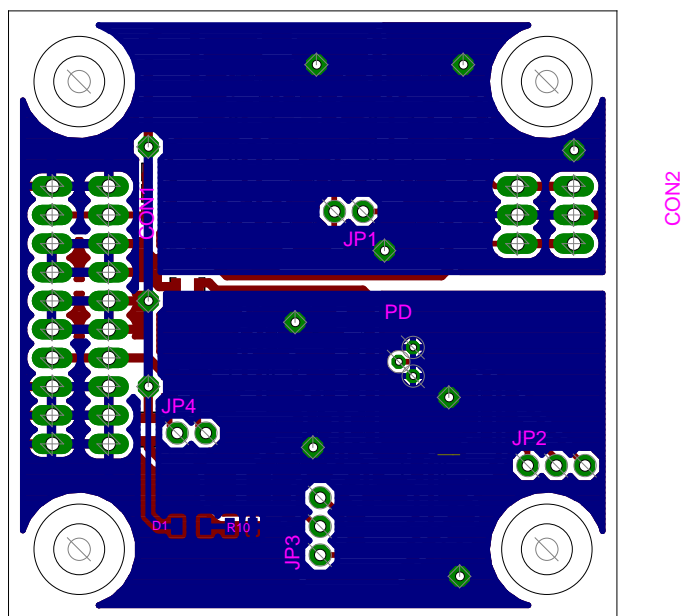
Obr. E.1: Výkres desky plošných spojů řídicího obvodu laserové diody - horní vrstva



Obr. E.2: Výkres desky plošných spojů řídicího obvodu laserové diody - dolní vrstva



Obr. E.3: Výkres desky plošných spojů jednotky předzpracování signálu - horní vrstva



Obr. E.4: Výkres desky plošných spojů jednotky předzpracování signálu - dolní vrstva

F INSTRUKČNÍ LIST

Následující text slouží jako souhrn nejnütnějších pokynů pro měření pomocí sestaveného I-FOG.

F.1 Připojení vodičů

I-FOG využívá symetrické napájení ± 15 a zpracování signálu pomocí NI PXI vybaveného modulem NI PXI-7854R. K tomuto modulu jsou připojeny signální vodiče pomocí I/O svorkovnice. Rozlišení a připojení vodičů shrnuje tabulka F.1.

Tab. F.1: Rozlišení a připojení vodičů I-FOG

Připojovací vodič		Připojení		
Kabel	Barva žíly	Význam	Svorka	Přístroj
Napájecí	modrá	GND	střed/GND	Zdroj
	bílá	nezapojen	 	
	hnědá	+ 15 V	+ 15 V	Zdroj
	černá	- 15 V	- 15 V	Zdroj
Signál VSTUP (zelené koncovky)	bílá	GND	21	PXI-7854R
	hnědá	signál	55	PXI-7854R
	černá	stínění	nezapojen	
Signál VÝSTUP (červené koncovky)	bílá	GND	34, 32, 31	PXI-7854R
	hnědá	signál	69, 66, 65	PXI-7854R
	černá	stínění	nezapojen	

Vodiče zemního potenciálu GND se nesmí vzájemně propojovat, jsou spojeny na elektronické jednotce I-FOG. K tomuto potenciálu je připojeno rovněž stínění signálních vodičů a na vnější straně se nesmí připojit. Signální vodiče výstupu z I-FOG jsou připojeny na nezávislé AO kanály modulu PXI-7854R.

Pro napájení lze použít zdroj s uzemněným středem nebo neuzemněným středem, v tomto případě nejsou obvody I-FOG spojeny se zemí. Všechny obvody jsou od ocelového šasi I-FOG elektricky odděleny. Pokud není dostupné napětí ± 15 V, lze použít i nižší, je však potřeba vzít v potaz úměrné omezení dynamického rozsahu. Napětí musí být vždy symetrické a nemělo by být nižší než ± 10 V.

F.2 Obsluha měřicího programu

Pro měření pomocí systému PXI byl vytvořen program v prostředí LabVIEW. K parametrizaci a zobrazování dat slouží vizualizační část programu, s jejímž spuštěním

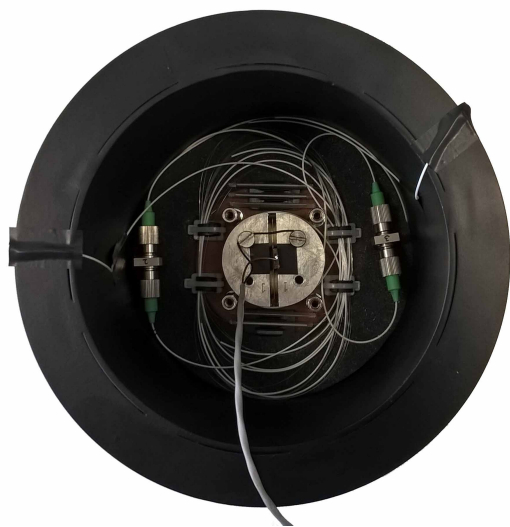
se zároveň spouští také program pro FPGA. Okno základní využívané varianty vizualizačního programu je na obr. C.8. Popis nejdůležitějších parametrů a zobrazovaných údajů shrnuje tabulka F.2.

Tab. F.2: Popis vizualizačního programu pro měření

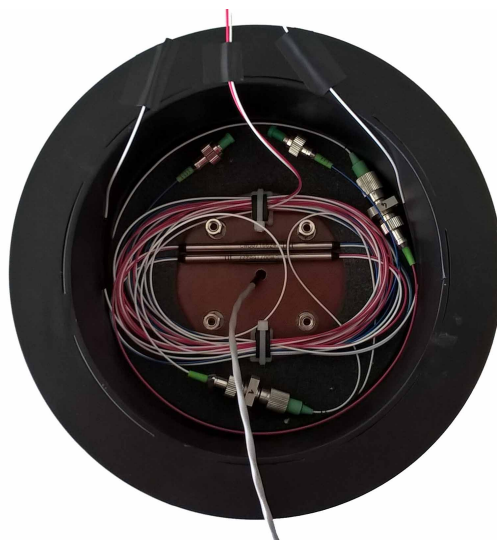
Prvek na panelu programu	Výchozí hodnota	Význam a funkce prvku
Nastavení sběru dat		
"Acquisition delay"		
"Common"	1733	Celkové zpoždění sběru dat oproti zahájení generování v taktech kmitočtu FPGA (120 MHz)
"DelayCH1"	1	Přídavné zpoždění kanálu 1 (není vhodné měnit)
"DelayCH2"	1	Přídavné zpoždění kanálu 2 (není vhodné měnit)
"DelayCH3"	0	Přídavné zpoždění kanálu 3 (není vhodné měnit)
Nastavení rozmítací modulace		
Primary modulation		
"Sine wave frequency (Hz)"	132k	Frekvence rozmítacího modulačního signálu (není vhodné měnit)
"Phase offset (deg)"	0	Stejnoseměrný posun napětí (není vhodné měnit)
"Amplitude (V)"	1,6	Amplituda rozmítacího napětí
Nastavení kompenzační modulace		
Secondary modulation		
"Sine wave frequency (Hz)"	87,9912k	Frekvence kompenzačního modulačního signálu (není vhodné měnit)
"Voltage offset (V)"	312	Posun počáteční fáze kompenzačního napětí vůči rozmítacímu
"Amplitude (V)"	0	Amplituda kompenzačního napětí (pouze v režimu otevřené smyčky)
Nastavení regulace		
Regulation		
"ClosedLoop"		Zapnutí regulace v otevřené smyčce
"N samples"	10	Počet průměrovaných vzorků při regulaci v otevřené smyčce

"PropGain"	0,0200195	Proporcionální zesílení regulátoru (není vhodné měnit)
"IntGain"	0,580078	Integrační zesílení regulátoru (není vhodné měnit)
"PI Reset"		Reset integrační složky regulátoru
"Amplif. (20x)"	OFF	Volit pouze při připojení zesilovače signálu modulátoru 20× (běžně není vhodné měnit)
"Reg. slow-down"	2	Násobek snížení akčního zásahu regulátoru pro vyšší stabilitu a delší časovou konstantu
"Umax [V]"	14	Maximální úroveň napětí vstupního signálu (při zapojení v DC režimu), slouží pouze jako údaj pro normalizaci regulační odchylky (běžně není vhodné měnit)
Sbíraná data		
"Acquired Samples per Reg. Cycle (raw) [V]"		Vizualizace dat vzorkování vstupních kanálů (CH1 - červený, CH2 - modrý, CH3 - zelený).
Regulační odchylka		
"Reg. Error (avg.) [V]"		Průběh regulační odchylky počítané z nastavených N vzorků (signál otevřené smyčky)
Měření úhlové rychlosti		
"Angular velocity (deg/s)"		Vizualizace průběhu úhlové rychlosti. Číselné hodnoty zobrazují aktuální údaj a průměrnou hodnotu z nastaveného počtu odběrů
Měření úhlové výchylky		
"Angular displacement (deg)"		Vizualizace průběhu úhlové výchylky. Číselné hodnoty zobrazují aktuální údaj a průměrnou hodnotu z nastaveného počtu odběrů. Hodnotu polohy lze resetovat.
Další		
"Elapsed Time (s)"		Udává uběhnutý čas od volitelného resetování

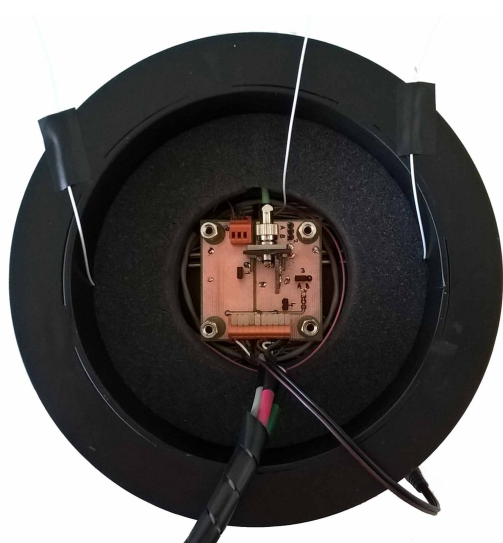
G FOTODOKUMENTACE



Obr. G.1: Sestavení I-FOG - uložení depolarizátoru a PZM



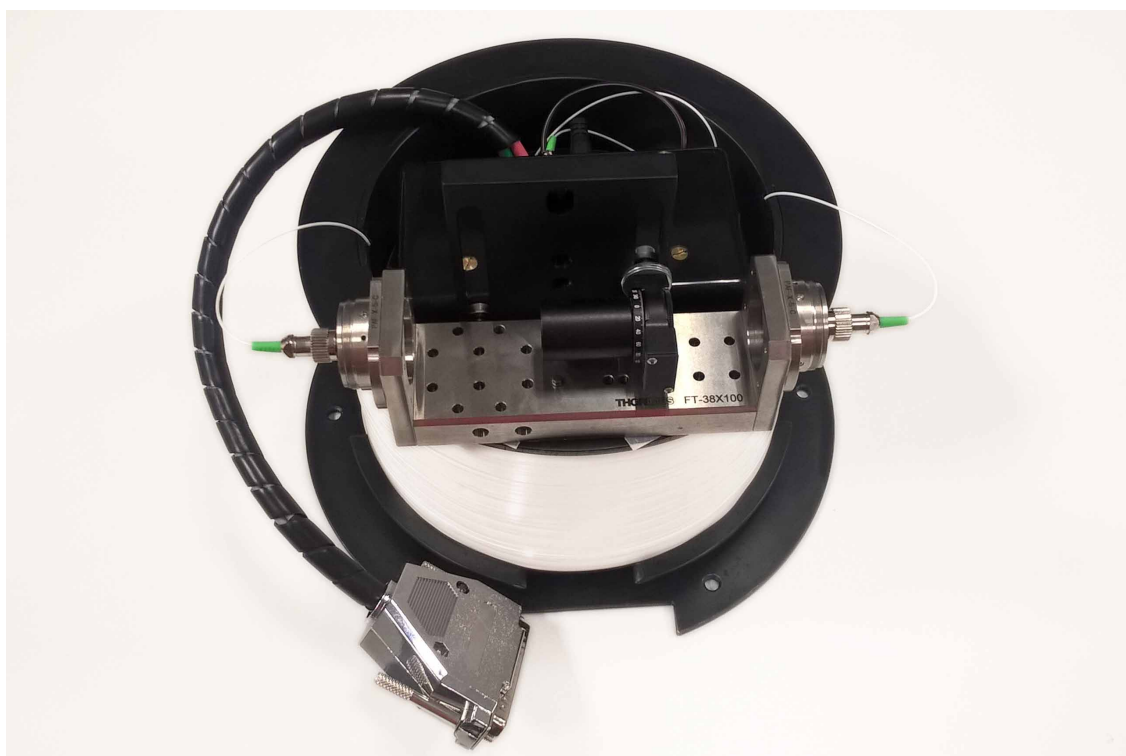
Obr. G.2: Sestavení I-FOG - uložení vazebních členů



Obr. G.3: Sestavení I-FOG - uchycení elektronické jednotky



Obr. G.4: Sestavení I-FOG - finální sestava



Obr. G.5: Finální podoba sestaveného I-FOG



Obr. G.6: Sestavený I-FOG na rotačním stolku RMS uvnitř klimatické komory