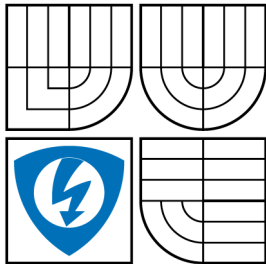


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND
COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

NÁVRH A IDENTIFIKACE ROZŠÍŘENÉHO MODELU MEMS GYROSKOPU

AN EXTENDED MODEL OF A MEMS GYROSCOPE: DESIGN AND
IDENTIFICATION

DISERTAČNÍ PRÁCE
PHD THESIS

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Ing. MARTIN VÁGNER

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. PETR BENEŠ, Ph.D.

BRNO 2015

ABSTRAKT

Práce se zabývá metodikou měření parametrů MEMS gyroskopů a stanovením vstupně-výstupního modelu. V úvodu je stručně rozebrán stávající přístup k modelování MEMS gyroskopů a určení jejich parametrů. Druhá část se podrobně věnuje metodice měření a identifikaci zdrojů nejistot, které ovlivňují odhad parametrů. V rámci metodiky měření jsou zdůrazněny kritické body a vliv jednotlivých zdrojů nejistot je ukázán na základě naměřených dat či simulací. Vlastnosti MEMS gyroskopů jsou prakticky demonstrovány na skupině různých typů snímačů. Výsledky ukazují významný vliv napájecího napětí na posun nuly gyroskopu a interního teplotního snímače. Tento jev může způsobit chybu srovnatelnou s teplotní závislostí či stochastickými vlastnostmi, ale není v literatuře popsán. Druhým jevem, který není stávajícími modely uvažován, je závislost širokopásmového šumu (ARW) na teplotě. Na základě těchto poznatků je v poslední části rozšířen běžně používaný model MEMS gyroskopu o závislost parametrů na napájecím napětí a závislost širokopásmového šumu na teplotě. Tvar modelu je zvolen s ohledem na jednoduché porovnání základních parametrů a v případě potřeby na snadné rozšíření o další vlivy.

KLÍČOVÁ SLOVA

MEMS, gyroskop, teplotní snímač, metodika měření, kalibrace, nejistota, model, posun nuly, převodní konstanta, širokopásmový šum, ARW, závislost na teplotě, závislost na napájecím napětí, rotační stůl, teplotní komora

ABSTRACT

The thesis is aimed on measurement and modeling of MEMS gyroscopes based on input-output characteristics. The first part briefs the state of the art. The second part is dedicated to measurement methodology. Critical points and sources of uncertainty are discussed and evaluated using measurements or simulations. The last part shows key characteristics of MEMS gyroscopes based on the survey of a group of different sensor types. The results have revealed significant influence of supply voltage that causes bias drift of the gyroscope and bias drift of the internal temperature sensor. The error can be comparable to temperature drift; however, this effect is not addressed in the literature. The second observed effect is temperature dependency of angle random walk. In the last part, a general model of a MEMS gyroscope is rewritten to reflect observed effects. Moreover, the structure is selected to be easily extendable and the coefficients are expressed to allow a comparison of nominal parameters of different sensors.

KEYWORDS

MEMS, gyroscope, temperature sensor, measurement, calibration, uncertainty, model, bias, scale factor, angle random walk, ARW, temperature, supply voltage, drift, rate table, thermal chamber

VÁGNER, Martin *Návrh a identifikace rozšířeného modelu MEMS gyroskopu*: disertační práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, 2015. 148 s. Vedoucí práce byl doc. Ing. Petr Beneš, Ph.D.

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že svou doktorskou práci na téma „Návrh a identifikace rozšířeného modelu MEMS gyroskopu“ jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího doktorské práce, s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené doktorské práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této doktorské práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 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.

Brno

.....

(podpis autora)

PODĚKOVÁNÍ

Děkuji svému vedoucímu Petru Benešovi za cenné odborné rady a zkušenosti, které přispěly k řešení této práce, ale především značně prohloubily mé znalosti v oblasti snímačů a měření. Dále děkuji za zajištění vhodného pracovního prostředí a prostředků, které jsou nutné pro výzkum v oblasti měření parametrů MEMS gyroskopů.

V neposlední řadě děkuji všem zúčastněným za morální podporu a trpělivost, protože zpracování disertační práce vyžaduje velké množství odhodlání a hlavně času, který by šel často využít lépe.

OBSAH

1	Úvod	9
1.1	Využití gyroskopů	10
1.1.1	Inerciální navigace	10
1.1.2	Integrované navigační systémy	13
1.1.3	Gyro compassing	14
2	MEMS gyroskopy	15
2.1	Výrobní technologie	16
2.1.1	Objemové mikroobrábění	16
2.1.2	Povrchové mikroobrábění	17
2.1.3	Materiály	17
2.1.4	Propojení mechanické struktury a elektroniky	18
2.1.5	Zapouzdření	19
2.2	MEMS gyroskopy s vibrující hmotou	21
2.2.1	Ladička (Tuning Fork Gyroscope)	24
2.2.2	Motýl (Butterfly Gyroscope)	26
2.2.3	Prstenec (Vibrating Ring Gyroscope)	26
3	Stávající stav	27
3.1	Systémový model snímače	27
3.2	Fyzikální model	28
3.2.1	Nelinearita	29
3.3	Model okolních vlivů	30
3.3.1	Teplota	30
3.3.2	Lineární zrychlení	31
3.3.3	Magnetické pole	32
3.4	Model stochastických vlastností	32
3.4.1	Opakovatelnost	33
3.4.2	Širokopásmový šum	34
3.4.3	Nestabilita nuly	35
3.4.4	Kvantizační šum	37
3.5	Testování gyroskopů	37
4	Cíle	39
5	Testování MEMS gyroskopů	40
5.1	Vzorky	40
5.1.1	Desky plošných spojů pro gyroskopy	40

5.1.2	Přípravky	41
5.2	Metodika měření	43
5.2.1	Statická převodní charakteristika	43
5.2.2	Frekvenční charakteristika	46
5.2.3	Teplotní charakteristika	48
5.2.4	Závislost na napájecím napětí	51
5.2.5	Stochastické vlastnosti	52
5.3	Zdroje nejistot	58
5.3.1	Vliv rotačního stolu	58
5.3.2	Vliv rotace Země	63
5.3.3	Vliv uchycení	65
5.3.4	Vliv měřicího přístroje	68
5.3.5	Vliv teploty	72
5.3.6	Vliv stochastických vlastností gyroskopu	75
6	Model MEMS gyroskopu	77
6.1	Teplotní snímač v MEMS gyroskopu	77
6.1.1	Převodní charakteristika	77
6.1.2	Závislost na napájecím napětí	79
6.2	Statická převodní charakteristika	81
6.2.1	Chyba linearity	82
6.2.2	Závislost na teplotě	86
6.2.3	Závislost na napájecím napětí	91
6.3	Dynamické vlastnosti	92
6.4	Stochastické vlastnosti	94
6.5	Architektura modelu	98
7	Závěr	102
	Literatura	106
A	Naměřená data	112
B	Konverze jednotek	132
C	Průzkum trhu	133
D	Výkresy	137

SEZNAM OBRÁZKŮ

1.1	Inerciální navigační jednotka z programu Apollo [60]	11
1.2	Princip strapdown inerciální navigace (vzhledem k Zemi)	12
1.3	Princip integrovaného navigačního systému [39]	14
2.1	Technologie úplné integrace MEMS struktury a CMOS elektroniky [35]	18
2.2	Technologie aktivního zapouzdření firmy Inven Sense [20]	19
2.3	Tradiční technologie spojení MEMS a CMOS struktur [20]	20
2.4	Rezonátor se dvěma stupni volnosti	21
2.5	Blokové schéma mechanické části	22
2.6	Zjednodušené blokové schéma MEMS gyroskopu s otevřenou smyčkou	23
2.7	Zesilovače pro kapacitní snímače [33]	24
2.8	Draper Tuning Fork Gyroscope [13]	25
2.9	Struktura typu motýl [14]	25
2.10	Struktura typu prstenec [15]	25
3.1	Systémový model snímače [8]	28
3.2	Model náhodné konstanty	34
3.3	Model Gauss-Markovova procesu 1. řádu	36
3.4	Model RW procesu	36
3.5	Autoregresní model [61]	37
5.1	Unifikovaná deska (2:1)	41
5.2	Deska rotačního stolu RMS SDL1401 Ø120 mm [70]	42
5.3	Průběh úhlové rychlosti při testování na RS	44
5.4	Zdánlivá chyba linearity (lineární trend 1% z rozsahu)	45
5.5	Rušení signálů na rotačním konektoru SDL1401 (jehlové impulzy)	45
5.6	Signál/šum v časové oblasti při měření frekvenční charakteristiky	47
5.7	Časová konstanta pro ustálení teploty vzorku	50
5.8	Posloupnost napájecího napětí	51
5.9	Překrývání skupin při výpočtu Allanovy odchylky	53
5.10	Vliv překrývání skupin na výsledek Allanovy odchylky	53
5.11	Nejistota výsledku Allanovy odchylky	54
5.12	Allanova odchylka - rušení z napájecího zdroje	55
5.13	Vliv šířky pásma gyroskopu na Allanovu křivku (DP 50 Hz@100 dB/dec)	55
5.14	Kývání osy rotačního stolu	59
5.15	Maximální chyba vlivem kývání osy	60
5.16	Příklad chyby rotačního stolu ($\delta_R = 0.001\%$)	61
5.17	Nejistota chyby linearity vlivem nepřesnosti RS ($\delta_R = 0.001\%$, $N = 10^6$)	62

5.18	Závislost nejistoty na počtu otáček rotačního stolu a rozložení měřicích bodů	63
5.19	Vliv rotace Země (a) zeměpisná šířka (b) orientace sever-jih	64
5.20	Kolmost desky rotačního stolu	65
5.21	Kolmost a rovnoběžnost přípravku	66
5.22	Vliv umístění gyroskopu na RS	67
5.23	Typické konfigurace výstupů a jejich propojení s A/D převodníkem (a) unipolární (b) unipolární s vyvedenou referencí (c) poměrový výstup	68
5.24	Vliv přesnosti měřicího přístroje na nejistotu parametrů gyroskopu (IDG500, $k = 2 \text{ mV}/^\circ/\text{s}$, $b = 1.35 \text{ V}$, $\pm 500^\circ/\text{s}$)	70
5.25	Vliv přesnosti měřicího přístroje na nejistotu chyby linearity (IDG500, $k = 2 \text{ mV}/^\circ/\text{s}$, $b = 1.35 \text{ V}$, $\pm 500^\circ/\text{s}$)	71
5.26	Stochastické vlastnosti měřicích přístrojů	72
5.27	Průběh teploty v klimatizované laboratoři (7 dnů)	73
5.28	Allanova odchylka pro harmonický signál [8]	74
5.29	Vliv teploty na odhad Allanovy odchylky	75
5.30	Allanova odchylka pro naměřená a simulovaná data (ADXRS610)	76
5.31	Vliv stochastických vlastností	76
6.1	Nelinearita snímače teploty v MEMS gyroskopech	78
6.2	Citlivost teplotního snímače na změnu napájecího napětí (ADXRS613)	80
6.3	Odezva teplotního snímače na 10 mV skok napájecího napětí (ADXRS613)	80
6.4	Nelinearita způsobená snímacím kondenzátorem	83
6.5	Aproximace chyby linearity MEMS gyroskopů	85
6.6	Opakovatelnost parametrů ADXRS610 při cyklování teploty	88
6.7	Teplotní hystereze gyroskopu IDG1215	90
6.8	Frekvenční charakteristika	93
6.9	Allanova odchylka MEMS gyroskopů (25°C)	95
6.10	Relativní změna ARW v závislosti na teplotě	96
6.11	Amplitudové spektrum gyroskopu SAR150-100 v závislosti na teplotě	97
6.12	Varianty integrace chyby linearity do modelu	99
6.13	Model teplotního snímače MEMS gyroskopu	100
A.1	Chyba linearity (ADXRS300)	112
A.2	Chyba linearity (ADXRS610)	112
A.3	Chyba linearity (ADXRS613)	113
A.4	Chyba linearity (ADXRS642 #0)	113
A.5	Chyba linearity (ADXRS642 #1)	113
A.6	Chyba linearity (ADXRS642 #2)	114
A.7	Chyba linearity (ADXRS649 #0)	114
A.8	Chyba linearity (ADXRS649 #1)	114

A.9	Chyba linearity (ADXRS649 #2)	115
A.10	Chyba linearity ADXRS450	115
A.11	Chyba linearity (SAR150-100)	115
A.12	Chyba linearity (SAR150-250)	116
A.13	Chyba linearity (LISY300)	116
A.14	Chyba linearity (MLX90609N2)	116
A.15	Teplota: posun nuly (ADXRS300, ADXRS450, ADXRS610)	117
A.16	Teplota: posun nuly (ADXRS613, LISY300AL, MLX90609N2)	117
A.17	Teplota: posun nuly (ADXRS642)	117
A.18	Teplota: posun nuly (ADXRS649)	118
A.19	Teplota: posun nuly (SAR150-100, SAR150-250)	118
A.20	Teplota: převodní konstanta (ADXRS300, ADXRS610, ADXRS613)	118
A.21	Teplota: převodní konstanta (LISY300AL, MLX90609N2)	119
A.22	Teplota: převodní konstanta (ADXRS642)	119
A.23	Teplota: převodní konstanta (ADXRS649)	119
A.24	Teplota: převodní konstanta (ADXRS450)	120
A.25	Teplota: převodní konstanta (SAR150-100, SAR150-250)	120
A.26	Teplotní hystereze IDG500	121
A.27	Citlivost na napájecí napětí (ADXRS300)	122
A.28	Citlivost na napájecí napětí (ADXRS610)	122
A.29	Citlivost na napájecí napětí (ADXRS613)	123
A.30	Citlivost na napájecí napětí (ADXRS642 #0)	123
A.31	Citlivost na napájecí napětí (ADXRS642 #1)	124
A.32	Citlivost na napájecí napětí (ADXRS642 #2)	124
A.33	Citlivost na napájecí napětí (ADXRS649 #0)	125
A.34	Citlivost na napájecí napětí (ADXRS649 #1)	125
A.35	Citlivost na napájecí napětí (ADXRS649 #2)	126
A.36	Citlivost na napájecí napětí (LISY300AL)	126
A.37	Citlivost na napájecí napětí (MLX90609N2)	127
A.38	Citlivost na napájecí napětí (ADXRS450)	127
A.39	Závislost ARW na teplotě (ADXRS610)	128
A.40	Závislost ARW na teplotě (ADXRS613)	128
A.41	Závislost ARW na teplotě (ADXRS642 #0)	129
A.42	Závislost ARW na teplotě (ADXRS642 #1)	129
A.43	Závislost ARW na teplotě (ADXRS642 #2)	130
A.44	Závislost ARW na teplotě (SAR150-100)	130
A.45	Závislost ARW na teplotě (SAR150-250)	131
A.46	Závislost ARW na teplotě (ADXRS450)	131
D.1	Univerzální DPS pro různé typy gyroskopů (1.5:1)	137

D.2	Schéma univerzální DPS pro gyroskopy Analog Devices (BGA32)	138
D.3	Schéma univerzální DPS pro gyroskopy Analog Devices (LCCV)	139
D.4	Schéma univerzální DPS pro gyroskopy Inven Sense (QNF24)	140
D.5	Schéma univerzální DPS pro gyroskopy Inven Sense (QNF28)	141
D.6	Schéma univerzální DPS pro gyroskopy Melexis (MLX90609)	142
D.7	Schéma univerzální DPS pro gyroskopy Sensoror (SAR150)	143
D.8	Schéma univerzální DPS pro gyroskopy ST Microelectronics (LGA16)	144
D.9	Schéma univerzální DPS pro gyroskopy ST Microelectronics (LGA28)	145
D.10	Schéma univerzální DPS pro gyroskopy ST Microelectronics (LISY300)	146
D.11	Redukce pro rovnoběžné uchycení gyroskopu	147
D.12	Redukce pro kolmé uchycení gyroskopu	148

SEZNAM TABULEK

2.1	Přehled výrobců MEMS gyroskopů	15
5.1	Přesnost měřicích přístrojů	69
6.1	Parametry teplotních snímačů v MEMS gyroskopech	78
6.2	Citlivost teplotních snímačů na změnu napájecího napětí	80
6.3	Základní parametry gyroskopů	81
6.4	Aproximace nelinearity	84
6.5	Změna parametrů v teplotním rozsahu -40 až +80°C	87
6.6	Chyba aproximace závislosti posunu nuly a převodní konstanty na teplotě	89
6.7	Závislost posunu nuly a převodní konstanty na napájecím napětí (lineární aproximace)	92
B.1	Převod různých jednotek na ARW	132

SEZNAM PŘÍLOH

A	Naměřená data	112
B	Konverze jednotek	132
C	Průzkum trhu	133
D	Výkresy	137

SEZNAM SYMBOLŮ, VELIČIN A ZKRATEK

AD	Allan Deviation
A/D	Analogově-digitální
AGC	Automatic Gain Control
AR	Auto Regressive
ARW	Angle Random Walk
BI	Bias Instability
BW	Bandwidth
CAS	Cross Axis Sensitivity
DMM	Digital Multimeter
DOF	Degree of Freedom
DPS	deska plošných spojů
DRIE	Deep reactive ion etching
EKF	Extended Kalman Filter
GM	Gauss-Markov
GNSS	Global Navigation Satellite System
GS	g-sensitivity
IF	Interface
IFOG	Interferometric Fiber Optic Gyroscope
INS	Inertial Navigation System
IPG	In-plane gyroscope
KF	Kalman Filter
MC	Monte Carlo
MEMS	Micro electro mechanical system
MNČ	Metoda nejmenších čtverců

NL Nelinearita
NRSE Nonreferenced Single-ended
OPG Out-of-plane gyroscope
PLL Phase Locked Loop
PSD Power Spectral Density
PTAT Proportional To Absolute Temperature
QMEMS Quartz MEMS
RIE Reactive Ion Etching
RFOG Resonance Fiber Optic Gyroscope
RLG Ring Laser Gyroscope
RMS Root Mean Square
RRW Rate Random Walk
RS Rotační stůl
RW Random Walk
SOG Silicon on glass
TFG Tuning fork gyroscope
VCO Voltage Controlled Oscillator
VZ Vzorek

1 ÚVOD

K měření úhlové rychlosti se stále více prosazují snímače vyrobené technologií MEMS. Vývoj MEMS snímačů úhlové rychlosti založených na mikroobrábění křemíku sahá do roku 1984, kdy byl zahájen výzkum v Draper Laboratory [17]. V roce 1991 byl publikován první funkční návrh [16], který využíval vibrující hmotu se dvěma stupni volnosti pro torzní kmity. Buzení a snímání kmitů bylo vyřešeno pomocí kapacitních aktuátorů a snímačů ve zpětnovazebním režimu. Tento snímač dovoľoval detekovat nejmenší úhlovou rychlost $3^\circ/\text{s}$ při šířce pásma 1 Hz. Návrh byl následně přepracován a vznikl tzv. „tuning fork gyroscope“, který byl patentován v roce 1994 [13]. Oproti původnímu řešení obsahuje dvě pohyblivé hmoty, které konají lineární pohyb. Z těchto prací vyšla celá řada modifikovaných návrhů založených na stejném principu využití účinků Coriolisovy síly na vibrující strukturu. Hlavním cílem je potlačení parazitních vlivů, snížení šumu a nestability.

V oblasti inerciální navigace v současné době dominují optické gyroskopy, jejichž základní typy jsou RLG (Ring Laser Gyroscope), RFOG (Resonance Fiber Optic Gyroscope) a IFOG (Interferometric Fiber Optic Gyroscope). První dvě skupiny pracují na principu optického rezonátoru s kruhovým uspořádáním, jehož frekvence závisí na úhlové rychlosti. V případě RLG tvoří rezonátor dutina se zrcadly a u RFOG jej tvoří optické vlákno. Gyroskop typu IFOG využívá Sagnacova jevu, kdy v optickém vlákně navinutém do kruhu dochází k fázovému posuvu mezi dvěma signály šířícími se opačným směrem, koná-li vlákno rotační pohyb. Fázový posun je úměrný úhlové rychlosti. Optické gyroskopy vynikají vysokou stabilitou a nízkým šumem. Hlavními nevýhodami jsou vysoká cena, náročná výroba a omezená možnost miniaturizace.

Naproti tomu MEMS gyroskopy vynikají miniaturními rozměry, malou hmotností, nízkou spotřebou energie, snadnou výrobou ve velkých sériích a tak i příznivou cenou. Tyto vlastnosti je činí ideálními pro oblast inerciální navigace, ale v současné době jejich parametry nedosahují kvalit optických gyroskopů. Jedním z klíčových faktorů jsou výrobní tolerance MEMS technologií, které nedovolují vytvořit ideální mechanickou strukturu. Většina návrhů využívá symetrických topologií, které potlačují citlivost na parazitní vlivy jako jsou teplota, vibrace a mechanické napětí. Z důvodu výrobních nepřesností dochází k porušení symetrie a tak k citlivosti na tyto vlivy. MEMS technologie dále klade extrémní nároky na elektroniku, protože musí dokázat vyhodnotit mechanický pohyb v řádu 10^{-10} m, který v případě kapacitních snímačů v MEMS gyroskopech odpovídá změně v řádu 10^{-16} F [12]. Výrobní tolerance dále způsobují rozptyl klíčových parametrů jako například převodní konstanta snímače.

K dosažení nejlepších výsledků je pro uživatele nutné implementovat dodatečné kompenzační a filtrační metody. Pro jejich úspěšné nasazení je nezbytný co nejpřesnější model snímače a jeho parametry, které se získají během procesu kalibrace. Problémem zůstává nedostatek informací ze strany výrobce, případně jejich velká nejistota. Katalogové listy obvykle uvádějí pouze základní parametry s tolerancí řádově $\pm 10\%$. Dalším problémem je, že metodika pro měření a charakterizace MEMS gyroskopů není v současné době dostatečně sjednocena. V důsledku toho jsou vlastnosti snímačů v dokumentaci různých výrobců uváděny za rozdílných podmínek a metodika jejich měření není ve většině případů zveřejněna. Přímé srovnání snímačů různých výrobců pak není většinou možné a nezbyvá než provést srovnávací měření za stejných podmínek.

V oblasti modelování MEMS gyroskopů byla publikována celá řada prací (viz. kapitola 3), které se zaměřují na modelování nejdůležitějších parametrů, ale často jsou opomíjeny podmínky, za kterých lze model použít. V důsledku toho bývá podrobný model jediného parametru degradován změnou pracovního bodu snímače, protože nejsou zohledněny vazby na jiné vstupní veličiny.

1.1 Využití gyroskopů

MEMS gyroskopy jsou dnes díky nízké ceně často využívány ve spotřební elektronice. Příklady tvoří dálkově řízené modely, mobilní telefony, herní ovladače nebo sledování pohybu hlavy u brýlí virtuální reality. Dalším odvětvím je automobilový průmysl, kde se MEMS gyroskopy používají v systémech elektronické stabilizace vozidel či pro detekci převrácení. V průmyslu lze gyroskopy uplatnit pro stabilizaci plošin nebo k měření úhlové rychlosti.

Plnému rozšíření MEMS snímačů v oblasti inerciální navigace brání nedostatečné parametry, které omezují integritu navigačního řešení na krátký časový interval. Nicméně zastoupení MEMS gyroskopů stále narůstá díky vývoji této technologie a stále vyššímu důrazu na snižování ceny. Klíčovou roli hraje mobilní robotika, která v současné době zaznamenává velký růst. Do této oblasti spadají například bezpilotní drony používané především pro inspekci nepřístupných míst (vysílače, stožáry vysokého napětí, budovy).

1.1.1 Inerciální navigace

Metoda inerciální navigace vychází z druhého Newtonova pohybového zákona, který říká, že zrychlení tělesa v inerciální vztažné soustavě je přímo úměrné výslednici sil

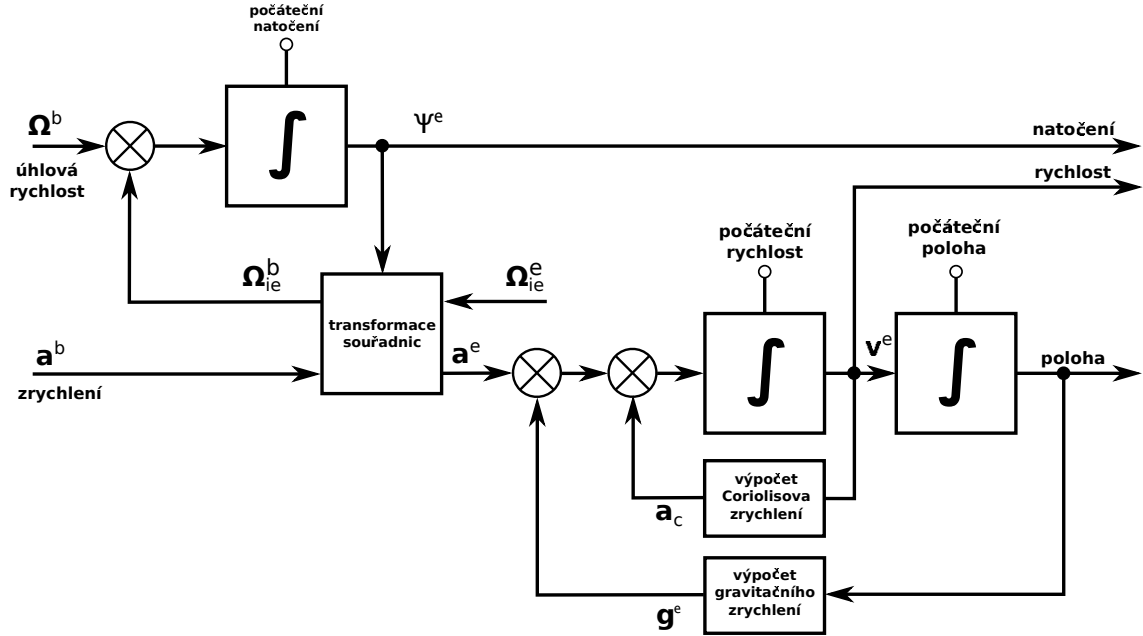
působících na těleso a nepřímo úměrné jeho hmotnosti. Sledováním silového působení referenčního hmotného tělesa tak můžeme určit velikost zrychlení, kterému je vystaveno, čehož využívají snímače zrychlení - akcelerometry. Ze známých vztahů mezi zrychlením, rychlostí a polohou pak můžeme z průběhu zrychlení v čase určit integrací rychlost a polohu přičemž podmínkou je znalost počátečních podmínek. Složky zrychlení však musí být určeny vzhledem k navigačnímu rámu (vztažné soustavě), což lze řešit dvěma základními přístupy: INS s gyroskopicky stabilizovanou plošinou a tzv. „strapdown“ INS.

INS s gyroskopicky stabilizovanou plošinou [38, 39] je vývojově starším principem, který využívaly např. mise Apollo (obr. 1.1). Stabilizovaná plošina udržuje akcelerometry neustále orientované souhlasně s navigačním rámem, což vyžaduje nákladné konstrukční řešení. Stabilizaci zajišťuje buď mechanický setrvačnick, nebo zpětnovazební systém se snímači úhlové rychlosti. Tento typ INS se vyznačuje lepší dlouhodobou stabilitou, ale obvykle horšími dynamickými vlastnostmi, většími rozměry, vyšší spotřebou a cenou.



Obr. 1.1: Inerciální navigační jednotka z programu Apollo [60]

U strapdown metody [38, 41, 39, 40] jsou akcelerometry pevně spojeny s rámem stroje (letadlo, robot, ...), a tak INS neobsahuje velké pohyblivé mechanické prvky. Zrychlení snímaná akcelerometry proto musí být nejprve transformována do navigačního rámu a teprve potom provedena jejich integrace. Informaci o natočení vzhledem k navigačnímu rámu udržuje INS pouze virtuálně na základě údajů z gyroskopů. Oproti systému se stabilizovanou platformou je tedy navíc nutná další integrace, kterou se z úhlové rychlosti určí natočení. Z hlediska zarovnání INS je



Obr. 1.2: Princip strapdown inerciální navigace (vzhledem k Zemi)

opět nutné znát počáteční natočení.

Blokové schéma inerciální navigace ve strapdown konfiguraci se nachází na obr. 1.2. Úhlová rychlost snímaná gyroskopy ve třech osách se nejdříve koriguje o rotaci Země, kterou je nutné přepočítat v závislosti na natočení do souřadného systému stroje. Korigovaná úhlová rychlost se následně integruje a výsledkem je nové natočení vzhledem k navigačnímu rámu. Informace o natočení dále slouží k transformaci zrychlení mezi souřadným systémem stroje a souřadným systémem navigačního rámu. Zde se zrychlení nejdříve koriguje o gravitační a Coriolisovo zrychlení a nakonec dochází k dvojité integraci, jejímž výsledkem je rychlost a následně poloha.

Z blokového schématu je jasně patrný vliv chyb inerciálních snímačů. Aditivní chyba b_Ω (posun nuly) gyroskopu vstupující do INS systému s úhlovou rychlostí Ω^b způsobí během integrace lineárně narůstající chybu natočení [40]:

$$\delta_\Psi = \int b_\Omega dt = b_\Omega t \quad (1.1)$$

Multiplikativní chyba (chyba citlivosti) gyroskopu má menší vliv, protože závisí na velikosti úhlové rychlosti a v typických situacích se úhlová rychlost pohybuje v okolí nuly. Obdobný efekt mají chyby akcelerometrů na odhad rychlosti a chyba polohy je navíc umocněna další integrací.

Gyroskopy mají nepřímý vliv na chybu polohy, protože nesprávný odhad natočení způsobí špatnou korekci gravitačního zrychlení. Chyba rychlosti pak narůstá s

druhou mocninou času [40]:

$$\delta_v = \int a dt = \int b_\Omega t dt = \frac{1}{2} b_\Omega g t^2 \quad (1.2)$$

Další integrace způsobí, že chyba polohy roste s třetí mocninou času [40]:

$$\delta_p = \int v dt = \iint \frac{1}{2} g b_\Omega t^2 dt = \frac{1}{6} b_\Omega g t^3 \quad (1.3)$$

Tento efekt tvoří obvykle nejvýznamnější složku, protože chyby akcelerometrů jsou ve srovnání se špatně vykompenzovaným gravitačním zrychlením zanedbatelné. Pro inerciální navigaci jsou tedy nejkritičtější parametry gyroskopů a konkrétně parametry způsobující aditivní chyby.

1.1.2 Integrované navigační systémy

Jelikož chyba inerciální navigace není v čase ohraničena, používají se často další snímače a systémy [41, 39, 40], které doplňují INS a zpřesňují výsledné navigační řešení (INS aiding). Nejčastěji používané snímače jsou barometrický výškoměr (odhad nadmořské výšky a vertikální rychlosti), magnetometr (odhad natočení), globální navigační satelitní systém a v letectví dále informace z letového počítače či radiomajáků.

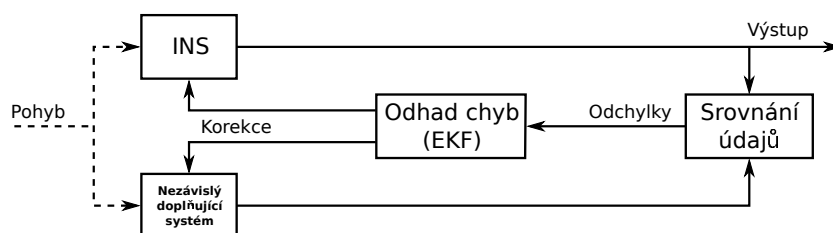
Zde vzniká potřeba sloučit dodatečné informace s navigačním řešením z INS, což přináší řadu problémů. Informace z dodatečných systémů mají často jinou periodu vzorkování, musí být nejdříve přepočteny na údaje srovnatelné s výstupem INS (tento vztah bývá nelineární), jsou zatíženy šumem a v neposlední řadě musí být každé informaci přidělena váha, která vyjadřuje její přesnost.

V současnosti nejrozšířenější řešení pro fúzi dat z navigačních systémů využívá principu Kalmanova filtru [41, 39, 40]. Kalmanův filtr (KF) splňuje většinu podmínek požadovaných pro fúzi navigačních dat, ale vzhledem k značné nelinearitě transformace mezi souřadnými systémy musí být aplikována jeho varianta založená na linearizaci systému v okolí pracovního bodu, která je známá jako rozšířený Kalmanův filtr (EKF). Oproti variantě pro lineární systémy EKF již nepřináší nejlepší odhad (z hlediska kvadrátů odchylek) a navíc může dojít k nestabilitě v případě velké odchylky od lineární náhrady, ale pro navigaci je výhodná relativně jednoduchá implementace a nízká výpočetní náročnost. KF bývá navíc často použit i pro výpočet navigačního řešení INS, a tak mohou být obě funkce sloučeny do jednoho výpočetního celku.

Další možností jsou tzv. částicové filtry [40], které vychází z metody Monte Carlo (MC). Stejně jako EKF se tato metoda hodí pro řešení nelineárních systémů, ale na

rozdíl od EKF nevyžaduje Gausovské rozložení náhodných jevů, což je jedna z hlavních výhod. Mezi nevýhody patří především vyšší výpočetní náročnost a nemožnost nasazení v aplikacích, které vyžadují certifikaci (letectví, automobilový průmysl).

Základní princip integrovaného navigačního systému se nachází na obrázku (1.3). Výstupy z INS a doplňujících systémů jsou navzájem srovnány a tak vyčísleny odchylky, které jsou vstupem pro EKF. Úkolem filtru je odhadnout aktuální chyby snímačů na základě naměřených odchylek a známých modelů chyb snímačů. Odhad chyb se následně vede zpět do jednotlivých navigačních systémů a je použit k jejich korekci.



Obr. 1.3: Princip integrovaného navigačního systému [39]

1.1.3 Gyro compassing

Další navigační techniku představuje tzv. „gyro compassing“, což je metoda určení spojnice sever-jih pomocí gyroskopu, kterou využívají inerciální navigační systémy ve fázi inicializace k určení počátečních podmínek. Princip spočívá v detekci vektoru rotace Země vzhledem ke vztažné soustavě navigačního systému, čímž lze určit dva úhly natočení v pravoúhlém souřadném systému.

V zásadě se tedy jedná o měření úhlové rychlosti ve třech navzájem kolmých osách. Jelikož rotace Země probíhá s úhlovou rychlostí $\approx 15^\circ/\text{h}$, vyžaduje tato metoda gyroskop s vysokým rozlišením a stabilitou parametrů. Chyby gyroskopů musí být proto maximálně potlačeny, čehož lze dosáhnout použitím vhodného modelu pro kompenzaci parazitních vlivů.

2 MEMS GYROSKOPY

V úvodu byly zmíněny pouze MEMS gyroskopy s vibrující hmotou, ale existují i jiné principy jako MEMS-RLG [6] či MOEMS gyroskop [5]. V těchto případech se jedná o optické MEMS gyroskopy, ale jejich hlavním omezujícím faktorem je výstřelový šum fotodetektoru, a proto jsou v současné době pouze ve fázi výzkumu bez reálného produktu. Další skupinu tvoří MEMS gyroskopy založené na termálních účincích [3, 4]. Jejich hlavní výhoda spočívá v odolnosti proti šokům, ale problémem zůstává velmi malá šířka pásma.

V současnosti se na trhu setkáme pouze s MEMS gyroskopy založenými na principu vibrující hmoty. Přehled jejich výrobců uvádí tabulka 2.1 včetně hrubých rysů výrobních technologií a použitých struktur. Výrobní technologie a nejběžnější struktury budou pro účely této práce dále popsány jen stručně. Podrobný popis MEMS technologií uvádí například prameny [31, 32] a konkrétně na MEMS gyroskopy se zaměřují zdroje [33, 34]. Průzkum trhu MEMS gyroskopů se nachází v příloze C.

Tab. 2.1: Přehled výrobců MEMS gyroskopů

Výrobce	Technologie	Typ struktury	Poznámka
Analog Devices	CMOS+iMEMS, poly-Si, povrchová	OPG TFG (1x, 2x) atm. tlak	[12]
Bosch	poly-Si, povrchová	OPG, TFG	[2]
Epson	QMEMS, křemen, objemová	OPG	[1]
Gladiator Technologies	?	?	
Honeywell	SOG	OPG/IPG, TFG	[13, 17]
Imego	Si, objemová	IPG, butterfly	[19, 18]
Inven Sense	CMOS+MEMS, povrchová	OPG/IPG, TFG	[20, 21]
Kionix	Si, DRIE, objemová	?	
Maxim Integrated	Si, povrchová	IPG, OPG	[22]
Melexis	mono-Si	OPG	[23], ukončeno
muRata (VTI)	mono-Si, SOG	IPG	[24]
Northrop Grumman	?	?	
Panasonic	Si, povrchová	TFG	[25]
Senodia	Si ?	IPG, OPG ?	
Sensoror	mono-Si, SOG,	OPG, butterfly	[26]
Silicon Sensing	Si, DRIE	OPG, ring	[27]
ST Microelectronics	poly-Si, povrchová	IPG/OPG, TFG?	[28]
Systron Donner	QMEMS, křemen	TFG	[29]
TRONIC Microsystems SA	mono-Si	OPG, TFG	[30]

2.1 Výrobní technologie

Při výrobě MEMS gyroskopů se používá jak povrchového tak objemového mikroobrábění. Oba procesy jsou shodně založeny na principu fotolitografie, který je obdobný jako při výrobě integrovaných obvodů. Na materiál se vždy nanese vrstva fotorezistu, která se exponuje požadovaným vzorem. Exponovaná část fotorezistu se chemicky odstraní, čímž na základním materiálu vznikne výchozí maska definující oblasti pro další zpracování.

2.1.1 Objemové mikroobrábění

Při objemovém mikroobrábění se mechanická struktura vytváří postupným selektivním ubíráním základního substrátu. V několika krocích se vždy pomocí leptání odstraní zvolené oblasti materiálu, a tak se zformuje požadovaná struktura. Výsledek leptání silně závisí na vybrané metodě a případně na typu základního materiálu. Leptání se obecně dělí na tzv. mokré a suché metody.

Technologicky staršími jsou metody mokrého leptání, které lze rozdělit na dva základní typy: izotropní (typicky HF) a anizotropní (typicky KOH). V případě izotropního leptání nezáleží na krystalografické orientaci leptaného materiálu, a proto je rychlost leptání stejná ve všech směrech. Naproti tomu se anizotropní leptání vyznačuje různou leptací rychlostí v různých krystalografických směrech. Vhodnou volbou metody tak můžeme ovlivnit tvar vyleptané stopy. Oba přístupy však přináší i řadu omezení, a proto nelze vyrobit strukturu libovolného tvaru či rozměrů. Problematické jsou především prvky s velkým poměrem hloubky a šířky jako úzké a současně hluboké mezery.

Technologie suchého leptání RIE (Reactive Ion Etching) využívá reakce iontů vhodného plynu s povrchem leptaného materiálu. Plyn je štěpen na ionty pomocí vysokofrekvenčního elektromagnetického pole za nízkého tlaku. Ionty se dále elektrostaticky urychlují a dopadají na povrch leptaného materiálu. Výsledkem je větší rychlost leptání ve směru dopadu iontů. Pokrokem v oblasti objemového mikroobrábění bylo suché leptání metodou DRIE (Deep Reactive Ion Etching), jehož principem je aplikace ochranné vrstvy polymeru na svislé stěny již vyleptaných struktur a opětovné leptání. Iterativním postupem tak lze dosáhnout velkého poměru hloubky a šířky výsledné struktury.

2.1.2 Povrchové mikroobrábění

Metoda povrchového mikroobrábění vytváří cílovou strukturu primárně pomocí nanášení nového materiálu na základní substrát. Celý proces však zahrnuje jak nanášení, tak i leptání pomocných vrstev. Stejně jako v předchozím případě, se motiv vytváří pomocí masek vytvořených fotocestou.

Na rozdíl od objemového mikroobrábění, kde je tloušťka struktury limitována tloušťkou waferu, dovoluje povrchová metoda vytvářet pouze tenké vrstvy, což může být v některých aplikacích nevýhodou. Naopak výhodou je snazší výroba vícevrstvých struktur zahrnujících různé materiály. Kromě materiálu formujícího mechanickou strukturu lze nanášet také izolační či vodivé vrstvy, které tvoří například elektrody elektro-mechanického systému nebo jejich propojení. Vrcholem je integrace mechanické struktury a elektroniky na společném substrátu, kdy je jedním výrobním procesem vytvořen kompletní elektro-mechanický systém včetně analogové a digitální elektroniky.

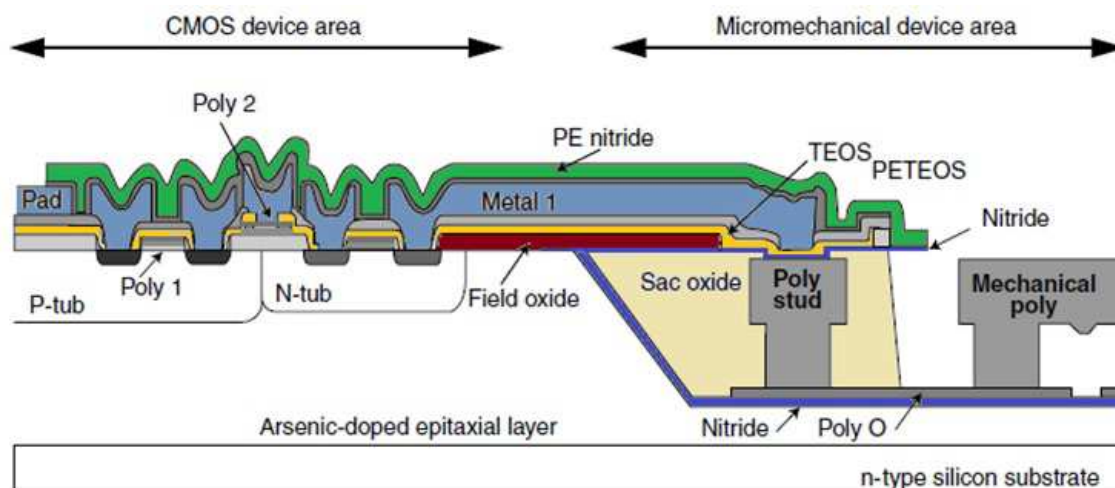
2.1.3 Materiály

Nejvíce využívaným materiálem při výrobě je křemík. Důvodem jsou výhodné mechanické i elektrické vlastnosti a nízká cena. Monokrystalická varianta se uplatňuje jako materiál pro objemové obrábění, nebo jako nosná deska pro struktury vyrobené povrchovou metodou. Polykrystalický křemík je nanášen jako hlavní stavební materiál při povrchovém obrábění.

Méně rozšířeným materiálem je monokrystalický křemen. Na rozdíl od křemíku vykazuje křemen piezoelektrické vlastnosti a piezoelektrický jev lze použít k buzení či snímání vibrací MEMS struktury. Výhodou křemene je možnost dosáhnout vysokého Q faktoru i při atmosferickém tlaku. Průkopníkem technologie QMEMS je firma Systron Donner a obdobného principu využívají i gyroskopy firmy Epson.

Dalším materiálem v oblasti MEMS gyroskopů je sklo, které se uplatňuje v technologii SOG jako základní nosná deska pro MEMS strukturu. Výhodou skla oproti monokrystalickému křemíku jsou jeho dielektrické vlastnosti. Vodivý substrát způsobuje kapacitní vazbu mezi MEMS strukturou, která je od substrátu oddělena pouze tenkou vrstvou oxidu, což vede ke vzniku přeslechů mezi budícími a snímacími elektrodami. Přeslechy pak komplikují návrh a zhoršují vlastnosti snímače.

Nezbytnými součástmi MEMS struktur jsou kovové a izolační vrstvy. Kovové vrstvy se používají hlavně jako materiál pro bodovací kontakty a ke zvýšení vodivosti přírodních cest k elektrodám. Nejčastěji používanými materiály jsou hliník, měď a



Obr. 2.1: Technologie úplné integrace MEMS struktury a CMOS elektroniky [35]

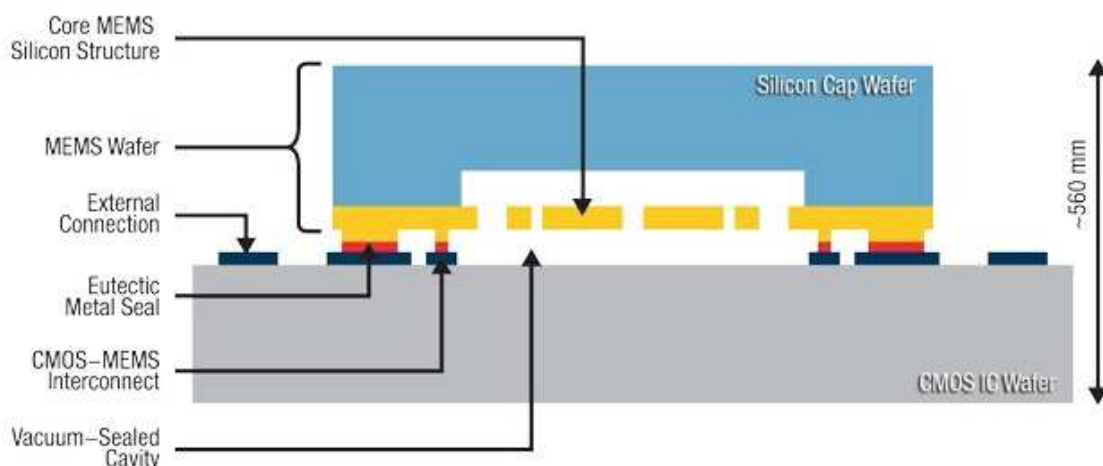
zlato. Mezi izolační materiály patří oxid křemičitý (SiO_2) či nitrid křemíku (Si_3N_4). Vrstvy oxidů dále představují nezbytnou součást výrobního procesu, kdy se uplatňují jako pomocné masky v průběhu leptání či nanášení funkčních struktur.

2.1.4 Propojení mechanické struktury a elektroniky

Vzhledem k vlastnostem výsledného systému je nejvýhodnější umístit elektroniku, která zpracovává signály z mechanické části, co nejbližší. Klíčovými parametry jsou parazitní kapacity a elektro-magnetické smyčky, které způsobují nárůst rušení, jenž proniká do užitečného signálu a degraduje tak vlastnosti celého snímače.

Z tohoto pohledu je ideálním řešením integrovat elektroniku a mechanickou strukturu na stejný substrát (obr. 2.1). Tuto konfiguraci lze realizovat pouze pomocí technologie povrchového mikroobrábění. Nevýhodou této metody je, že lze těžko oddělit výrobu mechanické struktury a elektroniky. To přináší nutnost mít specializovanou výrobní linku, která zvládá obě části technologie. Další komplikací je složitější návrhový cyklus, protože vývoj mechanické a elektronické části snímače se dá provádět odděleně jen v omezené míře. Plně integrovanou technologii používá při výrobě například firma Analog Devices. Její gyroskopy díky tomu mohou pracovat i při atmosferickém tlaku [12], což je jinak obtížné kvůli nízkému Q faktoru.

Mezi další přístupy patří tzv. aktivní zapouzdření, jehož příkladem je technologie firmy Inven Sense (obr. 2.2). Obě části jsou více méně nezávisle vyrobeny a pak spojeny. CMOS struktura tak tvoří část pouzdra pro MEMS element, čímž se opět dosahuje minimalizace vzdálenosti mezi elektronikou a mechanickým elemen-



Obr. 2.2: Technologie aktivního zapouzdření firmy Inven Sense [20]

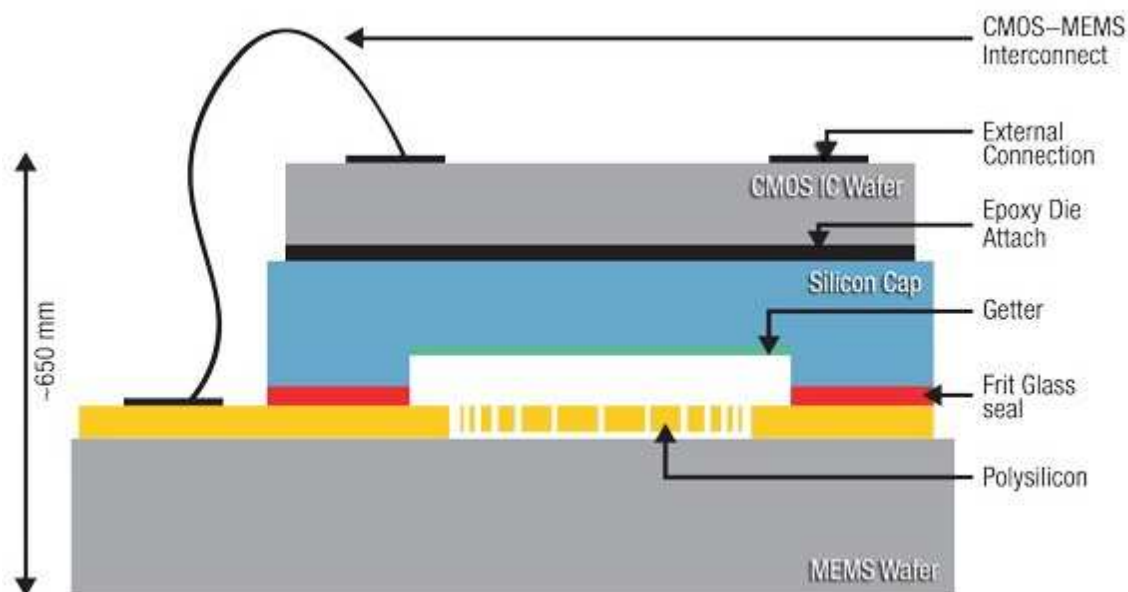
tem. Další výhodou je snížení celkové výšky výsledného snímače oproti klasickému přístupu. Nevýhoda opět spočívá v náročnosti výrobního procesu pro spojování mechanické a elektronické části.

Tradičním přístupem je zcela oddělená mechanická a elektronická část. Vertikální konfiguraci (stacked) znázorňuje obr. 2.3. CMOS wafer se přilepí na horní stranu víčka MEMS struktury a elektrické propojení zajišťují bondované drátky. Toto uspořádání využívají například gyroskopy firem Bosch [2], Maxim [22] či STM [28]. Mezi výhody patří jednoduchá výroba a minimalizace plochy zabrané kompletním snímačem. Druhou variantou odděleného uspořádání je umístění MEMS a CMOS částí vedle sebe (side-by-side). Toto uspořádání se používá hlavně pro vývojové účely, protože jej lze jednodušeji realizovat. Z elektrického pohledu má oddělená varianta nejhorší vlastnosti, protože dlouhé přívody vytváří parazitní kapacity a elektro-magnetické smyčky. Ty jsou příčinou nežádoucích přeslechů mezi budicí a snímací částí gyroskopu a zhoršují tak jeho vlastnosti.

2.1.5 Zapouzdření

Pouzdro snímače tvoří důležitou součást, která definuje odolnost proti vnějším vlivům a má značný dopad na dlouhodobou stálost parametrů. Pouzdra lze rozdělit na dvě základní skupiny. Těmi jsou zapouzdření na úrovni struktury (wafer level package) a zapouzdření na úrovni celé součástky (device level package).

Většina MEMS gyroskopů pracuje ve vakuu, čímž se dosahuje vysokého Q faktoru mechanického rezonátoru. Zapouzdření na úrovni mechanické struktury (obr.



Obr. 2.3: Tradiční technologie spojení MEMS a CMOS struktur [20]

2.2 a 2.3) je pak téměř nezbytné a definuje především stálost vakua. Stálosti se dosahuje jednak vypékáním struktury před zapouzdřením a dále použitím speciálního absorpčního materiálu (tzv. getter), který zachytává volné molekuly ve vakuové dutině. Dalším z problémů je vznik nežádoucího mechanického napětí vyvolaného spojením MEMS struktury a pouzdra. Mechanické napětí může způsobit změnu vlastností, zapříčinit vznik teplotní závislosti, nebo může dojít až ke zničení struktury. Problematika pouzdrění na úrovni struktury je proto velmi technologicky náročná a má zásadní vliv na vlastnosti gyroskopu.

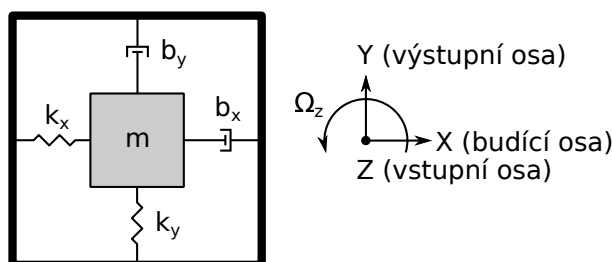
Pouzdro na úrovni celé součástky definuje především mechanické rozhraní z pohledu uživatele. Celkovým trendem je miniaturizace, a proto jsou nejrozšířenějšími pouzdra typu QNF, LGA a BGA. U levných snímačů se používá nejčastěji plastových pouzder, zatímco snímače vyšších tříd mívají obvykle keramická pouzdra, která zaručují lepší parametry. Společným rysem inerciálních snímačů jsou požadavky na orientaci osy citlivosti snímače vzhledem k pouzdru. Osa citlivosti bývá kolmá nebo rovnoběžná s DPS. Požadována je malá odchylka od ideálního stavu a minimální rozptyl přes jednotlivé kusy snímačů. U jednoosých gyroskopů bývá často požadavkem možnost instalace snímače na DPS tak, aby bylo dosaženo měření ve všech třech osách. Příkladem takových pouzder jsou gyroskopy ADXRS450 či SAR150.

2.2 MEMS gyroskopy s vibrující hmotou

Základní princip MEMS gyroskopů s vibrující hmotou využívá účinků Coriolisovy síly, která je popsána rovnicí [33]:

$$\mathbf{F}_c = -2m \cdot (\boldsymbol{\Omega} \times \mathbf{v}) \quad (2.1)$$

kde m je setrvačná hmotnost pohybující se lineárním pohybem o rychlosti \mathbf{v} a současně konající rotační pohyb úhlovou rychlostí $\boldsymbol{\Omega}$. Mechanická struktura je navržena tak, aby převáděla Coriolisovu sílu na lineární či torzní pohyb, který může být změněn a je přímo úměrný hledané úhlové rychlosti.



Obr. 2.4: Rezonátor se dvěma stupni volnosti

Nejjednodušší princip znázorňuje obr. 2.4. Jedná se o ideální mechanický rezonátor se dvěma stupni volnosti, který je v ose X buzen silou F_x tak, aby konal lineární harmonický pohyb. Je-li soustava vystavena účinkům úhlové rychlosti Ω_z působící v ose Z , vznikne dle rovnice (2.1) síla, která působí v ose Y . Mezi budící a výstupní osou tedy vzniká vazba, kterou způsobuje Coriolisova síla, a proto se pohyb z budící osy přenáší do výstupní osy. Systém lze popsat rovnicí [33]:

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{r}} + \mathbf{B}\dot{\mathbf{r}} + \mathbf{K}\mathbf{r} = 2\mathbf{M}\boldsymbol{\Omega}\dot{\mathbf{r}} + \mathbf{F} + \mathbf{N} \quad (2.2)$$

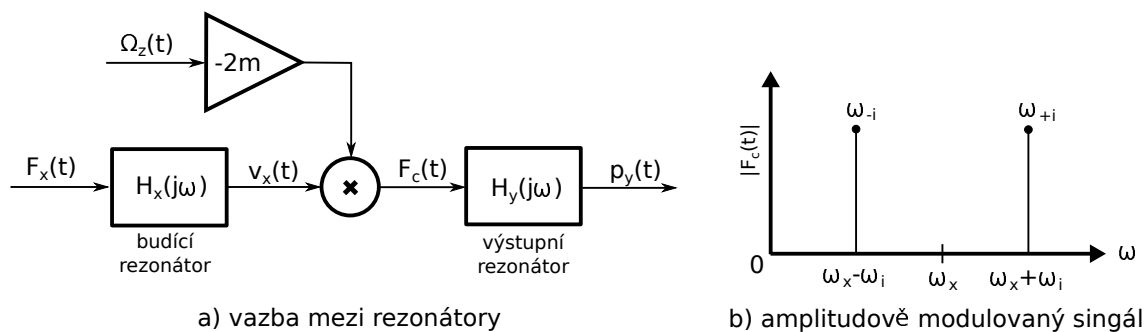
$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix}, \quad \mathbf{F} = \begin{bmatrix} F_x \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{N} = \begin{bmatrix} N_x^b \\ N_y^b \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} m_x & 0 \\ 0 & m_y \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} b_x & 0 \\ 0 & b_y \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_x & 0 \\ 0 & k_y \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\Omega} = \begin{bmatrix} 0 & \Omega_z \\ -\Omega_z & 0 \end{bmatrix}$$

kde $m_x = m_y = m$ a vektor \mathbf{N} představuje mechanický teplotní šum rezonátoru, jehož oboustranná výkonová spektrální hustota [N^2/Hz] je dána rovnicí [36, 37]:

$$S_N(\omega) = 2k_B T b, \quad -\infty < \omega < \infty \quad (2.3)$$

kde k_B je Boltzmanova konstanta ($1.38\text{e-}23 \text{ J/K}$), b tlumení rezonátoru [N/m/s] a T absolutní teplota [K]. Celkově se jedná o ideální případ, kdy matice \mathbf{M} , \mathbf{B} a \mathbf{K} neobsahují prvky mimo hlavní diagonálu, což znamená zanedbání neproporcionálního tlumení, anizotropie a křížových vazeb.



Obr. 2.5: Blokové schéma mechanické části

Obrázek 2.5a znázorňuje vazbu mezi budícím a výstupním rezonátorem pomocí Coriolisovy síly, která má charakter amplitudově modulovaného signálu. Nosný signál je dán kmity budícího rezonátoru a modulačním signálem je úhlová rychlost. Má-li úhlová rychlost $\Omega_z(t)$ harmonický průběh o frekvenci ω_i , bude výsledkem násobení signál o složkách $\omega_{-i} = \omega_x - \omega_i$ a $\omega_{+i} = \omega_x + \omega_i$ (obr. 2.5b). Tyto signály jsou filtrovány výstupním rezonátorem, jehož přenos je:

$$H_y(j\omega) = \frac{1}{m_y(j\omega)^2 + b_y j\omega + k_y} = \frac{m_y^{-1}}{(j\omega)^2 + \frac{\omega_y}{Q_y} j\omega + \omega_y^2} \quad (2.4)$$

kde ω_y je rezonanční frekvence [rad/s] a Q_y činitel jakosti rezonátoru:

$$\omega_y = \sqrt{\frac{k_y}{m_y}}, \quad Q_y = \frac{\sqrt{m_y k_y}}{b_y} \quad (2.5)$$

Amplitudově modulovaný signál se typicky zpracovává pomocí synchronního demodulátoru, kde se obě složky směšují zpět do základního pásma, čímž se získá elektrický signál odpovídající okamžité hodnotě úhlové rychlosti.

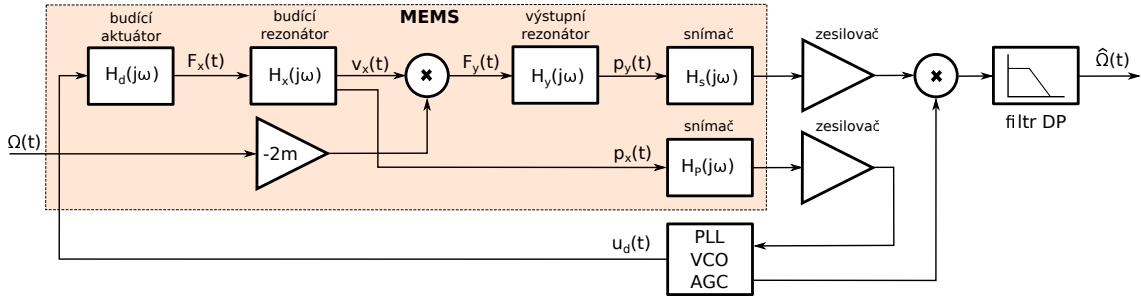
Mějme konstantní úhlovou rychlost Ω_z . Coriolisova síla bude v tomto případě obsahovat pouze jedinou složku o frekvenci ω_x [rad/s] a přenos úhlové rychlosti v ustáleném stavu bude:

$$H_\Omega(j\omega) = \frac{-2v_x}{(j\omega_x)^2 + j\omega_x \frac{\omega_y}{Q_y} + \omega_y^2} \quad (2.6)$$

kde v_x [m/s] je amplituda rychlosti kmitů budícího rezonátoru. Modul přenosu pak můžeme vyjádřit jako:

$$|H_\Omega(j\omega)| = \frac{2v_x}{\sqrt{\Delta^2 + \Delta \frac{\omega_x^2}{Q_y^2} + \frac{\omega_x^4}{Q_y^2}}}, \quad \Delta = \omega_y^2 - \omega_x^2 \quad (2.7)$$

Z rovnice (2.7) je patrné, že na přenos úhlové rychlosti má zásadní vliv rozdíl vlastní frekvence výstupního rezonátoru ω_y a budící frekvence ω_x .



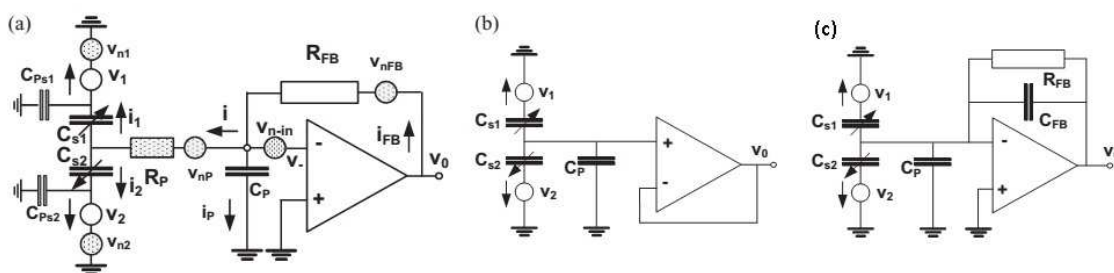
Obr. 2.6: Zjednodušené blokové schéma MEMS gyroskopu s otevřenou smyčkou

Funkce nabývá maxima pro $\omega_x = \omega_y$. Tento případ bývá označován jako tzv. „matched mode“, kdy přenos přímo úměrně závisí na jakosti Q_y výstupního rezonátoru. Nevýhodou tohoto uspořádání je malá šířka pásma, která je nepřímo úměrná Q_y . Prakticky lze tento mód využít pouze pro velmi nízké hodnoty Q_y nebo v uzavřené smyčce (tzv. „force-to-rebalance mode“), kdy se při dostatečném zesílení zpětnovazebního členu vliv frekvenční charakteristiky rezonátoru minimalizuje. Nicméně udržovat stejné rezonanční kmitočty obou rezonátorů při vysokém Q faktoru je velmi obtížné, a proto se tento mód v praxi příliš nevyužívá.

V případě že $\omega_x \neq \omega_y$ bude v rovnici (2.7) dominantní člen Δ^2 a zvětšování Q_y za určitou mez má jen minimální vliv na celkový přenos. Vzhledem ke spektru amplitudově modulovaného signálu (obr. 2.5b) dochází na boku rezonanční křivky k nestejnomyšernému zesílení složek ω_{-i} a ω_{+i} . Amplituda jedné složky vždy klesá a druhé stoupá, ale střední hodnota se mění jen z důvodu nesymetrie, která je výrazná jen v blízkosti rezonance. Šířku pásma proto určuje především rozdíl rezonančních frekvencí, přičemž obvykle platí $\omega_i < |\omega_y - \omega_x|$.

Z rovnice (2.7) dále vyplývá, že přenos lze v obou případech ovlivnit frekvencí a amplitudou budícího rezonátoru. Příliš nízká frekvence rezonátoru není výhodná z hlediska rušivých vibrací, které mají obvykle nízkofrekvenční charakter. Druhým hlediskem jsou mechanické rozměry rezonátoru, které značně omezuje výrobní technologie, a proto MEMS gyroskopy obvykle pracují ve frekvenčním rozsahu 5 až 20 kHz. Zvyšování amplitudy bývá často jediným způsobem jak dosáhnout dostatečného zesílení mechanického elementu, jež je důležité pro poměr signál/šum celého snímače. Maximální amplitudu omezuje jednak mechanická struktura a také maximální budící napětí.

Blokové schéma MEMS gyroskopu pracujícího v otevřené smyčce včetně základních elektronických bloků ukazuje obr. 2.6. První částí je budící smyčka, která se skládá z mechanického rezonátoru, jenž je udržován v rezonanci pomocí fázového závěsu (PLL) a napětím řízeného oscilátoru (VCO). Amplituda kmitů se stabi-



Obr. 2.7: Zesilovače pro kapacitní snímače [33]

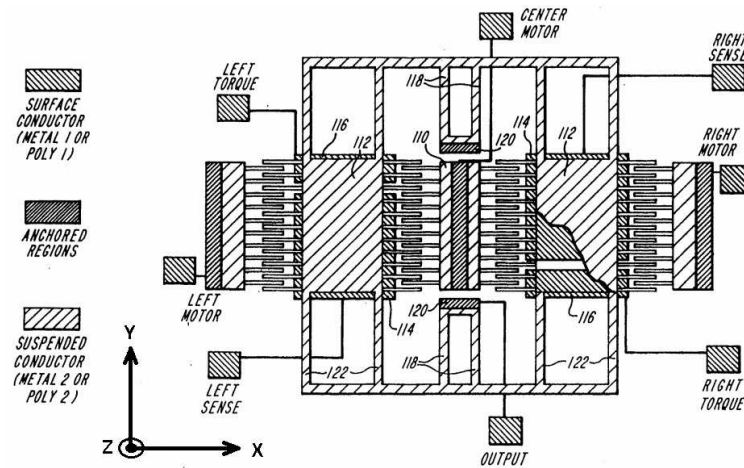
zuje obvodem automatického řízení zisku (AGC). Aktuátor i snímač jsou nejčastěji založeny na elektro-statickém principu a konstrukčně jsou řešeny jako hřebenové struktury (tzv. „combs“ [33]), které převádí pohyb na změnu překryvu elektrod kondenzátoru. Jejich výhodou je lineární odezva a současně jsou vhodné pro větší amplitudy.

Výchytky výstupního rezonátoru bývají řádově menší než u budícího, a proto se pohyb nejčastěji převádí na změnu vzdálenosti elektrod deskového kondenzátoru (tzv. „parallel plate“ [33]), čímž lze dosáhnout vyšší citlivosti snímače. Pro potlačení rušivých vlivů, zvýšení citlivosti a zlepšení linearity jsou snímače většinou zapojeny v diferenciálním uspořádání.

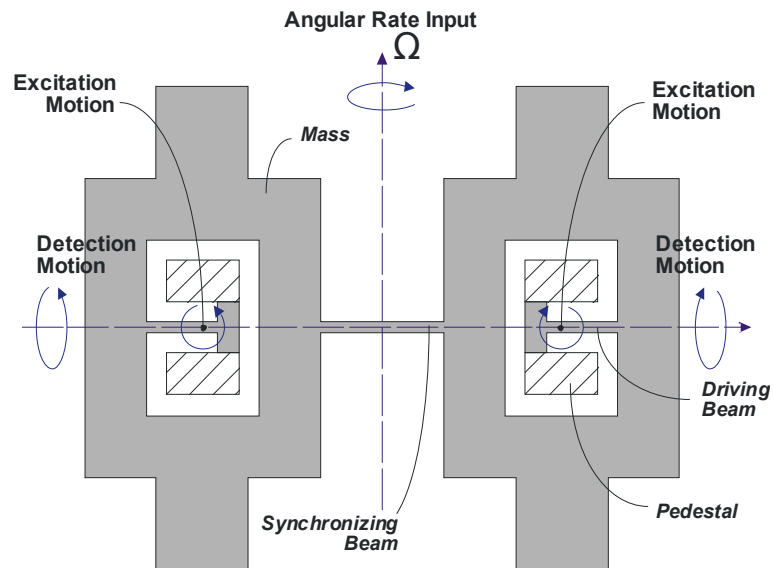
Zesilovače vyhodnocující změnu kapacity patří mezi nejproblematičtějších částí MEMS gyroskopů, protože vzhledem k miniaturním změnám kapacity se musí dosáhnout extrémního zesílení a maximálního odstupu signál/šum. Zesilovače mohou pracovat v proudovém (obr. 2.7a), napěťovém (obr. 2.7b) nebo nábojovém režimu (obr. 2.7c). Jednotlivá zapojení se od sebe liší především citlivostí na parazitní kapacity, zdroji šumu, maximálním zesílením a jejich použitelností v integrovaných obvodech. Úskalím jsou především velké zpětnovazební rezistory, které lze těžko realizovat, a proto se často používají obvody se spínanými kapacitami.

2.2.1 Ladička (Tuning Fork Gyroscope)

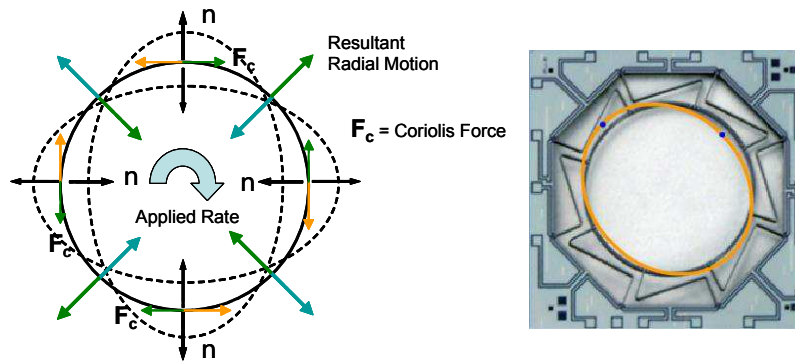
Původní návrh TFG gyroskopu, který se stal výchozím bodem pro většinu dnes používaných konstrukcí, je na obr. 2.8. Obsahuje dvě setrvačné hmoty (112 - proof mass) symetricky upevněné na dvou kotvách (120) pomocí pružných členů (122) umožňujících lineární pohyb v ose X a torzní kolem osy Y. Vibrace představující lineární pohyb v ose X jsou buzeny elektrostatickými aktuátory ve tvaru hřebenů (comb drive) tak, aby se obě hmotnosti pohybovaly v protifázi. Osa citlivosti gyroskopu je pak totožná s osou Y, která leží v rovině struktury, a proto se takové



Obr. 2.8: Draper Tuning Fork Gyroscope [13]



Obr. 2.9: Struktura typu motýl [14]



Obr. 2.10: Struktura typu prstenc [15]

uspořádání nazývá „in-plane gyroscope“ (IPG). Vlivem rotace kolem osy Y vznikne Coriolisova síla v ose Z, a proto setrvačné hmoty začnou kmitat i v ose Z. Tento pohyb se snímá kapacitně pomocí elektrod (114) umístěných pod hmotami (116), které tvoří deskový kondenzátor. Pomocí přídavných elektrod (116) lze realizovat zpětnovazební řízení a udržovat seismické hmotnosti v nulové poloze (tzv. force to rebalance mode).

Odvozené varianty TFG gyroskopu se zaměřují především na potlačení parazitních vlivů, potlačení mechanické vazby mezi rezonátory a na zvýšení výtěžnosti výroby. Z mechanického pohledu existují různé varianty vazebních struktur, pružných členů a způsobů ukotvení. Ze strany elektroniky přibývají počty elektrod pro pasivní či aktivní potlačení parazitního pohybu snímacího rezonátoru, modulace signálu pro potlačení kapacitních vazeb a $1/f$ šumu, který je dominantní na nízkých kmitočtech.

Další modifikací je tzv. „out-of-plane gyroscope“ (OPG) varianta, která má osu citlivosti orientovanou kolmo k substrátu (osa Z na obr. 2.8). Toto uspořádání dovoluje vyrobit tříosý gyroskop na společném substrátu za použití stejné výrobní technologie.

2.2.2 Motýl (Butterfly Gyroscope)

Strukturu typu motýl využívají gyroskopy firmy Sensoror a Imego. Princip znázorňuje obr. 2.9. Základem jsou opět dvě vibrující hmoty, ale tento návrh využívá torzních kmitů pro buzení i snímání. Budící kmity vytváří elektronika kolem osy Z, osa citlivosti leží v rovině substrátu (osa Y) a pohyb úměrný úhlové rychlosti vzniká kolem osy X. Výhoda torzních kmitů spočívá v minimalizaci vlivu lineárního zrychlení.

2.2.3 Prstenec (Vibrating Ring Gyroscope)

Více odlišný je princip gyroskopů typu vibrující prstenec firmy Silicon Sensing. Funkci ilustruje obr. 2.10. Tenký prstenec se budí do rezonance, čímž se vytvoří stojaté kmity v s kmitnami v osách X a Y. Vlivem úhlové rychlosti v ose Z vzniká Coriolisova síla, která budí kmity pod úhlem 45° vzhledem k osám X a Y, jenž jsou úměrné úhlové rychlosti. Produkty firmy Silicon Sensing využívají různých přístupů k buzení a snímání včetně elektro-magnetického principu, kdy pružiny upevňující prstenec tvoří závity cívky v magnetickém poli permanentního magnetu.

3 STÁVAJÍCÍ STAV

Problematikou chyb a modelování inerciálních snímačů se zabývá celá řada prací, ale většinou se jedná o úzce zaměřený přístup a chybí jednotná metodika. Spolu s vývojem snímačů se vyvíjí i jejich popis, a tak jsou staré metody implementovány na nové technologie, které však přináší nové problémy, jež je nutné popsat.

Nejucelenější přístup lze nalézt ve standardech IEEE, které se snaží o standardizaci terminologie a postupů. Mezi nejdůležitější dokumenty patří [7, 8, 9, 10, 11]. Přímo oblastí MEMS gyroskopů s vibrující hmotou se zabývá pouze standard IEEE std 1431 [9], jehož převážná část vychází ze standardů pro laserové gyroskopy [7, 8], která byla doplněna o stručný popis technologie MEMS gyroskopů. Tyto normy obsahují především seznamy parametrů, které lze u snímačů definovat, a jsou vodítkem pro sestavování měřících procedur a testovacích protokolů. Jedním z nejdůležitějších dokumentů je IEEE std 1554 [10], který uvádí praktické poznámky pro měření a zpracování dat. Na evropské půdě se o standardizaci pokouší Evropská kosmická agentura standardem ECSS-E-ST-60-21C, který však dosud nebyl vydán. Z obecných pramenů, které obsahují definice chyb inerciálních snímačů a principy inerciální navigace, lze doporučit knihy [38, 39, 40].

Dále budou rozebrány stávající přístupy v oblasti chyb a modelování MEMS gyroskopů včetně odkazů na akademické práce a články u relevantních témat.

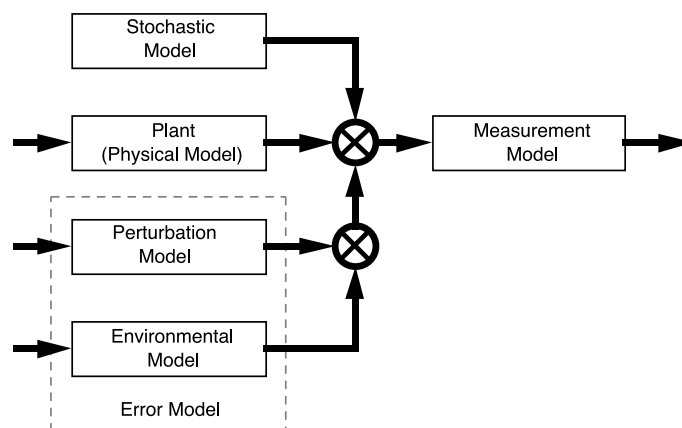
3.1 Systémový model snímače

Z pohledu přenosu vstupní veličiny na výstupní je u všech snímačů požadována nejlépe lineární závislost bez dynamiky, kterou je možné popsat rovnicí:

$$y = kx + q \tag{3.1}$$

kde y je výstupní veličina, x vstupní veličina, k převodní konstanta snímače a koeficient q představuje posunutí výstupního signálu. Dále by měly být parametry v čase neměnné a nezávislé na jiných vlivech.

Prakticky však všechny snímače vykazují odchylky od tohoto ideálního vztahu. Reálný snímač má mimo statické převodní charakteristiky také dynamické vlastnosti, a proto by na něj mělo být nahlíženo jako na dynamický systém. Všechny parametry jsou více či méně postiženy náhodnými jevy a z fyzikální podstaty obsahují snímače i zdroje šumu, a proto musí být brány také jako stochastické systémy. V neposlední řadě dochází i k citlivosti na jiné fyzikální veličiny, které nejsou předmětem měření.



Obr. 3.1: Systémový model snímače [8]

Tuto koncepci zachycuje blokový diagram na obrázku 3.1. Fyzikální podstatu snímače popisuje blok „Plant“, náhodné jevy blok „Stochastic Model“, vliv dalších veličin „Environmental Model“ a citlivost na změnu parametrů fyzikálního modelu udává „Perturbation Model“. Výstup snímače je nakonec definován jako lineární kombinace vnitřních stavů předchozích částí blokem „Measurement Model“. Toto dělení není v praxi příliš striktně dodržováno a modely často sdružují několik částí dohromady.

Stupeň popisu jednotlivých částí silně závisí na znalostech vnitřní struktury konkrétního snímače. Na úrovni výrobce lze sestavit velmi podrobný model vycházející z přesné znalosti architektury a výrobních postupů. Avšak pro uživatele jsou přesné informace nedostupné, protože jsou součástí chráněného know-how, ale v některých případech jsou známy alespoň základní údaje o celkové architektuře. Z těchto důvodů se obvykle na snímač pohlíží jako na černou či šedou skříňku.

3.2 Fyzikální model

Podrobnější modely vnitřní struktury popisují například disertační práce [56, 55], které jsou zaměřeny na návrh MEMS elementů a související elektroniky.

Na úrovni vnějšího popisu berou zkoumané prameny MEMS gyroskopy výhradně jako systémy bez dynamiky. Důvodem je, že vzhledem k cílovým aplikacím bývá dynamika MEMS gyroskopů zanedbatelná, a proto se pozornost soustřeďuje na jiné dominantní chyby. Mezi důvody dále patří náročnost testování dynamických vlastností, protože vybavení pro generování úhlových vibrací v širokém frekvenčním rozsahu není běžně dostupné.

Nejčastěji používaným modelem MEMS gyroskopu je lineární funkce [38, 41, 39, 42, 44, 43], která má pro tříosý gyroskop maticový tvar:

$$\bar{\boldsymbol{\Omega}} = \mathbf{K}\boldsymbol{\Omega} + \mathbf{b} \quad (3.2)$$

$$\bar{\boldsymbol{\Omega}} = \begin{bmatrix} \bar{\Omega}_x \\ \bar{\Omega}_y \\ \bar{\Omega}_z \end{bmatrix}, \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_{xx} & k_{xy} & k_{xz} \\ k_{yx} & k_{yy} & k_{yz} \\ k_{zx} & k_{zy} & k_{zz} \end{bmatrix}, \quad \boldsymbol{\Omega} = \begin{bmatrix} \Omega_x \\ \Omega_y \\ \Omega_z \end{bmatrix}, \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_x \\ b_y \\ b_z \end{bmatrix}$$

kde $\bar{\boldsymbol{\Omega}}$ je výstup indikovaný gyroskopem a $\boldsymbol{\Omega}$ vstupní úhlová rychlost (pravá hodnota). Konstanty \mathbf{K} a \mathbf{b} definují přenos vstupní veličiny na výstup.

Ideální jednoosý gyroskop by měl být citlivý pouze na rotaci kolem své vstupní osy a trojice gyroskopů by měla být orientována přesně ortogonálně. V takovém případě by matice \mathbf{K} obsahovala nenulové prvky pouze na hlavní diagonále, ale prakticky tyto podmínky nejsou nikdy splněny. Prvky mimo hlavní diagonálu indikují vazby mezi osami či chybu ortogonalitu.

Vazba mezi osami bývá u MEMS gyroskopů menší než 5% (viz. příloha C) a chyba ortogonalitu bývá v řádu jednotek stupňů. Z celkového pohledu může matice \mathbf{K} dále popisovat orientaci gyroskopů vzhledem k pouzdru snímače, přičemž jednotlivé jevy nelze ze vstupně-výstupního pohledu odlišit.

Vektor \mathbf{b} popisuje konstantní posun výstupního signálu. Ten bývá typický pro snímače s analogovým výstupem, kdy nulová úhlová rychlost odpovídá referenčnímu napětí. Dalším významem tohoto parametru může být systematická chyba snímače.

3.2.1 Nelinearita

Nelinearitu gyroskopů diskutují např. prameny [38, 39]. Zmíněny jsou chyby převodní charakteristiky jako mrtvé pásmo, práh, asymetrie, hystereze či obecná nelinearita. Některé chyby jsou typické pro určité druhy gyroskopů. Například mrtvé pásmo bývá spojováno s IFOG gyroskopy pracujícími v uzavřené smyčce nebo pro RLG gyroskopy, kde jsou tyto chyby úzce spojeny s principem činnosti.

Vliv nelinearit záleží na použití snímače. Pro navigaci jsou nejkritičtější nelinearity typu mrtvé pásmo, které znemožňují detekovat nízké úhlové rychlosti. Ty bývají typické pro trajektorie velkých letadel či pro detekci rotace Země v úloze tzv. „gyro compassingu“.

Pro oblast MEMS gyroskopů není problematika linearity v literatuře explicitně řešena. Z průzkumu trhu (příloha C) je patrné, že se typické hodnoty pohybují pod úrovní 1%.

3.3 Model okolních vlivů

Výstup gyroskopu by měl být ideálně závislý pouze na úhlové rychlosti působící ve vstupní ose. Prakticky dochází vlivem nedokonalostí mechanické struktury a elektronických komponentů k citlivosti i na jiné veličiny. Literatura [38, 39, 40] v souvislosti s gyroskopy uvádí jako hlavní vlivy teplotu, lineární zrychlení a magnetické pole.

3.3.1 Teplota

Teplota patří mezi nejvýznamnější vlivy, které působí na vlastnosti gyroskopů. Z pohledu výstupu snímače teplota způsobuje především posun nulové hodnoty, změnu převodní konstanty [39, 45, 40] a ovlivňuje i šum snímače [46]. Pro inerciální navigaci je nejkritičtější posun nuly, protože integrací konstantní chyby v úhlové rychlosti dochází k lineárnímu nárůstu chyby natočení. Změna převodní konstanty má až sekundární význam, protože výsledná chyba je úměrná úhlové rychlosti, která se typicky pohybuje v okolí nuly. Ke kompenzaci teplotních vlivů bývají gyroskopy vybaveny teplotním snímačem. Řada výrobců provádí základní kalibraci během výroby, ale pro dosažení nejlepších výsledků je nutná uživatelská kalibrace.

Současné modely opět zohledňují pouze statickou převodní charakteristiku mezi teplotou a ovlivněným parametrem. Z důvodu značné nelinearity teplotních závislostí se k modelování obvykle nehodí lineární funkce. Ta může být použita jen pro omezený teplotní rozsah, čehož lze v některých případech využít.

Pro stanovení teplotních modelů opět neexistuje jednotná metodika měření a zpracování signálů pro MEMS snímače. Literatura [39, 52] uvádí dvě metody měření, kdy jedna využívá schodovité změny teploty a parametry jsou měřeny v ustáleném stavu, druhým způsobem je použití teplotní rampy. Článek [45] srovnává obě metody pro měření MEMS akcelerometrů a gyroskopů, kde byly zjištěny podstatné rozdíly ve výsledcích. Jejich zdrojem je pravděpodobně nedostatečné ustálení parametrů při průběhu typu rampa.

Po částech lineární funkce

Studie [47] uvádí model teplotní závislosti levných inerciálních snímačů, který teplotní rozsah dělí na kratší úseky, jenž jsou následně proloženy lineární závislostí. Po částech lineární funkce pro modelování teplotní závislosti posunu nuly dále uvádí i [48]. Výhodou zmíněné metody je nízká výpočetní náročnost. Mezi nevýhody patří vznik nespojitostí v případě špatné volby koeficientů lineárních funkcí.

Polynom

Další variantou je popis nelinearit polynomem. Tuto metodu využívají například modely uvedené v [49, 50, 52]. V případě polynomu je opět kritická volba řádu a metodika určení koeficientů. Některé typy nelinearit nelze polynomem aproximovat, jako například v případě [45]. Prezentované teplotní charakteristiky však mohou být (vzhledem k nespojitostem) spíše výsledkem nesprávné metodiky měření.

Neuronové sítě

Aplikace neuronových sítí pro modelování teplotních závislostí gyroskopů lze nalézt v článcích [51, 53, 54]. Neuronová síť se sice dobře hodí k popisu obecné nelineární závislosti, ale výsledek je citlivý na volbu struktury a trénovacích množin. Vzhledem k zatížení výstupu MEMS snímače stochastickými procesy tak může dojít k chybnému proložení teplotní závislosti. Další nevýhoda spočívá v značné výpočetní náročnosti, kterou způsobují především operace násobení, jejichž množství závisí právě na počtu vrstev a neuronů.

3.3.2 Lineární zrychlení

Druhým výrazným rušivým vlivem je lineární zrychlení. Jako vstupní signál do systému se v tomto případě uplatňují změny rychlosti při pohybu po dané trajektorii, gravitační zrychlení a v neposlední řadě vibrace. Citlivost gyroskopů na lineární zrychlení se obvykle vyjadřuje pomocí dvou parametrů: citlivostí na první a na druhou mocninu zrychlení [38, 39, 47, 57, 58, 59].

Citlivost na první mocninu zrychlení bývá v literatuře označována jako „linear acceleration sensitivity“ či „g-dependent bias“. Parametr vyjadřuje posun výstupního signálu gyroskopu (nulové hodnoty) v závislosti na lineárním zrychlení. Zrychlení má v tomto případě charakter stejnosměrné složky (gravitační zrychlení Země), nebo nízkofrekvenčního signálu. Typická hodnota u MEMS gyroskopů bývá menší než $0.1^\circ/\text{s}/\text{g}$ (viz. příloha C). Závislost na první mocnině zrychlení lze na nízkých frekvencích obvykle kompenzovat.

Druhý parametr se nazývá „vibration rectification“ nebo „ g^2 -dependent bias“. Parametr bývá spojován s vibracemi, které mají charakter šumu s nulovou střední hodnotou. Posun výstupního signálu gyroskopu pak závisí na výkonu vstupního signálu. Pramen [59] uvádí, že kompenzace této chyby je obtížná. Jako důvody zmiňuje, že akcelerometry obvykle vykazují obdobnou závislost a pro úspěšnou kompenzaci je

kritická také fázová charakteristika obou snímačů v oblasti vyšších frekvencí. Nejčastějším řešením pro potlačení citlivosti na druhou mocninu zrychlení je antivibrační uložení celého gyroskopu. U MEMS gyroskopů není tento parametr v katalogovém listu často uváděn.

Některé prameny [38, 39] definují anizoelasticitu jako třetí parametr v souvislosti s lineárním zrychlením. V tomto případě se jedná o posun výstupního signálu gyroskopu v závislosti na součinu lineárního zrychlení ve dvou na sobě kolmých osách. Výrobci MEMS gyroskopů anizoelasticitu obvykle neuvádějí.

Rovnice (3.3) rozšířená o vliv první mocniny lineárního zrychlení a o anizoelasticitu má pak tvar:

$$\bar{\Omega} = \mathbf{K}\Omega + \mathbf{G}\mathbf{a}_1 + \mathbf{H}\mathbf{a}_2 + \mathbf{b}, \quad \mathbf{a}_1 = \begin{bmatrix} a_x \\ a_y \\ a_z \end{bmatrix}, \quad \mathbf{a}_2 = \begin{bmatrix} a_x a_y \\ a_y a_z \\ a_z a_x \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

kde \mathbf{a}_1 je vektor lineárního zrychlení, \mathbf{a}_2 vektor součinů zrychlení v navzájem kolmých osách a \mathbf{G} , \mathbf{H} jsou čtvercové matice citlivostních koeficientů.

3.3.3 Magnetické pole

V souvislosti s inerciálními snímači klasické konstrukce uvádí zdroj [39] magnetické pole jako parazitní vliv, který může způsobit posunutí nuly snímače. Výrobci MEMS gyroskopů tento parametr neuvádí a studie v tomto směru nebyly nalezeny.

3.4 Model stochastických vlastností

Předchozí kapitoly popisovaly pouze deterministické vlastnosti snímače. Je-li stanoven odpovídající model, lze tyto chyby odstranit (např. posunutí nuly, chyba citlivosti) či kompenzovat, pokud je známa hodnota rušivé veličiny (např. teplota, lineární zrychlení). Naopak chyby způsobené stochastickými vlastnostmi není možné odstranit kalibrací a kompenzace stochastických chyb je možná pouze v určitých případech a v omezené míře.

Do této kategorie patří obecně vlastnosti, které lze popsat pouze pomocí nástrojů statistiky a pravděpodobnosti. U reálného snímače vykazují veškeré parametry určitou míru nedeterministického chování, ale prakticky se stochastické modely zaměřují pouze na dominantní jevy. V případě gyroskopů tvoří nejdůležitější parametry opakovatelnost nulové hodnoty, nestabilita nulové hodnoty a širokopásmový šum.

Stochastické vlastnosti určují kvalitu snímače a jsou vždy limitujícím faktorem pro integritu řešení v úloze inerciální navigace. Je-li gyroskop nasazen samostatně bez redundance či jiných vstupů, které lze použít k odhadu úhlové rychlosti či natočení, není možné provést korekci stochastických chyb. Naopak integrované navigační systémy, které získávají údaje z více zdrojů, mohou využít modelu stochastických vlastností gyroskopu k odhadu chyb a jejich korekci.

Jelikož EKF dominuje v oblasti inerciální navigace jako nástroj pro odhad stochastických chyb, bývá návrh modelu podřízen jeho vlastnostem. Zde se projevuje především podmínka na vlastnosti šumu procesu a měření, a proto musí být vstupem modelu bílý šum s Gaussovským rozdělením. To vede na modely využívající tzv. tvarovací filtry, které jsou vhodné pro implementaci pomocí KF.

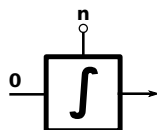
3.4.1 Opakovatelnost

Opakovatelnost parametrů bývá u gyroskopů v literatuře diskutována obvykle jen pro nulovou hodnotu a méně již pro převodní konstantu. V terminologii existuje značná nejednotnost, protože lze narazit na termíny: bias/scale factor repeatability [9], run-to-run bias/scale factor [39, 40] či day-to-day bias/scale factor [38].

Obecná definice uvádí, že se jedná o náhodnou složku, která se mění v okamžiku zapnutí snímače (za stejných podmínek) a po dobu jednoho běhu zůstává konstantní. Literatura [38] uvádí, že tyto změny mohou být řádově větší než změny, ke kterým dochází za běhu snímače. Pramen [40] tvrdí, že tyto chyby jsou důležité pouze pro levné MEMS snímače, nicméně významné hodnoty lze nalézt i u MEMS snímačů vyšší třídy [63].

Příčiny těchto změn nejsou v literatuře exaktně popsány. V krátkodobém horizontu mohou hrát roli přechodové děje v průběhu zapnutí napájení, které způsobují zvýšené namáhání součástek, nebo hysterezní vlastnosti jednotlivých prvků. U snímačů využívajících pokročilé algoritmy (např. pro kompenzaci nestability nulové hodnoty) se mohou projevit rozdílné počáteční podmínky, které změni pracovní bod. V dlouhodobém horizontu dochází ke stárnutí součástek a významnou roli hrají okolní podmínky (teplota, vibrace) v průběhu skladování.

Opakovatelnost bývá vyjádřena jako rozsah špička-špička nebo 1σ . V případě nulové hodnoty se používá absolutní jednotka pro citlivost relativní vyjádření v % či ppm z nominální hodnoty. Výrobci levných MEMS gyroskopů tyto parametry obvykle neuvádí nebo nebývá jasné, zda se jedná o opakovatelnost pro jeden kus či rozdíl mezi jednotlivými výrobky. Snímače vyšších tříd mívají definovanu opakovatelnost nulové hodnoty, ale opakovatelnost převodní konstanty se obvykle neuvádí.



Obr. 3.2: Model náhodné konstanty

Náhodná konstanta

Opakovatelnost parametrů lze modelovat pomocí náhodné konstanty [9, 61, 62]. V okamžiku zapnutí je vygenerováno náhodné číslo s určitým rozdělením pravděpodobnosti, které až do vypnutí zůstává neměnné.

Vhodná implementace pro KF využívá generátor stavu, kterým je integrátor s nulovým vstupem. Počáteční podmínka integrátoru pak odpovídá náhodné konstantě. Blokové schéma znázorňuje obr. 3.2.

3.4.2 Širokopásmový šum

Základní vlastností elektrických i mechanických systémů je šum. Pro gyroskopy bývá uváděn výstupní šum, ale v jednotkách a podmínkách vyjádření této hodnoty vládne opět nejednotnost. V katalogových listech gyroskopů se můžeme setkat s označením „Angle Random Walk“ (ARW), „Rate Noise Density“ či „Noise“.

Termín ARW vychází z původního významu gyroskopu, kdy je výstupem přímo úhel natočení vzhledem k inerciální vztahné soustavě. ARW vyjadřuje směrodatnou odchylku úhlu jako funkci času. Obvyklou jednotkou je $^{\circ}/\sqrt{h}$ a u nekvalitních snímačů se někdy používá jednotka $^{\circ}/\sqrt{s}$. Souvislost ARW s širokopásmovým šumem vyplývá z vlastnosti „Random Walk“ (RW) procesu, který lze získat integrací bílého šumu (viz. kapitola 3.4.3). Velikost ARW je tedy přímo úměrná širokopásmovému šumu v úhlové rychlosti, jež je výstupem MEMS gyroskopů.

V případě šumu se lze setkat s vyjádřením pomocí výkonové spektrální hustoty, střední kvadratické hodnoty (RMS) či rozkmitu špička-špička. V posledních dvou případech hodnota závisí na šířce pásma a v katalogových listech někdy není jasné, v jaké šířce pásma byla hodnota určena. Pro přepočty lze použít vztahy uvedené v příloze B.

Bílý Gaussovský šum

Pro modelování širokopásmového šumu gyroskopů se používá bílý Gaussovský šum [9, 61, 41, 62]. Bílý šum má konstantní výkonovou spektrální hustotu v celém roz-

sahu frekvencí a není časově korelovaný. Tato aproximace má výhodné matematické vlastnosti, kterých využívá např. KF, ale vzhledem k nekonečnému výkonu není fyzikálně realizovatelná. Bílý šum lze použít za předpokladu, že reálný šum má mnohem větší šířku pásma, než systém do kterého vstupuje.

Většina pramenů považuje úroveň širokopásmového šumu jako konstantní. Článek [46] srovnává výsledek navigace na AR modelech, které byly určeny pro rozdílné teploty. Bylo potvrzeno, že nejmenší chybu vykazuje model nejbližší k provozní teplotě.

3.4.3 Nestabilita nuly

Jako nestabilita nuly se označují pomalé náhodné změny nulové hodnoty za provozu snímače. U MEMS gyroskopů jsou způsobeny hlavně pnutím v mechanické struktuře (vlivem zapouzdření), nepřesností fázové demodulace, nestabilitou oscilátoru a změnami vlastností polovodičových materiálů [33].

V literatuře [7, 8, 33, 64] a katalogových listech bývá uváděn parametr „Bias Instability“ (BI), který určuje kvalitu snímače. Pramen [64] zmiňuje, že BI určuje nejlepší stabilitu, kterou je možné dosáhnout s plně modelovaným snímačem a aktivním odhadem nuly.

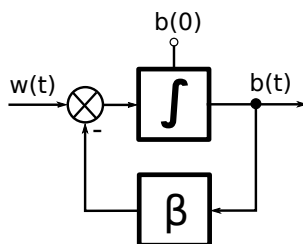
Druhým parametrem je „Rate Random Walk“ (RRW). Tento náhodný proces má dominantní charakter na ještě nižších frekvencích než BI. Standardy [7, 8] uvádí, že se může jednat o exponenciálně korelovaný šum s velmi dlouhým korelačním časem, jenž se z krátkodobého pohledu projevuje jako RW proces. Katalogové listy tento parametr neuvádí.

V souvislosti s pomalými změnami nulové hodnoty bývá zmiňován exponenciálně korelovaný šum [7, 8, 61, 62].

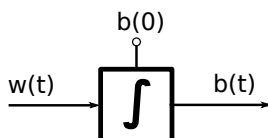
1/f šum

Šum s PSD charakteristikou typu $1/f$ bývá uváděn jako model pro BI [7, 8]. Lze narazit také na označení růžový šum či „flicker noise“. Při analýze pomocí Allanovy odchylky (viz. kapitola 5.2.5 a prameny [10, 8, 7]) se tento jev zobrazí jako oblast se sklonem 0, která tvoří nejnižší bod křivky.

Problémem je, že pro $1/f$ šum neexistuje exaktní stochastická diferenciální rovnice, která by generovala signál s danou charakteristikou. Přehled problematiky $1/f$ šumu uvádí např. [65]. Aproximace tohoto jevu vedou na systémy s vysokým počtem stavů, a proto se tyto modely v inerciální navigaci nepoužívají.



Obr. 3.3: Model Gauss-Markovova procesu 1. řádu



Obr. 3.4: Model RW procesu

Exponenciálně korelovaný šum

Exponenciálně korelovaný šum je charakteristický pro Gauss-Markovovy (GM) procesy [66]. Tento model bývá s oblibou používám pro aproximaci BI u inerciálních snímačů, protože má jednoduchou realizaci (nízký řád systému). Model GM procesu 1. řádu je na obr. 3.3. Jedná se o tvarovací filtr buzený bílým šumem, a proto je vhodný pro KF. Bližší rozbor GM procesů pro modelování BI uvádí např. zdroje [61, 62].

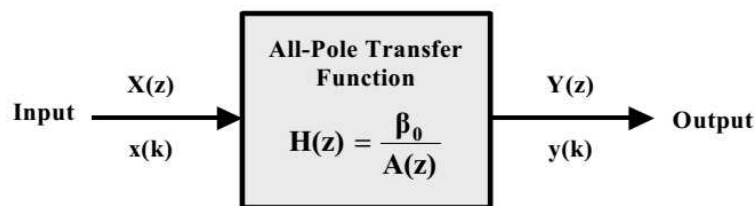
$1/f^2$ šum (Random Walk proces)

Výkonová spektrální hustota klesá s druhou mocninou frekvence, a proto je RRW dominantní na nižších frekvencích než BI. Charakteristickou vlastností RW procesu je, že jeho derivace tvoří sekvenci bílého šumu [66]. Jeho model tedy má tvar integrátoru buzeného bílým šumem (obr. 3.4).

Autoregresní model

Práce [61] uvádí autoregresní (AR) model jako alternativní metodu pro modelování stochastických chyb inerciálních snímačů. V zásadě se jedná pouze o jiný typ tvarovacího filtru (obr. 3.5) jehož vstupem je opět bílý šum.

Jako výhoda se uvádí vyšší počet stupňů volnosti oproti GM procesům, a proto je možné dosáhnout lepší aproximace. Nevýhodou je obtížnější odhad koeficientů filtru, který vyžaduje nejdříve aplikovat vhodnou metodu pro potlačení širokopásmového



Obr. 3.5: Autoregresní model [61]

šumu. Logickou nevýhodou je nárůst vnitřních stavů, což zvyšuje výpočetní náročnost. Pro praktickou realizaci bývá doporučován maximálně třetí řád AR modelu z důvodu stability KF.

3.4.4 Kvantizační šum

IEEE standardy uvádí kvantizační šum jako další složku stochastických chyb. Zmiňovaný šum má charakteristický sklon -1 Allanovy odchylky pro *úhlovou rychlost* a odpovídá kvantování *úhlu* (viz. obr. B4 v [7, 8]). Důvodem je princip činnosti optických gyroskopů, které využívají interference. V např. v případě RLG dochází k interferenci dvou paprsků o rozdílné frekvenci (vlnové délce), kdy rozdíl těchto frekvencí je úměrný úhlové rychlosti [39]. K vyhodnocení dochází čítáním interferencí na fotodetektorech, kdy jeden impuls odpovídá pootočení o úhel $\Delta\theta$, jenž závisí na konstrukci snímače. Ke kvantování tedy dochází na úrovni úhlu natočení, což způsobuje bílý šum úhlu. Je-li vyžadována informace o úhlové rychlosti, musí se čítat počet impulsů za jednotku času. Při přechodu zpět na úhlovou rychlost vznikne derivací bílého šumu signál s PSD charakteristikou f^2 , což odpovídá sklonu -1 Allanovy odchylky. Podrobný rozbor vlastností kvantizačního šumu uvádí [67].

Rozšířenou chybou je aplikace tohoto jevu na MEMS gyroskopy s vibrující hmotou. Pro MEMS gyroskopy s analogovým výstupem nemá kvantizační šum žádný význam [9]. Kvantováním úhlové rychlosti na A/D převodníku vzniká bílý šum v úhlové rychlosti, a proto se kvantizační šum převodníku projeví jako zvýšení ARW.

3.5 Testování gyroskopů

Jako výchozí dokument pro testování gyroskopů lze doporučit IEEE standard 1554 [10], který je obecně zaměřen na inerciální snímače všech kategorií. Dále tuto problematiku stručně shrnují knihy [38, 39]. Mezi základní testy patří:

1. Měření délky přechodového děje po zapnutí gyroskopu (tzv. „warm-up time“)

2. Stanovení převodní charakteristiky (posun nuly, převodní poměr, nelinearita)
3. Stanovení teplotní závislosti (posun nuly, převodní poměr)
4. Stanovení citlivosti na lineární zrychlení
5. Měření stochastických vlastností (šum, nestabilita nuly)

Velmi opomíjenou částí je problematika nejistot měření. Prakticky žádné prameny neřeší jaký je vliv měřicího vybavení. Jakou chybu vnáší okolní vlivy a jak se projeví stochastické jevy, které ztěžují určení ostatních parametrů. Z těchto důvodů bývají často opomíjeny podmínky měření a výsledkem je mísení různých jevů.

4 CÍLE

Literární průzkum problematiky MEMS gyroskopů ukazuje, že většina úsilí se soustředí na výzkum a vývoj mechanického elementu či elektroniky zpracovávající výstupní signál. V oblasti mechanické části tvoří velmi významnou větev technologie výroby, jenž definuje technologické limity. Ty zahrnují jednak omezení rozměrů, tvaru a složení materiálů, ale hlavně výrobní tolerance, opakovatelnost či homogenitu. Tyto parametry mají přímý vliv na vlastnosti MEMS gyroskopů, a proto je logickým krokem se zaměřit na podstatu problému. Minoritní část tvoří modelování vstupně-výstupních charakteristik MEMS gyroskopů a související metodika měření parametrů.

Modely vycházejí z popisu používaného u gyroskopů optických či historicky ze systémů se setrvačником. Modely těchto snímačů však zahrnují řadu jevů, které nemohou u MEMS gyroskopů díky odlišnému principu činnosti nastat. Prakticky se model redukuje na popis závislosti posunu nuly a převodní konstanty vlivem teploty a na chybu zarovnání v případě deterministických jevů. Skupinu stochastických vlastností pak zastupuje širokopásmový šum a nestabilita nuly aproximovaná obvykle GM procesem 1. řádu.

Pro metodiku měření parametrů gyroskopů existuje relativně malé množství literárních zdrojů a konkrétně problematice MEMS gyroskopů s vibrující hmotou se věnuje prakticky pouze IEEE standard [9]. Nejméně zdokumentovanou část tvoří oblast nejistot měření, která není pro MEMS gyroskopy zpracována.

Cíle této práce tvoří tyto úzce související oblasti:

1. Identifikace a posouzení hlavních zdrojů nejistot měření při stanovení parametrů MEMS gyroskopů.
2. Upřesnění metodiky měření parametrů MEMS gyroskopů (potlačení nejistot, nároky na vybavení).
3. Proměření vstupně-výstupních charakteristik různých typů levných MEMS gyroskopů s cílem identifikovat reálné vlastnosti a parazitní vlivy. Mezi zcela nedokumentované či málo známé jevy patří: závislost nelinearity a stochastických jevů na teplotě, závislost parametrů na napájecím napětí, dynamické vlastnosti a charakteristika interního teplotního snímače.
4. Na základě naměřených dat určit vhodný popis a sestavit model, který reflektuje tyto vlastnosti, s ohledem na nejistoty měření.

5 TESTOVÁNÍ MEMS GYROSKOPŮ

Jako první krok k sestavení vhodného modelu byly změřeny a analyzovány parametry řady levných MEMS gyroskopů s cílem identifikovat jejich klíčové vlastnosti. Pro testování gyroskopů jsou nezbytné přípravky, které umožní jednak elektrické připojení a zadruhé mechanické upevnění snímače. Vzorky a použité přípravky popisuje kapitola 5.1. V rámci testování gyroskopů byla v kapitole 5.2 rozebrána metodika měření s cílem upřesnit kritické body a problematice nejistot měření se věnuje kapitola 5.3.

5.1 Vzorky

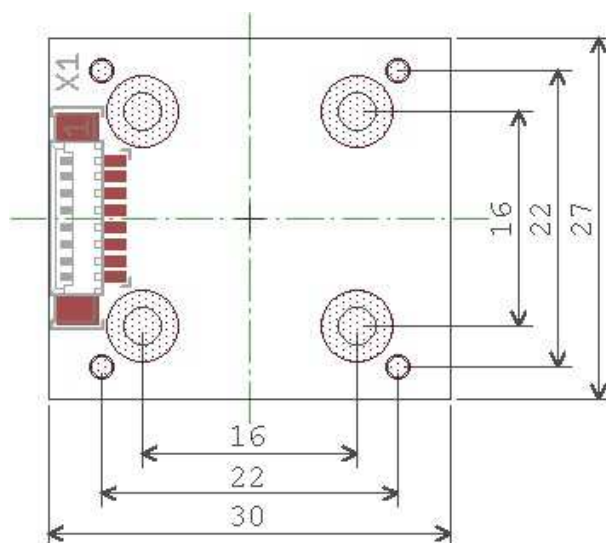
Výběr gyroskopů byl ovlivněn především dostupností a zapouzdřením. Testovány byly následující snímače (vybrané katalogové hodnoty viz. příloha C):

- **Analog devices:** ADXRS300, ADXRS610, ADXRS613, ADXRS642, ADXRS649, ADXRS450
- **Melexis:** MLX90609-N2
- **Sensoror:** SAR150-100, SAR150-250
- **Inven Sense:** IDG500, IDG1215
- **ST Microelectronics:** LISY300

Jedná se o levné gyroskopy v cenové hladině do 5000 Kč s úrovní $ARW > 0.5^\circ/\sqrt{h}$ a $BI > 50^\circ/h$. Nejlevnější snímače používají pouzdra typu QFN a LGA. U snímačů vyšší třídy bývá z důvodu stability použito keramického pouzdra LCC či BGA. V testované sadě jsou zastoupeny snímače s analogovým i digitálním výstupem a s rozsahem od $\pm 75^\circ/s$ až $\pm 20000^\circ/s$.

5.1.1 Desky plošných spojů pro gyroskopy

Pro gyroskopy byla navržena unifikovaná deska plošných spojů (obr. 5.1), která zabezpečí jednotnou montáž na rotační stůl. Upevňovací šrouby a kolíky pro přesné umístění jsou rozloženy do čtverce symetricky kolem středu DPS, aby bylo možné desku otáčet s krokem 90° kolem osy gyroskopu. Dále jsou součástky osazeny pouze z horní strany, aby byla možná přímá montáž DPS na plochu přípravku či rotačního stolu. Cílem je zajistit rovnoběžnost desky a nízký tepelný odpor pro případné tepelné testy využívající ohřev ze strany DPS. Počet a umístění upevňovacích šroubů



Obr. 5.1: Unifikovaná deska (2:1)

byly zvoleny do blízkosti pouzdra snímače (středu DPS), aby se minimalizovaly nežádoucí rezonance DPS v případě vibračních testů.

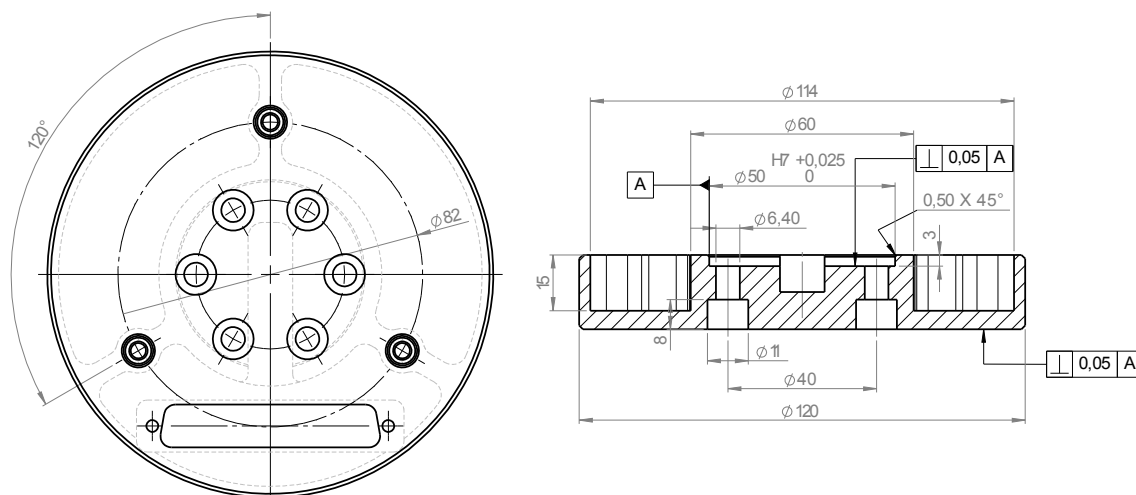
Konkrétní návrhy zapojení, které vycházejí z doporučených zapojení jednotlivých snímačů, a desek plošných spojů pro jednotlivé typy gyroskopů se nacházejí v příloze D. Slabinou desek je použití pouze dvouvrstvé DPS. Snahou bylo minimalizovat cenu, ale v některých případech nebylo možné navrhnout desku se signálovými cestami pouze v horní hladině. Nevýhodou je proto větší kapacitní vazba proti desce RS, protože izolaci tvoří pouze zesílená vrstva nepájivé masky. Při manipulaci je proto nutná opatrnost, aby nedošlo k poškození izolace a tím ke zkratu či průniku rušení do obvodu.

5.1.2 Přípravky

Rotační sůl RMS SDL1401 je vybaven dvěma typy desek s průměry 120 a 240 mm. Pro testování dynamických vlastností MEMS gyroskopů je výhodnější menší deska, protože lze dosáhnout větších zrychlení díky nižšímu momentu setrvačnosti. K montáži testovaného zařízení jsou určeny pouze tři závitové vložky rozložené na kružnici o průměru 82 mm a navíc se ve středu nacházejí zapuštěné šrouby pro uchycení desky na hřídel stolu (obr. 5.2). Z těchto důvodů je nezbytná redukce pro montáž DPS s testovaným gyroskopem.

Výkresy použitých redukcí se nachází v příloze D. Při konstrukci byl kladen důraz na následující parametry:

- dodržení kolmosti a rovnoběžnosti montážních ploch



Obr. 5.2: Deska rotačního stolu RMS SDL1401 Ø120 mm [70]

- minimalizaci momentu setrvačnosti
- umístění testovaného gyroskopu do osy rotace

Přípravky jsou zhotoveny z jednoho kusu základního materiálu a obrobene frézováním, čímž jsou zajištěny požadované tolerance. Jako materiál byla zvolena slitina hliníku EN AW 5083, která se vyznačuje dobrou obrobiteľnosť, prirozenou tvrdostí a odolnosť proti korozi. Nicméně praktické zkušenosti ukázaly, že při testování na rotačním stole s teplotní komorou dochází při cyklování teploty k postupnému nárůstu vlhkosti, což urychluje korozi přípravku. Z pohledu klimatických vlivů je tedy vhodné ošetřit povrch například eloxováním.

Osa rotace stolu prochází pouzdem testovaného gyroskopu, což minimalizuje vliv odstředivého zrychlení. Bohužel před návrhem nebyla provedena dostatečná analýza problému, a proto byly vyrobeny dvě redukce, kdy jedna zajišťuje rovnoběžné a druhá kolmé umístění DPS vzhledem k ploše stolu. Tento přístup nelze doporučit, protože výměna redukcí je daleko pracnější a způsobuje větší chybu, než umístění gyroskopu mírně mimo osu rotace. Alternativou může být řešení přípravku formou kostky naznačené na obr. 5.21.

5.2 Metodika měření

Kapitola doplňuje a vysvětluje základní metody, které lze nalézt v IEEE standardech [7, 8, 9, 10], nebo velmi zevrubně v knihách [39, 38]. V textu jsou navíc zdůrazněny praktické zkušenosti související s metodikou testování, měřicími přístroji a jejich vlastnostmi. Tyto poznatky pochází z práce s následujícími přístroji:

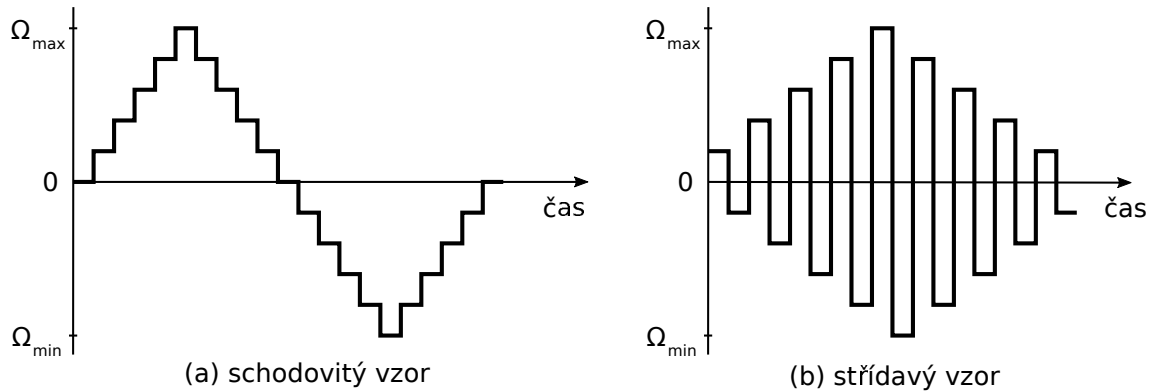
- Rotační stůl RMS SDK 431/7
- Rotační stůl RMS SDL 1401
- Rotační stůl Ideal Aerosmith 1291BL (Honeywell)
- Teplotní komora CTS T-65/50
- Teplotní komora CTS T-60/50
- Teplotní komora Associated Environmental Systems ZSD-305 (Honeywell)

5.2.1 Statická převodní charakteristika

Základní úlohou při stanovení převodní charakteristiky je určení parametrů lineárního modelu snímače dle rovnice (3.3) a dalším úkolem bývá posouzení nelinearity. Pro tyto účely musí být vstup gyroskopu vybuzen známou hodnotou a zaznamenána výstupní odezva snímače. Jako zdroj vstupní úhlové rychlosti se nejčastěji používají rotační stoly, přičemž v určitých případech lze využít rotace Země.

Rotační stoly existují ve variantách s jedním až třemi stupni volnosti. Hlavní výhoda víceosých RS spočívá v možnosti kalibrace víceosých gyroskopů bez nutnosti jejich demontáže při změně vstupní osy, což má hlavní význam pro měření teplotních závislostí. U jednoosého RS musí být proměřena postupně každá osa přes celý teplotní rozsah, protože především při nízkých teplotách není možné se vzorkem manipulovat. Důvodem je nežádoucí kondenzace či namrzání atmosferické vlhkosti na vzorek a vnitřek teplotní komory. Druhý důvod spočívá v časové náročnosti, protože kvůli výměně os při každé teplotě by byl celý proces velmi zdlouhavý. Neefektivita jednoosého RS se dále projeví díky času nutnému pro ustálení teploty vzorku. Tento interval závisí jednak na vlastnostech komory jako jsou rychlost změny teploty, kvalita regulace (překmity) či konstrukce RS. Podrobněji tuto problematiku rozebírá kapitola 5.2.3.

Celkově se čas pro ustálení teploty vzorku pohybuje řádově v rozmezí 15 až 60 minut. Při měření např. v automotive teplotním rozsahu (-40 až $+125^{\circ}\text{C}$) s krokem 10°C tak vzniká režie více jak 4 h v jedné ose. Tříosý RS tedy přináší značnou úsporu času a navíc zjednodušuje konstrukci přípravku, protože není nutné uchycení



Obr. 5.3: Průběh úhlové rychlosti při testování na RS

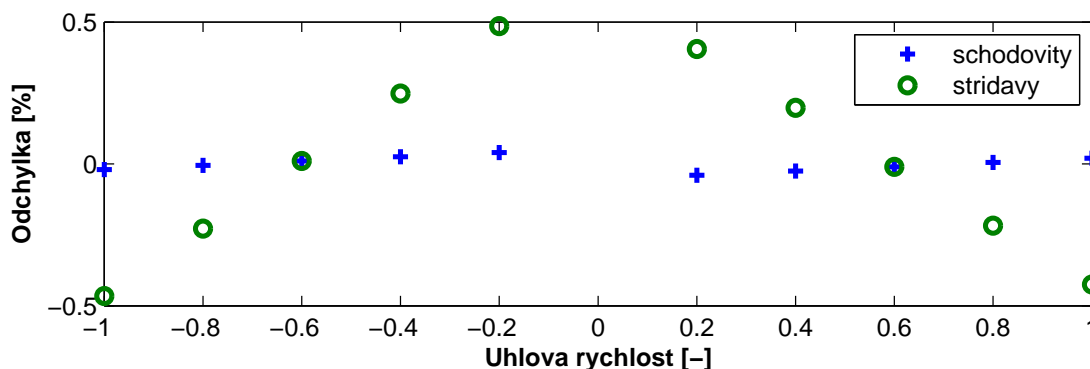
v navzájem kolmých polohách, což má dopad na nejistotu měření (viz. kapitola 5.3.3).

Na časový průběh úhlové rychlosti při testování na RS existují dva názory. Např. pramen [39] uvádí schodovitý průběh dle obr. 5.3a včetně hodnot s nulovou úhlovou rychlostí. Normy IEEE [10] doporučují střídavý průběh dle obr. 5.3b, přičemž nulová úhlová rychlost je vynechána, aby byl potlačen vliv rotace země na odhad převodní konstanty.

Oba průběhy na obr. 5.3 zahrnují dva průběhy přes celý rozsah gyroskopu v rostoucím a klesajícím směru. Tento přístup prodlužuje dobu měření, ale pomáhá odhalit případné hystereze či drift parametrů. Z pohledu potlačení řady chyb je výhodné měřit výstup gyroskopu vždy přes celou otáčku RS (viz. kapitola 5.3).

Malou výhodou schodovitého průběhu představuje mírně kratší čas měření, protože zrychlení a zpomalení RS jsou dány pouze přírůstky úhlové rychlosti na rozdíl od střídavého vzoru, kde se překonává řádově větší rozdíl. Ze simulací vyplývá, že hlavní výhoda střídavého vzoru je přibližně 5x menší citlivost na drift nuly gyroskopu. Tento jev vždy nastává jednak díky stochastickým chybám gyroskopu (Rate Random Walk, Rate Ramp) či vlivem neustálené teploty. Potlačení vychází ze symetrického rozložení chyby do kladné i záporné části úhlové rychlosti. Sklon křivky (převodní konstanta) se tímto způsobem odchýlí méně. V případě lineárního driftu vzniká zdánlivá chyba linearity, která je zobrazena v grafu 5.4, a proto je nutné zbavit naměřená data lineárního trendu.

K připojení testovaného zařízení jsou RS vybaveny rotačními konektory, které zprostředkovávají přenos signálů na pohyblivou část. Obvykle se jedná o stíněné diferenciální nebo nesymetrické signály dovolující přenos až 230 V/2 A. Odpor rotačních konektorů bývá typicky 10 mΩ. Pro digitální signály nemá tato hodnota žádný význam a rovněž pro analogové signály při zatížení vstupem s vysokou im-

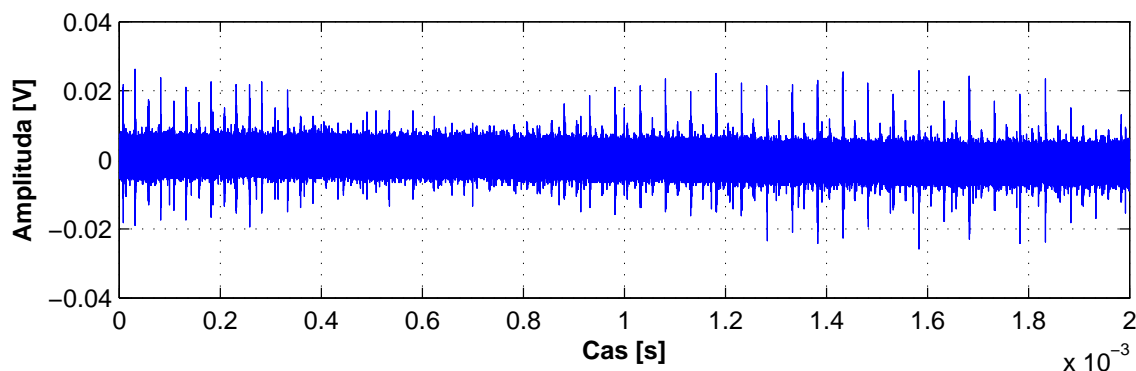


Obr. 5.4: Zdánlivá chyba linearity (lineární trend 1% z rozsahu)

pedancí ($> 1 \text{ M}\Omega$) je úbytek zanedbatelný. Problémem může být rušení od motoru RS. Typickým řešením je bezkartáčový motor s kroutícím momentem řádově 5 až 50 Nm řízený v uzavřené smyčce. Např. u rotačního stolu RMS SDK431/7 bylo pozorováno rušení až 500 mVpp ve frekvenčním pásmu nad 10 kHz. Vysokofrekvenční rušení je v případě analogových signálů obvykle potlačeno antialiasing filtrem, ale pro digitální komunikaci může způsobovat nepřijatelné chyby. V tomto případě se jednalo o přenos po USB rozhraní, který nebyl díky rušení možný.

Graf 5.5 ukazuje záznam rušení pomocí digitálního osciloskopu na výstupu teplotního snímače gyroskopu ADXRS610 připojeného k RS SDL1401. Střední část ($\pm 10 \text{ mV}$) tvoří vlastní šum snímače a pouze jehlové impulzy (40 mVpp) způsobuje rotační stůl. Rušení u tohoto modelu je řádově nižší, a proto nezpůsobuje výrazné problémy.

Z praktického hlediska patří mezi opomíjené parametry typ konektorů pro připojení vzorku a možnosti uchycení. V oblasti konektorů bývají RS nejčastěji vybaveny konektory typu D-SUB (Cannon) nebo robustními vojenskými konektory. Vojenské



Obr. 5.5: Rušení signálů na rotačním konektoru SDL1401 (jehlové impulzy)

konektory lze doporučit pouze pro speciální použití, protože existuje velké množství variant a následné přechodky k připojení zařízení s jiným typem konektoru jsou velmi nákladné a často i rozměrné.

Velmi problematické bývá uchycení vzorku na desku RS. Pro tyto účely jsou desky RS vybaveny závitovými vložkami, ale rozměry a rozmístění bývají značně nejednotné. U systémů firmy RMS je standardním řešením rozmístění závitů na kružnici a v případech desek o průměrech 120 a 240 mm nejsou upínací body vzájemně kompatibilní. Systémy firmy Ideal Aeromith používají čtvercovou síť. Ve vzájemném srovnání vychází výhodnější čtvercová síť, která zajišťuje lepší kompatibilitu přípravků a snazší chycení více vzorků zároveň. Další rozbor požadavků na uchycení a přípravky uvádí kapitola 5.3.3.

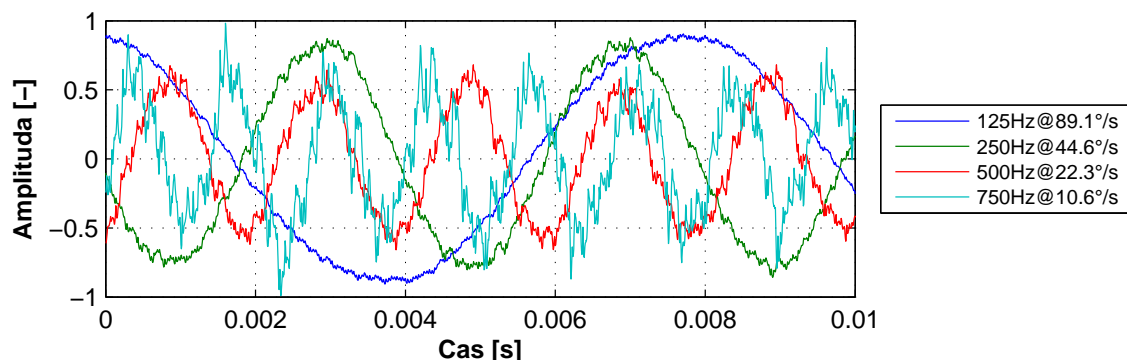
5.2.2 Frekvenční charakteristika

Cílem při měření frekvenční odezvy gyroskopů je stanovit amplitudové a případně fázové charakteristiky. Výrobci gyroskopů obvykle uvádí pouze mezní kmitočet pro pokles o 3 dB či fázový posun o 90°.

Jako zdroj signálu lze v omezené míře použít klasický RS, ale pro nejvyšší frekvenční rozsahy a zatížení musí být použita specializovaná zařízení optimalizovaná ke generování úhlových vibrací. Jejich principem je buď převod lineárních vibrací na úhlové pomocí torzního členu (např. [71]), kdy se využívá klasického vibračního stolu jako budiče. Druhý přístup používá přímého buzení vibrací pomocí bezkartáčového motoru (např. [72]) stejně jako v případě běžných RS. Systémy pro generování úhlových vibrací jsou obvykle vybaveny vzduchovými nebo fluidními ložisky, protože vůle způsobují nežádoucí pohyb. Na rozdíl od RS nedovolují neomezené otáčení, ale maximální frekvence se pohybují v řádu do 5 kHz.

Běžné RS dovolují generovat pouze signál sinusového průběhu. Rozmítaný či náhodný signál může být teoreticky vynucen v módu ovládnutí externím analogovým signálem, ale praktickým omezením jsou vlastnosti regulátoru, který je optimalizován především na konstantní úhlovou rychlost a profily typu rampa.

Frekvenční rozsah závisí na kroutícím momentu motoru a momentu setrvačnosti rotující části (rotor motoru, hřídel, deska stolu, přípravek a vzorek). Tyto dva parametry určují maximální dosažitelné zrychlení. Vhodné jsou tedy RS disponující vysokým úhlovým zrychlením. Maximální amplituda úhlové rychlosti a polohy pak vychází z frekvence sinusových kmitů. Podobně jako u lineárních vibračních stolů, je na nízkých kmitočtech omezující maximální amplituda polohy. V případě RS, které dovolují neomezené otáčení, není teoreticky důvod k omezení v této oblasti.



Obr. 5.6: Signál/šum v časové oblasti při měření frekvenční charakteristiky

Nicméně např. kontrolér systému Ideal Aerosmith omezuje amplitudu kmitů na 53° a kontrolér firmy RMS na 180° .

Běžné rotační stoly disponují zrychlením do $50000^\circ/\text{s}^2$ (bez zatížení), ale povolený frekvenční rozsah bývá nejčastěji do 100 Hz, což teoreticky dává max. úhlovou rychlost $80^\circ/\text{s}$. Další omezení spočívá v mechanické konstrukci, která není optimalizována pro vyšší frekvenční rozsahy, a proto vznikají nežádoucí rezonance. U běžných typů RS lze očekávat měření v rozsahu do jednotek až desítek Hz s malou amplitudou úhlové rychlosti a to za předpokladu nízkého momentu setrvačnosti vzorku.

Nízké hodnoty úhlové rychlosti jsou nevhodné kvůli malému poměru signál/šum. K základnímu šumu gyroskopu se na vyšších frekvencích přidává rušení způsobené vibracemi a akustickým hlukem, který RS produkuje. Při nízkém poměru vzniká vysoká nejistota při určení amplitudy a fáze výstupního signálu. Graf 5.6 ukazuje normalizovaný výstup gyroskopu ADXRS610 pro různé frekvence. Poměr signál/šum vychází 31, 24, 15 a 8 dB.

Z pohledu rezonancí a maximální šířky pásma je kritickým bodem uchycení testovaného gyroskopu. Na přípravku jsou kladeny protichůdné požadavky požadující minimalizaci momentu setrvačnosti z pohledu maximálního zrychlení a maximalizaci tuhosti konstrukce pro zajištění rezonančních kmitočtů nad oblastí zájmu.

Pro testování frekvenčních charakteristik by použit RS RMS SDL1401, který v konfiguraci s deskou o průměru 120 mm dovoluje dosáhnout zrychlení až $200000^\circ/\text{s}^2$ v šířce pásma do 1 kHz, což je u RS značně nadprůměrná konfigurace. Z praktického hlediska je měření na frekvencích převyšujících 100 Hz značně problematické. Mezi nezbytné podmínky patří nastavení veškerých parametrů regulátoru pro dané vlastnosti vzorku. V případě stolu RMS SDL1401 se jedná především o parametry šířka pásma regulátoru, mezní frekvence filtru odchylky a moment setrvačnosti vzorku,

protože tyto nastavení zásadním způsobem ovlivňují chování systému na vyšších frekvencích.

Mezi nezdokumentované parametry patří volba „Sine Magnitude Control“, která vynucuje dodržení žádané amplitudy úhlové rychlosti při sinusových vibracích. Pro frekvence překračující 200 Hz spolu s amplitudou úhlové rychlosti $40^\circ/\text{s}$ nebylo možné dosáhnout spolehlivého chodu RS, protože v případě odchylky překračující určitou mez přechází systém do chybového stavu.

Bez zapnuté volby „Sine Magnitude Control“ bylo dosaženo maximální frekvence 600 Hz při amplitudě rychlosti $40^\circ/\text{s}$, což odpovídá zrychlení přibližně $150000^\circ/\text{s}^2$. Nicméně v tomto případě již není možné spoléhat na nastavenou hodnotu úhlové rychlosti. Jako řešení se teoreticky jeví použít analogový výstup indikující okamžitou hodnotu úhlové rychlosti, který RS poskytuje. Hodnota v tomto případě vychází z měření pomocí interního inkrementálního snímače s vysokým rozlišením, jenž slouží k řízení RS. V případě systému RMS SDL 1401 se jedná o enkodér se základním rozlišením 15744 impulzů na otáčku. Výstup indikující úhlovou rychlost je v tomto případě generován softwarově pomocí D/A převodníku s rozlišením 16 bitů a vzorkovací frekvencí 4 kHz, což na vyšších frekvencích vede k nízkému poměru mezi měřenou a vzorkovací frekvencí. Další alternativa spočívá ve zpracování přímého výstupu interpolátoru inkrementálního snímače. Z neznámého důvodu je však vyveden pouze jeden kanál z dvojice I a Q, což zabraňuje použít běžné systémy pro vyhodnocení rychlosti.

Po mechanické stránce byla u RS v konfiguraci s osou otáčení ve vertikální poloze identifikována první rezonanční frekvence přibližně na úrovni 250 Hz. Na této frekvenci vzniká zvýšený přenos vibrací do okolí a při vyšších úhlových rychlostech přechází regulátor do chybového stavu, pravděpodobně z důvodu překročení maximálního akčního zásahu.

5.2.3 Teplotní charakteristika

Typickým řešením pro měření teplotních charakteristik jsou teplotní či klimatické komory. Dle druhu testu existují různé požadavky na rozsahy, časový průběh teploty a stabilitu. Z pohledu principu chlazení existují dvě základní skupiny teplotních komor s otevřeným a uzavřeným chladicím okruhem.

Systémy s otevřeným okruhem využívají odpařováním zkapalněného plynu (nejčastěji N_2 nebo CO_2), který musí být dodáván z externího zdroje a po expanzi bývá volně rozptýlen do okolí komory. Tyto komory dosahují velkého teplotního gradientu v čase a zaručují nízkou hladinu vibrací. Nevýhodou je potřeba provozního média a

nutnost zajištění dobré ventilace, aby nedocházelo k hromadění použitého plynu v laboratoři.

Komory s uzavřeným okruhem jsou založeny na kompresorovém systému. Pro teplotní rozsahy přibližně do -40°C se používají jednostupňové systémy, ale nižší teploty lze prakticky dosáhnout pouze kaskádním zapojením dvou okruhů. Kompresory vždy vytváří nežádoucí vibrace a akustický hluk. Tyto jevy jsou hlavní nevýhodou, protože mohou způsobovat nezanedbatelné chyby měření.

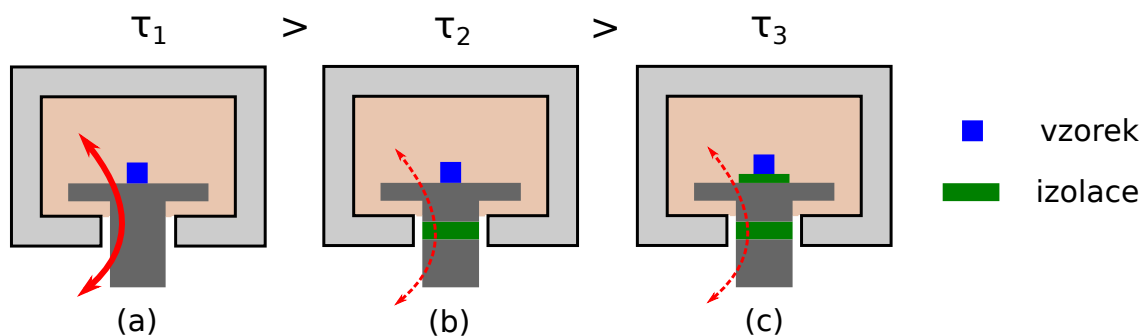
Obvyklé požadavky na průběh teploty v čase jsou udržování konstantní hodnoty nebo lineární rampa. Ustálenou hodnotu vyžadují měření, která nelze provést v zanedbatelně krátkém čase vzhledem k rychlosti změny teploty. Do této skupiny patří například měření převodní konstanty, nelinearity či Allanovy odchylky. Závislost posunu nuly gyroskopů může být měřena při termálním cyklování.

Katalogová stabilita teploty u malých teplotních komor bývá typicky $\pm 0.5^{\circ}\text{C}$ a teplotní gradient se u mechanický chlazených systémů pohybuje řádově v rozmezí 1 až 10 K/min. Nicméně hlavní vliv má obvykle strategie regulátoru a počáteční podmínky (stav chladicího okruhu). Z důvodů šetření energie a životnosti bývá kompresor aktivován pouze při nutnosti chlazení a vypínán s definovanou časovou prodlevou. Při přechodu z klidového stavu vzniká především u dvoustupňových kompresorových systémů prodleva v řádu jednotek minut, než začne mít chlazení vliv. Ve většině případů vede tato situace ke značnému překmitu a tím k prodloužení času nutného k ustálení teploty.

První fází je tedy ustálení teploty vzduchu uvnitř komory, kterou aktivně reguluje zpětnovazební regulátor. Homogenitu a oběh vzduchu přes výměník zajišťuje ventilátor. Z krátkodobého pohledu teplota vždy kolísá kolem nastavené teploty, protože chlazení bývá neproporcionální pomocí ventilů zásobujících výměník.

Řádově delší čas trvá ustálení teploty vzorku, protože jeho teplota již není řízena ve zpětné vazbě, a proto volně konverguje k teplotě vzduchu v komoře. U holých MEMS gyroskopů bývá časová konstanta vzhledem k rychlosti komory obvykle zanedbatelná, protože mají minimální hmotnost i objem. Celkovou časovou konstantu však ovlivňuje uchycení vzorku, konstrukce přípravku a vlastnosti RS (obr. 5.7).

Největší časovou konstantu tvoří samotný rotační stůl, kde závisí na konstrukci hřídele při průchodu stěnou teplotní komory. Hřídel způsobuje vedení tepla z/do komory a zanáší do systému časovou konstantu, která zahrnuje zbytek konstrukce RS. Aby se zabránilo tepelnému toku hřídelem, může být vybaven tepelnou bariérou z izolačního materiálu (obr. 5.7b). Toto řešení využívá např. RS Ideal Aerosmith 1291BL nikoliv však RMS SDL1401. Výhodou tepelné bariery je tedy omezení tepel-



Obr. 5.7: Časová konstanta pro ustálení teploty vzorku

ného toku, s čímž dále souvisí nižší namáhání motoru a ložisek. Nicméně toto řešení bývá problematické z hlediska materiálů, tuhosti hřídele a dodržení geometrických rozměrů.

Ustálení teploty vzorku dále ovlivňuje hmota desky RS a přípravek pro uchycení. U přípravku je žádoucí snížení tepelné kapacity i z pohledu minimalizace momentu setrvačnosti. Při konstrukci přípravku lze z výše uvedených důvodů uvažovat o tepelné bariéře oddělující snímač od ostatních částí (obr. 5.7c).

Čas nutný k ustálení vzorku tedy musí být zvolen a nejlépe experimentálně ověřen vzhledem ke konkrétní měřicí sestavě a požadavkům na maximální změnu teploty během měření. Typicky se hodnota pohybuje v rozmezí 15 až 60 minut.

Cyklování teploty může být problematické kvůli kondenzaci vlhkosti. Hřídel RS obvykle prochází stěnou teplotní komory pomocí volně pohyblivých podložek z tepelně izolačního materiálu, které zajišťují dostatečnou toleranci pro montáž. Vlivem netěsností a pomocí nucené cirkulace vzduchu uvnitř komory vniká do testovacího prostoru stále nová vlhkost, která při teplotách pod bodem mrazu namrzá na výměníku. Při přechodu do kladných teplot tak narůstá vlhkost, která zrychluje oxidaci vzorků či přípravků a při ochlazování zpět kondenzuje. Námraza dále snižuje účinnost výměníku a v dlouhodobém horizontu může dojít až k chybovému stavu komory. Z tohoto důvodu disponují některé typy teplotních komor (např. CTS T-60/50) vstupem pro suchý stlačený vzduch, který se vhání do testovacího prostoru, čímž se zamezí nadměrnému zvýšení vlhkosti. Tato funkce je důležitá především při vícenásobném cyklování teploty a dlouhých měřeních pod bodem mrazu.

Z praktických poznatků stojí za zmínku vliv osvětlení uvnitř komory. Např. teplotní komory firmy CTS jsou vybaveny halogenovým osvětlením, které emituje značné množství tepla. Při zapnutí osvětlení byl zaznamenán nárůst teploty vzorku až o 1°C.

Jelikož teplotní komora generuje značné množství odpadního tepla, musí být

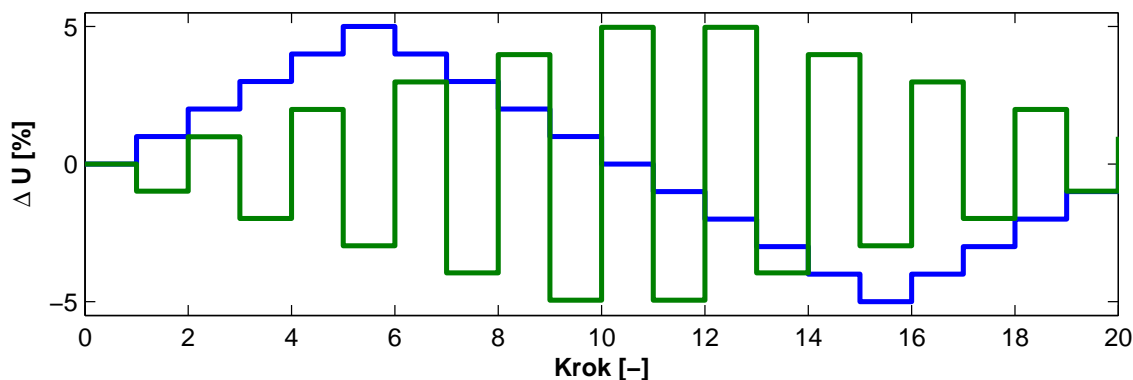
vyřešena otázka jeho odvodu. Malé teplotní komory odvádí přebytečné teplo do vzduchu, čímž jsou kladeny zvýšené nároky na klimatizaci laboratoře, aby nedocházelo k nepříjemným změnám teploty, které mohou negativně ovlivnit přesnost přístrojů. Z tohoto pohledu je důležité rozmístění měřicího řetězce vzhledem k výdechu z výměníku komory, kde teplota kolísá až o desítky stupňů.

5.2.4 Závislost na napájecím napětí

Hlavními parametry MEMS gyroskopů jsou převodní konstanta a výstupní úroveň při nulové úhlové rychlosti. Stanovení závislosti těchto parametrů na napájecím napětí komplikuje citlivost na teplotu. V případě změny napájecího napětí dochází ke změně ztrátového výkonu, který se maří uvnitř pouzdra snímače, což má přímý dopad na interní teplotu.

Vliv teploty lze v některých případech potlačit teplotní kompenzací na základě vhodného modelu. Ne všechny gyroskopy však mají vestavěný teplotní snímač, rozlišení nemusí být dostatečné, případně je cílem charakterizace právě teplotní snímač, který může vykazovat závislost na napájecím napětí (viz. kapitola 6.1.2).

V takových případech lze využít rozdílných dynamických vlastností v šíření závislosti na teplotě a závislosti na napájecím napětí. Přímá elektrická vazba napájecího napětí bude mít kratší časovou konstantu než propagace přes teplotní závislost. Z tohoto pohledu hraje klíčovou roli posloupnost změny napájecího napětí. Dva přístupy ukazuje obr. 5.8. Intuitivním řešením je schodovitý průběh (modrá křivka), který však vede na větší změny interní teploty. Průběh střídající hodnoty s symetricky kolem nominální hodnoty (zelený) zachovává střední hodnotu v rámci dvou po sobě jdoucích kroků a vyšší frekvence zajistí lepší potlačení změn teploty.



Obr. 5.8: Posloupnost napájecího napětí

5.2.5 Stochastické vlastnosti

Velkou skupinu parametrů tvoří stochastické vlastnosti. Mezi nejběžněji uváděné parametry patří širokopásmový šum (Angle Random Walk), nestabilita nuly (Bias Instability) a opakovatelnost. Tyto základní parametry se používají jako standard k posouzení kvality gyroskopu pro účely inerciální navigace. U systémů využívajících principu Kalmanova filtru k potlačení vlivu stochastických jevů je nezbytný jejich model a tudíž jeho parametry.

Mezi hlavní metody k popisu stochastických vlastností patří autokorelační funkce, výkonová spektrální hustota a Allanova odchylka. Autokorelační funkce dává jednoznačný popis náhodného procesu, ale hlavní nevýhoda spočívá v problematické interpretaci. Základním typům náhodných procesů odpovídají elementární funkce jako Diracův impuls (bílý šum) či exponenciální funkce (Gauss-Markovův proces), ale při současné kombinaci více jevů není možné pomocí autokorelační funkce jednoduše odlišit jednotlivé složky a určit jejich parametry.

Z těchto důvodů se pro analýzu používá nejčastěji výkonová spektrální hustota (PSD) či Allanova odchylka. Matematické základy obou metod jsou dostatečně shrnuty např. v pramenech [10, 8, 7]. Výhodou obou metod jsou asymptotické vlastnosti základních stochastických procesů, které se projevují v různých frekvenčních oblastech, což dovoluje jednoduchou grafickou interpretaci a hrubé určení jejich parametrů přímým odečtem z grafu. Metoda Allanovy odchylky má oproti PSD nižší nároky na výpočetní výkon. Nevýhoda spočívá v nejednoznačné interpretaci některých jevů, které se mohou projevit asymptotami o stejném sklonu. Problém lze vyřešit použitím modifikované varianty algoritmu či vhodnou filtrací dat.

Nejčastěji lze narazit na nejjednodušší variantu Allanovy odchylky ve tvaru:

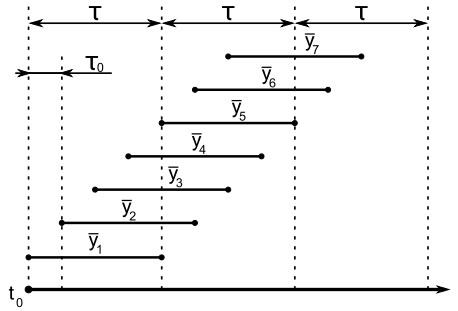
$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{k=1}^{M-1} (\bar{y}_{k+1} - \bar{y}_k)^2 \quad (5.1)$$

kde τ je průměrovací čas, M počet skupin a \bar{y}_k střední hodnota ve skupině k . Výpočet hodnoty $\sigma_y^2(\tau)$ tedy spočívá v rozdělení dat na skupiny o délce τ (bez překryvu), výpočtu střední hodnoty v každé skupině a sumaci kvadrátů odchylek mezi sousedními skupinami.

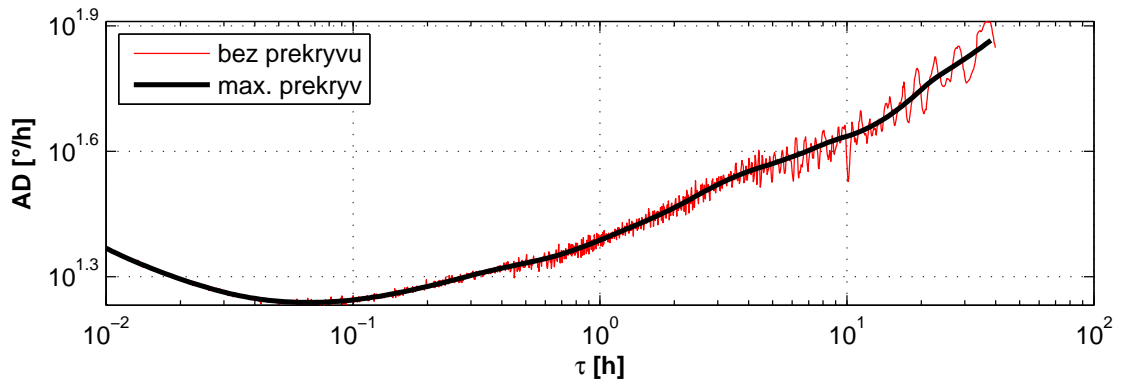
Nevýhodou algoritmu bez překryvu skupin je vyšší nejistota výsledku. Překrývání sice nepřináší statisticky nezávislé vzorky, ale i tak má pozitivní vliv na nejistotu. Překrývaná varianta výpočtu Allanovy odchylky má tvar [10]:

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2(N-2m)} \sum_{k=1}^{N-2m} (\bar{y}_{k+m} - \bar{y}_k)^2 \quad (5.2)$$

kde m je celé kladné číslo určující velikost překryvu, $N = M - 1$ a τ vyhovuje



Obr. 5.9: Překrývání skupin při výpočtu Allanovy odchylky



Obr. 5.10: Vliv překrývání skupin na výsledek Allanovy odchylky

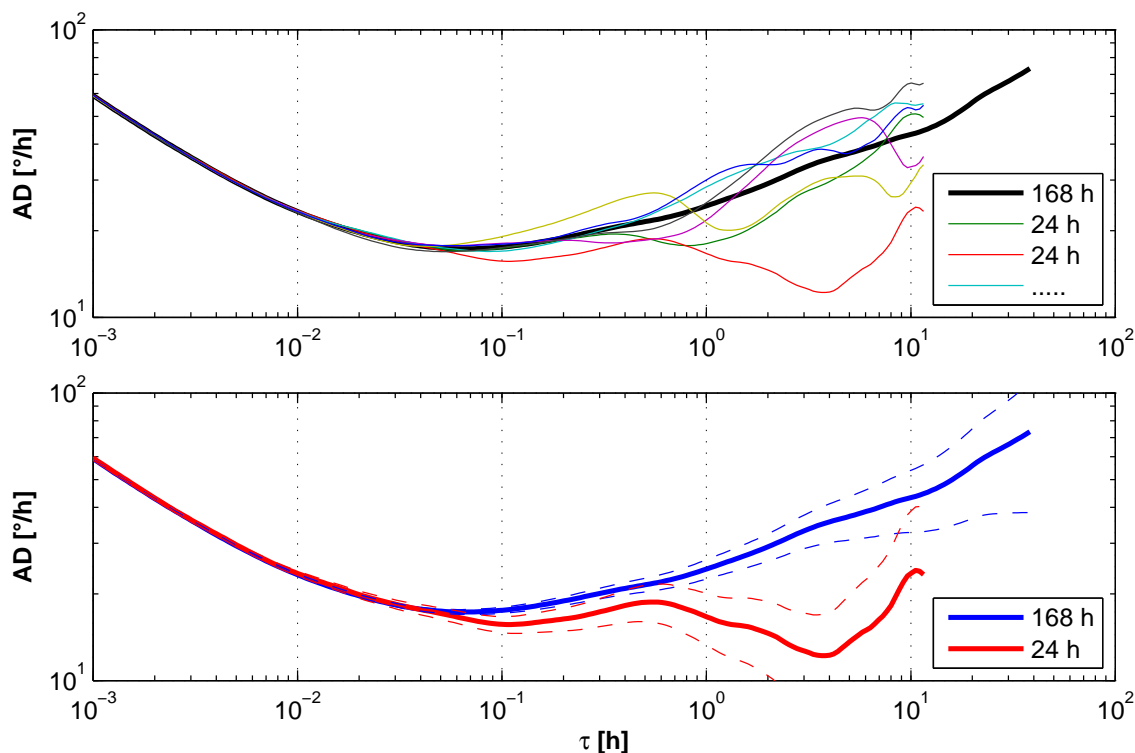
rovnici $\tau = m\tau_0$ (viz. obrázek 5.9). Při $m = 1$ nedochází k překryvu a rovnice (5.2) se redukuje na tvar (5.1).

Překrývání zlepšuje výsledek v oblasti s malým počtem skupin, což odpovídá dlouhým průměrovacím časům. Srovnání výsledku obou metod pro stejná data ukazuje obr. 5.10. U varianty bez překryvu vzniká šum, který závisí na počtu bodů ze kterých je Allanova křivka složena. Nízký počet bodů vede na „podvzorkování“, tvaru, protože jsou ze šumu vybrány pouze některé vzorky, což vede na chybný výsledek obdobně jako v případě aliasing efektu. Na obr. 5.10 připadá u nepřekrývané varianty 500 bodů na dekádu. V druhém případě nemá počet bodů zásadní vliv, a proto je možné volit řádově nižší hodnoty.

Problematika výpočtu nejistoty Allanovy odchylky je relativně komplikovaná. Podrobnosti uvádí např. článek [73] či prezentace [74]. Z literatury vyplývá, že nejistota závisí na metodě analýzy, typu stochastického procesu a počtu skupin. Autor článku [73] prezentuje unifikovanou metodu výpočtu. Pramen [8] uvádí pro odhad chyby rovnici:

$$\sigma = \frac{100}{\sqrt{2\left(\frac{N}{K} - 1\right)}} \quad (5.3)$$

kde σ je procentuální chyba, K délka skupiny pro dané τ a N celková délka dat.



Obr. 5.11: Nejistota výsledku Allanovy odchylky

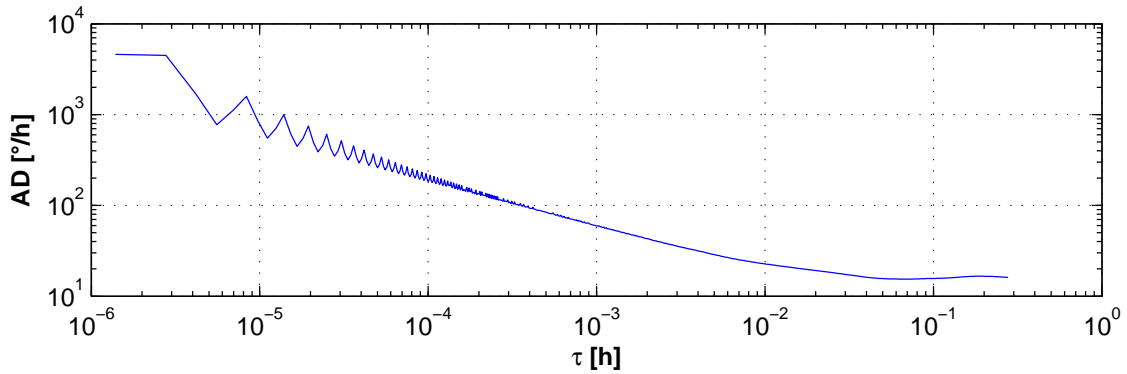
Jinou variantu uvádí zdroj [75]:

$$err(\tau) = \pm \frac{\sigma(\tau)}{\sqrt{M}} \quad (5.4)$$

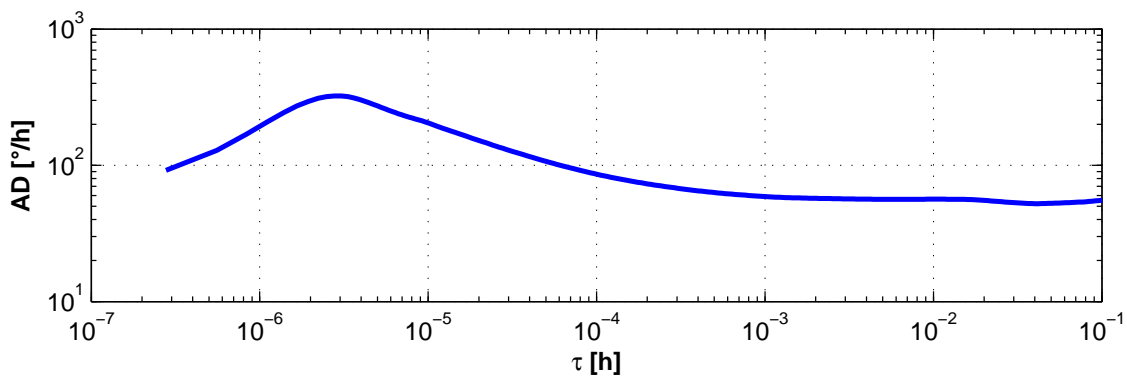
Rovnice 5.4 přináší oproti 5.3 konzervativnější výsledky (širší interval). Praktické srovnání nejistoty výsledku uvádí grafy na obr. 5.11. Horní graf srovnává záznam o délce 168 hodin (7 dnů) se záznamy o délce 24 hodin. Jak je vidět, pro $\tau > 1$ h již dochází k velkým odchylkám. Spodní graf ukazuje intervaly vypočtené dle rovnice (5.4) pro záznam o délce 168 h a nejhorší případ krátkého záznamu. V ideálním případě by se měly oba intervaly po celé délce překrývat, nicméně v oblasti mezi τ 1 až 10 h tato podmínka neplatí. Hodnoty ukazují, že délka záznamu musí být minimálně 10x delší než největší průměrovací čas τ , který chceme sledovat.

Je-li cílem postihnout pouze stochastické vlastnosti gyroskopu, musí být maximálně potlačeny parazitní vlivy, které mohou měření značně ovlivnit. Jedná se především o teplotu, vibrace a změny napájecího napětí. Druhou možností je měření Allanovy odchylky s plně kompenzovaným snímačem přes celý pracovní rozsah pracovních podmínek. Výsledná charakteristika pak ukazuje na úspěšnost kompenzace a udává reálné vlastnosti gyroskopu v cílové aplikaci.

Napájecí zdroj může způsobit jednak zvýšenou úroveň nestability nuly díky závis-



Obr. 5.12: Allanova odchylka - rušení z napájecího zdroje



Obr. 5.13: Vliv šířky pásma gyroskopu na Allanovu křivku (DP 50 Hz@100 dB/dec)

losti parametrů gyroskopu na napájecím napětí (viz. kapitola 6.2.3). V tomto ohledu se projeví především pomalé změny napětí, které vznikají například vlivem kolísání teploty při změnách den/noc či vlastní nestabilitou zdroje. Druhým aspektem je pronikání vyšších harmonických složek na výstup gyroskopu. Graf 5.12 ukazuje typický výsledek v případě špatné filtrace síťové frekvence 50 Hz.

Stochastické jevy MEMS gyroskopů zasahují do několika dekad průměrovacího času τ . K postihnutí širokopásmového šumu (ARW) musí být zvolena dostatečně vysoká vzorkovací frekvence. Minimální vzorkovací frekvence závisí na poměru mezi širokopásmovým šumem a nestabilitou nuly (BI), protože vysoká hodnota nestability posouvá zlom mezi asymptotami se sklonem $-1/2$ (ARW) na 0 (BI) do levé části křivky. Vzorkovací frekvence se volí na základě šířky pásma gyroskopu, která bývá obvykle do 100 Hz. Šířka pásma limituje Allanovu křivku v levé části, protože výstupní filtr typu dolní propust způsobí zlom, jak ukazuje obr. 5.13. Mezní frekvence udává polohu zlomu v ose X a sklon závisí na strmosti filtru.

Použití příliš vysoké vzorkovací frekvence vede na velký objem dat, které je nutné uložit a zpracovat. V dnešní době není toto hledisko příliš důležité nicméně v

případě záznamu o délce 168 h se vzorkovací frekvencí 200 Hz (například obr. 5.11) vzniká ve formátu s plovoucí desetinnou čárkou datový soubor o velikosti přibližně 900 MB. Veřejně dostupné algoritmy v prostředí Matlab zpracovávají tento objem dat v řádu desítek minut v závislosti na HW konfiguraci PC. Pro účely této práce byla vytvořena knihovna v jazyce C++ pro výpočet Allanovy odchylky s podporou paralelního zpracování, čímž byl na čtyř jádrovém CPU AMD Phenom II s frekvencí 3.2 GHz výpočet zkrácen na 1 minutu.

Druhou možností je rozdělit měření na dvě části, kdy se s vysokou vzorkovací frekvencí změní oblast krátkých průměrovačích časů a s malou vzorkovací frekvencí se změní zbytek křivky, který popisuje dlouhodobé děje. Následně se z obou datových bloků vypočítá Allanova odchylka a obě křivky se vhodným způsobem spojí. U bloku s vysokou vzorkovací frekvencí se musí ořezat výsledek z pravé strany, kde je nízká věrohodnost z důvodu krátkého záznamu. Naopak u bloku s nízkou vzorkovací frekvencí se musí výsledek ořezat z levé strany, kde se projeví antialiasing filtr.

V rámci předzpracování dat je vhodné odstranit stejnosměrnou složku z naměřených hodnot. Důvodem je, že některé algoritmy počítají Allanovu odchylku z úhlu, a proto provádí integraci úhlové rychlosti. Stejnosměrná složka může v takovém případě způsobit přetečení akumulátoru či snížení přesnosti výpočtu. Standard [10] pravděpodobně ze stejného důvodu doporučuje i odstranění trendu a jeho nezávislé vyhodnocení.

Poslední krok spočívá v odhadu parametrů jednotlivých stochastických procesů. Pro hrubý náhled poslouží grafická metoda dokreslení asymptot do grafu v log-log měřítku a odečtení parametrů v charakteristických bodech (viz. [7, 8, 10]).

Uvažujeme-li elementární stochastické procesy jako širokopásmový šum (ARW), $1/f$ šum (BI), $1/f^2$ šum (RRW) a případně lineární drift úhlové rychlosti (RR), dostáváme výslednou Allanovu varianci σ^2 jako součet všech složek:

$$\sigma^2(\tau) = \sigma_{ARW}^2(\tau) + \sigma_{BI}^2(\tau) + \sigma_{RRW}^2(\tau) + \sigma_{RR}^2(\tau) \quad (5.5)$$

Jednotlivé členy pak odpovídají [7]:

$$\sigma_{ARW}^2(\tau) = \frac{N^2}{\tau}, \quad \sigma_{BI}^2(\tau) = \frac{2 \ln 2 B^2}{\pi}, \quad \sigma_{RRW}^2(\tau) = \frac{K^2 \tau}{3}, \quad \sigma_{RR}^2(\tau) = \frac{R^2 \tau^2}{2} \quad (5.6)$$

kde N, B, K a R jsou hledané koeficienty, k jejichž odhadu lze teoreticky použít metodu nejmenších čtverců převedením na tvar:

$$y = Xb + \epsilon \quad (5.7)$$

kde

$$y = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 \\ \sigma_1^2 \\ \vdots \\ \sigma_n^2 \end{bmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_1} & \frac{2 \ln 2}{\pi} & \frac{\tau_1}{3} & \frac{\tau_1^2}{2} \\ \frac{1}{\tau_2} & \frac{2 \ln 2}{\pi} & \frac{\tau_2}{3} & \frac{\tau_2^2}{2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{1}{\tau_n} & \frac{2 \ln 2}{\pi} & \frac{\tau_n}{3} & \frac{\tau_n^2}{2} \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} N^2 \\ B^2 \\ K^2 \\ R^2 \end{bmatrix}, \quad \epsilon = \begin{bmatrix} \epsilon_1 \\ \epsilon_2 \\ \vdots \\ \epsilon_n \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Tento přístup má však několik problematických bodů:

- Velký dynamický rozsah σ^2 .
- Koeficienty N, B, K, R mohou být pouze kladné.
- Nestejnoměrná váha všech bodů.

Hodnoty Allanova rozptylu obvykle zasahují do dvou či více dekád v ose Y. Například koeficient B je definován nejnižší částí křivky, kde kvadratická odchylka nabývá o několik řádů menších hodnot než například v oblasti popisující ARW, a proto může být snadno ovlivněn. Tento problém řeší např. algoritmy popsané v [76, 78], kde autoři používají logaritmickou transformaci pro linearizaci odchylek. Jiné řešení navrhuje článek [77], který zavádí váhu odchylek na základě převrácené hodnoty vstupních dat.

Ze své podstaty mohou být hledané koeficienty pouze kladná čísla, ale výpočet dle rovnic (5.7) a (5.8) vede v některých případech na řešení se záporným výsledkem. Algoritmus [76] tuto situaci řeší iterativním přístupem, kdy se negativní koeficienty postupně nahrazují nulami a výpočet se opakuje. Stejný postup převzal i [77]. Jiný přístup k problematice používá [78], kde je aplikován iterativní algoritmus s omezením negativních koeficientů.

Žádný z uvedených algoritmů nebere v úvahu nejistotu odhadu Allanovy odchylky. Jak bylo dříve popsáno, nejistota závisí především na poměru mezi délkou záznamu a průměrovacím časem τ , jak naznačuje rovnice (5.3). Prakticky tedy roste nejistota odhadu Allanovy křivky s τ , což by mělo být zohledněno při odhadu koeficientů.

5.3 Zdroje nejistot

Při stanovení charakteristických vlastností gyroskopu lze uvažovat jako hlavní zdroje nejistot následující faktory:

- Vlastnosti rotačního stolu (přesnost a stabilita otáček, kývání osy, ...)
- Vlastnosti měřicího přístroje
- Teplota
- Vibrace
- Napájecí napětí
- Uchycení gyroskopu
- Stochastické vlastnosti gyroskopu
- Rotace Země

Jejich význam bude záviset především na vlastnostech gyroskopu, protože u levných snímačů jsou často dominantní jejich stochastické vlastnosti (širokopásmový šum a nestabilita nuly) a v případě vnějších vlivů na citlivostních koeficientech (teplota, lineární zrychlení, vibrace a napájecí napětí) a vlastnostech prostředí. V následujících kapitolách bude rozebrán vliv jednotlivých zdrojů nejistot na stanovení parametrů gyroskopů.

5.3.1 Vliv rotačního stolu

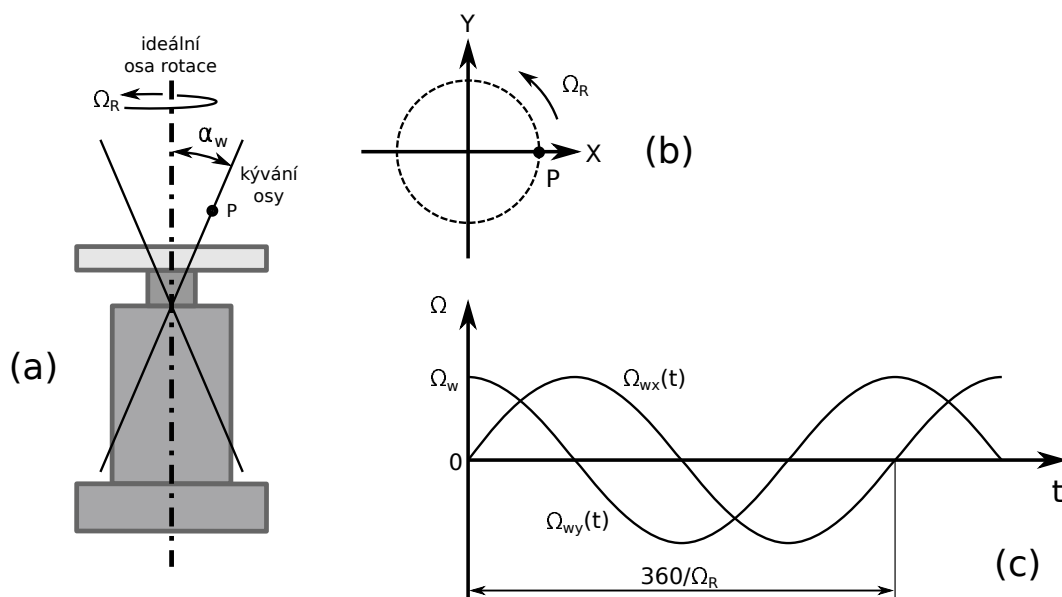
Výrobci rotačních stolů určených pro testování gyroskopů obvykle definují řadu parametrů, ale z pohledu měření převodní charakteristiky jsou relevantní:

- Kývání osy (Axis Wobble)
- Přesnost úhlové rychlosti

Kývání osy

Ke kývání osy dochází vlivem mechanických nepřesností RS. Zdrojem jsou vůle v ložiscích, čímž vzniká při otáčení odchylka osy rotace od ideální přímky, jak je znázorněno na obr. 5.14a.

Předkládejme nejjednodušší případ, kdy je výkyv v osách X a Y shodný. Body ležící na ose otáčení RS v takovém případě opisují kružnici (obr. 5.14b) a v osách kolmých na osu rotace stolku (X a Y) vzniká rušivý signál. Otáčí-li se stůl rovnoměrně úhlovou rychlostí Ω_R [$^\circ$ /s] s výkyvem α_w ["] má signál Ω_w [$^\circ$ /s] harmonický



Obr. 5.14: Kývání osy rotačního stolu

průběh (obr. 5.14c) s amplitudou a frekvencí:

$$\Omega_w = \frac{2\pi\Omega_R\alpha_w}{360 \cdot 3600} \quad (5.9)$$

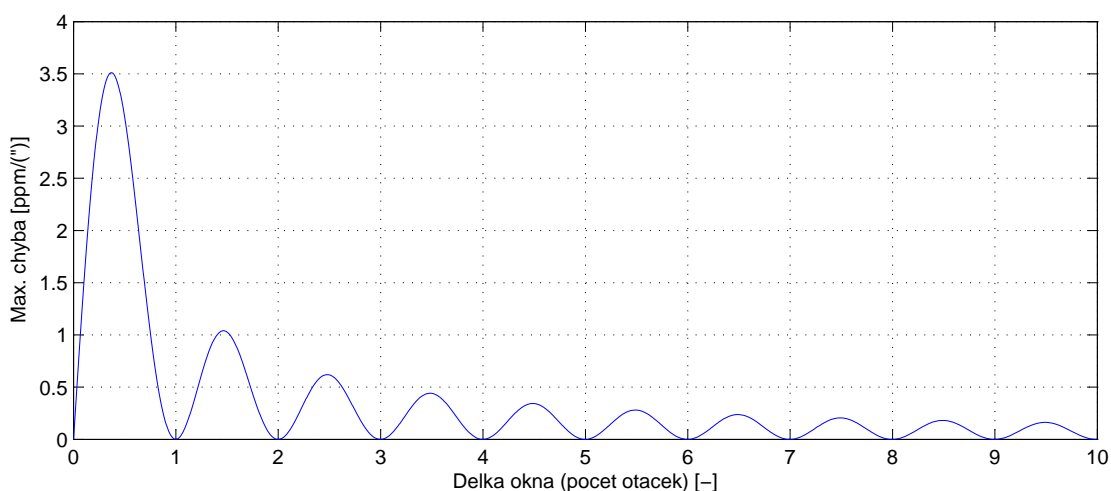
$$f_w = \frac{\Omega_R}{360} \quad (5.10)$$

Z rovnic vyplývá, že amplituda i frekvence rušivého signálu jsou přímo úměrné úhlové rychlosti otáčení RS. Při kalibraci gyroskopů se obvykle používá střední hodnota výstupního signálu, protože okamžitá hodnota je zatížena šumem snímače. Chyba způsobená kýváním osy RS pak bude dále záviset na délce okna a jeho fázi vzhledem k natočení stolu.

Průběh chyby v závislosti na délce okna vyjádřeného pomocí počtu otáček je na obr. 5.15. Z grafu je patrné, že obálka chyby upadá s převrácenou hodnotou délky okna a k nejlepšímu potlačení dochází pro celé otáčky RS (má-li rušivý signál nulovou střední hodnotu).

Pro harmonický průběh odpovídá první maximum hodnotě $\approx 3.5 \text{ ppm}/(^\circ)$. Přičemž kývání osy rotačních stolů pro kalibraci gyroskopů bývá typicky v rozsahu $\pm 2^\circ$ až $\pm 35^\circ$ u systémů s kuličkovými ložisky. Precizní systémy se vzduchovými ložisky dosahují výkyvu v řádu 0.1° . V nejhorším případě lze tedy počítat s chybou $\approx 120 \text{ ppm}$.

Z praktického hlediska může kývání osy významně ovlivnit pouze koeficienty křížových vazeb v matici K (rovnice 3.3), které jsou řádově menší než hodnoty na



Obr. 5.15: Maximální chyba vlivem kývání osy

hlavní diagonále. U levných MEMS gyroskopů se hodnota příčné citlivosti pohybuje v řádu 1% (viz. příloha C). V tomto případě bude rušivý max. rušivý signál stále 80x menší, než užitečná složka, a proto lze vliv kývání osy zanedbat.

Přesnost úhlové rychlosti

Obvyklé řešení rotačního stolu zahrnuje bezkartáčový motor v uzavřené smyčce, kde zpětnou vazbu tvoří optický inkrementální snímač s vysokým rozlišením. Většina systémů dovoluje upravovat parametry regulátoru (zesílení, integrační a derivační složku), protože vlastnosti soustavy závisí na testovaném zařízení. Nastavení se obvykle provádí na základě měření odezvy na jednotkový skok. Nesprávné parametry regulátoru mohou zapříčinit nestabilitu okamžité hodnoty úhlové rychlosti a případně rozkmitání celého systému. Některé RS nabízejí pokročilá nastavení jako například potlačení tzv. „cogging“ efektu motoru, který způsobuje nerovnoměrný chod zvláště při vyšších otáčkách.

Stabilita okamžité hodnoty je tedy diskutabilní a pravděpodobně z tohoto důvodu se přesnost úhlové rychlosti RS obvykle uvádí pouze pro celou otáčku. Potlačení nerovnoměrného chodu bude opět závislé na délce okna ve kterém se určuje střední hodnota výstupu gyroskopu. Nejmenší rozptýl nastane pro okno odpovídající celé otáčce RS stejně jako v případě kývání osy.

Typické hodnoty přesnosti úhlové rychlosti se u RS pohybují v rozsahu 0.1 až 0.0001% z nastavené hodnoty. Statistické vlastnosti této chyby výrobci neuvádějí, a proto bude uvažováno rovnoměrné rozložení pravděpodobnosti. Maximální chybu

lze vyjádřit jako:

$$|\Delta_{\Omega,max}(\Omega)| = \delta_R \Omega_R S / 100 \quad (5.11)$$

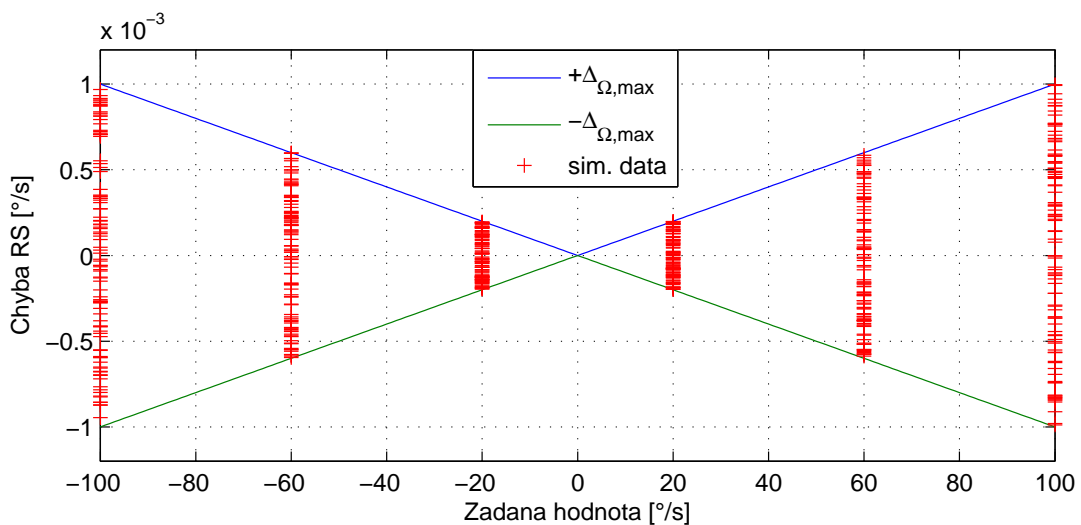
kde δ_R [%] odpovídá přesnosti RS, Ω_R je žádaná úhlová rychlost a σ_Ω značí směrodatnou odchylku úhlové rychlosti za předpokladu normálního rozdělení.

Na obr. 5.16 jsou pro názornost zobrazena simulovaná data (100 pokusů) pro kalibraci gyroskopu v šesti bodech při přesnosti stolu 0.001% (systém RMS SDL1401). Z grafu je patrné, že přesnost RS bude mít vliv na odhad nelinearity gyroskopu. Je-li chyba linearity vyjádřena jako:

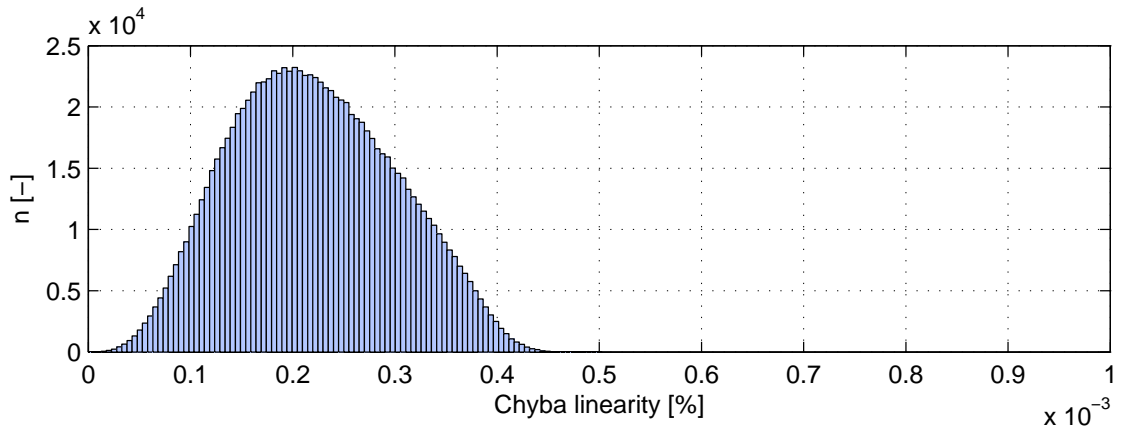
$$\delta_L = \left(\left| \frac{y_N - y_L}{y_{max} - y_{min}} \right| \cdot 100 \right)_{max} \quad [\%] \quad (5.12)$$

kde y_N je naměřená hodnota a y_L výsledek lineární náhrady, budou největším příspěvkem body na okraji rozsahu. Rozsah gyroskopů bývá nejčastěji symetrický kolem nuly. Histogram 5.17 ukazuje simulovaná data pro $\delta_R = 0.001\%$, jednu otáčku RS, počet pokusů $N = 10^6$ a symetrické rozložení měřících bodů (obr. 5.16). Vypočtená hodnota značí nejistotu chyby linearity. Maximum odpovídá přibližně hodnotě 20% z přesnosti RS. Chyba linearity levných MEMS gyroskopů se pohybuje v rozsahu 0.1 až 5%, a proto příspěvek RS v tomto případě tvoří zanedbatelnou část.

Dále bude rozebrán vliv přesnosti úhlové rychlosti rotačního stolu na odhad parametrů lineárního modelu gyroskopu metodou nejmenších čtverců. Analytické řešení propagace chyb MNČ je značně komplikované téma, a proto bylo využito simulací pomocí metody Monte Carlo. Stručný rozbor analytických řešení uvádí např. [68].



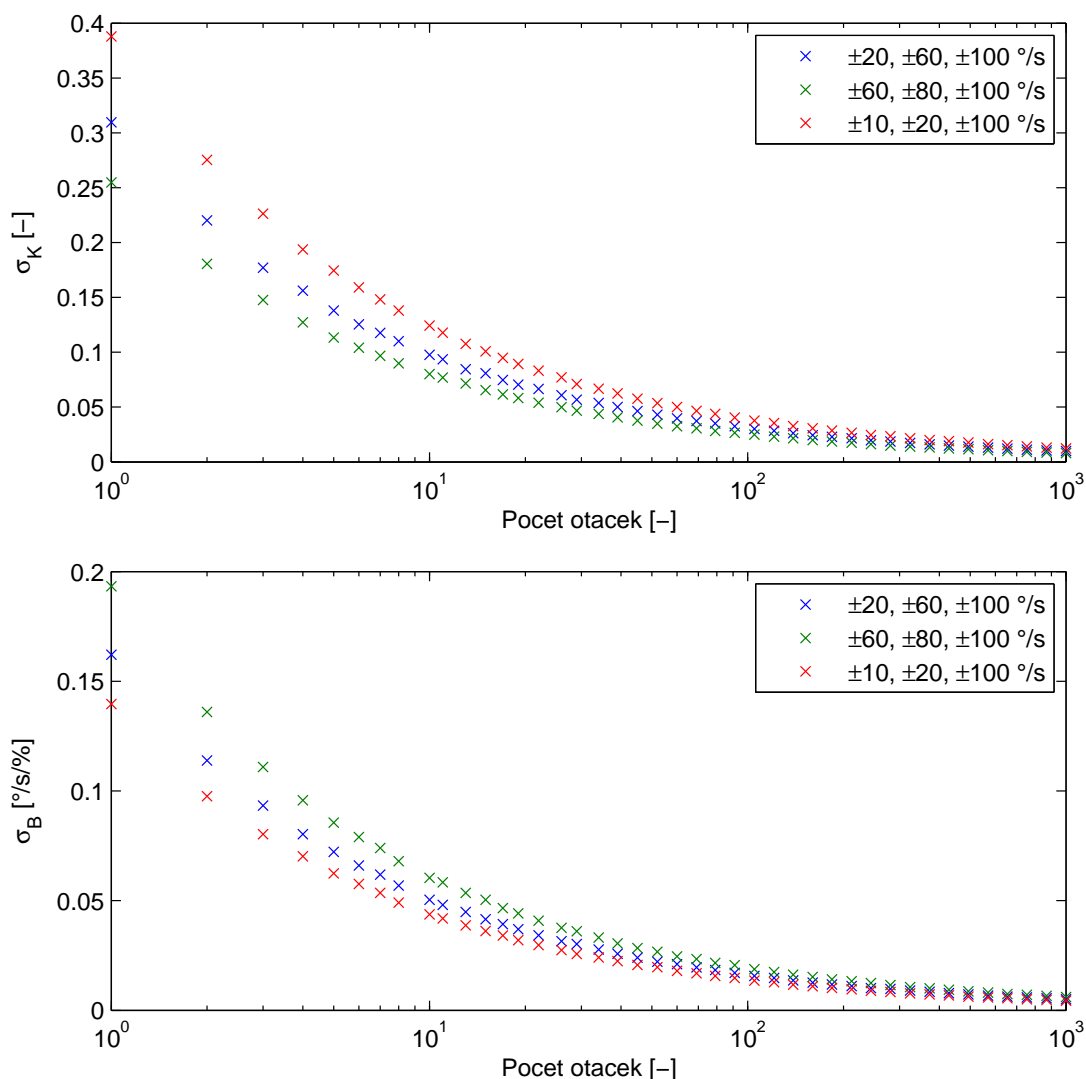
Obr. 5.16: Příklad chyby rotačního stolu ($\delta_R = 0.001\%$)



Obr. 5.17: Nejistota chyby linearity vlivem nepřesnosti RS ($\delta_R = 0.001\%$, $N = 10^6$)

Většina pramenů uvažuje pouze nejistotu pozorované veličiny, ale v tomto případě se jedná o opačný případ, protože rotační stůl vnáší nejistotu do vstupní proměnné. Na úlohu lze však pohlížet z opačné strany, pro koeficienty zavést substituci a použít pravidlo pro šíření nejistoty. Z literatury a simulací vyplývá, že nejistota odhadu koeficientů závisí na následujících parametrech:

1. Klíčovou hodnotou je přesnost rotačního stolu. Protože se jedná o lineární problém, bude výsledná nejistota hledaných koeficientů lineárně závislá na přesnosti rotačního stolu.
2. Druhým faktorem je počet pozorování. Je-li nejlepší přesnost úhlové rychlosti dosažena na celou otáčku rotačního stolu, lze počet pozorování interpretovat jako počet celých otáček ze kterých je určena odpovídající hodnota výstupu gyroskopu. Vliv počtu otáček je znázorněn na obr. 5.18. Směrodatné odchylky odhadů obou parametrů jsou normovány na přesnost rotačního stolu. Nejistota citlivosti σ_K je vyjádřena v procentech, a proto jsou jednotky v grafu bezrozměrné. Nejistota posunu nuly σ_B je vyjádřena v absolutní jednotce. Z průběhu chyb vyplývá, že zvyšování počtu otáček má smysl jen do jisté míry, protože počet otáček je přímo úměrný času nutnému ke sběru dat. Zvláště pro nízké úhlové rychlosti pak neúměrně narůstá celkový čas měření.
3. Dále rozhoduje rozložení měřicích bodů. Pro MNČ bez váhových koeficientů vychází nejmenší směrodatná nejistota citlivosti pro symetrické rozložení bodů kolem nuly [68]. V grafu 5.18 jsou znázorněny průběhy pro tři sady dat s různým rozložením měřicích bodů ve stejném intervalu. Ze simulace vyplývá, že body soustředěné v okolí nuly přináší lepší odhad posunu nuly a naopak body soustředěné k okrajům rozsahu zlepšují odhad citlivosti. V praxi se jedná o kompromis, který vede na rovnoměrné rozložení bodů po celém rozsahu.



Obr. 5.18: Závislost nejistoty na počtu otáček rotačního stolu a rozložení měřících bodů

5.3.2 Vliv rotace Země

Při testování gyroskopů se může projevit vliv zeměpisné polohy. Je-li gyroskop umístěn dle obr. 5.19 působí na jeho vstupní osy průmět rotace Země Ω_E . Pro úhlovou rychlost v souřadném systému gyroskopu pak platí:

$$\begin{bmatrix} \Omega_x \\ \Omega_y \\ \Omega_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta & 0 \\ \sin \delta & \cos \delta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \varphi & -\sin \varphi \\ 0 & \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \Omega_E \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

kde φ je zeměpisná šířka, δ odchylka osy Y od spojnice sever-jih a Ω_E rotace Země. Zanedbání rotace Země tedy může způsobit v nejhrošším případě chybu až $15^\circ/\text{h}$

($\Omega_E = 7.292115e^{-5}$ rad/s $\approx 15^\circ/\text{h}$ [69]) při stanovení nulové hodnoty výstupu gyroskopu ze statických dat.

Z rovnice (5.13) vyplývá, že otáčí-li se rotační stůl konstantní úhlovou rychlostí Ω_R [$^\circ/\text{s}$] vzniká v osách X a Y rušivý signál, který má harmonický průběh. Naopak hodnota v ose Z na rotaci stolku nezávisí a je určena pouze zeměpisnou šířkou:

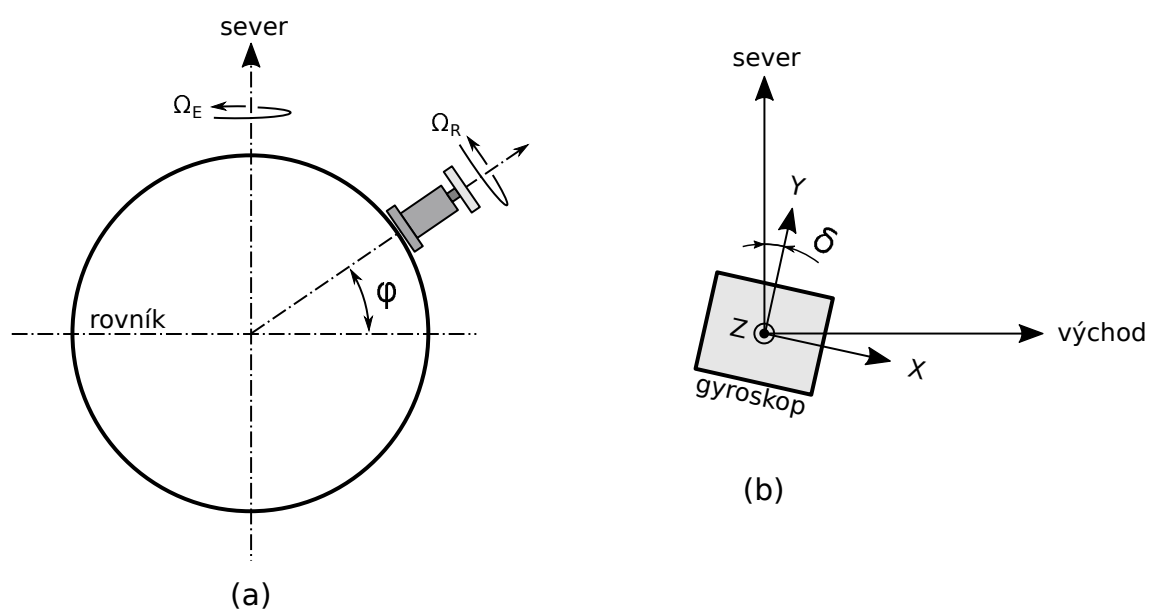
$$\Omega_x(t) = \Omega_E \cdot \cos \varphi \cdot \sin \left(\frac{\Omega_R \pi}{180} t \right) \quad (5.14)$$

$$\Omega_y(t) = \Omega_E \cdot \cos \varphi \cdot \cos \left(\frac{\Omega_R \pi}{180} t \right) \quad (5.15)$$

$$\Omega_z = \Omega_E \cdot \sin \varphi \quad (5.16)$$

Pro potlačení chyby vlivem rotace Země je nutné při kalibraci gyroskopů na jednoosém RS provádět korekci hodnoty v ose stolu dle rovnice (5.16). Chyby v osách X a Y lze minimalizovat určením střední hodnoty výstupu gyroskopu z dat odpovídajících pouze celým otáčkám RS. Dále je patrné, že při měření převodní charakteristiky není výhodné použít nulovou úhlovou rychlost RS, protože potom je nutné provést korekci úhlové rychlosti i v osách X a Y, což vyžaduje znalost úhlu δ .

Malé úhlové rychlosti jsou nevýhodné zejména z pohledu nárůstu času nutného ke sběru dat. Pro velmi malé úhlové rychlosti se proto obvykle využívá právě rotace Země, jako referenční hodnoty. V tomto případě je nezbytná přesná znalost zeměpisné polohy a orientace os gyroskopu vzhledem k ose rotace.



Obr. 5.19: Vliv rotace Země (a) zeměpisná šířka (b) orientace sever-jih

Pro kalibraci gyroskopů má rotace Země charakter aditivní chyby k úhlové rychlosti RS. Rotaci Země má proto cenu uvažovat, pokud chyba RS nepřevyšuje tuto hodnotu, což bude platit pouze pro malé úhlové rychlosti:

$$\Omega_R \ll \frac{\Omega_E}{\delta_R} \quad (5.17)$$

U přesných RS již může rotace Země degradovat jeho vlastnosti. V případě systému RMS SDL1401 s přesností 0.001% může být chyba vlivem rotace Země srovnatelná s chybou RS pro úhlové rychlosti menší než 400°/s.

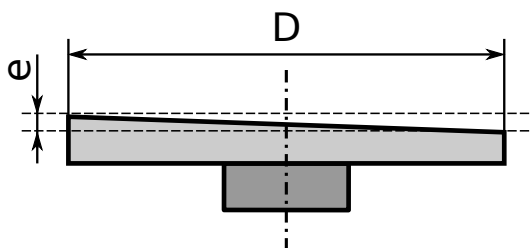
Při stanovení stochastických vlastností se rotace Země neprojeví, protože v tomto případě tvoří konstantní složku úhlové rychlosti.

5.3.3 Vliv uchycení

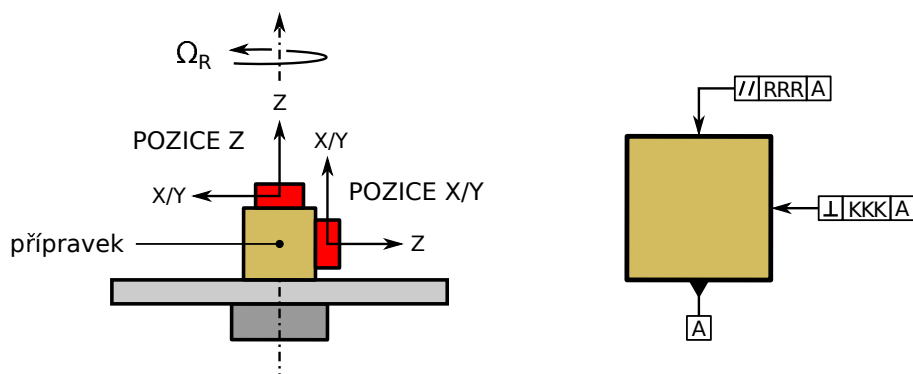
Mezi zdroje nejistot spadá uchycení gyroskopu na RS. V ideálním případě by měla být testovaná osa gyroskopu totožná s osou rotace stolu. Tento předpoklad není reálně splněn díky nepřesnostem RS, testovaného zařízení a případných redukcí nutných k uchycení gyroskopu.

Kolmost desky RS

Z pohledu RS je důležitá kolmost montážní plochy pro snímače vzhledem k ose rotace. Lze se setkat s různým vyjádřením kolmosti v závislosti na výrobci. Jednou z variant je definice pomocí ortogonality. Např. výrobce IXBLUE udává hodnotu lepší než 10", ale není patrné, jak je hodnota přesně definována. Druhou možností je kolmost čela stolu vyjádřená toleranční značkou kolmosti. Pro rotační stůl RMS SDL1401 udává výrobce toleranční pole $e = 0.05$ mm (obr. 5.20) v případě desky s průměrem 120 i 240 mm. Vzhledem k definici kolmosti vychází maximální odchylky 86" a 43", a proto je z tohoto pohledu výhodnější deska s průměrem 240 mm.



Obr. 5.20: Kolmost desky rotačního stolu



Obr. 5.21: Kolmost a rovnoběžnost přípravku

Při kalibraci gyroskopu zanáší chyba kolmosti desky RS systematickou chybu, která se projeví jako chyba zarovnání snímače.

Vlastnosti přípravku

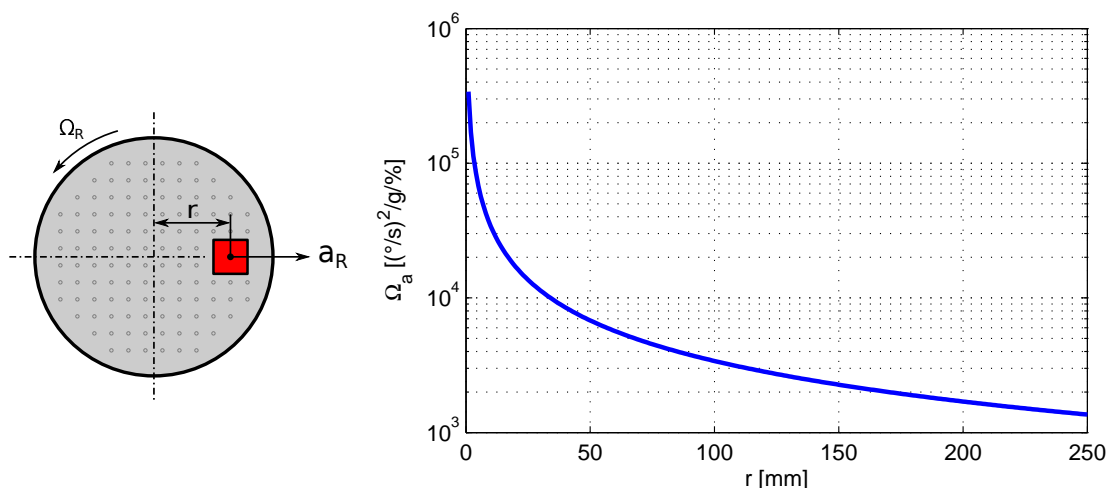
Dalším zdrojem nejistot je uchycení gyroskopu. Deska rotačního stolu bývá obvykle vybavena univerzální mřížkou se závity, ale pro uchycení konkrétního gyroskopu bývá téměř vždy nutný další přípravek (obr. 5.21).

Pro plnou kalibraci zahrnující odhad křížových vazeb, chybu ortogonalitu a chybu zarovnání musí být gyroskop na RS charakterizován ve všech třech osách, a proto je přípravek nezbytný. Přípravek může způsobovat chybu zarovnání a případně chybu ortogonalitu. Konstrukce přípravku a obecně uchycení mají zásadní vliv na opakovatelnost měření.

Parametry lze specifikovat při návrhu, ale konkrétní provedení závisí na technologických možnostech výroby. Při obrábění frézováním na CNC stroji se běžně dosahuje tolerance kolmosti a rovnoběžnosti v řádu 0.1 až 0.05 mm. Pro lepší parametry začíná být kritická teplotní roztažnost materiálu a postup obrábění. Přípravky použité v této práci lze nalézt v příloze D. Chyba rovnoběžnosti první redukce je $< 0.04^\circ$ a chyba kolmosti druhé redukce $< 0.1^\circ$. Příspěvek redukce tedy nabývá větší hodnoty než příspěvek desky RS.

Umístění gyroskopu na RS

V ideálním případě prochází osa rotace stolu osou gyroskopu, a proto na něj nepůsobí odstředivé zrychlení. Při použití přípravku (obr. 5.21) bývá dodržení sousosti obtížně řešitelné, a proto v některých polohách nebývá tato podmínka splněna. V



Obr. 5.22: Vliv umístění gyroskopu na RS

praxi se dále z časových důvodů využívá měření více zařízení paralelně, a proto jsou umístěny po celé ploše desky RS.

Odstředivé zrychlení a_R $[\text{m/s}^2]$ působící na gyroskop umístěný ve vzdálenosti r $[\text{m}]$ od středu RS (obr. 5.22), který se otáčí rovnoměrně úhlovou rychlostí Ω_R $[\text{°/s}]$, odpovídá:

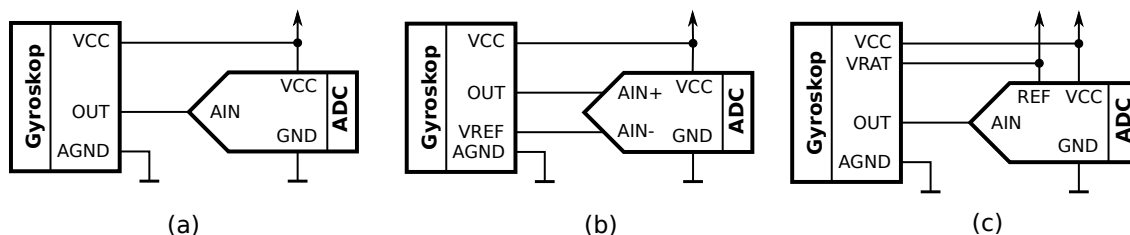
$$a_R = \frac{\pi^2}{32400} \Omega_R^2 r \quad (5.18)$$

Mezní úhlovou rychlost, kdy se chyba způsobená odstředivým zrychlením rovná chybě RS, lze vyjádřit jako:

$$\Omega_a = \frac{342 g \delta_R}{\pi^2 r G} \quad [\text{°/s}] \quad (5.19)$$

kde g $[\text{m/s}^2]$ je gravitační zrychlení, δ_R $[\%]$ přesnost RS a G $[\text{°/s/g}]$ citlivost gyroskopu na lineární zrychlení. Z rovnice vyplývá, že hranice bude nepřímo úměrně klesat s rostoucím poloměrem.

Citlivost na lineární zrychlení se u levných MEMS gyroskopů pohybuje v řádu 0.1°/s/g (viz. příloha C). U systému RMS SDL1401 (přesnost 0.001%) v tomto případě dostáváme pro poloměr 10 mm mezní hodnotu 340°/s a na okraji největšího stolu ($r = 120 \text{mm}$) pouze 28°/s . Pro plné využití vlastností RS může mít umístění vzorku zásadní vliv nicméně u snímačů vyžadujících vysokou přesnost RS bývá citlivost na lineární zrychlení řádově menší, čímž se může vliv umístění kompenzovat (viz. rovnice 5.19).



Obr. 5.23: Typické konfigurace výstupů a jejich propojení s A/D převodníkem
 (a) unipolární (b) unipolární s vyvedenou referencí (c) poměrový výstup

5.3.4 Vliv měřicího přístroje

U gyroskopů s analogovým výstupem je dalším zdrojem nejistot měřicí přístroj použitý k záznamu výstupního signálu. Prakticky lze uvažovat o různých typech akvizičních karet či digitálních multimetrů, které umožňují vytvořit automatizovaný řetězec, protože měření bývá zdlouhavé.

Převodní charakteristika

Standardní postup měření převodní charakteristiky vyžaduje záznam střední hodnoty výstupu gyroskopu pro celé otáčky RS. V případě většího počtu otáček a nízké úhlové rychlosti se jedná o časové úseky v řádu až desítek minut. Delší integrační časy jsou také výhodné z pohledu minimalizace rozptylu vlivem stochastických jevů jako šum a nestabilita nuly.

Lepší přesnosti měření a dlouhodobé stability dosahují z principu stolní DMM. Ve většině případů však nedovolují nastavit požadovaný integrační čas a synchronizovat měření s otáčkami RS. Chyba způsobená měřicím přístrojem bude záviset na parametrech přístroje, citlivosti měřeného gyroskopu a konfiguraci výstupu.

Typ analogového výstupu hraje roli z pohledu propojení gyroskopu s měřicím přístrojem a z pohledu volby rozsahu. V praxi se lze u MEMS gyroskopů setkat se třemi typy analogových výstupů:

1. Bipolární
2. Unipolární s interní referencí (obr. 5.23a, 5.23b)
3. Unipolární poměrový (obr. 5.23c)

Bipolární výstup bývá typický pro snímače vyšší třídy (např. Systron Donner) a u levných variant se prakticky nepoužívá. Pro měření jsou vhodné akviziční karty s bipolárním či diferenciálním vstupem, kde lze optimálně využít měřicí rozsah.

Přístroj	Rozsah	Přesnost (H = hodnota, R = rozsah)	Kalibrace
Agilent 34410A	$\pm 10\text{ V}$ $\pm 1\text{ V}$	20 ppm z H + 5 ppm z R 30 ppm z H + 7 ppm z R	90 dnů, $\pm 5^\circ\text{C}$
NI PXI-4072	$\pm 10\text{ V}$ $\pm 1\text{ V}$	20 ppm z H + 6 ppm z R 20 ppm z H + 6 ppm z R	90 dnů, $\pm 5^\circ\text{C}$
NI PXI-4462	$\pm 3.16\text{ V}$ $\pm 1\text{ V}$	158 ppm z R, (poz. 1) 200 ppm z R, (poz. 1)	$\pm 5^\circ\text{C}$
NI PXIe-6363	$\pm 5\text{ V}$ $\pm 1\text{ V}$	55 ppm z H + 13 ppm z R + 21 ppm/ $^\circ\text{C}$ z R 65 ppm z H + 17 ppm z R + 27 ppm/ $^\circ\text{C}$ z R	
NI USB-6215	$\pm 5\text{ V}$ $\pm 1\text{ V}$	85 ppm + 7.3 ppm/ $^\circ\text{C}$ z H + 20 ppm + 34 ppm/ $^\circ\text{C}$ z R 95 ppm + 7.3 ppm/ $^\circ\text{C}$ z H + 25 ppm + 49 ppm/ $^\circ\text{C}$ z R	

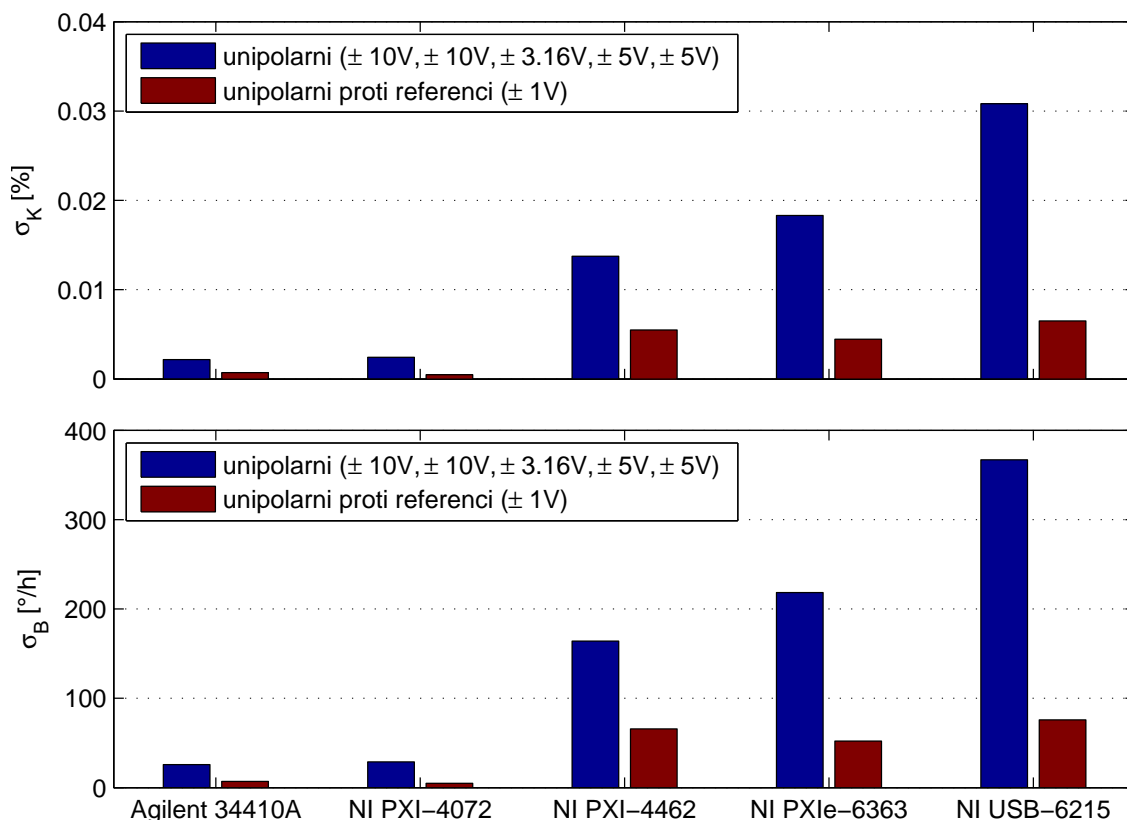
1) Statická chyba z hodnoty není definována

Tab. 5.1: Přesnost měřicích přístrojů

Rozšířenou variantou u levných MEMS gyroskopů je unipolární výstup s interní referencí (obr. 5.23a). Citlivost těchto snímačů bývá pevně určena typem snímače a hodnota výstupu při nulové úhlové rychlosti odpovídá referenčnímu napětí. U některých snímačů není referenční napětí vyvedeno. V případě vyvedené reference je ideální konfigurace s diferenciálním vstupem (obr. 5.23b), protože hodnota při nulové úhlové rychlosti bývá odvozena od této reference, a proto dojde k potlačení nestability referenčního napětí. Nevhodné jsou pseudodiferenciální vstupy s nízkou impedancí vzhledem k zemi, protože mohou nepřipustně zatížit referenční výstup gyroskopu, a tak ovlivnit parametry.

U snímačů firmy Analog Devices se lze setkat s unipolárním poměrovým výstupem. Rozsah výstupu i převodní konstanta závisí na externím referenčním napětí, které je typicky 5 V. Výhoda tohoto výstupu se projeví při použití poměrového A/D převodníku (obr. 5.23c), kdy dojde k potlačení vlivu napájecího napětí. Poměrový vstup není u univerzálních akvizičních karet obvykle dostupný. Parametry takového snímače tedy musí být vztaženy k referenčnímu napětí. Jednou z možností je měřit referenční napětí nezávislým vstupem a poměrové vyhodnocení realizovat softwarově. Nevýhody jsou pak nároky na počet vstupů a větší příspěvek šumu a nestability způsobený měřicím přístrojem.

Typická hodnota citlivosti se u MEMS gyroskopů pohybuje v rozsahu 1 až 50 mV/ $^\circ\text{/s}$, přičemž rozsah výstupu bývá nejčastěji nula až napájecí napětí. Tabulka 5.1 uvádí přehled vybraných měřicích přístrojů a jejich přesností pro vhodné rozsahy. Graf na obr. 5.24 porovnává nejhorší kombinaci: nízká citlivost gyroskopu 2 mV/ $^\circ\text{/s}$ a rozsah výstupu 0.35 až 2.35 V (napájecí napětí 2.7 V). Pro zapojení dle obr. 5.23a vychází nejbližší rozsahy pro vybrané přístroje $\pm 10\text{ V}$, $\pm 3.16\text{ V}$ a $\pm 5\text{ V}$. V konfiguraci dle obr. 5.23b lze použít rozsah $\pm 1\text{ V}$ ve všech případech.

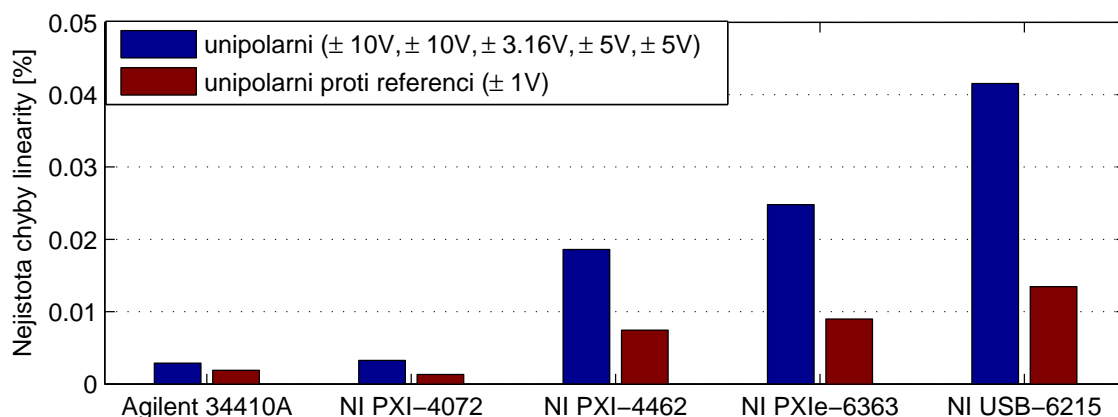


Obr. 5.24: Vliv přesnosti měřícího přístroje na nejistotu parametrů gyroskopu (IDG500, $k = 2 \text{ mV}/^\circ/\text{s}$, $b = 1.35 \text{ V}$, $\pm 500^\circ/\text{s}$)

Výsledky jsou simulovány metodou Monte Carlo pro počet pokusů $N = 10^6$. Chyba přístrojů byla uvažována s rovnoměrným rozdělením pravděpodobnosti a teplota v rozsahu $\pm 5^\circ\text{C}$. Výsledná nejistota udává interval 1σ , ve kterém se nachází správná hodnota.

Dle předpokladů dosahují řádově lepších výsledků DMM (Agilent 34410A an NI PXI-4072). Vzorkovací karty jsou z principu zaměřeny spíše na dynamické signály a například u PXI-4462 není multiplikativní chyba pro stejnosměrný signál definována (výrobce uvádí pouze chybu pro signál o frekvenci 1 kHz). Měřící přístroj tedy způsobuje jednu z hlavních složek nejistoty při stanovení parametrů gyroskopu. Z grafu je dále patrné, že způsob propojení a s ním související volba rozsahu hraje zásadní roli.

Chyba linearit u většiny levných MEMS gyroskopů se pohybuje v rozmezí 0.1 až 5% (viz. příloha C). Simulace nejistoty určení chyby linearit je zobrazena na obr. 5.24. Simulace byla provedena za stejných podmínek jako v předchozím případě. Kvalitativní hodnocení výsledků z jednotlivých přístrojů vychází obdobě.



Obr. 5.25: Vliv přesnosti měřicího přístroje na nejistotu chyby linearity (IDG500, $k = 2 \text{ mV}/^\circ/\text{s}$, $b = 1.35 \text{ V}$, $\pm 500^\circ/\text{s}$)

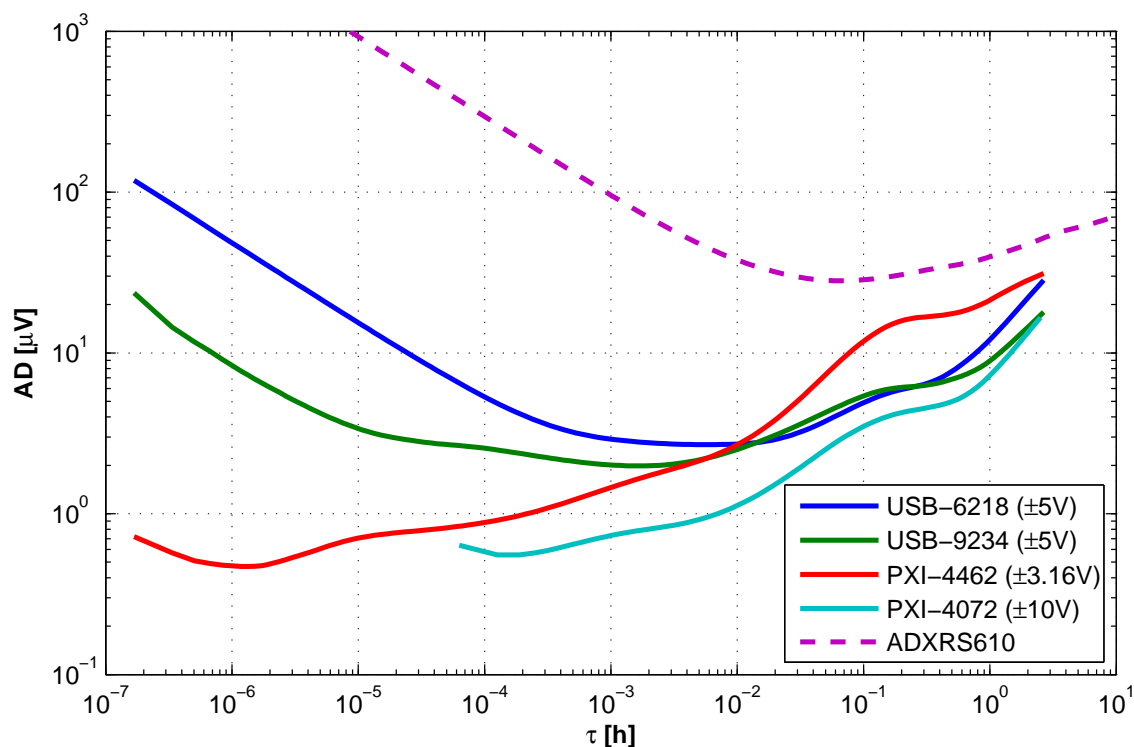
Nejistota se pohybuje v rozsahu 0.002 až 0.04% přičemž opět hraje značnou roli vhodná volba měřicího rozsahu.

Stochastické vlastnosti

Úloha měření stochastických vlastností klade extrémní nároky na šum, dlouhodobou stabilitu a dynamický rozsah přístroje. Důležitou roli hraje propojení gyroskopu s akviziční kartou (A/D převodníkem), protože je nutné co nejlépe využít vstupní rozsah přístroje, jak již bylo uvedeno.

Srovnání stochastických vlastností různých měřicích přístrojů ukazuje graf 5.26. Jednolivé přístroje nemají shodné rozsahy, nicméně rozsah byl zvolen nejbližší hodnotě 2.5 V, což je typická hodnota výstupu MEMS gyroskopu s napájením 5 V při nulové úhlové rychlosti. Nejhůř z tohoto pohledu dopadá 6 a 1/2 místný DMM PXI-4072, který má nejbližší rozsahy ± 1 a ± 10 V, nicméně z pohledu dlouhodobé stability i tak vykazuje nejlepší vlastnosti. Nejvhodnější rozsah má v tomto případě 24-bitová vzorkovací karta PXI-4462, která z testovaných zařízení generuje bezkonkurenčně nejnižší širokopásmový šum. Naopak v rozsahu 0.01 až 1 h dopadá nejhůř. Na druhou stranu je v této oblasti mezi jednotlivými přístroji malý rozdíl. Dle očekávání nejhorší vlastnosti má 16-bitová karta USB-6218. Širokopásmový šum je přibližně 100x horší než u PXI-4462 a pro $\tau > 1$ h charakteristika strmě stoupá.

Osa Y grafu 5.26 je vyjádřena v napětí, aby bylo možné jednoduché porovnání. Vliv na odhad Allanovy odchylky MEMS gyroskopu bude záviset na úrovni stochastických jevů a převodní konstantě snímače. Obecně platí, že čím lepší snímač (nižší ARW, BI atd.) a čím nižší převodní konstanta, tím kritičtější budou vlastnosti měřicího přístroje. Z testovaných gyroskopů podle tohoto kritéria vychází typ



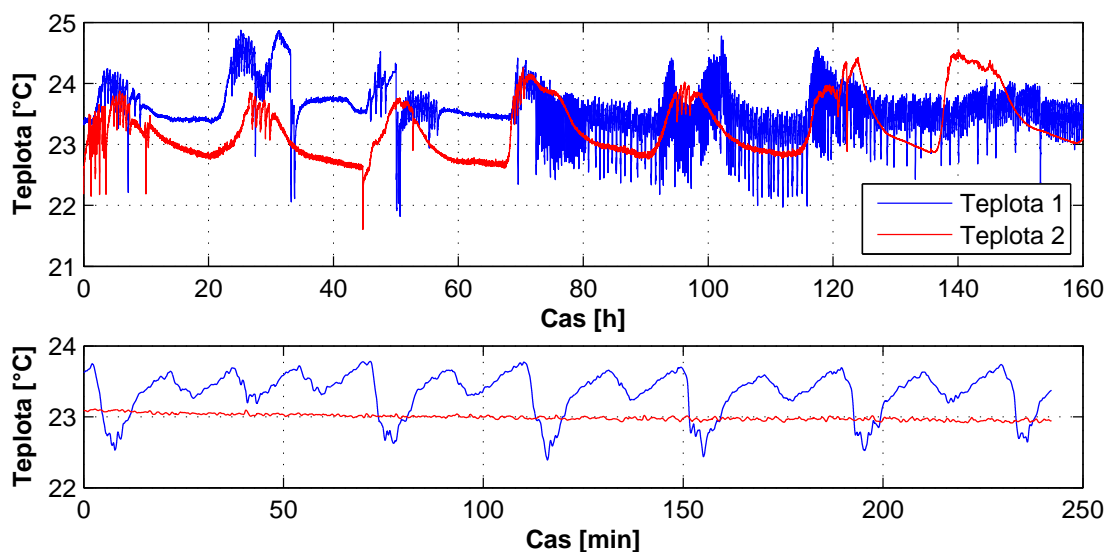
Obr. 5.26: Stochastické vlastnosti měřicích přístrojů

ADXRS610, který byl do grafu přidán pro porovnání (měřen kartou USB-9234). Z výsledku je patrné, že v oblasti širokopásmového šumu vyhovují všechny přístroje, protože i v nejhorším případě (USB-6218) je šum stále více než 10x nižší. Problematická začíná být oblast pro $\tau > 0.1$ h, kdy se poměr začíná zmenšovat a teoreticky na úrovni 3 h se křivka USB-6218 protíná s křivkou gyroskopu, a tak by začala nestabilita přístroje převládat.

5.3.5 Vliv teploty

Jedním z obecných faktorů ovlivňujících nejistotu měření je teplota. Do měřicího řetězce vstupuje jednak přímo přes testovaný gyroskop a v případě gyroskopu s analogovým výstupem také přes měřicí přístroj (viz. kapitola 5.3.4).

Prakticky lze v laboratorních podmínkách očekávat pomalé změny teploty, které souvisí jednak s cyklem den/noc, činností klimatizace a případně rušivými vlivy přístrojů produkujících velké množství tepla. Typickým příkladem je mechanicky chlazená teplotní komora, která teplo rozptyluje do vzduchu v laboratoři. V takovém případě bývá nezbytná klimatizace, která udržuje konstantní teplotu vzduchu, protože jinak může dojít k velkým výkyvům. U klimatizace dále záleží na kvalitě re-



Obr. 5.27: Průběh teploty v klimatizované laboratoři (7 dnů)

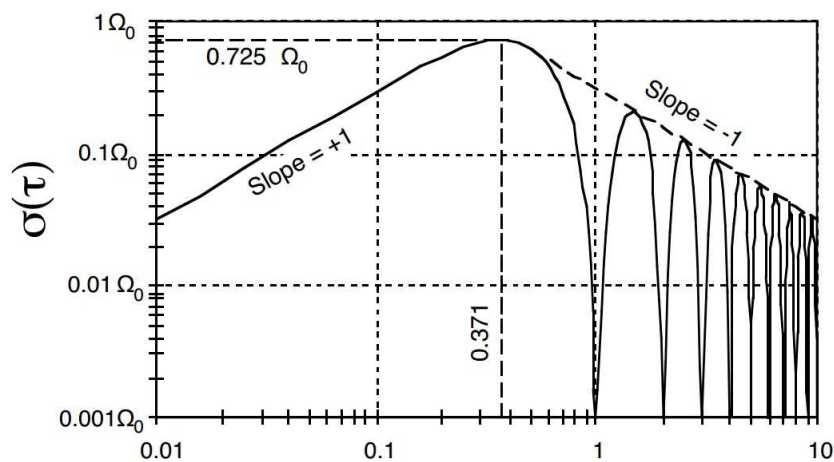
gulace, kterou určuje typ a výkon systému. Klíčové je i rozmístění přístrojů, výdechů klimatizace a umístění snímače teploty, který zajišťuje zpětnou vazbu systému.

Obr. 5.27 ukazuje dva záznamy teploty v klimatizované laboratoři (23°C) po dobu sedmi dnů. Červená křivka odpovídá průběhu během letních dnů, kde je patrné střídání den a noc s periodou 24 h a amplitudou přibližně 0.7°C . Modrý průběh demonstruje vliv v případě aktivity teplotní komory CTS T-60/50. Spodní graf přibližuje detailně úsek v okolí $t = 80$ h, kde je vidět krátkodobé kolísání teploty způsobené teplotní komorou. Dominantní složky mají periodu přibližně 20 a 40 minut s amplitudami 0.26 a 0.2°C .

Převodní charakteristika

Chyba odhadu převodní konstanty a posunu nuly gyroskopu bude záviset na průběhu teploty během měření. Za předpokladu šesti měřicích bodů ± 60 , ± 180 a $\pm 300^{\circ}/\text{s}$ při průměrovacím čase 30 s vychází doma měření na ≈ 3 min. Měření ovlivní spíše trend teploty než periodické či náhodné změny, které jsou kratší nebo srovnatelné s dobou měření.

Pro ověření vlivu teploty byla provedena simulace metodou Monte Carlo pro gyroskop ADXRS610 ($N = 10^6$). Z reálného průběhu teploty (obr. 5.27) byl vždy vybrán náhodný úsek odpovídající délce měření a změny teploty propagovány modelem na základě změřených vlastností (viz. kapitola 6.2.2). Výsledky ukazují chybu (1σ) menší než $0.3^{\circ}/\text{h}$ pro posun nuly a 60 ppm pro převodní konstantu v případě



Obr. 5.28: Allanova odchylka pro harmonický signál [8]

průběhu „Teplota 1“ a $1^\circ/\text{h}$ respektive 70 ppm pro průběh „Teplota 2“. Výsledky odpovídají teoretickým předpokladům, protože menší vliv má průběh se zapnutou teplotní komorou, která způsobila změny teploty v krátkém časovém intervalu. Prakticky je však v obou případech vliv pro MEMS gyroskopy zanedbatelný.

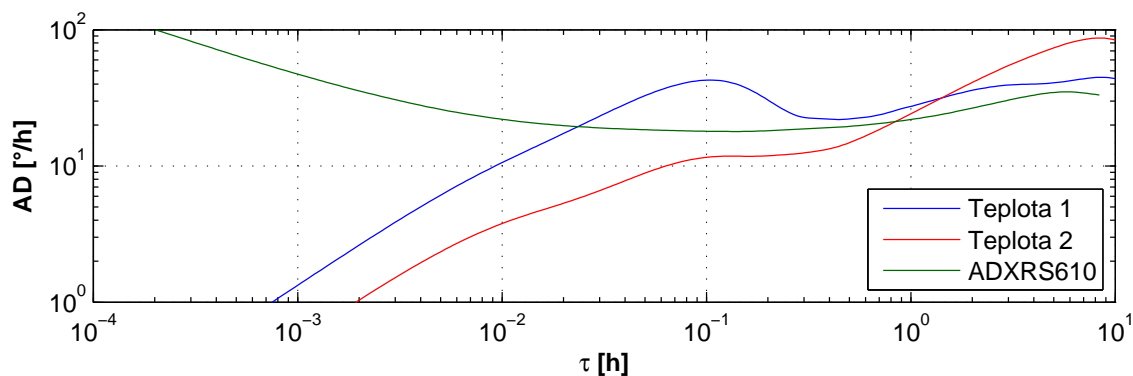
Stochastické vlastnosti

Teplota má zásadní vliv na odhad stochastických jevů, protože obvykle popisují extrémně malé změny na výstupu gyroskopu, a tak může propagace teplotních změn na výstup gyroskopu zásadně ovlivnit výsledek. Naměřené průběhy teploty ukazují, že změny teploty mají jednak periodický charakter a dále lineární drift a náhodnou nízkofrekvenční složku s výkonovou spektrální hustotou typu $1/f$ či $1/f^2$.

Periodické změny budou vytvářet chybu odpovídající dominantní harmonické složce. Allanova odchylka má pro signál s periodou T_0 a amplitudou Ω_0 rovněž periodický průběh (obr. 5.28), kde první maximum odpovídá $\tau = 0.371 \cdot T_0$ a $\sigma = 0.725 \cdot \Omega_0$.

V modelovém případě pro gyroskop ADXRS610 srovnává vliv graf 5.29. Zelená křivka (ADXRS610) odpovídá vlastnostem gyroskopu, kdy byly změny teploty potlačeny pod úroveň $\pm 0.2^\circ\text{C}$ a navíc kompenzovány. Červená a modrá křivka ukazuje příspěvek teplotních změn pro oba průběhy teploty (graf 5.27). Výsledky odpovídají teoretickým předpokladům, protože maxima vychází pro $\tau \approx 0.2$ a 9 h. V případě teplotního průběhu ovlivněného klimatickou komorou je rušivý signál dominantní již pro $\tau > 100$ s. Pro druhou teplotní křivku, která se vyznačuje pomalejšími změnami teploty, tato situace nastává pro $\tau > 50$ min.

V případě dlouhodobých pozorování ($\tau \gg 0.1$ h) je tedy nezbytné změny tep-



Obr. 5.29: Vliv teploty na odhad Allanovy odchylky

loty kompenzovat a nejlépe i potlačit jejich vznik. V opačném případě lze očekávat chybný odhad stochastických vlastností. Vzhledem k pomalému charakteru změny je zasazena oblast širokopásmového šumu (ARW). Změny teploty obvykle naruší odhad nestability nuly (BI) a náhodného posunu úhlové rychlosti (RRW).

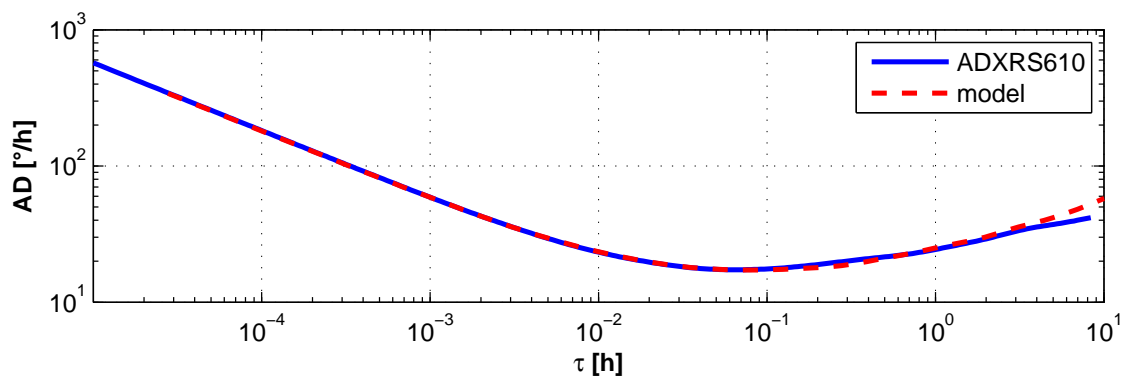
5.3.6 Vliv stochastických vlastností gyroskopu

Dalším zdrojem nejistot při odhadu parametrů gyroskopu jsou stochastické vlastnosti měřeného snímače, které shrnuje kapitola 3.4. Tyto jevy způsobují náhodné změny výstupu gyroskopu, což brání přesnému určení deterministických parametrů.

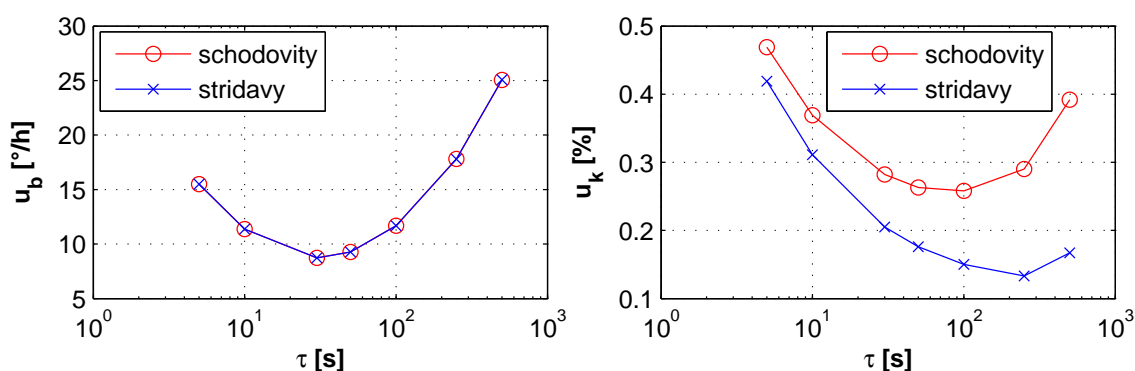
Jedním z jevů je opakovatelnost parametrů (viz. 3.4.1), která sama o sobě udává hranici pro nejistotu odhadu. V případě posunu nuly se opakovatelnost u MEMS gyroskopů pohybuje v řádu desítek až stovek $^{\circ}/h$ (1σ). Pro převodní konstantu nebyly nalezeny patřičné informace.

Druhou skupinu tvoří jevy ovlivňující posun nuly gyroskopu v průběhu jeho činnosti. Teoreticky lze na základě znalosti Allanovy odchylky pro daný gyroskop stanovit optimální čas pro průměrování výstupu, který zajistí nejlepší odhad výstupní hodnoty. Z principu Allanovy odchylky vyplývá, že tento čas bude odpovídat hodnotě τ pro nejnižší bod Allanovy křivky. Obr. 6.9 ukazuje výsledky měření Allanovy odchylky u různých MEMS gyroskopů. Z grafu je patrné, že minimum bývá typicky pro τ v rozmezí jednotek až stovek sekund. Nicméně graf má logaritmická měřítka na obou osách, a proto se ne vždy vyplatí dosáhnout absolutního minima, protože nárůst času pak není výhodný z pohledu celkového času měření.

Vliv pro gyroskop ADXRS610 byl simulován metodou Monte Carlo. Stochastické jevy gyroskopu byly aproximovány pomocí bílého šumu ($ARW = 1.8^{\circ}/\sqrt{h}$), $1/f$ šumu ($BI = 22.3^{\circ}/h$) a $1/f^2$ šumu ($RRW = 36.7^{\circ}/h/\sqrt{h}$). Allanovu odchylku pro



Obr. 5.30: Allanova odchylka pro naměřená a simulovaná data (ADXRS610)



Obr. 5.31: Vliv stochastických vlastností

naměřená a simulovaná data srovnává obr. 5.30, kde je vidět dostatečná shoda pro $\tau < 1$ h. Model byl využit pro simulaci naměřených dat v šesti bodech (± 60 , ± 180 a ± 300 °/s) a to pro schodovitou i střídavou posloupnost úhlových rychlostí (obr. 5.3). V případě gyroskopu ADXRS610 má Allanova odchylka (obr. 5.30) minimum pro $\tau \approx 250$ s, což vede na celkový čas 40 minut. Vliv průměrovacího času byl testován pro 5, 10, 30, 50, 100, 250 a 500 s.

Nejistotu odhadu (1σ) zobrazuje graf 5.31. Minimum pro posun nuly vychází při $\tau \approx 30$ s s hodnotou ≈ 9 °/h, přičemž není znatelný vliv posloupnosti úhlové rychlosti. Naopak v případě převodní konstanty má výrazný přínos střídavá posloupnost. Minimum se nachází dle očekávání v oblasti $\tau \approx 250$ s s hodnotou 0.13%.

Výsledky simulace ukazují, že stochastické vlastnosti gyroskopu mají zásadní vliv na nejistotu odhadu převodní konstanty a potvrzují význam střídavé posloupnosti úhlové rychlosti. Důležitou roli hraje i průměrovací čas, který přináší nejlepší odhad převodní konstanty při τ v minimu Allanovy odchylky. V případě nejistoty posunu nuly se jeví jako dominantní složka spíše opakovatelnost než stabilita za běhu snímáče.

6 MODEL MEMS GYROSKOPU

V rámci práce byly změřeny parametry vybraných MEMS gyroskopů. Pozornost byla soustředěna na jevy ovlivňující posun nuly snímače a převodní konstantu. Mezi hlavní faktory patří teplota a dále napájecí napětí, které bývá často opomíjeno. V souvislosti s teplotou byly analyzovány vlastnosti vestavěných teplotních snímačů, které jsou určené pro teplotní kompenzaci gyroskopu. Nakonec byl proveden rozbor vlivu teploty na stochastické vlastnosti.

6.1 Teplotní snímač v MEMS gyroskopu

Teplota je hlavním faktorem ovlivňující parametry MEMS gyroskopů. Závislost na teplotě vzniká jak změnou vlastností mechanického elementu tak změnou parametrů elektroniky. U většiny MEMS gyroskopů bývá teplotní snímač integrován na čipu spolu s elektronikou formou tzv. PTAT (proportional to absolute temperature) napěťové reference, kde je napětí přímo úměrné absolutní teplotě. V případě gyroskopů s analogovým výstupem se převodní konstanta pohybuje v řádu 10 mV/K.

Interní teplotní snímač nebývá kalibrován a chyba při použití typické hodnoty z katalogového listu bývá v řádu jednotek stupňů Celsia. Z pohledu teplotní kompenzace gyroskopu není kalibrace teplotního snímače nezbytně nutná, protože vstupem modelu může být surová hodnota z teplotního snímače (napětí / počet bitů) a případné nelinearity se zahrnou do nelinearity posuzovaného parametru.

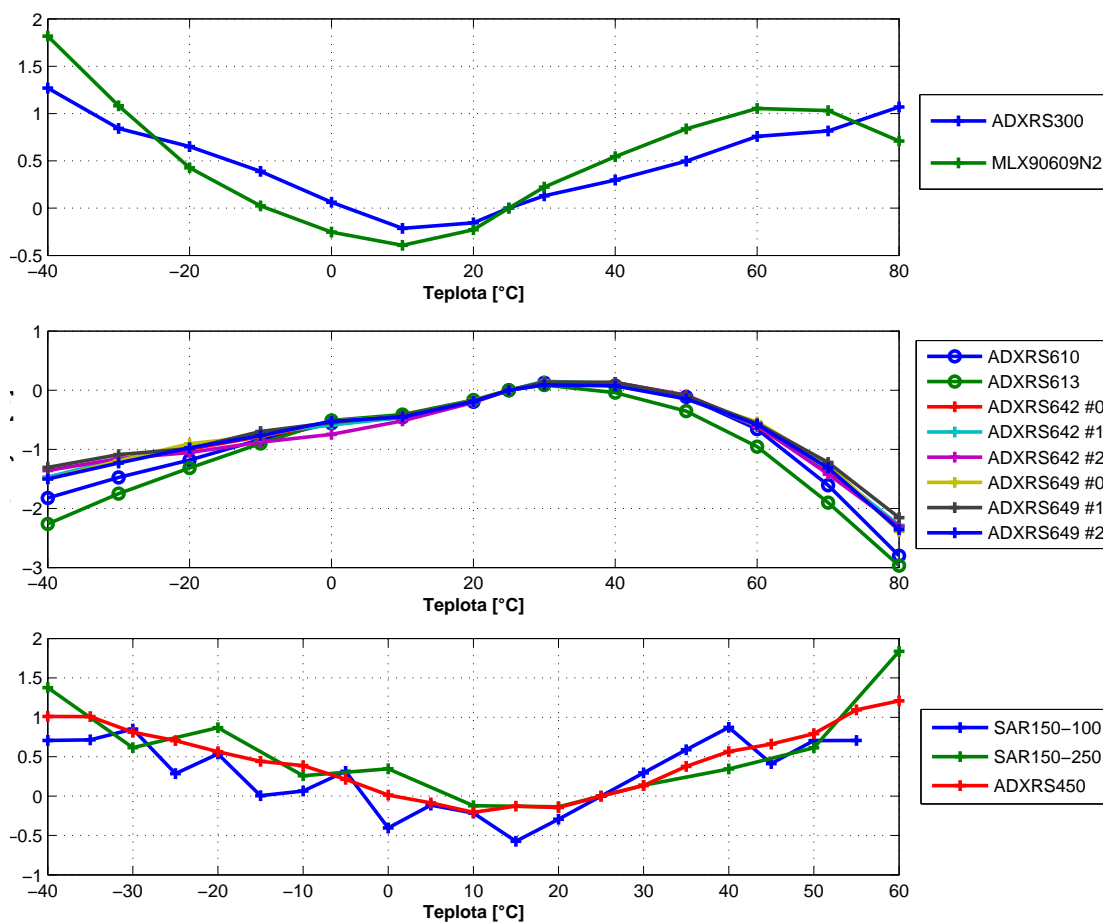
6.1.1 Převodní charakteristika

V rámci této práce byla proměřena charakteristika teplotních snímačů u gyroskopů řady ADXRS, MLX90609 a SAR150. Cílem bylo jednak posoudit reálné vlastnosti snímačů a výsledky jsou využívány v dalších částech této práce.

Základní parametry shrnuje tabulka 6.1, kde \bar{v}_0 je výstup při referenční teplotě 25°C a ξ je převodní konstanta. Naměřené hodnoty potvrzují značné odchylky od katalogových hodnot především u převodní konstanty, kde se chyba pohybuje v rozsahu 2 až 9%. Z hodnot je také patrný rozptyl posunu nuly mezi různými vzorky jednoho typu gyroskopu. Grafy na obr. 6.1 zobrazují odchylku (nelinearitu) teplotních snímačů. U určitých vzorků dosahuje chyba v rozsahu -40 až +80°C hodnoty 3°C (špička-špička). Dále lze pozorovat shodné vlastnosti mezi typy ADXRS610, ADXRS613, ADXRS642 a ADXRS649. Shodu můžeme přisuzovat stejnému typu

Tab. 6.1: Parametry teplotních snímačů v MEMS gyroskopech

Typ	VZ	Katalogová hodnota		Změřená hodnota	
		ϑ_0 [V]	ξ [mV/°C]	ϑ_0 [V]	ξ [mV/°C]
ADXRS300		V_{ref} (2.5)	8.4	0.0306	8.15 (-3.0%)
ADXRS610		2.5	9	2.465	8.18 (-9.1%)
ADXRS613		2.5	9.1	2.425	8.27 (-9.1%)
ADXRS642	#0	2.5	9	2.457	8.32 (-7.6%)
ADXRS642	#1	2.5	9	2.440	8.34 (-7.4%)
ADXRS642	#2	2.5	9	2.443	8.34 (-7.4%)
ADXRS649	#0	2.4	9	2.413	8.35 (-7.3%)
ADXRS649	#1	2.4	9	2.423	8.36 (-7.2%)
ADXRS649	#2	2.4	9	2.420	8.33 (-7.4%)
MLX90609N2		V_{ref} (2.5)	10	-0.0275	10.4 (+3.8%)
—	—	[LSB]	[LSB/°C]	[LSB]	[LSB/°C]
ADXRS450		-100	5	-114.5	4.69 (-6.3%)
SAR150-100		25	1	24	0.95 (-5.5%)
SAR150-250		25	1	23	0.98 (-2.2%)



Obr. 6.1: Nelinearita snímače teploty v MEMS gyroskopech

elektroniky, protože všechny tyto gyroskopy patří do skupiny s poměrovým výstupem.

V grafech jsou z důvodu přehlednosti naměřené hodnoty spojeny přímkami, nicméně měření je zatíženo šumem, který způsobuje viditelné nespojitosti. Především u gyroskopů řady SAR150, které mají rozlišení teplotního snímače 1°C , se naměřené hodnoty pohybují pod touto hranicí, a proto nemá cenu uvažovat o modelu nelinearity.

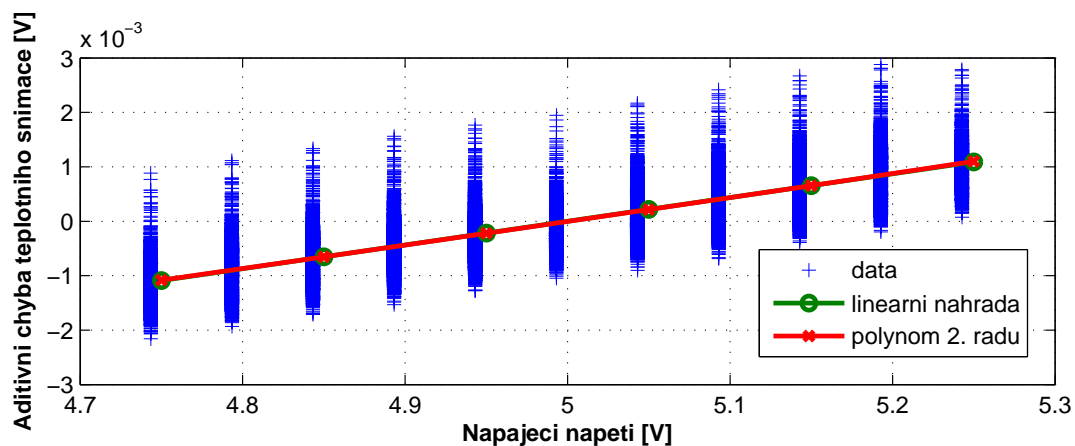
Nelinearita PTAT reference bývá kompenzována na úrovni návrhu obvodu, nicméně vždy existuje zbytková nelinearita způsobená nedokonalostmi kompenzačních obvodů a především výrobními tolerancemi. Bez znalosti vnitřní struktury a technologie výroby je analytický popis nemožný a vzhledem k tvaru nelinearit nelze použít aproximaci pomocí elementární funkce. Řešením by v tomto případě mohla být interpolace hodnot z naměřených dat ze kterých je nejdříve nutné vhodným způsobem odstranit šum. Jelikož přesná hodnota teploty v definovaných jednotkách není nutná pro kompenzaci gyroskopu, nebude tato problematika dále řešena.

6.1.2 Závislost na napájecím napětí

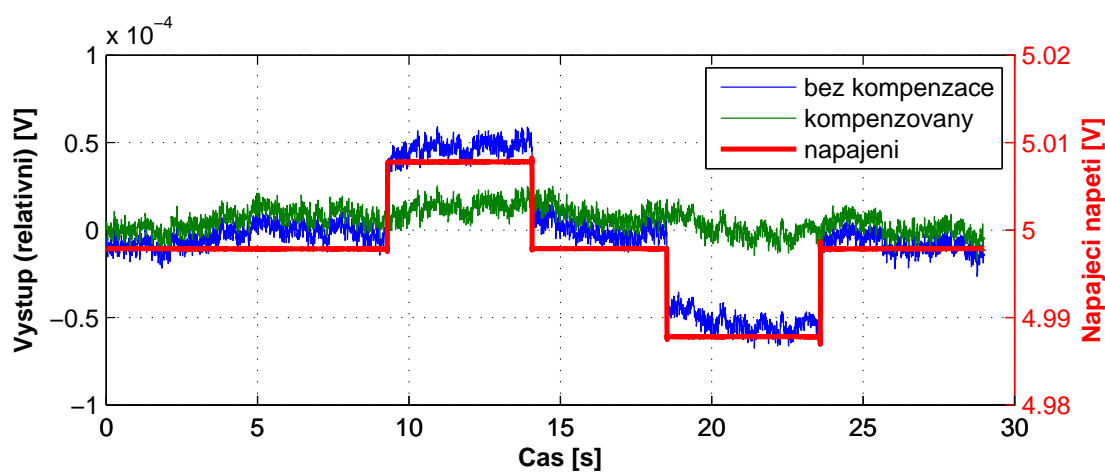
Řada prací se snaží dosáhnout co nejvěrnější aproximace teplotní závislosti MEMS gyroskopu složitými modely, například pomocí neuronové sítě [51, 53, 54], ale přínos těchto technik může být znehodnocen změnou vlastností teplotního snímače. Parametrem, který může mít potenciálně vliv na úspěšnost teplotní kompenzace, je schopnost teplotního snímače potlačit změny napájecího napětí.

Závislost aditivní chyby byla změřena pro sadu vzorků. Typický průběh pro gyroskop ADXRS613 zobrazuje graf na obr. 6.2. U tohoto vzorku byla stanovena citlivost 4.36 mV/V , což dle tabulky 6.1 odpovídá hodnotě 0.52°C/V . Graf dále zobrazuje aproximaci pomocí lineární funkce a polynomu 2. řádu. Měření je zatíženo značným šumem a případnou nelinearitu nelze rozlišit, což potvrzuje malá odchylka polynomu od lineární náhrady. Obrázek 6.3 ukazuje odezvu výstupu teplotního snímače na skokovou změnu napájecího napětí o 10 mV . Zobrazena jsou surová data, kompenzovaná data pomocí lineárního modelu a napájecí napětí. Z grafu je patrné, že kompenzace úspěšně potlačuje změny napájecího napětí pod úroveň šumu snímače.

Obdobných výsledků bylo dosaženo i u ostatních vzorků. Naměřené hodnoty shrnuje tabulka 6.2. Výrazně menší citlivost vykazuje snímač ADXRS450 s digitálním výstupem. U gyroskopů řady SAR150 nebylo možné závislost změřit, protože je pod úrovní rozlišení teplotního snímače ($1\text{ LSB}/^{\circ}\text{C}$). U analogových snímačů se citlivost pohybuje v rozsahu $4\text{ až }9\text{ mV/V}$. Směrodatná odchylka mezi jednotlivými vzorky



Obr. 6.2: Citlivost teplotního snímače na změnu napájecího napětí (ADXRS613)



Obr. 6.3: Odezva teplotního snímače na 10 mV skok napájecího napětí (ADXRS613)

Tab. 6.2: Citlivost teplotních snímačů na změnu napájecího napětí

Typ	VZ	Citlivost θ_U	
		[mV/V]	[°C/V]
ADXRS300		8.91	1.1
ADXRS610		4.44	0.54
ADXRS613		4.36	0.52
ADXRS642	#0	6.04	0.73
ADXRS642	#1	5.89	0.71
ADXRS642	#2	5.91	0.71
ADXRS649	#0	5.61	0.67
ADXRS649	#1	5.57	0.67
ADXRS649	#2	5.54	0.66
MLX90609N2		4.05	0.39
—	—	[LSB/V]	[°C/V]
ADXRS450		0.56	0.12

od stejného typu gyroskopu (ADXRS642 a ADXRS649) je menší než 0.1 mV/V, a proto lze jejich vlastnosti považovat za shodné, ale pro zobecnění výsledku na celou typovou řadu není počet vzorků dostatečný. Lze předpokládat, že výrobní tolerance bude řádově vyšší.

Vliv citlivosti teplotního snímače na napájecí napětí na účinnost teplotní kompenzace bude záviset na konkrétním průběhu. Obecně lze pouze říci, že bude úměrný derivaci (strmosti) dané charakteristiky.

6.2 Statická převodní charakteristika

U jednotlivých vzorků byla změřena statická převodní charakteristika v teplotním rozsahu -40 až +80°C. Základní katalogové a změřené parametry shrnuje tabulka 6.3 kde NL udává nelinearitu, b_0 je výstupní hodnota při nulové úhlové rychlosti (posun nuly) a k_0 je převodní konstanta při referenční teplotě 25°C. Posun nuly od nominální katalogové hodnoty se pohybuje v řádu do 90°/s a odchylky převodní konstanty do 3%.

Tab. 6.3: Základní parametry gyroskopů

Typ	VZ	Katalog			Změřeno		
		b_0 [V]	k_0 [mV/°/s]	NL [%]	b_0 [V]	k_0 [mV/°/s]	NL [%]
ADXRS300		V_{ref}	5	0.01	-0.110	5.027	0.05
ADXRS610		2.5	6	0.1	2.486	5.839	0.02
ADXRS613		2.5	12.5	0.1	2.425	12.22	0.01
ADXRS642	#0	2.5	7	0.01	2.510	7.215	< 0.01
ADXRS642	#1	2.5	7	0.01	2.535	7.119	< 0.01
ADXRS642	#2	2.5	7	0.01	2.480	7.082	< 0.01
ADXRS649	#0	2.5	0.1	0.1	2.498	0.0985	< 0.01
ADXRS649	#1	2.5	0.1	0.1	2.506	0.0985	< 0.01
ADXRS649	#2	2.5	0.1	0.1	2.509	0.101	< 0.01
LISY300		1.65	3.3	-	1.635	3.198	0.05
MLX90609N2		V_{ref}	26.67	0.5	0.032	26.74	< 0.01
—	—	b_0 [LSB]	k_0 [LSB/°/s]	NL [%]	b_0 [LSB]	k_0 [LSB/°/s]	NL [%]
ADXRS450		0	80	0.05	8.95	79.91	0.02
SAR150-100		0	10	0.1	-28.9	10.00	0.05
SAR150-250		0	4	0.1	7.284	4.003	0.04

6.2.1 Chyba linearity

Odchyšky od lineární náhrady (metodou nejmenších čtverců) přes celý teplotní rozsah zobrazují grafy na obr. A.1 až A.14 v příloze A. Z hodnot je patrné, že měření je značně zatíženo stochastickými chybami gyroskopu a nepřesností akviziční karty v případě gyroskopů s analogovým výstupem, což potvrzuje závěry z kapitoly 5. Vliv teploty na chybu linearity nebyl prokázán. U většiny snímačů s analogovým výstupem má nelinearita obdobný charakter blížíci se parabole s vrcholem v bodě definovaném nulovou úhlovou rychlostí, což ukazuje na možnost systematické chyby měření. Vliv akviziční karty byl vyloučen použitím dvou různých přístrojů (vzorovací karty NI PXI-4462 a digitálního multimetru NI PXI-4072), různých vstupů a rozsahů. Navíc gyroskopy ADXRS300 a MLX90609N2 využívají zapojení dle obr. 5.23b a ostatní 5.23a, a proto se hodnoty pohybují v jiné části rozsahu přístroje. Přesnost rotačního stolu je o řád lepší (0.001%) a navíc by vedla na shodné charakteristiky u všech snímačů, protože nezávisí na převodní konstantě.

Zdroje nelinearit v MEMS gyroskopech nejsou v literatuře dobře shrnuty. U mechanického elementu se uplatňuje nelinearita pružin [33], která závisí především na tvaru a způsobu ukotvení. V případě elektrostatických aktuátorů a snímačů působí proti tuhosti pružin elektrostatická síla, kterou určuje vzdálenost elektrod a napětí, čímž s rostoucí výchylkou klesá celková tuhost. Tento jev bývá označován jako „electro-static spring softening“. Nelinearita pružin je problematická především pro buzení rezonátoru, protože vytváří závislost rezonančního kmitočtu na amplitudě kmitů (viz. pojem „bifurcation“ v angl. literatuře). Nelinearita pružin budícího rezonátoru způsobuje problémy s uvedením systému do rezonance a udržení konstantní amplitudy kmitů, ale nemá vliv na celkovou linearitu gyroskopu.

Stejný jev teoreticky nastává i u výstupního rezonátoru. Posun rezonanční frekvence má vliv na přenos gyroskopu dle rovnice (2.7), ale výchylky výstupního rezonátoru způsobené Coriolisovou silou jsou řádově menší než u budícího rezonátoru a navíc citlivost na změnu frekvence je u gyroskopů pracujících mimo rezonanci velmi nízká.

Další částí řetězce jsou snímací elektrody. Většina návrhů využívá ke snímání pohybu výstupního rezonátoru principu deskových kondenzátorů s proměnnou vzdáleností v diferenciálním zapojení. Důvodem je vyšší citlivost ve srovnání s hřebenovými strukturami, ale za cenu horší linearity. Kapacity kondenzátorů jsou dány rovnicemi:

$$C_{S1} = \varepsilon S \frac{1}{x_0 - x}, \quad C_{S2} = \varepsilon S \frac{1}{x_0 + x} \quad (6.1)$$

kde ε [F/m] je permitivita, S [m²] plocha elektrod, x_0 [m] mezera mezi elektrodami

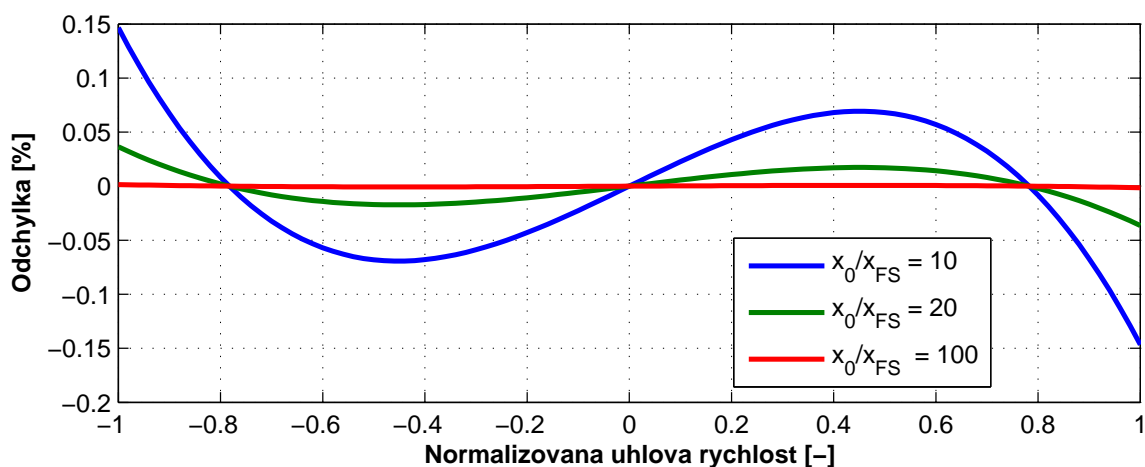
při nulovém vychýlení a x [m] snímaná výchylka. V diferenciálním zapojení platí pro proud:

$$i_C = \frac{dC_{S1}}{dt}U_1 - \frac{dC_{S2}}{dt}U_2 \quad (6.2)$$

kde U_1 a U_2 jsou stejnosměrná předpětí elektrod. Z rovnice vyplývá, že chyba linearity bude záviset na poměru mezi x_0 a x_{FS} [m], což je výchylka pro maximální úhlovou rychlost.

Nicméně nelinearita kapacitního snímače způsobuje zkreslení amplitudově modulovaného signálu, který je výstupem mechanického elementu (viz. obrázek 2.5), a proto je nutné počítat s vlivem synchronní demodulace a parazitního pohybu rezonátoru. Parazitní pohyb výstupního rezonátoru, který vzniká mechanickou vazbou mezi budícím a výstupním rezonátorem, má v ideálním případě fázový posuv 90° oproti užitečnému signálu a je synchronní demodulací zcela potlačen. Prakticky ale dochází k fázovým chybám vlivem nedokonalostí jednotlivých komponentů, a proto tento signál proniká na výstup. Z pohledu linearity posunuje parazitní pohyb pracovní bod deskových kondenzátorů a tím mění charakter nelinearity. Podrobný matematický rozbor uvádí [55].

Graf na obr. 6.4 ukazuje simulovanou odchylku od lineární náhrady pro různé poměry mezery a max. výchylky deskového kondenzátoru. Otočení podle osy X závisí na fázovém posuvu o 180° referenčního a vstupního signálu demodulátoru. Charakteristika není symetrická podle osy Y, protože nelinearita kondenzátoru ovlivňuje pouze modul signálu a znaménko úhlové rychlosti je dáno fází signálu. Parazitní pohyb bude způsobovat posun charakteristiky v ose X, takže teoreticky lze dosáhnout průběhu, který odpovídá naměřeným hodnotám u analogových gyroskopů řady ADXRS. Ovšem dle článku [12] se max. výchylky pohybují v řádu 10^{-10} m a při dané



Obr. 6.4: Nelinearita způsobená snímacím kondenzátorem

technologii výroby lze předpokládat mezeru přibližně $1\ \mu\text{m}$, což odpovídá poměru 10^4 , a proto by měla být chyba zanedbatelná.

Nelinearitu zbylé části měřicího řetězce nelze bez znalosti konkrétní struktury posoudit. Vzhledem k symetrii nelinearity dle osy Y lze předpokládat vnik nelinearity spíše v části za demodulátorem, protože zde již není směr otáčení rozlišen fází signálu.

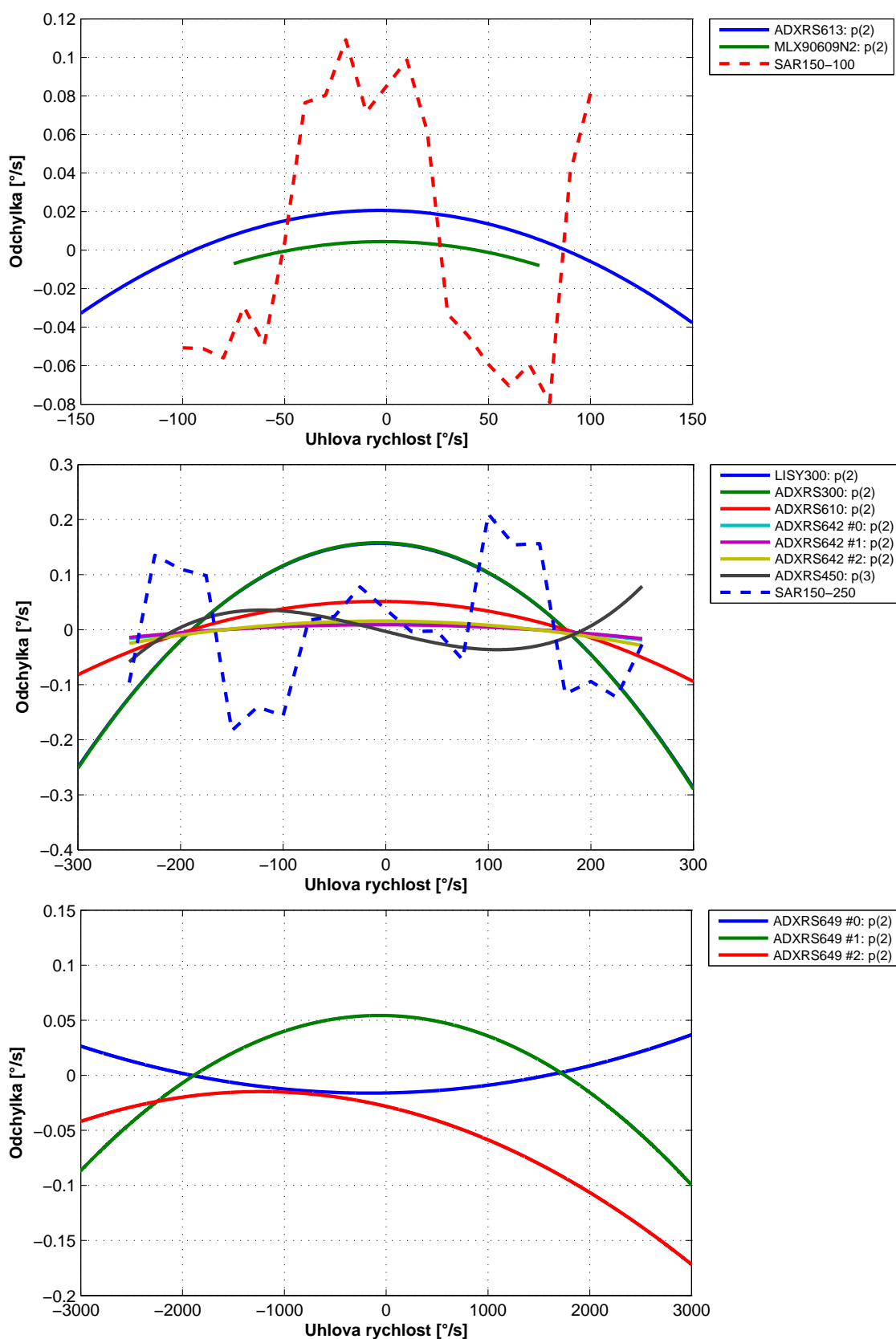
Chyba linearity se u testovaných vzorků pohybuje v rozsahu do 0.05% a v mezích katalogových údajů. U gyroskopů řady SAR150 je chyba na úrovni rozlišení interního A/D převodníku, a proto další korekce nemá praktický význam.

Vzhledem k tomu, že nebyl nalezen odpovídající zdroj nelinearity, lze provést pouze aproximaci naměřených hodnot. U všech analogových snímačů lze charakteristiky aproximovat pomocí polynomu 2. řádu. Vyšší řád polynomu případně složitější struktura modelu nemá v tomto případě význam, protože hodnoty jsou zatíženy šumem a snížení odchylky je zanedbatelné. U gyroskopu ADXRS450 přináší nejmenší odchylku polynom 3. řádu, přičemž výsledná charakteristika se blíží průběhu simulace na obr. 6.4, ale vzhledem k šumu je tato domněnka neprůkazná. Také u ADXRS642, ADXRS649 a MLX90609 jsou hodnoty značně zatíženy šumem, což dokazuje nízké spolehlivosti odhadu, které uvádí tabulka 6.4.

Grafy na obr. 6.5 srovnávají výsledné charakteristiky pro všechny gyroskopy. U různých vzorků gyroskopů ADXRS649 je vidět, že zobecnění na typovou řadu není možné, protože jednotlivé vzorky vykazují různé průběhy, což ale může být způsobeno špatným odhadem (viz. tab. 6.4).

Tab. 6.4: Aproximace nelinearity

Řád polynomu		2	3	4
Typ	VZ	R ²		
ADXRS300		0.914	0.917	-
ADXRS450		1e-5	0.025	0.027
ADXRS610		0.936	0.946	-
ADXRS613		0.632	0.654	-
ADXRS642	#0	0.370	0.371	-
ADXRS642	#1	0.342	0.348	-
ADXRS642	#2	0.276	0.276	-
ADXRS649	#0	0.007	0.011	-
ADXRS649	#1	0.084	0.090	-
ADXRS649	#2	0.005	0.014	-
LISY300		0.784	0.785	-
MLX90609N2		0.122	0.154	-



Obr. 6.5: Aproximace chyby linearitý MEMS gyroskopů

6.2.2 Závislost na teplotě

Klíčovou vlastností MEMS gyroskopů je citlivost parametrů na teplotu. Mezi hlavní parametry patří posun nuly a změna převodní konstanty v závislosti na teplotě.

U mechanického elementu způsobuje teplota změnu rozměrů (teplotní roztažnost) a změnu vlastností materiálů. Teplotní roztažnost mění charakteristiky pružných členů, protože dochází ke změně rozměrů a také k jejich předpětí, čímž se posouvá pracovní bod. Značnou roli hraje v tomto ohledu zapouzdření elementu, kdy vzniká teplotně závislé mechanické napětí díky různým teplotním roztažnostem jednotlivých materiálů. Teplota má dále přímý vliv na modul pružnosti a na tlumení, které definuje Q faktor rezonátoru. Všechny tyto jevy mají za následek změnu pracovního bodu rezonátoru, čím vzniká porušení symetrie diferenciálních struktur, parazitní mechanický pohyb či změna přenosu.

Problematika výstupní hodnoty při nulové úhlové rychlosti je v literatuře široce diskutována (např. [33, 55, 56]). Zdroje lze rozdělit do dvou skupin na mechanické a elektrické. První skupina způsobuje parazitní pohyb výstupního rezonátoru. Díky synchronní demodulaci pronikne na výstup pouze složka ve fázi se signálem vyvolaným Coriolisovou silou. Přímá mechanická vazba mezi budícím a výstupním rezonátorem teoreticky způsobuje pohyb posunutý o 90° od užitečného signálu, který by měl být potlačen. Nicméně výrobní nepřesnosti, teplotní roztažnost materiálu, vnější mechanické napětí, nelinearity či jiné jevy vytváří parazitní pohyb, který může být řádově větší než užitečný signál. Malý fázový posun má za následek šíření signálu na výstup v podobě posunu nulové hodnoty. Druhou skupinu tvoří parazitní kapacitní či elektro-magnetické vazby mezi budícím a snímacím kanálem, které mají obdobný efekt.

Teplota dále ovlivňuje elektronické obvody. Jako nejkritičtější jsou z uvedených důvodů změny fáze signálu ve smyčce zahrnující buzení, mechanický element, snímání pohybu a synchronní demodulátor. Fázové odchylky od ideálních hodnot mají za následek propagaci parazitních signálů na výstup gyroskopu. V neposlední řadě dochází ke změně zesílení jednotlivých prvků, čímž se změní amplituda kmitů či snímáný signál.

Jelikož je problematika teplotní kompenzace řešena při návrhu gyroskopu jak na úrovni mechanického elementu, tak na úrovni elektroniky a často se provádí i kalibrace každého kusu při výrobě, nemá smysl uvažovat o vnitřním popisu pouze na základě vstupně-výstupního pozorování bez detailní znalosti mechanické struktury a zapojení elektroniky. Jedná se tedy o výběr vhodné aproximace teplotní závislosti s ohledem na nejistotu měření.

Grafy na obrázku A.15 až A.19 v přílze A popisují naměřené závislosti posunu nuly na okolní teplotě, přičemž je zohledněna změna převodní konstanty vlivem teploty. Tyto charakteristiky jsou vhodné spíše k porovnání jednotlivých typů gyroskopů, protože pro teplotní kompenzaci se lépe hodí přímá závislost mezi hodnotou výstupu interního teplotního snímače a surovým výstupem gyroskopu. V tomto případě odpadá nutnost kalibrace interního teplotního snímače, ale nelinearity snímače teploty jsou pak zahrnuty do nelinearity posunu nuly.

Gyroskopy s analogovým výstupem vykazují závislosti bez znatelných nespojitostí, přičemž u gyroskopu LISY300 je charakteristika ovlivněna zvýšeným šumem. Tento snímač má vysokou citlivost na vibrace a akustický hluk, protože při měření v teplotní komoře šum koreloval se zapnutím/vypnutím oběhového ventilátoru a kompresoru komory. U gyroskopů řady SAR150 se závislost pohybuje blízko hranice rozlišení (0.1 a 0.25°/s).

Celkovou změnu parametrů v teplotním rozsahu -40 až $+80^\circ\text{C}$ shrnuje tabulka 6.5 včetně srovnání s katalogovými údaji. Katalogové údaje jsou udány buď jako typická nebo maximální hodnota. Nicméně maximální hodnoty jsou ve většině případů extrémně velké, a proto se naměřené hodnoty vždy bezpečně pohybují v udaných mezích.

Opět lze pozorovat velké rozdíly mezi jednotlivými kusy gyroskopů ADXRS642 a

Tab. 6.5: Změna parametrů v teplotním rozsahu -40 až $+80^\circ\text{C}$

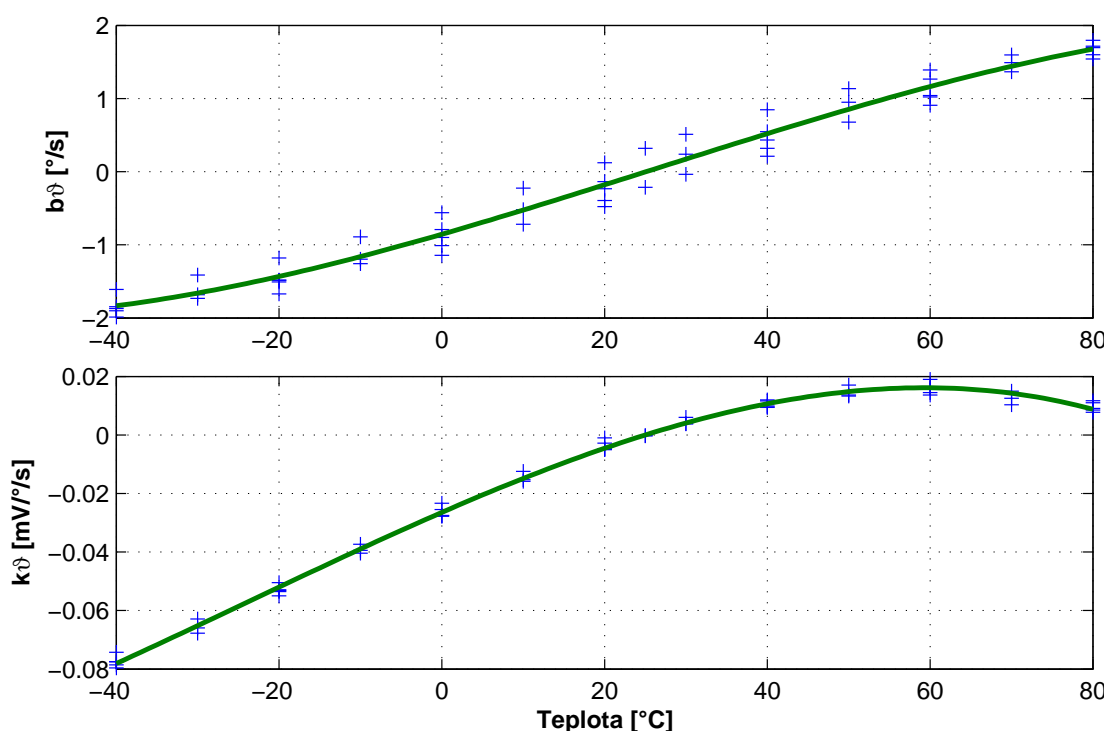
Typ	VZ	Katalog			Změřeno	
		b [°/s]	k [%]	Rozsah	b [°/s]	k [%]
ADXRS300		80 ^(max)	16 ^(max)	-40 až +80°C	11	7.3
ADXRS450		12 ^(graf)	9 ^(graf)	-40 až +105°C	6.9	5
ADXRS610		100 ^(max)	4 ^(typ)	-40 až 105°C	3.4	1.6
ADXRS613		40 ^(max)	3 ^(typ)	-40 až 105°C	0.6	2.4
ADXRS642	#0	2 ^(typ)	4 ^(typ)	-40 až 105°C	7.1	2.0
ADXRS642	#1				9.3	3.5
ADXRS642	#2				17	13.4
ADXRS649 ⁽¹⁾	#0	2000 ^(max)	4 ^(typ)	-40 až 105°C	36	0.5
ADXRS649 ⁽¹⁾	#1				13	0.7
ADXRS649 ⁽¹⁾	#2				305	3.8
LISY300AL		5 ^(typ)	4 ^(typ)	-40 až +85°C	3.7	6.3
MLX90609N2		5 ^(typ)	10 ^(max)	-40 až +85°C	0.3	0.3
SAR150-100		1 ^(typ)	1 ^(typ)	-30 až +70°C	1.3	0.9
SAR150-250		1 ^(typ)	1 ^(typ)	-30 až +70°C	2.1	1.2

⁽¹⁾ měřeno pouze v rozsahu do $\pm 3000^\circ/\text{s}$

ADXRS649. Vzorek č. 3 gyroskopu ADXRS642 se vyznačuje vysokým teplotním koeficientem jak u nulové hodnoty tak u převodní konstanty. Obdobné jsou výsledky u vzorku č. 3 gyroskopu ADXRS649, kde posun nuly dosahuje hodnoty $305^\circ/s$ (rozsah gyroskopu je $20000^\circ/s$).

Hlavní překážkou pro stanovení přesného modelu teplotní závislosti MEMS gyroskopu je nízká dlouhodobá opakovatelnost parametrů v celém teplotním rozsahu. Graf na obr. 6.6 ukazuje naměřené hodnoty při cyklování teploty v rozsahu -40 až $+80^\circ\text{C}$ u gyroskopu ADXRS610. Opakovatelnost posunu nuly a převodní konstanty je v tomto případě řádově $\pm 0.25^\circ/s$ a $\pm 0.08\%$ (1σ).

Hodnoty ukazují, že v případě posunu nuly je opakovatelnost nedostatečná pro modely o velkém počtu parametrů. Pro lepší odhad tvaru teplotní závislosti by bylo nutné nasbírat více hodnot, což vede na neúměrně dlouhý čas měření. Důvodem je především čas nutný k ustálení teploty v teplotní komoře při změně žádané hodnoty, který je nezbytný pro stanovení převodní konstanty, jsou-li oba parametry měřeny současně. Z tohoto pohledu se jeví jako výhodnější měřit tyto parametry odděleně a pro posun nuly použít průběh teploty typu rampa namísto schodovitého průběhu. Nicméně v tomto případě musí být teplotní gradient omezen, aby nedošlo k poškození snímače teplotním šokem, či ke zkreslení výsledku díky časové konstantě mezi interním teplotním čidlem a měřeným parametrem.



Obr. 6.6: Opakovatelnost parametrů ADXRS610 při cyklování teploty

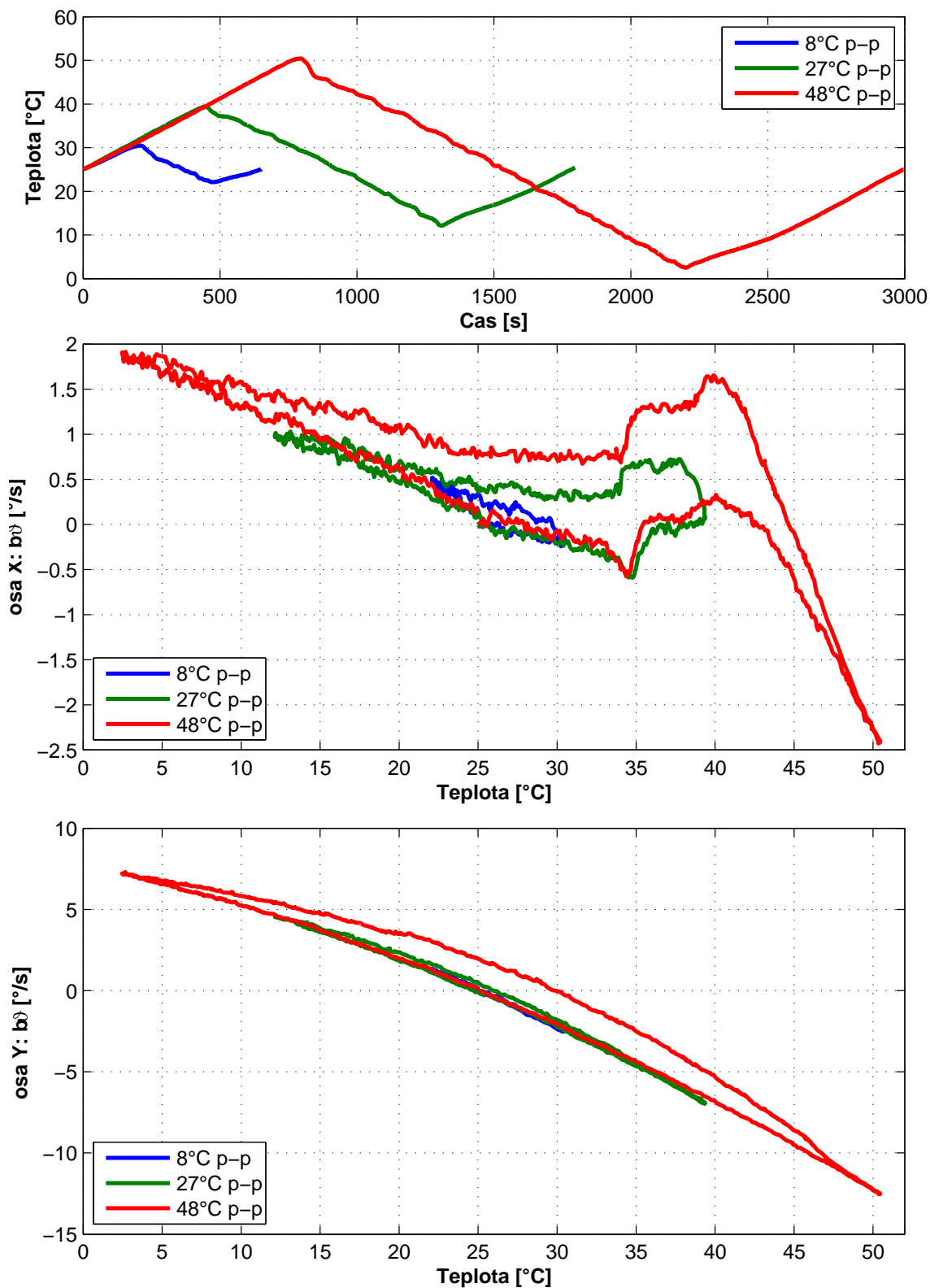
Tabulka 6.6 uvádí maximální odchylky naměřených a aproximovaných hodnot pro různé řády polynomu. Vzhledem k nízké opakovatelnosti naměřených hodnot posunu nuly je ve většině případů dostačující polynom 2. řádu, protože maximální odchylka klesne pod hodnotu $0.5^\circ/s$. U vzorků č. 2 gyroskopů ADXRS642 a ADXRS649 nelze polynomem potlačit teplotní závislost na úroveň srovnatelnou s ostatními kusy, což je způsobeno značně odlišným průběhem.

Podobné výsledky platí pro převodní konstantu. Nicméně vzhledem k lepší opakovatelnosti výsledků lze uvažovat o aproximaci polynomem 2. až 3. řádu. Odchylka od nominální hodnoty pak ve většině případů klesne pod hodnotu 0.1%.

Mimo typy uvedené v tabulce byly testovány i gyroskopy Inven Sense IDG500 a IDG1215. U těchto vzorků byla zjištěna silná hystereze teplotních charakteristik. Výsledky pro gyroskop IDG1215 jsou na obr. 6.7. V grafu se nachází tři teplotní průběhy s gradientem $2^\circ C/min$ s různými rozsahy teplot. V ose X dochází k hysterezi posunu nuly, která závisí na rozkmitu teploty. Pro vyloučení vlivu časové konstanty mezi teplotním snímačem a MEMS elementem byla provedena další měření s různými gradienty teploty, která ukázala, že hystereze nezávisí na rychlosti změny. Mimo hystereze lze pozorovat i obecnou nelinearitu s prudkým zlomem při teplotě $40^\circ C$. Obdobné vlastnosti vykazuje i gyroskop IDG500 (obr. A.26 v příloze A). Vzhledem k problematickému modelování hysterezních charakteristik je lepší se takovým snímačem vyhnout, protože existuje dostatek alternativ s lepšími vlastnostmi. Z tohoto důvodu nebyly snímače IDG500 a IDG1215 dále charakterizovány.

Tab. 6.6: Chyba aproximace závislosti posunu nuly a převodní konstanty na teplotě

Řád polynomu		1	2	3	4	1	2	3	4
Typ	VZ	$E_{b\vartheta}$ [$^\circ/s$]				$E_{k\vartheta}$ [%]			
ADXRS300		1.06	0.03	0.03	0.03	1.4	0.07	0.03	0.02
ADXRS450		0.47	0.04	0.04	0.03	0.92	0.14	0.18	0.16
ADXRS610		0.13	0.12	0.02	0.02	0.36	0.09	0.04	0.04
ADXRS613		0.40	0.04	0.03	0.03	0.17	0.15	0.04	0.03
ADXRS642	#0	0.59	0.14	0.08	0.05	0.99	0.05	0.01	0.01
ADXRS642	#1	0.43	0.04	0.03	0.03	1.3	0.04	0.04	0.02
ADXRS642	#2	2.85	1.50	1.42	0.48	5.7	1.3	0.26	0.31
ADXRS649	#0	5.44	0.42	0.38	0.40	0.18	0.13	0.02	0.01
ADXRS649	#1	7.47	0.46	0.40	0.31	0.15	0.12	0.01	0.01
ADXRS649	#2	134	38.0	7.70	7.11	0.86	0.35	0.12	0.07
LISY300		0.84	0.21	0.11	0.09	3.0	0.33	0.04	0.03
MLX90609N2		0.11	0.02	0.02	0.02	0.15	0.12	0.02	0.02
SAR150-100		0.73	0.19	0.17	0.16	0.31	0.14	0.07	0.08
SAR150-250		0.68	0.09	0.06	0.06	0.53	0.23	0.11	0.10



Obr. 6.7: Teplotní hysterese gyroskopu IDG1215

6.2.3 Závislost na napájecím napětí

Dalším z parazitních vlivů, který má dopad na parametry MEMS gyroskopů, je napájecí napětí. Typické konfigurace výstupu byly zmíněny v kapitole 5.3.4. U variant na obr. 5.23a a 5.23b je výstupní signál při nulové úhlové rychlosti i převodní poměr v ideálním případě konstantní. V případě poměrového výstupu (obr. 5.23c) mají tyto parametry konstantní poměr vzhledem k referenčnímu napětí.

Prakticky však tyto parametry vykazují parazitní závislost na napájecím napětí. Tato citlivost vzniká díky nedokonalostem analogové části MEMS gyroskopu, která budí a snímá pohyb mechanického rezonátoru. Mezi zdroje patří především malé potlačení změn napájecího napětí u interních napěťových referencí a zesilovačů.

Gyroskopy s analogovým výstupem z řady ADXRS300 a ADXRS6xx jsou konstruovány pro nominální napájecí napětí 5 V a rozsah ± 0.25 V. Tyto snímače mají ke generování dostatečného napětí pro kapacitní aktuátory a snímače integrovánou nábojovou pumpu. Obdobného principu využívají i gyroskopy LISY300AL a MLX90609N2, přičemž pracovní rozsah LISY300AL je 2.7 až 3.6 V. Odchylku tvoří gyroskop s digitálním výstupem ADXRS450, který vyžívá spínaného DC/DC měniče, a proto vyžaduje externí indukčnost a diodu. Pracovní rozsah tohoto snímače je 4.45 až 5.5 V.

Naměřené závislosti posunu nuly a převodní konstanty na napájecím napětí ukazují grafy A.27 až A.38 v příloze A. Odhad posunu nuly je opět zatížen značným šumem, který způsobují stochastické vlastnosti gyroskopu. Ve všech případech charakteristiky dostatečně aproximuje lineární závislost. U převodní konstanty přináší lepší výsledky aproximace pomocí polynomu 2. řádu, ale odchylky jsou ve většině případů velmi malé a při reálném použití lze očekávat změny napájecího napětí v malém rozsahu kolem nominální hodnoty, a proto můžeme použít lineární náhradu.

Koeficienty lineární aproximace shrnuje tabulka 6.7. Nejlepší výsledek dosahuje gyroskop ADXRS450 s digitálním výstupem, kde byl posuv pod hranicí rozlišení měření. U snímačů s analogovým výstupem se posun nuly pohybuje v řádu jednotek $^{\circ}/s/V$, což může způsobit významnou chybu. Situaci ilustruje příklad založený na parametrech gyroskopu MLX90609N2. Při změně napájecího napětí o 10 mV vzniká chyba $\approx 0.06^{\circ}/s$. Obdobnou chybu způsobí změna teploty o $15^{\circ}C$. Nestabilita nuly tohoto gyroskopu je v ideálních podmínkách přibližně $0.001^{\circ}/s$, což je řádově nižší hodnota. Širokopásmový šum (ARW) má úroveň $0.02^{\circ}\sqrt{s}$, což přináší ekvivalentní nejistotu již po 10s integrace. Stabilita napájecího zdroje proto hraje klíčovou roli, ale tato problematika je v literatuře opomíjena.

U převodní konstanty se citlivost pohybuje na úrovni $1\%/V$. Ve stejném mode-

Tab. 6.7: Závislost posunu nuly a převodní konstanty na napájecím napětí (lineární aproximace)

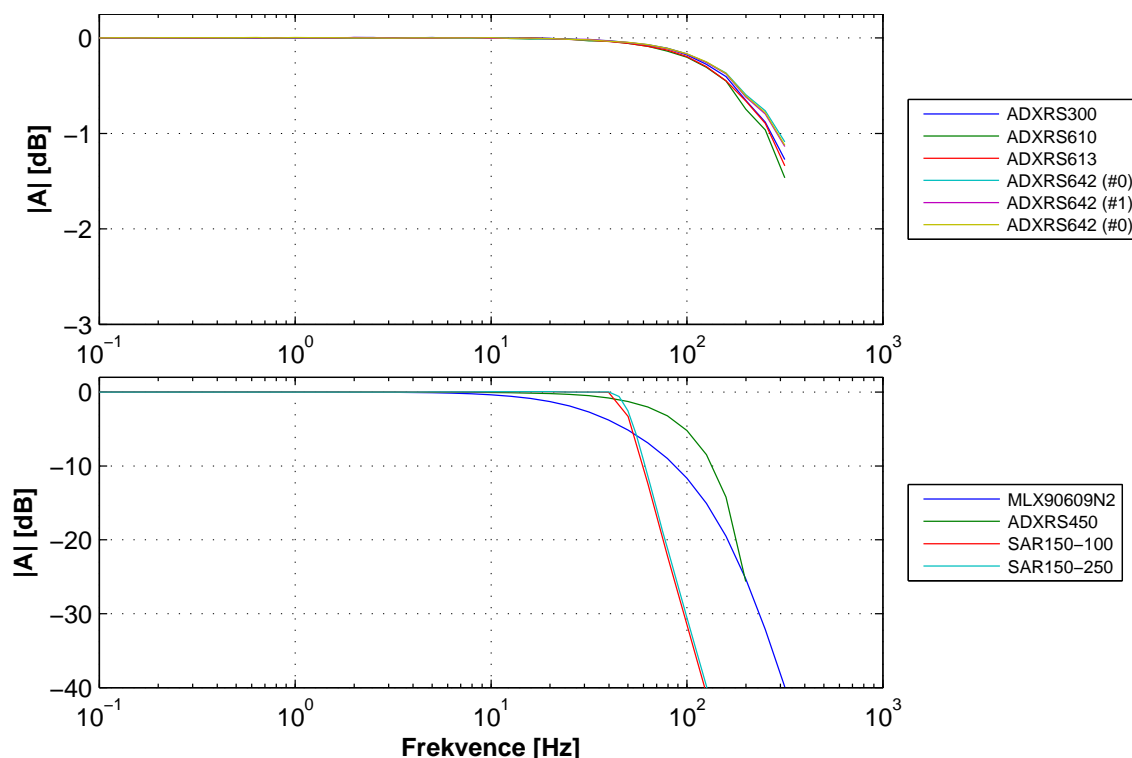
Typ	VZ	Posun nuly		Převodní konstanta	
		β_{U1} [mV/V]	β_{U1} [°/s/V]	κ_{U1} [μ V/°/s/V]	κ_{U1} [%/V]
ADXRS300		-14.9	-2.96	19.9	0.4
ADXRS610		0.3	0.05	-41.4	-0.7
ADXRS613		-2.6	-0.21	-	-
ADXRS642	#0	26.1	3.62	-73.4	-1.0
ADXRS642	#1	16.6	2.33	-72.0	-1.0
ADXRS642	#2	-7.9	-1.12	-74.3	-1.1
ADXRS649	#0	4.2	42.6	-0.55	-0.6
ADXRS649	#1	3.4	34.5	-0.92	-0.9
ADXRS649	#2	5.3	52.5	-1.05	-1.0
LISY300		-17.0	-5.32	92	2.9
MLX90609N2		-154.3	-5.77	410	1.5
		[LSB/V]	[°/s/V]	[LSB/°/s/V]	[%/V]
ADXRS450		< 0	< 0	0.36	0.5

lovém případě tak dochází ke změně převodní konstanty o 0.01%, což je srovnatelné s chybou linearity. Tato hodnota nemá při inerciální navigaci velký význam, protože se jedná o multiplikační chybu a u typické trajektorie se úhlová rychlost pohybuje většinu času v okolí nuly, a proto je výsledná chyba ve srovnání s posunem nuly zanedbatelná.

6.3 Dynamické vlastnosti

U MEMS gyroskopů pracujících v otevřené smyčce mimo rezonanční kmitočet výstupního rezonátoru určují dynamické parametry primárně vlastnosti mechanického elementu. Statický přenos popisuje rovnice 2.7, ale při buzení gyroskopu harmonickým signálem vzniká amplitudově modulovaný signál, jak ukazuje obr. 2.5b. Modulovaný signál dále prochází výstupním rezonátorem, kde se uplatní jeho přenosová funkce. Opět tedy bude klíčovým parametrem rozdíl rezonančních frekvencí vstupního a výstupního rezonátoru a dále jakost výstupního rezonátoru, protože obě pstranní pásma se pohybují na boku rezonanční křivky, což určuje výsledný přenos úhlové rychlosti.

Celkový přenos dále definují parametry elektronických obvodů, které zpracovávají výstupní signál z mechanického elementu. Jejich vliv je však obvykle malý v porovnání s vlastnostmi rezonátoru. Součástí synchronního demodulátoru musí být vždy filtr typu dolní propust, který zamezuje pronikání nežádoucích produktů smě-



Obr. 6.8: Frekvenční charakteristika

šování na výstup snímače a v případě digitálního výstupu plní funkci antialiasing filtru, který zajišťuje správné vzorkování signálu.

Přehled v příloze C ukazuje, že typická šířka pásma se pohybuje kolem 100 Hz. Výrobci ve většině případů udávají pouze mezní kmitočet a ostatní parametry jako zvlnění v propustném pásmu nejsou definovány. Reálné vlastnosti vybraných gyroskopů shrnují grafy na obr. 6.8. Frekvenční charakteristika byla proměřena v rozsahu 0.1 až 300 Hz. Horní kmitočet byl omezen z hlediska odstupů signál-šum, který nebyl při vyšších frekvencích dostatečný.

Gyroskopy řady ADXRS s analogovým výstupem mají dle očekávání extrémně velkou šířku pásma, protože rezonátor pracuje při atmosférickém tlaku. V tomto případě šířku pásma omezuje výstupní filtr, který je shodně nastaven externími součástkami na 400 Hz, což přibližně odpovídá naměřeným hodnotám. Obdobné vlastnosti má i gyroskop MLX90609N2, ale jeho šířka pásma je nastavena na 36 Hz a filtr 4. řádu způsobuje lepší strmost charakteristiky. Naměřené hodnoty indikují šířku pásma 34 Hz. V případě gyroskopů s digitálním výstupem ADXRS450 a SAR150 je dolnofrekvenční filtr realizován číslicově a v obou případech naměřené šířky pásma odpovídají katalogovým hodnotám 80 a 50 Hz i udaným strmostem.

U všech testovaných gyroskopů charakteristiky nevykazují známky zvlnění či

rezonančních překmitů a dá se předpokládat, že dynamické vlastnosti přenosu úhlové rychlosti určuje především výstupní filtr.

Z pohledu teplotní kompenzace by měla být minimalizována časová konstanta mezi teplotním snímačem, MEMS elementem, a elektronikou aby nedocházelo k významným odchylkám mezi skutečnou a indikovanou hodnotou vlivem přechodových dějů při prudkých změnách teploty. Šíření tepla mezi mechanickým elementem a teplotním snímačem bude záviset na konstrukci gyroskopu. Nejběžnější metody spojení MEMS elementu a elektroniky byly stručně diskutovány v kapitole 2.1.4. Nejlepší vlastnosti lze očekávat u technologie integrující mechanický element a elektroniku na stejný wafer a nejhorší u konfigurace „side-by-side“.

Testované gyroskopy pokrývají skupiny integrující elektroniku i mechanický element (Analog Devices), aktivní zapouzdření (Inven Sense) a vertikální konfiguraci (ST Microelectronics). U testovaných vzorků nebyly při max. teplotním gradientu $4^\circ\text{C}/\text{min}$ pozorovány dynamické vlastnosti mezi informací z interního teplotního snímače a posunem nuly gyroskopu. Výsledky naznačují, že u gyroskopů integrujících elektroniku i mechanický element od stejného pouzdra je tento jev zanedbatelný.

6.4 Stochastické vlastnosti

Deterministické parametry rozebírané v předchozích kapitolách popisují přenos úhlové rychlosti či parazitních vlivů na výstup gyroskopu, ale hlavním měřítkem kvality jsou stochastické vlastnosti. Současný přístup k modelování byl stručně rozebrán v kapitole 3.4. Prakticky se používané modely omezují na popis širokopásmového šumu a nestability nuly, protože tyto jevy způsobují hlavní chyby při inerciální navigaci.

Srovnání vlastností různých MEMS gyroskopů v dlouhém časovém úseku ($> 50\text{ h}$) ukazuje graf 6.9. Gyroskopy řady ADXRS se vyznačují hodnotou $\text{ARW} \approx 2^\circ/\sqrt{\text{h}}$ a nestabilitou nuly $\text{BI} \approx 20^\circ/\text{h}$, přičemž nejstarší model ADXRS300 má viditelně horší vlastnosti, než ostatní snímače. Optimální integrační čas pro určení úhlové rychlosti (minimum Allanovy křivky) vychází řádově 100 s . Podobné vlastnosti vykazuje gyroskop MLX90609N2, který má menší ARW i BI. Nejhorší stabilitu má LISY300, který se pohybuje na úrovni $100^\circ/\text{h}$. Nejnižší ARW má z testovaných gyroskopů model IDG1215 s úrovní $\approx 0.1^\circ/\sqrt{\text{h}}$, což je dáno především malým rozsahem úhlové rychlosti ($\pm 67^\circ/\text{s}$).

Z důvodu využití modelu v systémech založených na KF se širokopásmový šum aproximuje jako bílý Gaussovský šum, jehož úroveň je neměnná, což ale neodpovídá fyzikální podstatě. Jednou z hlavních složek širokopásmového šumu je teplotní šum,

který vzniká jak v mechanické tak i v elektronické části MEMS gyroskopu.

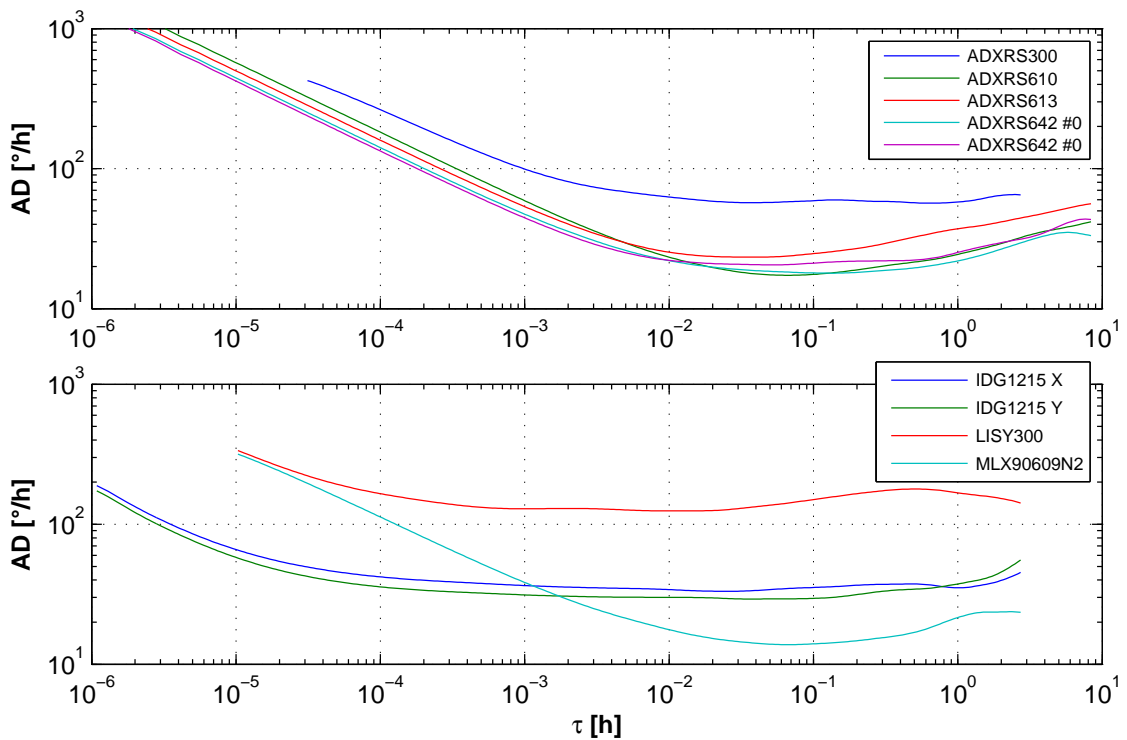
Zdrojem mechanického teplotního šumu je tlumení rezonátoru, které má u MEMS gyroskopů několik složek. Hlavní příspěvek definuje tlumení molekulami plynu obklopujícím rezonátor, a proto většina MEMS gyroskopů pracuje ve vakuu, jehož úroveň definuje značnou část tlumení. Další zdroje tlumení tvoří ztráty v materiálu pružných členů a ztráty v elektronických obvodech. Výkonovou spektrální hustotu mechanického teplotního šumu udává rovnice (2.3) a propagaci na výstup MEMS gyroskopu popisuje např. článek [36]. Autor uvádí aproximaci závislosti ARW na teplotě a parametrech gyroskopu:

$$\Omega_{rw} \approx \sqrt{\frac{k_B T \omega_y}{A^2 M \omega_x^2 Q_y} \frac{1}{1 + \frac{\omega_d^2}{\gamma^2}}} \times 3437.7 \quad [^\circ/\sqrt{h}] \quad (6.3)$$

kde k_B je Boltzmanova konstanta, T absolutní teplota a ostatní hodnoty udávají parametry rezonátoru. Z rovnice vyplývá, že závislost ARW na teplotě je mocninná funkce s exponentem $1/2$.

Na úrovni elektronických obvodů způsobují teplotní šum rezistory. Výkonová spektrální hustota má prakticky stejný tvar jako u mechanického termálního šumu:

$$S_R(\omega) = 2k_B T R, \quad -\infty < \omega < \infty \quad (6.4)$$



Obr. 6.9: Allanova odchylka MEMS gyroskopů (25°C)

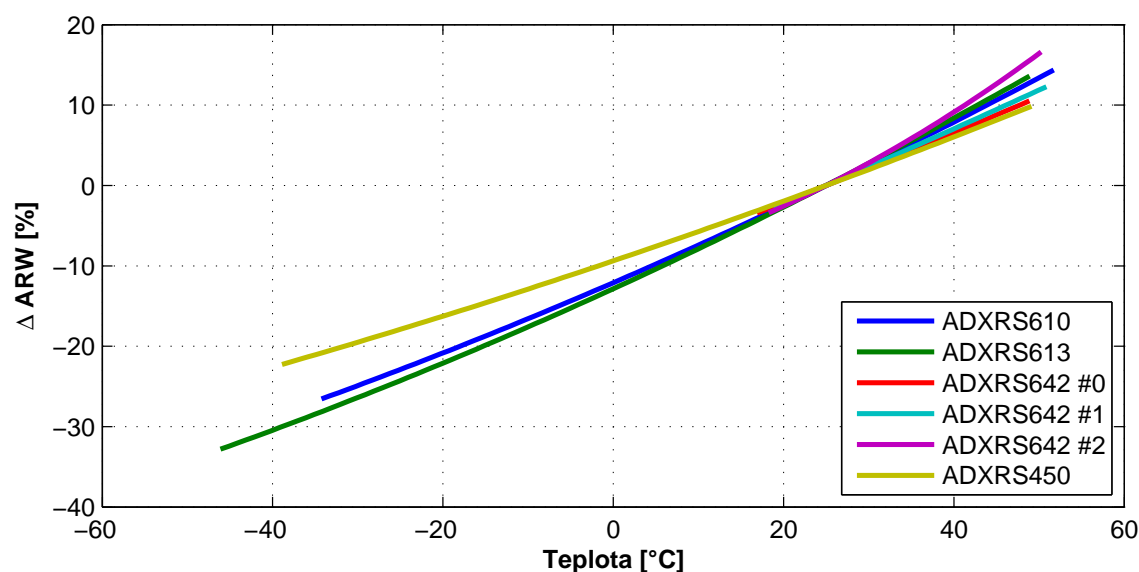
kde tlumení nahrazuje odpor R [Ω]. Teplotní šum je tedy základní vlastnost všech rezistorů a závisí pouze na velikosti odporu a absolutní teplotě. Obvody pro zpracování signálu z kapacitních snímačů v MEMS gyroskopech vyžadují extrémní zesílení, což vede na velké hodnoty zpětnovazebních rezistorů. Rezistory s velkým odporem jsou nepraktické z hlediska realizace v integrovaných obvodech, kde je maximální hodnota omezena výrobní technologií. Tuto nevýhodu lze sice obejít použitím tzv. T sítě, nicméně výsledný šum je stejný či větší než u samotného rezistoru. Podrobný rozbor šumu v nábojových a trans-impedančních zesilovačích uvádí např. [79]. Druhým řešením jsou obvody se spínanými kapacitami, kterých bývá v MEMS gyroskopech často využíváno, ale teplotní šum v tomto případě nepřímo úměrný kapacitě kondenzátoru:

$$S_C(\omega) = 2k_B T/C, \quad -\infty < \omega < \infty \quad (6.5)$$

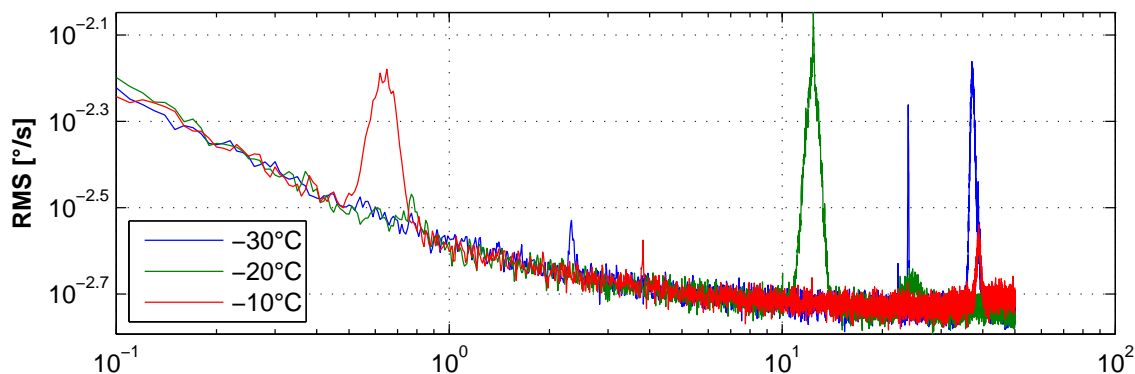
U vybraných vzorků MEMS gyroskopů byla proměřena závislost širokopásmového šumu (ARW) na teplotě. Pro měření Allanovy odchylky byl zvolen časový interval 6 h na jedné teplotě, což zaručuje spolehlivý odhad pro $\tau < 0.3$ h. Allanovy křivky ukazují grafy A.39 až A.46 v příloze A.

U gyroskopů řady ADXRS lze dle očekávání pozorovat rostoucí ARW v závislosti na teplotě, přičemž naměřené změny se pohybují v řádu $0.5\%/^{\circ}\text{C}$. Relativní změnu ARW ukazuje graf na obr. 6.10. Na charakteristiky byl aplikován model ve tvaru:

$$ARW(T) = a + b \cdot T^c \quad (6.6)$$



Obr. 6.10: Relativní změna ARW v závislosti na teplotě



Obr. 6.11: Amplitudové spektrum gyroskopu SAR150-100 v závislosti na teplotě

kde a představuje konstantní složku šumu nezávislou na teplotě, b míru teplotně závislé části a c je exponent s očekávanou hodnotou $1/2$. Koeficient c však u naměřených dat vychází v rozsahu 2 až 6, což ukazuje na odlišné šíření šumu systémem. Z článku [12] vyplývá, že u gyroskopů ADXRS pracujících při atmosferickém tlaku dochází vlivem změny viskozity plynu k poklesu amplitudy kmitů budícího rezonátoru a to vede na změnu převodní konstanty o 15% v teplotním rozsahu -55 až $+85^\circ\text{C}$. Tento efekt výrobce kompenzuje teplotně závislým zesilovačem, který je zařazen před synchronním demodulátorem. Výsledná závislost širokopásmového šumu se tedy odchyluje od ideálního stavu, který popisuje rovnice 6.3. Bez bližší znalosti přenosové funkce kompenzačních obvodů nelze sestavit přesný model, a proto je nutné charakteristiky pouze aproximovat. Jako vhodná aproximace v tomto případě vychází polynom 2. řádu.

U gyroskopů řady SAR150 je teplotní závislost ARW neprůkazná. Výstup snímače obsahuje rušivé harmonické složky, které mají v některých případech silný fázový šum, přičemž rozložení spektra závisí na teplotě. Situaci ukazuje obr. 6.11. Zdrojem některých složek rušení jsou pravděpodobně vibrace způsobené kompresory či oběhovým ventilátorem teplotní komory, jejichž přenos na výstup gyroskopu závisí na teplotě.

Záznam o délce 6 h z měření při různých teplotách proto neposkytuje dostatečnou nejistotu k určení závislosti nestability nuly (BI) či $1/f^2$ šumu úhlové rychlosti (RRW) v závislosti na teplotě.

6.5 Architektura modelu

V této kapitole bude rozšířen stávající stav o následující jevy, které byly identifikovány na základě měření reálných vlastností MEMS gyroskopů:

1. Posun nuly gyroskopu v závislosti na napájecím napětí.
2. Závislost převodní konstanty gyroskopu na napájecím napětí.
3. Posun nuly integrovaného teplotního snímače v závislosti na napájecím napětí.
4. Závislost širokopásmového šumu (ARW) na teplotě.

V kapitole 3 byl rozebrán stávající přístup k modelování gyroskopů. Zmíněné modely definují výstup gyroskopu (napětí, číslicovou informaci) na základě znalosti úhlové rychlosti (vstupní veličiny), parazitních vlivů (např. teplota) a vlastností stochastických jevů. Model v tomto tvaru je vhodný k popisu chování gyroskopu, posouzení jeho vlastností, simulaci nadřazených systémů, které zpracovávají výstup gyroskopu, či odhadu chyb v systémech s KF.

Druhou možností je reverzní forma, která na základě pozorování výstupní veličiny (napětí, číslicová informace) a parazitních vlivů (např. teplota) poskytuje odhad úhlové rychlosti (vstupní veličiny). Model v tomto tvaru slouží ke kompenzaci deterministických chyb gyroskopu a parazitních vlivů. Stochastické vlastnosti v tomto případě nemají smysl.

Přechod mezi jednotlivými reprezentacemi komplikují nelinearity, protože nalezení inverzní funkce nemusí být možné. Především v případě aproximace nelinearity pomocí polynomu neexistuje analytické řešení inverzní funkce, nebo naopak existuje více řešení.

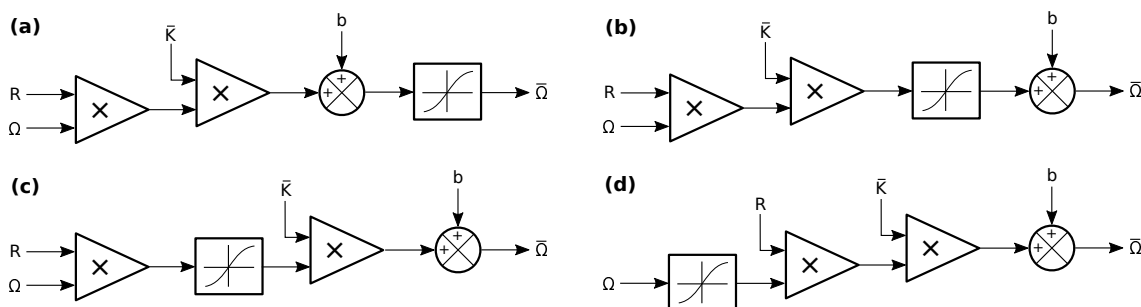
Základní rovnici (3.3), která popisuje výstup gyroskopu na základě znalosti úhlové rychlosti, lze rozšířit na tvar:

$$\bar{\Omega}(\Omega) = \bar{\mathbf{K}} \mathbf{R} \Omega + \mathbf{b} \quad (6.7)$$

kde diagonální matice $\bar{\mathbf{K}}$ udává citlivost v jednotlivých osách:

$$\bar{\mathbf{K}} = \begin{bmatrix} k_x & 0 & 0 \\ 0 & k_y & 0 \\ 0 & 0 & k_z \end{bmatrix} = \quad (6.8)$$

$$= \begin{bmatrix} \sqrt{k_{xx}^2 + k_{xy}^2 + k_{xz}^2} & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{k_{yx}^2 + k_{yy}^2 + k_{yz}^2} & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{k_{zx}^2 + k_{zy}^2 + k_{zz}^2} \end{bmatrix} \quad (6.9)$$



Obr. 6.12: Varianty integrace chyby linearity do modelu

a čtvercová matice \mathbf{R} vyjadřuje kombinaci chyb zarovnání a vazeb mezi osami, přičemž platí:

$$\mathbf{R} = \bar{\mathbf{K}}^{-1} \mathbf{K} \quad (6.10)$$

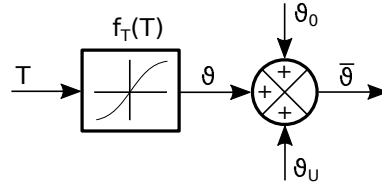
Další částí modelu je chyba linearity úhlové rychlosti. Z kapitoly 6.2.1 vyplývá, že lze použít opět pouze aproximaci. Otázkou zůstává vhodná integrace do vstupně-výstupního modelu dle rovnice (6.7). Prakticky je jisté, že nelinearity vznikají v různých částech řetězce MEMS gyroskopu (obr. 2.6), což bude ovlivňovat jejich přenos na výstup. Separace jednotlivých složek z naměřených dat bez znalosti vnitřní struktury gyroskopu není možná, a proto je nutné se zaměřit na dominantní složku.

Různé varianty naznačuje obr. 6.12. Naměřené průběhy při různých teplotách vylučují zařazení nelinearity na výstup gyroskopu (obr. 6.12a), protože koeficient \mathbf{b} je teplotně závislý, což by způsobilo posun charakteristik v ose X. Další variantu ukazuje obr. 6.12b. Teplotně závislý je i koeficient $\bar{\mathbf{K}}$, což vede v tomto případě na změnu měřítka nelinearity v ose Y. Vzhledem nízké teplotní závislosti převodní konstanty a velkému šumu není možné tuto variantu prokázat. Z tohoto důvodu se jeví jako nejvhodnější varianta dle obr. 6.12c, protože zařazení nelinearity před vazbu mezi osami a chybu zarovnání dle obr. 6.12d je sporné. V případě chyby zarovnání nemá toto uspořádání opodstatnění. Vazba mezi osami může mít nelineární průběh, nicméně dominantní složkou bude spíše chyba zarovnání. Upravený tvar rovnice (6.7) reflektující nelinearitu dle obr. 6.12c má tvar:

$$\bar{\Omega} = \bar{\mathbf{K}} f_{\Omega}(\mathbf{R} \Omega) + \mathbf{b} \quad \text{kde} \quad f_{\Omega}(\hat{\Omega}) = \begin{bmatrix} f_{\Omega_x}(\hat{\Omega}_x) \\ f_{\Omega_y}(\hat{\Omega}_y) \\ f_{\Omega_z}(\hat{\Omega}_z) \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

kde $f_{\Omega_i}(\hat{\Omega}_i)$ jsou funkce popisující nelinearitu v jednotlivých osách.

Dalším krokem je nahrazení konstantních parametrů \mathbf{b} a $\bar{\mathbf{K}}$ funkcemi popisující parazitní vlivy a případně stochastické procesy. Jak bylo zmíněno v úvodu kapitoly, model bude zahrnovat vliv teploty a napájecího napětí.



Obr. 6.13: Model teplotního snímače MEMS gyroskopu

Pro parametry gyroskopu je směrodatná interní teplota mechanického elementu a elektroniky, která se může od okolní lišit. Důvodem je vlastní výkonová ztráta elektroniky a klíčovými faktory dále bude tepelná vodivost pouzdra a mechanické upevnění. Teplotu MEMS gyroskopu proto indikuje interní teplotní snímač, ale jeho výstup nebývá kalibrován. Rozbor v kapitole 6.1 ukazuje na nelinearitu a závislost na napájecím napětí. Situaci naznačuje obr. 6.13, kde T je interní teplota gyroskopu, $\bar{\vartheta}$ výstup teplotního snímače, ϑ_0 posun při referenčních podmínkách a ϑ_U posun závislý na napájecím napětí:

$$\vartheta_U = f_{\vartheta}(\bar{U}) \approx \theta_U \bar{U} \quad (6.12)$$

$$\bar{U} = U - U_0 \quad (6.13)$$

kde U značí napájecí napětí a U_0 jeho referenční hodnotu. Obecná funkce f_{ϑ} popisuje závislost na napájecím napětí, přičemž z kapitoly 6.1.2 vychází pro testované snímače jako dostačující lineární aproximace.

Prakticky je určení nelineární funkce f_T obtížné, a proto je výhodnější nelinearitu snímače teploty zahrnout do závislostí jednotlivých parametrů. Jsou-li teplotní charakteristiky pouze aproximací, není absolutní hodnota teploty podstatná, a proto lze zanedbat i převodní konstantu teplotního snímače. V takovém případě mohou být teplotní závislosti gyroskopu navázány na hodnotu ϑ . Pro model v reverzním tvaru pak není nutné znát funkci f_T a její případné úpravy neovlivní funkci teplotní kompenzace gyroskopu. V případě přímé formy modelu není sice reprezentace správná, nicméně přesná hodnota teploty T stejně není v praxi známá a pro účely simulace jsou podstatné pouze její změny. Obecně lze tedy posun nuly a převodní konstantu gyroskopu vyjádřit jako funkce \bar{U} a ϑ :

$$\bar{\Omega} = \bar{\mathbf{K}}(\bar{U}, \vartheta) \mathbf{f}_{\Omega}(\mathbf{R}, \Omega) + \mathbf{b}(\bar{U}, \vartheta) \quad (6.14)$$

Dále je praktické klíčové parametry gyroskopu rozdělit na konstantní složku, která definuje nominální hodnotu při referenčních podmínkách, a na část závislou na parametrických vlivech a stochastických procesech:

$$\mathbf{b}(\bar{U}, \vartheta) = \mathbf{b}_0 + \mathbf{b}_{\vartheta}(\vartheta) + \mathbf{b}_U(\bar{U}) + \mathbf{b}_{ARW}(\vartheta) \quad (6.15)$$

$$\bar{\mathbf{K}}(\bar{U}, \vartheta) = \mathbf{k}_0 + \mathbf{k}_{\vartheta}(\vartheta) + \mathbf{k}_U(\bar{U}) \quad (6.16)$$

V případě aproximace závislostí polynomem dostáváme rovnice pro jednotlivé složky:

$$\mathbf{b}_\vartheta(\vartheta) = \sum_{j=1}^{n_{b\vartheta}} (\boldsymbol{\beta}_{\vartheta j} \vartheta^j), \quad \mathbf{b}_U(\bar{U}) = \sum_{j=1}^{n_{kU}} (\boldsymbol{\beta}_{Uj} \bar{U}^j) \quad (6.17)$$

$$\mathbf{k}_\vartheta(\vartheta) = \sum_{j=1}^{n_{k\vartheta}} (\boldsymbol{\kappa}_{\vartheta j} \vartheta^j), \quad \mathbf{k}_U(\bar{U}) = \sum_{j=1}^{n_{kU}} (\boldsymbol{\kappa}_{Uj} \bar{U}^j) \quad (6.18)$$

kde $\boldsymbol{\beta}$ a $\boldsymbol{\kappa}$ jsou vektory koeficientů a n řád příslušného polynomu. Vzhledem k definici proměnných \bar{U} a ϑ jako odchylek od referenčních hodnot, nemají polynomy koeficient s indexem nula.

Ze stochastické části obsahuje rovnice (6.15) pouze širokopásmový šum (ARW), který je závislý na teplotě. V případě modelu s diskrétním časem platí:

$$\mathbf{b}_{ARW}(\vartheta) = \mathbf{w} \left(\mathbf{B}_\vartheta(\vartheta) \sqrt{f_s} \right) \quad (6.19)$$

kde $\mathbf{w}(\sigma)$ je bílý Gaussovský šum se směrodatnou odchylkou σ , f_s vzorkovací frekvence a $\mathbf{B}(\vartheta)$ funkce popisující závislost ARW na ϑ . Pro aproximaci polynomem s řádem $n_{\alpha\vartheta}$ může být vyjádřena jako:

$$\mathbf{B}_\vartheta(\vartheta) = \sum_{j=0}^{n_{\alpha\vartheta}} (\mathbf{B}_{\vartheta j} \vartheta^j) \quad (6.20)$$

kde $\mathbf{B}_{\vartheta j}$ jsou koeficienty polynomu, přičemž $\mathbf{B}_{\vartheta 0}$ odpovídá ARW při referenční teplotě.

Ostatní jevy jako opakovatelnost, nestabilita či náhodný posun nejsou zmíněny z důvodu přehlednosti, protože se od běžně používaných modelů neliší. Jejich reprezentaci uvádí např. [61].

7 ZÁVĚR

V úvodní části byly shromážděny praktické poznatky pro měření parametrů (MEMS) gyroskopů. Pozornost je věnována rušivým vlivům, které způsobují nejistotu měření. Jejich dopad na určení hlavních vlastností gyroskopů byl demonstrován na základě naměřených dat a pomocí simulací. Jako hlavní zdroje nejistot lze označit stochastické vlastnosti MEMS gyroskopů, teplotu a v případě snímačů s analogovým výstupem měřicí přístroj, na který jsou kladeny vysoké nároky z hlediska stability a dynamického rozsahu. Jako zanedbatelné zdroje se v případě levných MEMS gyroskopů jeví vliv rotace Země, vliv kývání osy rotačního stolu a vliv vzdálenosti vzorku od osy rotace.

Výsledky měření prezentované v této práci i přes nízký počet vzorků naznačují, že u MEMS gyroskopů nelze pozorovat shodné vlastnosti dané MEMS technologií a zobecnění není možné ani na úrovni typové řady, protože mezi jednotlivými kusy snímačů existují podstatné rozdíly. Zdrojem jsou pravděpodobně výrobní tolerance, které způsobují odchylky od ideálního návrhu mechanického elementu i elektroniky, kde jsou jednotlivé parazitní vlivy obvykle kompenzovány. Podobné vlastnosti mohou teoreticky vykazovat snímače, které se při výrobě nachází ve stejné oblasti waferu a kde lze předpokládat malé rozdíly ve výrobních tolerancích. Nicméně prakticky není možné tuto podmínku splnit. Výrobky sice bývají opatřeny sériovým číslem, ale u běžných produktů není zaručeno sledování výrobku na tuto úroveň. Zmíněné požadavky jsou kladeny například na komponenty pro vesmírné aplikace, které se z těchto důvodů pohybují v jiné cenové relaci. Druhým aspektem je samotná výrobní technologie. V případě oddělené výroby mechanického elementu a elektroniky (viz. kapitola 2.1.4) není zaručeno spojení obou částí ze stejné série, což umocňuje rozdíly mezi jednotlivými kusy.

Bez znalosti vnitřní struktury gyroskopu lze na základě vstupně-výstupních charakteristik přistoupit pouze k aproximaci jednotlivých jevů. Základní problém spočívá v nejistotě měření, kterou způsobuje řada faktorů (viz. kapitola 5.3). Snížení nejistoty měření obvykle vede na neúměrný nárůst času potřebného k měření, což činí tento přístup u levných MEMS gyroskopů neekonomickým. Ze stejného důvodu nejsou obvykle použitelné modely s velkým počtem parametrů, jako jsou například neuronové sítě, protože vyžadují velké množství dat pro učení a validaci. V opačném případě dochází k aproximaci charakteristiky včetně chyb měření, a tak k nesprávnému výsledku.

Z hlediska významu při inerciální navigaci jsou primární jevy, které způsobují aditivní chybu (posun nuly). Důvodem je lineární nárůst chyby úhlu natočení v

čase při integraci úhlové rychlosti. Vliv multiplikatивních chyb závisí na trajektorii, přičemž reálné průběhy se většinu času pohybují v blízkosti nulové úhlové rychlosti, případně dochází k částečné kompenzaci chyb v kladných a záporných úsecích.

Nezbytnou součástí modelu MEMS gyroskopu tvoří posun nuly v závislosti na teplotě. Modely dále obvykle zahrnují teplotní závislost převodní konstanty. U testovaných vzorků se v obou případech jedná o obecné nelinearity které jsou kombinací fyzikálních jevů způsobujících teplotní závislost a snahy výrobce tyto jevy kompenzovat. Při aproximaci polynomem lze uvažovat maximálně o třetím až čtvrtém řádu kvůli velké nejistotě měření, jenž vzniká především díky stochastickým vlastnostem MEMS gyroskopu a v případě analogového výstupu vlivem měřicího přístroje. U gyroskopů Inven Sense byla identifikována teplotní hystereze posunu nuly v řádu jednotek $^{\circ}/s$. Jelikož vlastnosti těchto snímačů nejsou v ostatních ohledech nikterak výjimečné, postrádá smysl snažit se o modelování a kompenzaci tohoto jevu.

Z pohledu teplotních charakteristik jsou podstatné vlastnosti interního teplotního snímače v MEMS gyroskopu. Absolutní přesnost nebývá zaručena, nicméně pro teplotní kompenzaci je důležitá pouze opakovatelnost a stabilita. Měření ukazují závislost na napájecím napětí, což může být limitujícím faktorem volby modelu pro teplotní kompenzaci. U teplotních snímačů byla dále identifikována nelinearita, která však může být pro účely teplotní kompenzace zahrnuta do nelinearity sledovaného parametru, protože absolutní hodnota teploty není v tomto případě podstatná.

Z naměřených průběhů vychází jako významný jev posun nuly způsobený změnou napájecího napětí. Tento efekt bývá v literatuře opomíjen, přestože může způsobit chybu srovnatelnou s vlivem teploty či se stochastickými jevy. Klíčovou roli proto hrají parametry napájecího zdroje, jehož stabilita může významně ovlivnit výstup gyroskopu.

Vliv napájecího napětí na převodní konstantu vychází u měřených vzorků jako zanedbatelný stejně jako chyba linearitu, protože v obou případech jsou tyto jevy na úrovni nejistoty měření.

V oblasti dynamických vlastností nebyly identifikovány významné jevy, které by ovlivňovaly přenos úhlové rychlosti. Výsledky měření ukazují, že dominantní je v tomto případě charakteristika výstupního filtru, která bývá u snímačů s analogovým výstupem určena externími součástkami. U snímačů s digitálním výstupem je filtr implementován číslicově, přičemž výrobce často uvádí i přenosovou funkci.

Ze stochastických jevů byla prokázána závislost širokopásmového šumu (ARW) na teplotě u gyroskopů řady ADXRS. Změna parametru nabývá relativně vysoké hodnoty v řádu $0.5\%/^{\circ}C$. Teoreticky by měla závislost ARW na teplotě odpovídat

mocninné funkci s exponentem $1/2$. Naměřené hodnoty však tomuto předpokladu neodpovídají, protože zmíněné gyroskopy mají integrovaný teplotně závislý zesilovač, který kompenzuje změnu převodní konstanty v závislosti na teplotě. Výsledná závislost ARW je pak dána kombinací těchto charakteristik a lze ji aproximovat polynomem 2. řádu. Tento jev není stávajícími modely zachycen.

Závislost nestability nuly či jiných dlouhodobých jevů na teplotě nebyla posouzena, protože měření tohoto vyžaduje extrémně dlouhý interval pro sběr dat ($\gg 10$ h při jedné teplotě). Výsledky rozboru nejistot měření ukazují, že v této oblasti se často projevují špatně vykompenzované parazitní vlivy, které zkreslí výsledek měření. Z tohoto pohledu by mohla hrát značnou roli stabilita teploty v teplotní komoře, která se typicky pohybuje na úrovni $\pm 1^\circ\text{C}$.

Na základě naměřených vlastností byl sestaven rozšířený model MEMS gyroskopu, který zohledňuje změnu parametrů (převodní konstanta, posun nuly gyroskopu a posun nuly teplotního snímače) v závislosti na napájecím napětí a změnu ARW v závislosti na teplotě. Model vychází ze základní rovnice ideálního snímače a je postupně rozšířen a zobecněn do tvaru, který umožňuje snadnou parametrizaci převodní konstanty a posunu nuly dalšími jevy, jako například závislost na lineárním zrychlení. Ve finální podobě jsou jednotlivé závislosti aproximovány pomocí polynomů. Další vlastností modelu je rozdělení klíčových parametrů na konstantní část odpovídající hodnotě při referenčních podmínkách (teplota, napájecí napětí), což je výhodné z hlediska specifikace a porovnání parametrů mezi různými snímači.

Z hlediska kompenzace je význam modelu závislosti parametrů na napájecím napětí sporný. Měření skutečné hodnoty s dostatečnou přesností a stabilitou klade vysoké nároky na A/D převodník a napěťovou referenci, a proto je pravděpodobně výhodnější zaměřit se přímo na stabilitu napájecího zdroje. Nicméně model poskytuje informaci o požadavcích potřebných pro jeho návrh či simulaci chování gyroskopu.

Z vytyčených cílů lze konstatovat, že kapitoly 5.2 a 5.3 pokrývají první dva body zadání, které se podařilo splnit. Výsledky měření vlastností MEMS gyroskopů, jež jsou základem pro stanovení struktury modelu, popisují kapitoly 6.1 až 6.4. Určení reálných vlastností různých MEMS gyroskopů odpovídá třetímu cíli, protože se podařilo identifikovat významnou závislost parametrů na napájecím napětí a závislost širokopásmového šumu na teplotě. Tyto jevy sice nejsou zcela neznámé, ale jejich význam bývá opomíjen a v dostupné literatuře nejsou charakterizovány. Identifikované závislosti byly v souladu se čtvrtým cílem zahrnuty do modelu MEMS gyroskopu, který popisuje kapitola 6.5.

Praktické zkušenosti ukazují, že úskalím stanovení přesného modelu MEMS gy-

roskopu jsou především stochastické vlastnosti. Ty způsobují náhodné změny parametrů jak mezi vypnutím a zapnutím snímače, tak během jeho činnosti. Další problém spočívá v mísení různých parazitních vlivů během měření. Z těchto důvodů je obtížné stanovit přesný model deterministické části gyroskopu. Nezanedbatelným aspektem je časová náročnost. Veškerá měření vyžadují dlouhé časové intervaly, což způsobují jednak stochastické jevy (především širokopásmový šum) a dále časové konstanty systému či omezení měřicích přístrojů. Z hlediska velkých nákladů na měření se jeví jako důležitá problematika optimalizace postupu měření s ohledem na minimalizaci času, který je potřebný k určení požadovaných parametrů s definovanou nejistotou.

Další významný parazitní vliv bude lineární zrychlení případně akustický tlak. Během měření byl například identifikován zvýšený šum vlivem vibrací teplotní komory. MEMS gyroskopy s vibrující hmotou jsou z principu citlivé na vibrace v oblasti hlavních módů rezonátoru. Lze tedy předpokládat, že vliv lineárního zrychlení bude silně závislý na frekvenci, což současné modely nepopisují.

LITERATURA

- [1] FRAUX, R. SYSTEM PLUS CONSULTING. *Epson Toyocom X3500W – QMEMS Gyro Reverse Costing Analysis* [online]. 2010 [cit. 21.11.2014]. Dostupné z: http://www.systemplus.fr/wp-content/uploads/2013/05/S+C_SPRM027_2010-02-23_Epson_Toyocom_X3500W_QMEMS_Gyro_sample_.pdf
- [2] FRAUX, R. SYSTEM PLUS CONSULTING. *Reverse Costing Analysis: Bosch Sensortec MBG160 3-axis MEMS Gyro* [online]. 2013 [cit. 21.11.2014]. Dostupné z: http://www.systemplus.fr/wp-content/uploads/2013/10/S+C_RM148_Bosch_BMG160_3-Axis_Gyroscope_Sample.pdf
- [3] FENG, Rui, Jamal BAHARI, John Dewey JONES a Albert M. LEUNG. MEMS thermal gyroscope with self-compensation of the linear acceleration effect. *Sensors and Actuators A: Physical*. 2013, vol. 203, s. 413-420.
- [4] BAHARI, Jamal, Rui FENG a Albert M. LEUNG. Robust MEMS Gyroscope Based on Thermal Principles. *Journal of Microelectromechanical Systems*. 2014, vol. 23, issue 1, s. 100-116.
- [5] MIN, Zhao, Yan SHUBIN, Yan YINGZHAN, Jia PENGFEI, Liu ZHENG, Li JIE a Liu JUN. Investigation and analysis of a MOEMS gyroscope based on novel resonator. In: *2010 Academic Symposium on Optoelectronics and Microelectronics Technology and 10th Chinese-Russian Symposium on Laser Physics and Laser Technology Optoelectronics Technology (ASOT)*. IEEE, 2010.
- [6] HASHIMOTO, T., J. MAEYA, T. FUJITA a K. MAENAKA. Concept of MEMS Ring Laser Gyroscope with Movable Optical Parts. In: *Procedia Chemistry: Proceedings of the Eurosenors XXIII conference*. Elsevier, 2009, s. 564-567.
- [7] IEEE Std 647-2006. *IEEE Standard for Specification Format Guide and Test Procedure for Single-Axis Laser Gyros*. New York, NY, USA: IEEE, 2006.
- [8] IEEE Std 952-1997 (R2008). *IEEE Specification Format Guide and Test Procedure for Single-Axis Interferometric Fiber Optic Gyros*. New York, NY, USA: IEEE, 2008.
- [9] IEEE Std 1431-2004. *IEEE Standard Specification Format Guide and Test Procedure for Coriolis Vibratory Gyros*. New York, NY, USA: IEEE, 2004.
- [10] IEEE Std 1554-2005. *IEEE Recommended Practice for Inertial Sensor Test Equipment, Instrumentation, Data Acquisition, and Analysis*. New York, NY, USA: IEEE, 2005.
- [11] IEEE Std 1559-2009. *IEEE Standard for Inertial Systems Terminology*. New York, NY, USA: IEEE, 2009.
- [12] GEEN, J. A., S. J. SHERMAN, J. F. CHANG a S. R. LEWIS. Single-chip surface-micromachined integrated gyroscope with 50°/hour root allan variance. *2002 IEEE International Solid-State Circuits Conference. Digest of Technical Papers (Cat. No.02CH37315)*. 2002, Volume: 37, Issue: 12.
- [13] BERNSTEIN, J. J. a M. S. WEINBERG. *Comb drive micromechanical tuning fork gyro* [patent]. Patent, US5349855. Uděleno 27.10.1994. Zapsáno 7.4.1992. Dostupné z: <http://www.google.com/patents/US5349855>

- [14] LAPADATU, Daniel, Bjorn BLIXHAVN, Reidar HOLM a Terje KVISTEROY. SAR500 - A high-precision high-stability butterfly gyroscope with north seeking capability. In: *IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium*. IEEE, 2010, s. 6-13.
- [15] CLARKE, Steve. SILICON SENSING. *Inertial Technology For North Finding*. 2013. Dostupné z: <http://www.siliconsensing.com/media/310275/sssl-inertial-technology-for-north-finding-11-dec-2013.pdf>
- [16] GREIFF, P., B. BOXENHORN, T. KING a L. NILES. Silicon monolithic micromechanical gyroscope. In: *TRANSDUCERS '91: 1991 International Conference on Solid-State Sensors and Actuators. Digest of Technical Papers*. San Francisco, CA, USA: IEEE, 1991, s. 966-968. Dostupné z: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=149051>
- [17] DUWEL, Amy a Niel BARBOUR. MEMS Development at Draper Laboratory. In: *SEM Annual Conference and Exposition on Experimental and Applied Mechanics* [online]. 2003 [cit. 2014-11-21]. Dostupné z: <http://sem-proceedings.com/03s/sem.org-2003-SEM-Ann-Conf-s17p01-Invited-MEMS-Development-Draper-Laboratory.pdf>
- [18] The Butterfly Gyro (35889). BILLGER, Dag. IMEGO INSTITUTE. University of Freiburg: Imtek simulation [online]. [cit. 2014-11-21]. Dostupné z: <http://portal.uni-freiburg.de/imteksimulation/downloads/benchmark/The%20Butterfly%20Gyro%20%2835889%29>
- [19] LIENEMANN, Jan, Dag BILLGER, Evgenii B. RUDNYI, Andreas GREINER a Jan G. KORVINK. MEMS Compact Modeling Meets Model Order Reduction: Examples of the Application of Arnoldi Methods to Microsystem Devices. In: *NSTI Nanotech 2004: 2004 NSTI Nanotechnology Conference and Trade Show, March 7-11, 2004, Boston, Massachusetts, USA*. Cambridge, Mass: Computational Publications, 2004, s. 303-306. ISBN 0972842284.
- [20] InvenSense Technology. InvenSense [online]. [cit. 2014-11-21]. Dostupné z: <http://www.invensense.com/mems/technology.html>
- [21] SEEGER, Joe, Martin LIM a Steve NASIRI. Development of High-Performance, High-Volume Consumer MEMS Gyroscopes. In: *Solid-State Sensor, Actuator, and Microsystems Workshop*. Hilton Head Island, 2010. [cit. 2014-11-21]. Dostupné z: <http://www.invensense.com/mems/gyro/documents/whitepapers/Development-of-High-Performance-High-Volume-Consumer-MEMS-Gyroscopes.pdf>
- [22] FRAUX, Romain. SYSTEM PLUS CONSULTING. Reverse Consting Analysis: Maxim MAX21000 3-Axis MEMS Gyroscope. 2014. [cit. 2014-11-21]. Dostupné z: http://www.systemplus.fr/wp-content/uploads/2014/06/S+C_RS173_Maxim_MAX21000_MEMS_3-Axis_Gyroscope_Sample.pdf
- [23] DUPONT, Guido. International Forum on Advanced Microsystems for Automotive Applications. In: *International Forum on Advanced Microsystems for Automotive Applications*. Berlin, 2007. [cit. 2014-11-21]. Dostupné z: http://china.melexis.com/Asset/AAMA_2007_Melexis_Presentation_DownloadLink_5509.aspx
- [24] MEMS Technology. KUISMA, Heikki. MURATA MANUFACTURING. [online]. [cit. 2014-11-21]. Dostupné z: <http://www.murata.com/en-eu/products/sensor/gyro/techguide>
- [25] Thin-Film MEMS Technology. Panasonic [online]. [cit. 2014-11-21]. Dostupné z: http://panasonic.net/id/r-and-d/core/thin-film_mems/

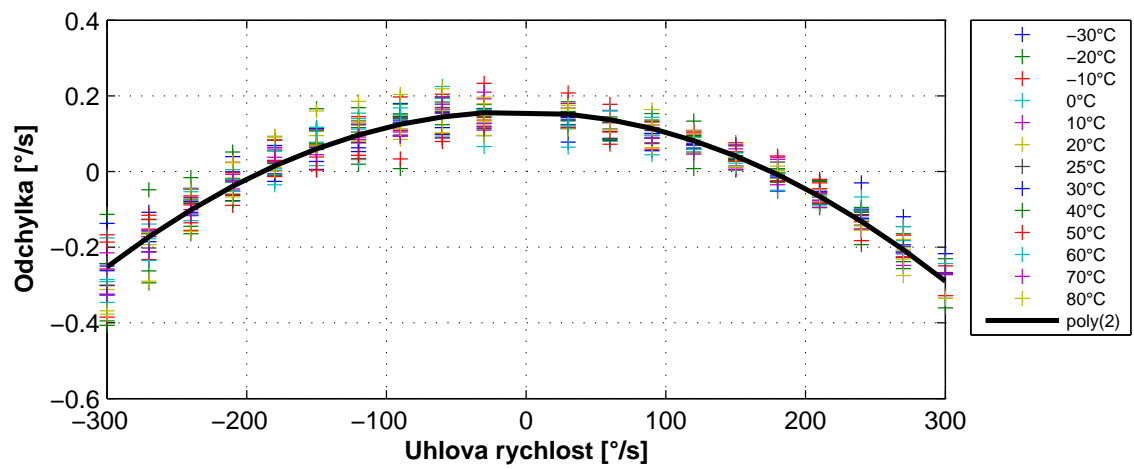
- [26] SENSOROR. SAR150 Gyro Sensor: Datasheet. [cit. 2014-11-21]. Dostupné z: http://www.sensoror.com/media/49871/datasheet_sar150_high_precision_gyro_sensor_ts1514_r1.pdf
- [27] MEMS Gyroscope. Silicon Sensing [online]. [cit. 2014-11-21]. Dostupné z: <http://www.siliconsensing.com/technology/mems-gyroscope/>
- [28] STMicroelectronics Makes Leading-Edge MEMS Technology Available for Prototyping through CMP. In: ST [online]. 2013 [cit. 2014-11-21]. Dostupné z: <http://www.st.com/web/en/press/t3408>
- [29] Quartz MEMS Technology. Systron Donner [online]. [cit. 2014-11-21]. Dostupné z: <http://www.systron.com/support/technology>
- [30] TRONICS. GYPRO2300 MEMS Angular rate sensor: Datasheet. 2014. [cit. 2014-11-21]. Dostupné z: http://www.tronicsgroup.com/wp-content/uploads/2014/07/GYPRO2300-Datasheet_DSG2300_rev-2.0.pdf
- [31] GAD-EL-HAK, Mohamed. *The MEMS handbook*. Boca Raton, London, New York, Washington D.C.: CRC Press, 2002, přer.str. ISBN 0-8493-0077-0.
- [32] BEEBY, Stephen, Graham ENSELL, Michael KRAFT a Neil WHITE. *MEMS Mechanical Sensors*. Boston: Artech House, 2004, x, 269 s. ISBN 15-805-3536-4.
- [33] KEMPE, Volker. *Inertial MEMS: principles and practice*. New York: Cambridge University Press, 2011, xiv, 475 p. ISBN 05-217-6658-3.
- [34] ACAR, Cenk a Andrei SHKEL. *Mems vibratory gyroscopes: structural approaches to improve robustness*. 1st ed. New York: Springer, 2008, p. cm. ISBN 978-038-7095-363.
- [35] News & Analysis MEMS Overview. *EE Times* [online]. 2002 [cit. 2015-01-24]. Dostupné z: http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1255055
- [36] LELAND, Robert P. Mechanical-thermal noise in MEMS gyroscopes. In: *IEEE Sensors Journal*. 2005, s. 1-38. DOI: 10.1007/978-0-387-09536-3_4.
- [37] ANNOVAZZI-LODI, V a S MERLO. Mechanical-thermal noise in micromachined gyros. In: *Microelectronics Journal*. 1999, s. 1227-1230. DOI: 10.1016/s0026-2692(99)00046-4.
- [38] LAWRENCE, Anthony. *Modern inertial technology: navigation, guidance, and control*. Second Edition. New York: Springer, 1998. Mechanical engineering series. ISBN 978-0-387-98507-7.
- [39] TITTERTON, David a John WESTON. *Strapdown inertial navigation technology*. 2nd ed. Stevenage: Institution of Electrical Engineers, 2004. ISBN 08-634-1358-7.
- [40] AGGARWAL, Priyanka, Zainab SYED, Aboelmagd NOURELDIN a Naser EL-SHEIMY. *MEMS-based Integrated Navigation*. Norwood: Artech House, 2010. GNSS technology and applications series (Artech House). ISBN 978-1-60807-043-5.
- [41] ROGERS, Robert M. *Applied Mathematics in Integrated Navigation Systems*. 2nd ed. Reston, VA: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 2003, xvi, 330 p. ISBN 15-634-7656-8.
- [42] OLIVARES, Alberto, Gonzalo OLIVARES, J. M. GORRIZ a J. RAMIREZ. High-efficiency low-cost accelerometer-aided gyroscope calibration. In: *2009 International Conference on Test and Measurement*. 2009, s. 354-360.

- [43] SHEN, C. S., C. J. CHEN a H. J. HUANG. A new calibration method for mems inertial sensor module. In: *Advanced Motion Control: 11th IEEE International Workshop on*. 2010, s. 106-111.
- [44] BEKKENG, J.K. Calibration of a Novel MEMS Inertial Reference Unit. In: *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2009, s. 1967-1974.
- [45] AGGARWAL, P., Z. SYED a N. EL-SHEIMY. Thermal Calibration of Low Cost MEMS Sensors for Land Vehicle Navigation System. In: *IEEE Vehicular Technology Conference: VTC Spring 2008*. 2008, s. 2859-2863.
- [46] EL-DIASTY, M., A. EL-RABBANY a S. PAGIATAKIS. Temperature variation effects on stochastic characteristics for low-cost MEMS-based inertial sensor error. In: *Measurement Science and Technology*. 2007-11-01, s. 3321-3328.
- [47] YUKSEL, Yigiter, Naser EL-SHEIMY a Aboelmagd NOURELDIN. Error modeling and characterization of environmental effects for low cost inertial MEMS units. In: *IEEE/ION Position, Location and Navigation Symposium*. IEEE, 2010, s. 598-612.
- [48] DACHUAN, Liu, Chi XIAOZHU, Cui JIAN, Lin LONGTAO, Zhao QIANCHENG, Yang ZHENCHUAN a Yan GUIZHEN. Research on temperature dependent characteristics and compensation methods for digital gyroscope. In: *2008 3rd International Conference on Sensing Technology*. IEEE, 2008, s. 273-277.
- [49] AGGARWAL, P., Z. SYED, X. NIU a N. EL-SHEIMY. Cost-effective testing and calibration of low cost mems sensors for integrated positioning, navigation and mapping systems. In: *XXIII FIG Congress: Shaping the Change*. Munich, Germany, 2006.
- [50] HONGWEI, Sun, Fang JIANCHENG a Li JIANLI. Temperature errors modeling for micro inertial measurement unit using multiple regression method. In: *Proceedings of the International Symposium on Intelligent Information Systems and Applications*. Qingdao, China, 2009, s. 411-415.
- [51] ZHANG, Qintuo, Zhenfan TAN a Lidong GUO. Compensation of Temperature Drift of MEMS Gyroscope Using BP Neural Network. In: *2009 International Conference on Information Engineering and Computer Science*. 2009.
- [52] NIU, Xiaoji, You LI, Hongping ZHANG, Qingjiang WANG a Yalong BAN. Fast Thermal Calibration of Low-Grade Inertial Sensors and Inertial Measurement Units. In: *Sensors*. 2013, s. 12192-12217.
- [53] SHIAU, Jaw Kuen, Der Ming MA, Chen Xuan HUANG a Ming Yu CHANG. MEMS Gyroscope Null Drift and Compensation Based on Neural Network. In: *Advanced Materials Research*. 2011, s. 2077-2081.
- [54] DING, Jicheng, Jian ZHANG, Weiquan HUANG a Shuai CHEN. Laser Gyro Temperature Compensation Using Modified RBFNN. In: *Sensors*. 2014, s. 18711-18727.
- [55] SAUKOSKI, Mikko. *System and Circuit Ddesing for a Capacitive MEMS Gyroscope*. Helsinki, 2008. Disertační práce. Helsinki University of Technology.
- [56] ALPER, Saíd Emre. *MEMS Gyroscopes for Tactical-Grade Inertial Mmeasurement Applications*. 2005. Disertační práce. Middle East Technical University.

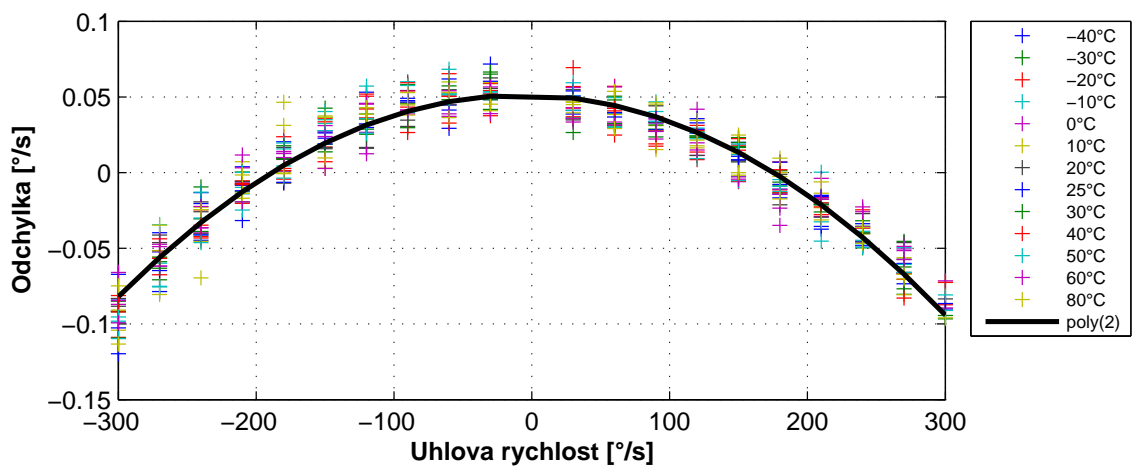
- [57] ASLAN, Gökçen a Afşar SARANLI. Characterization and calibration of mems inertial measurement units. In: *16th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2008)*. Lausanne, Switzerland, 2008.
- [58] BANCROFT, Jared B. a Gerard LACHAPELLE. Estimating MEMS gyroscope g-sensitivity errors in foot mounted navigation. In: *2012 Ubiquitous Positioning, Indoor Navigation, and Location Based Service (UPINLBS)*. Helsinki, 2012.
- [59] WEINBERG, Harvey. ANALOG DEVICES. *Gyro Mechanical Performance: The Most Important Parameter: Technical Article MS-2158*. 2011, 15 s. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/technical-articles/MS-2158.pdf>
- [60] Apollo Navigation Guidance and Control. *SPACEREF* [online]. [cit. 2015-03-21]. Dostupné z: <http://spaceref.com/missions-and-programs/nasa/apollo/apollo-lunar-landing-mission-symposium/apollo-navigation-guidance-and-control.html>
- [61] NASSAR, Hameh. *Improving the Inertial Navigation System (INS) Error Model for INS and INS/DGPS Applications*. Calgary, 2003. Disertační práce. University of Calgary.
- [62] SHIN, Eun-Hwan. *Estimation Techniques for Low-Cost Inertial Navigation*. Calgary, 2005. Disertační práce. University of Calgary.
- [63] HONEYWELL. *HG1930 Inertial Measurement Unit Datasheet*. Rev E713908-2012. 2012. [cit. 4.4.2015]. Dostupné z: http://www51.honeywell.com/aero/common/documents/myaerospacecatalog-documents/Missiles-Munitions/HG1930_Datasheet.pdf
- [64] STOCKWELL, Walter. CROSSBOW. *Bias Stability Measurement: Allan Variance*. [cit. 4.4.2015]. Dostupné z: http://www.moog-crossbow.com/Literature/Application_Notes_Papers/Gyro_Bias_Stability_Measurement_using_Allan_Variance.pdf
- [65] WARD, Lawrence M. a Priscilla E. GREENWOOD. *The mathematical genesis of the phenomenon called "1/f noise"*. 2010, 4 s. Dostupné z: <http://www.birs.ca/workshops/2010/10frg132/report10frg132.pdf>
- [66] MAYBECK, Peter S. *Stochastic models, estimation and control*. New York: Academic Press, 1979, 3 v. ISBN 01248070111.
- [67] WIDROW, Bernard a István KOLLAR. *Quantization noise: roundoff error in digital computation, signal processing, control, and communications*. New York: Cambridge University Press, 2008, xxviii, 751 p. ISBN 05-218-8671-6.
- [68] RICHTER, P. H. *Estimating Errors in Least-Squares Fitting: TDA Progress Report 42-122*. 1995, 31 s. Dostupné z: http://ipnpr.jpl.nasa.gov/progress_report/42-122/122E.pdf
- [69] Useful Constants. *International Earth Rotation & Reference Systems Service* [online]. 2014 [cit. 2015-05-14]. Dostupné z: <http://hpiers.obspm.fr/eop-pc/models/constants.html>
- [70] REGELUNGS UND MESSTECHNIK. *Rate Table System SDL1401 Operating Manual*. 25-02-2013.
- [71] Team corporation. *Torsional Vibration Table Brochure*. REV3, 9/2014. Dostupné z: http://www.teamcorporation.com/images/brochures/Torsional_Vibration_Table.pdf

- [72] Acutronic. *Angular Vibration Air Bearing Table AC150-AVAB*. Version B, 2011. Dostupné z: http://www.acutronic.com/uploads/tx_AcutronicProducts/Datasheet-1-Axis-Angular-Vibration-Air-Bearing-Table-AC150.pdf
- [73] GREENHALL, C. A. a W. J. RILEY. Uncertainty of stability variances based of finite differences. In: *35th Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Meeting*. 2004, s. 267-280. Dostupné z: <http://tycho.usno.navy.mil/ptti/2003papers/paper26.pdf>
- [74] VERNOTTE, François. *Variance Measurements: Practical Use - Statistics - Long Term Prediction*. 2011, 38 s. Dostupné z: http://theta.obs-besancon.fr/IMG/pdf/tutorial_FVernotte_printable.pdf
- [75] FRIEDERICHS, Thomas. *Analysis of Geodetic Time Series Using Allan Variances*. Universität Stuttgart, 2010. Dostupné z: <http://elib.uni-stuttgart.de/opus/volltexte/2011/5973/pdf/Friederichs.pdf>
- [76] SARGENT, D. a B. WYMAN. Extraction of stability statistics from integrated rate data. In: *Guidance and Control Conference*. Reston, Virigina: American Institute of Aeronautics and Astronautics, 1980. Dostupné z: <http://arc.aiaa.org/doi/abs/10.2514/6.1980-1728>
- [77] GRANTHAM, B. E. a M. A. BAILEY. A least-squares normalized error regression algorithm with application to the allan variance noise analysis method. In: *Position, Location, And Navigation Symposium, 2006 IEEE/ION*. 2006, s. 750-756.
- [78] HANFENG, Lv, Zhang LIANG, Wang DINGJIE a Wu JIE. An Optimization Iterative Algorithm Based on Nonnegative Constraint with Application to Allan Variance Analysis Technique. In: *Advances in Space Research: Volume 53, Issue 5*. 2014, 836-844.
- [79] GRAEME, Jerald G. *Photodiode amplifiers: op amp solutions*. Boston: McGraw-Hill, 1996, xii, 252 s. ISBN 00-702-4247-X.

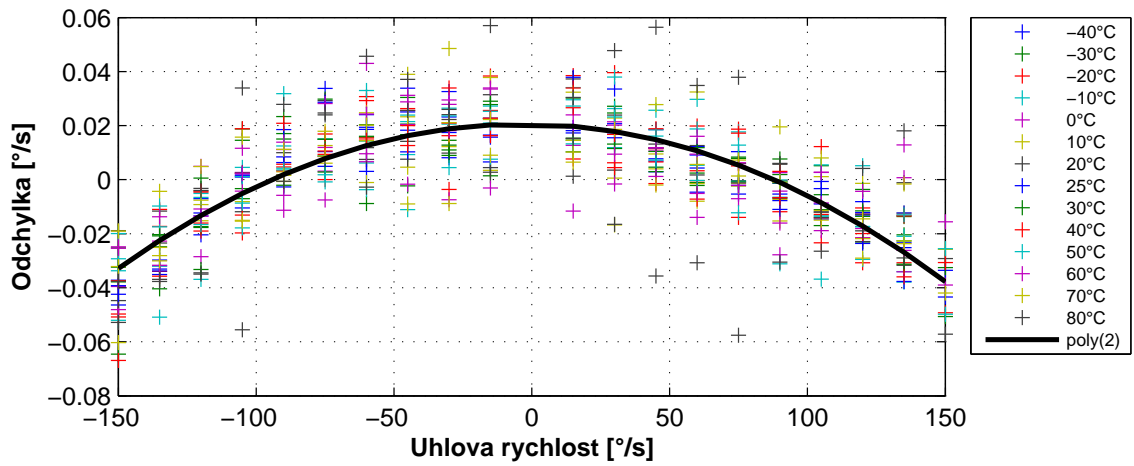
A NAMĚŘENÁ DATA



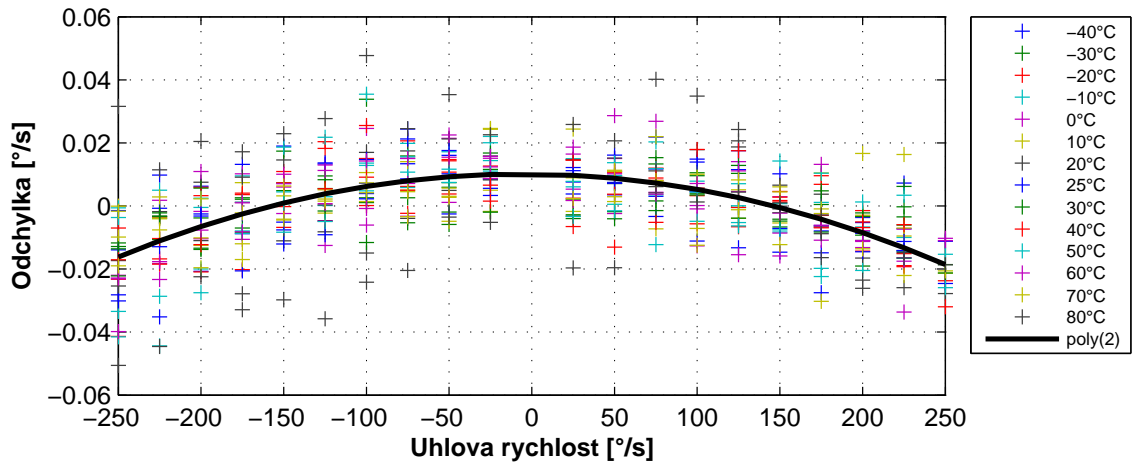
Obr. A.1: Chyba linearity (ADXRS300)



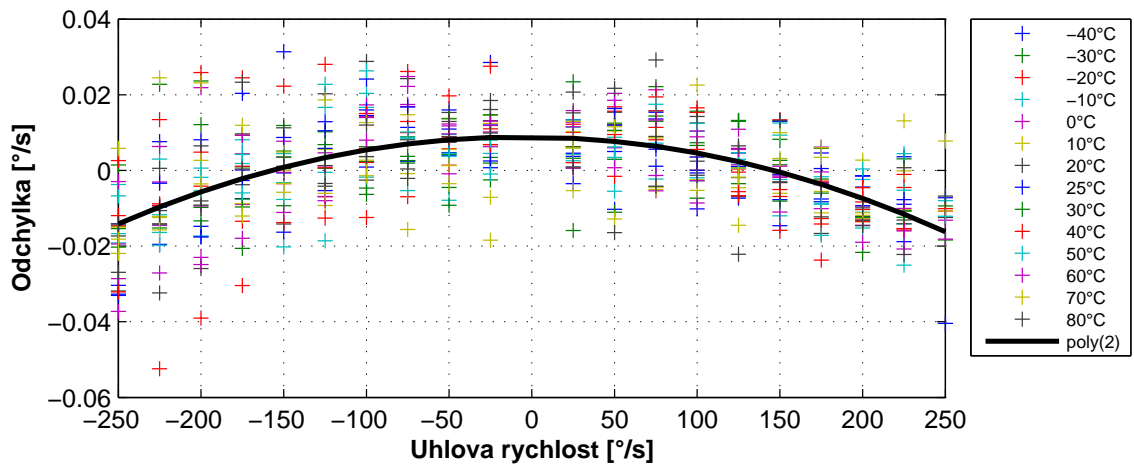
Obr. A.2: Chyba linearity (ADXRS610)



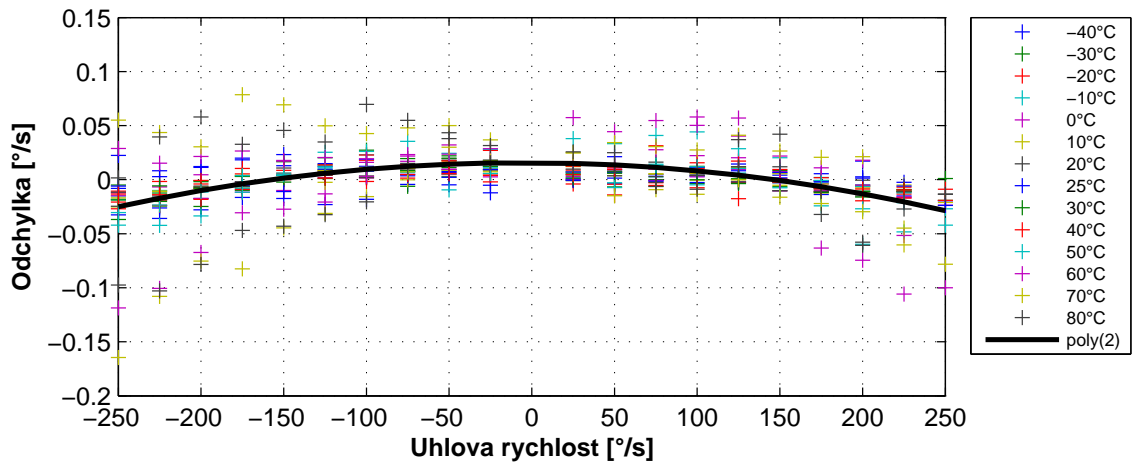
Obr. A.3: Chyba linearity (ADXRS613)



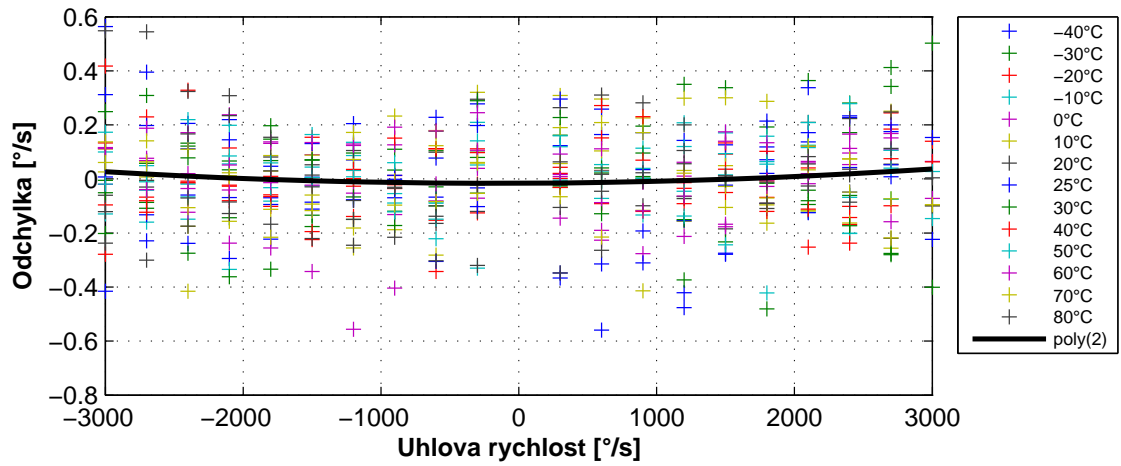
Obr. A.4: Chyba linearity (ADXRS642 #0)



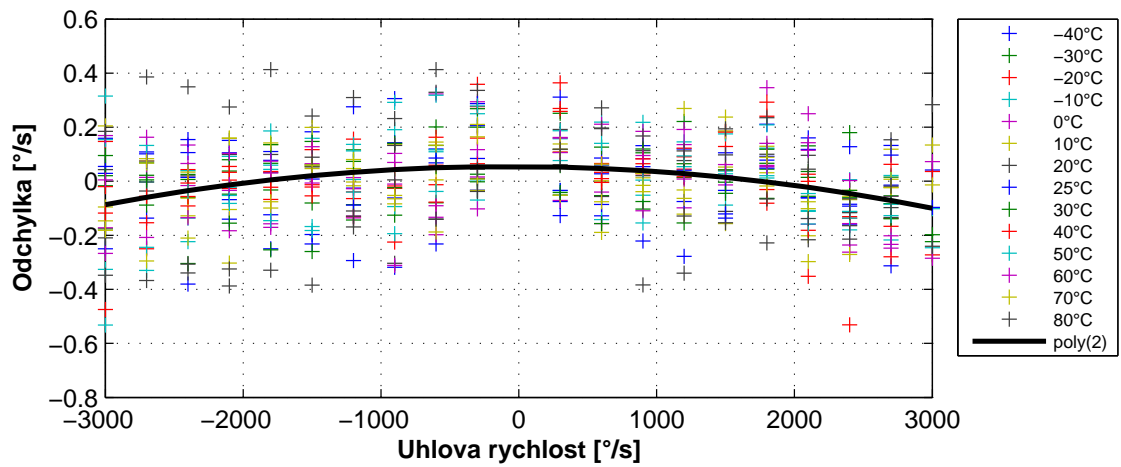
Obr. A.5: Chyba linearity (ADXRS642 #1)



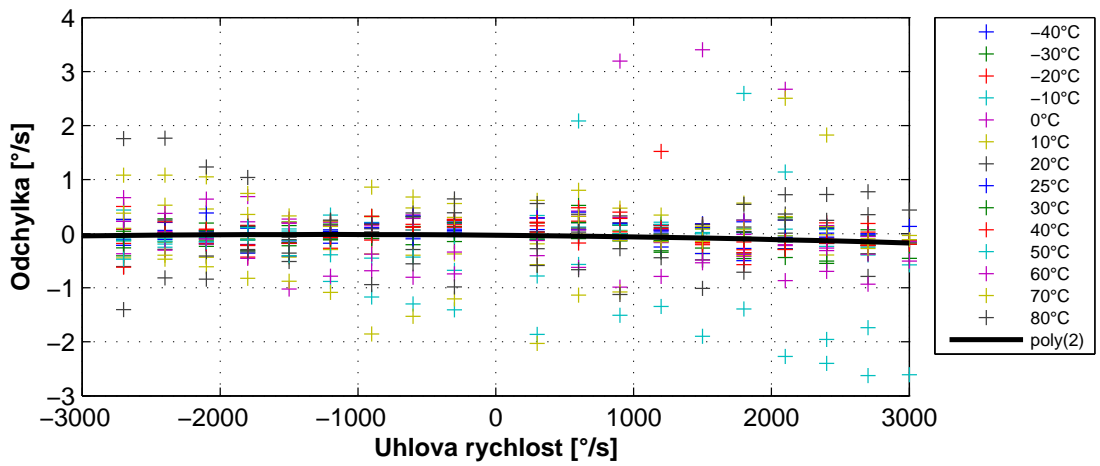
Obr. A.6: Chyba linearity (ADXRS642 #2)



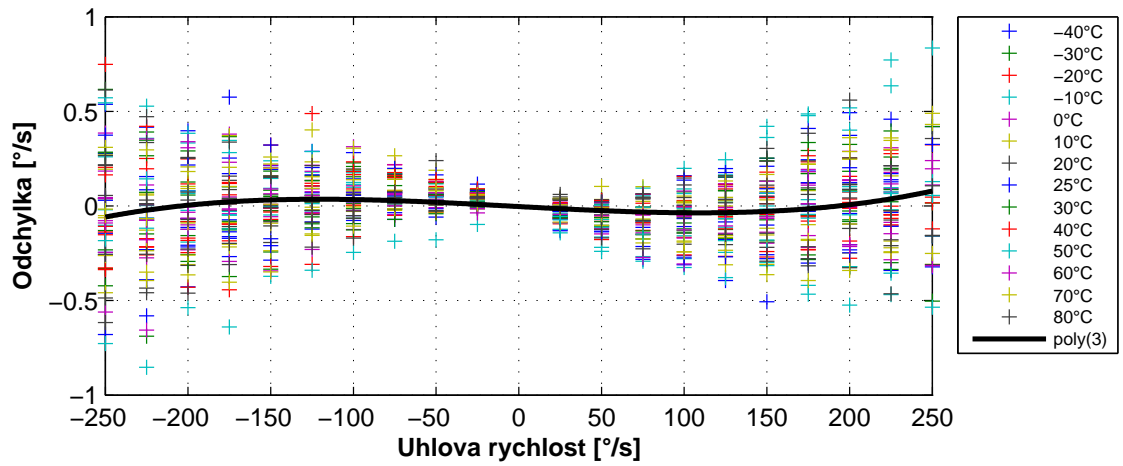
Obr. A.7: Chyba linearity (ADXRS649 #0)



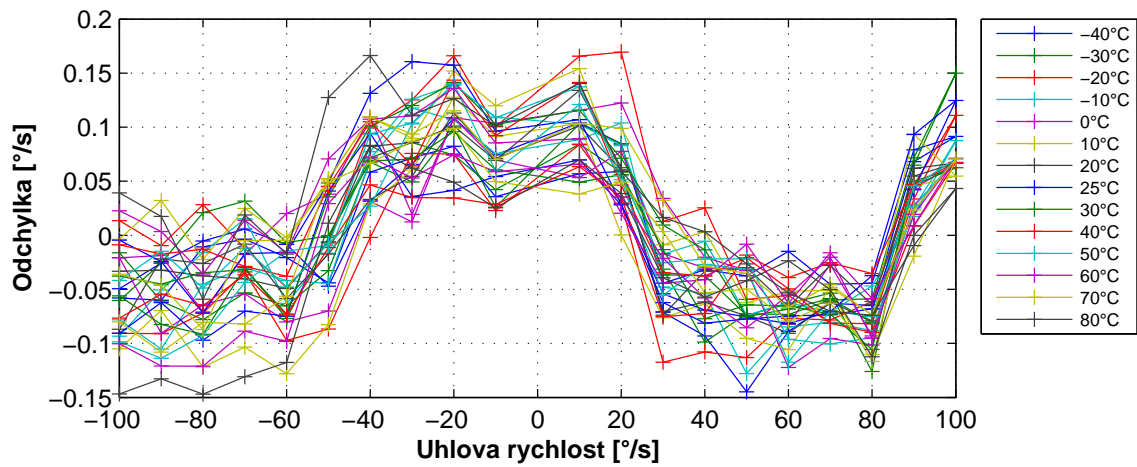
Obr. A.8: Chyba linearity (ADXRS649 #1)



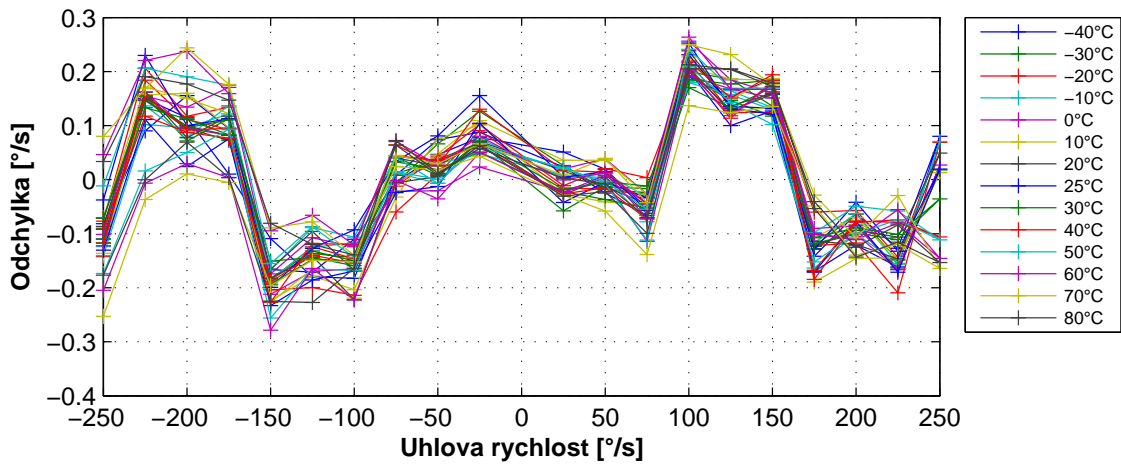
Obr. A.9: Chyba linearity (ADXRS649 #2)



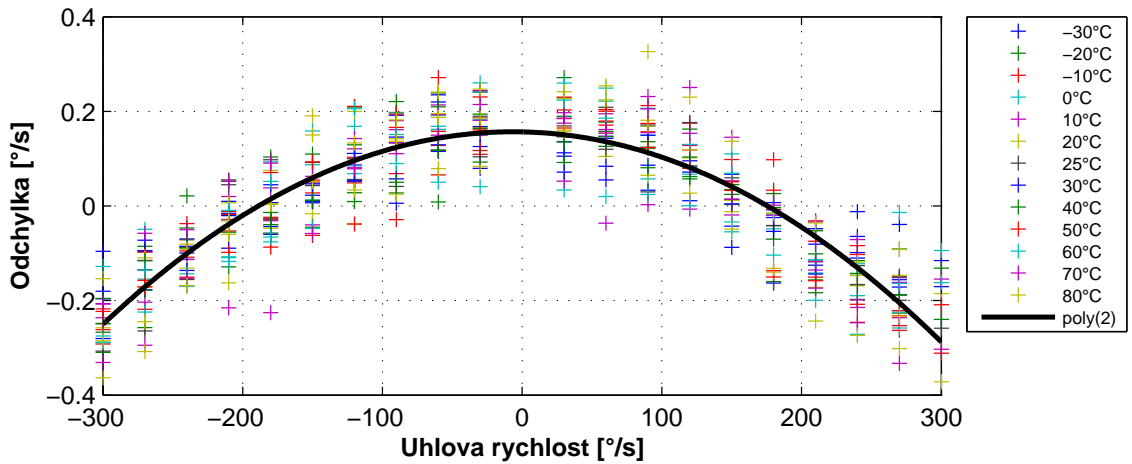
Obr. A.10: Chyba linearity ADXRS450



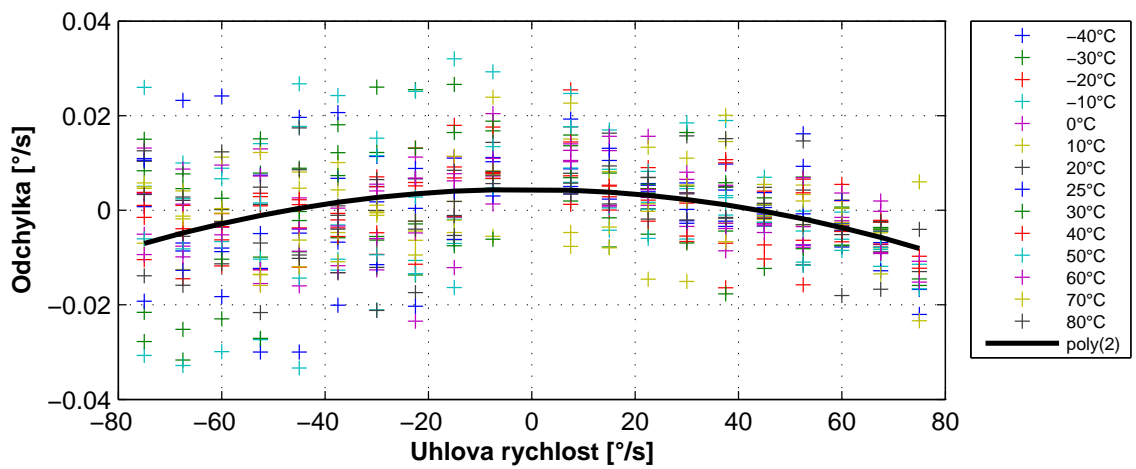
Obr. A.11: Chyba linearity (SAR150-100)



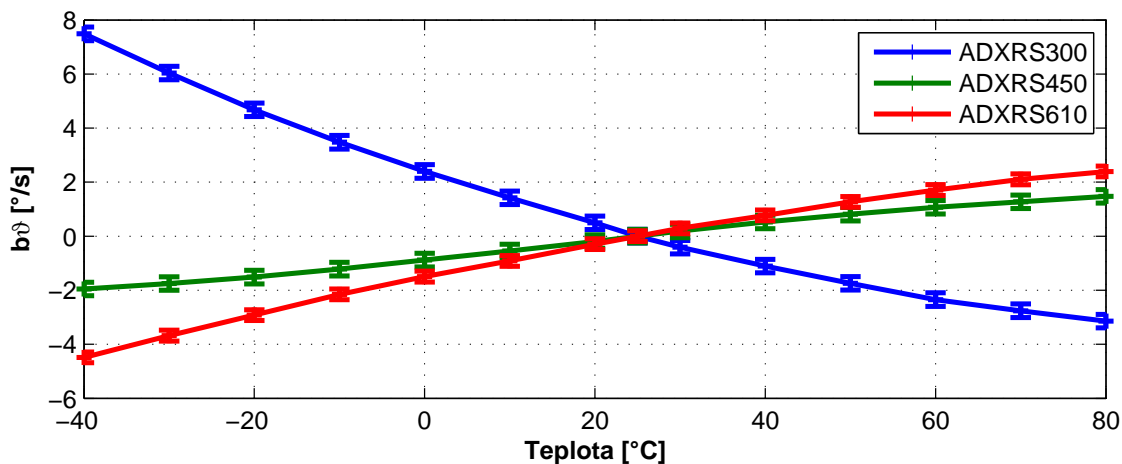
Obr. A.12: Chyba linearity (SAR150-250)



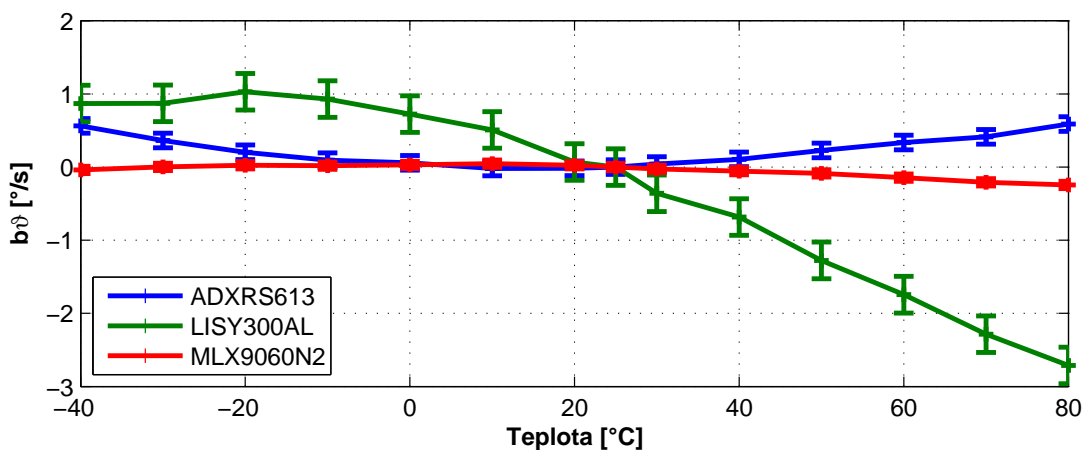
Obr. A.13: Chyba linearity (LISY300)



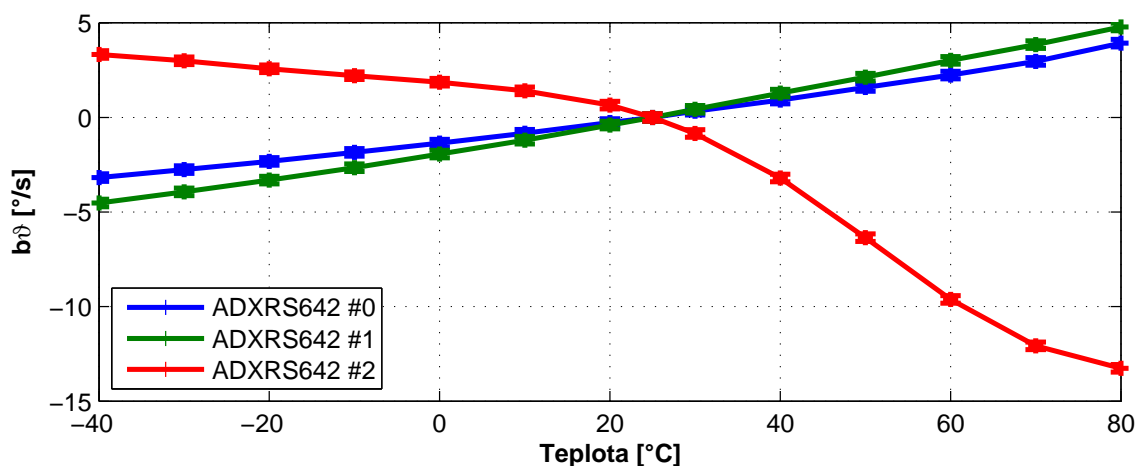
Obr. A.14: Chyba linearity (MLX90609N2)



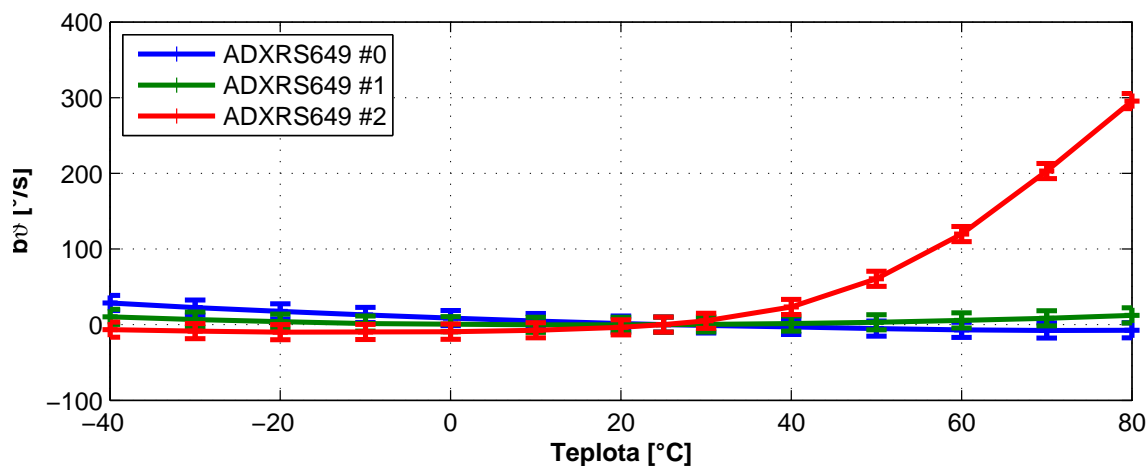
Obr. A.15: Teplota: posun nuly (ADXRS300, ADXRS450, ADXRS610)



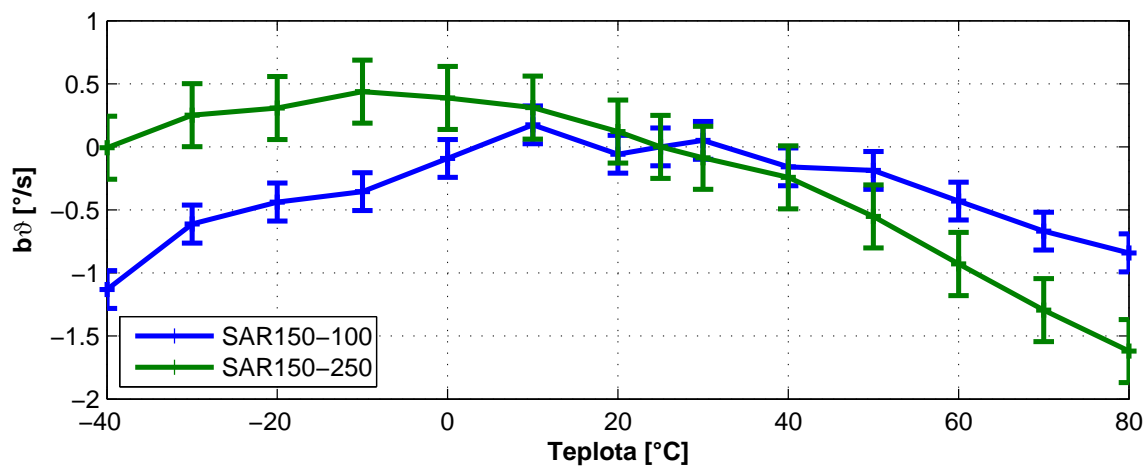
Obr. A.16: Teplota: posun nuly (ADXRS613, LISY300AL, MLX9060N2)



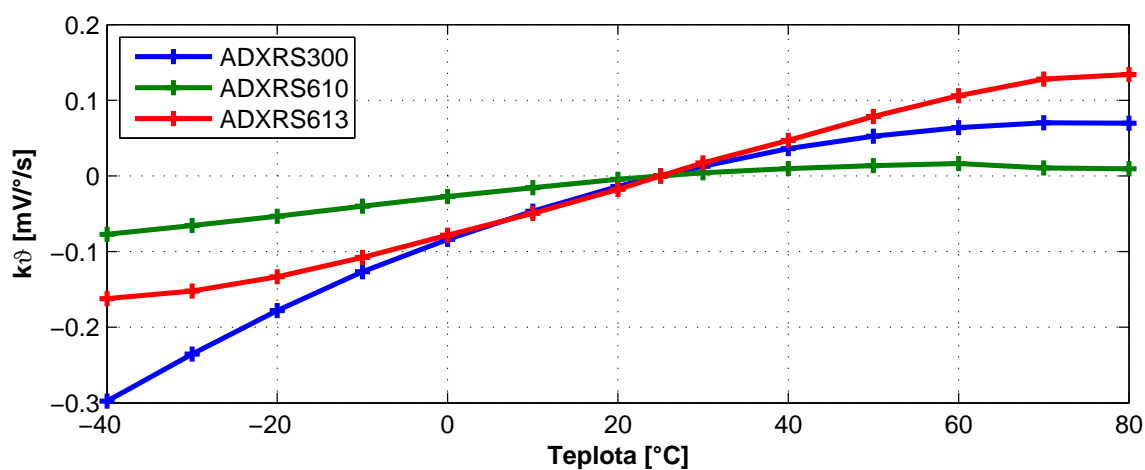
Obr. A.17: Teplota: posun nuly (ADXRS642)



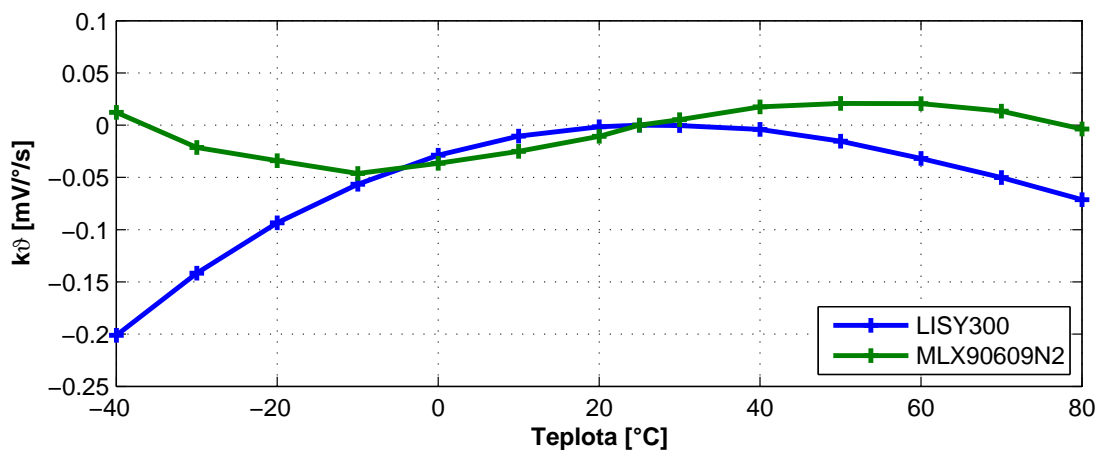
Obr. A.18: Teplota: posun nuly (ADXRS649)



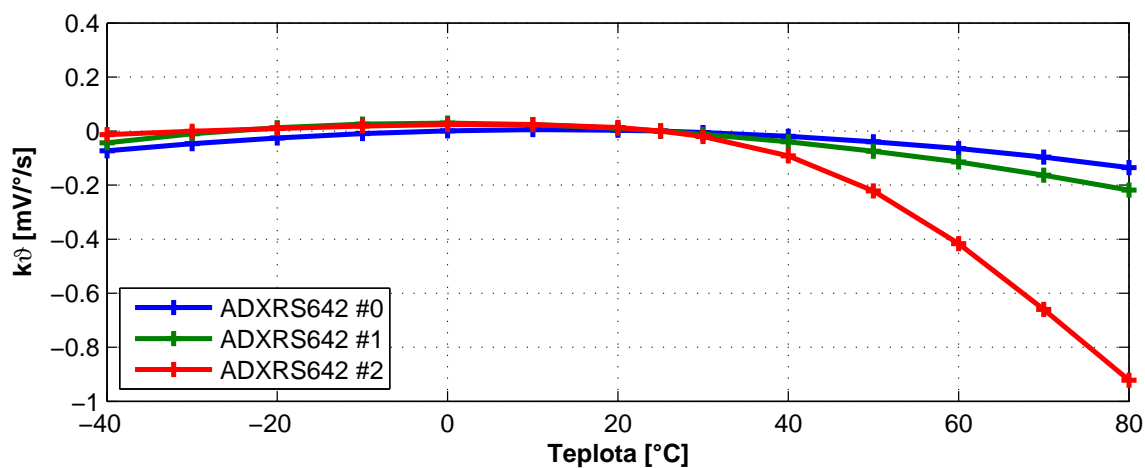
Obr. A.19: Teplota: posun nuly (SAR150-100, SAR150-250)



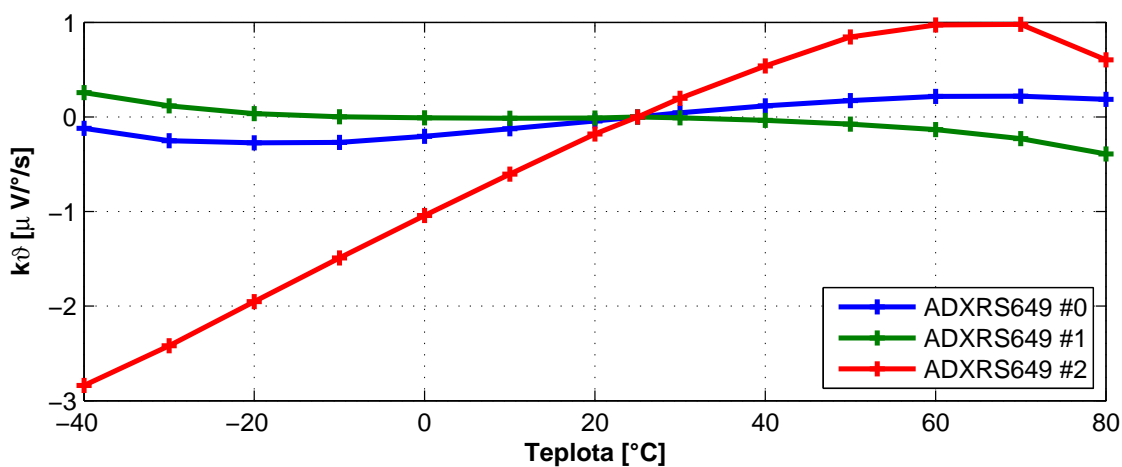
Obr. A.20: Teplota: převodní konstanta (ADXRS300, ADXRS610, ADXRS613)



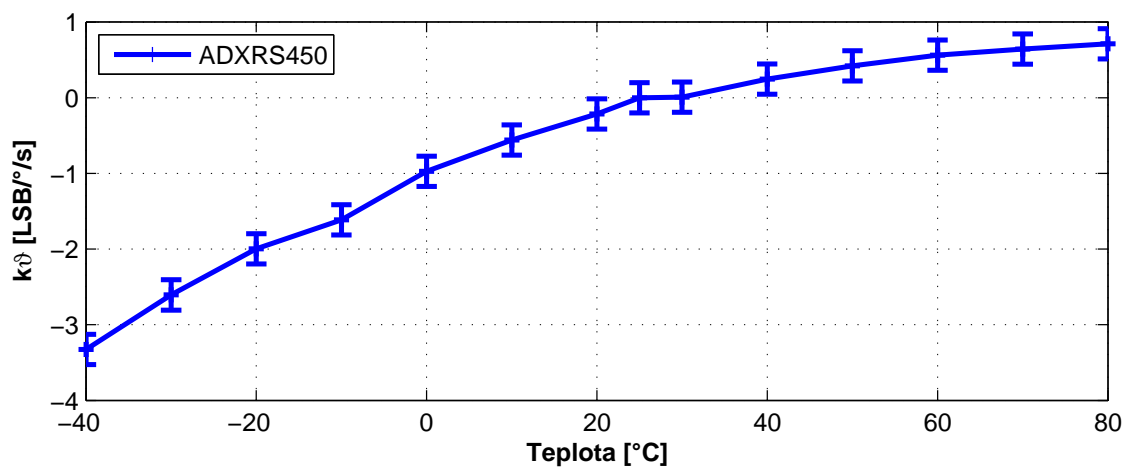
Obr. A.21: Teplota: převodní konstanta (LISY300AL, MLX90609N2)



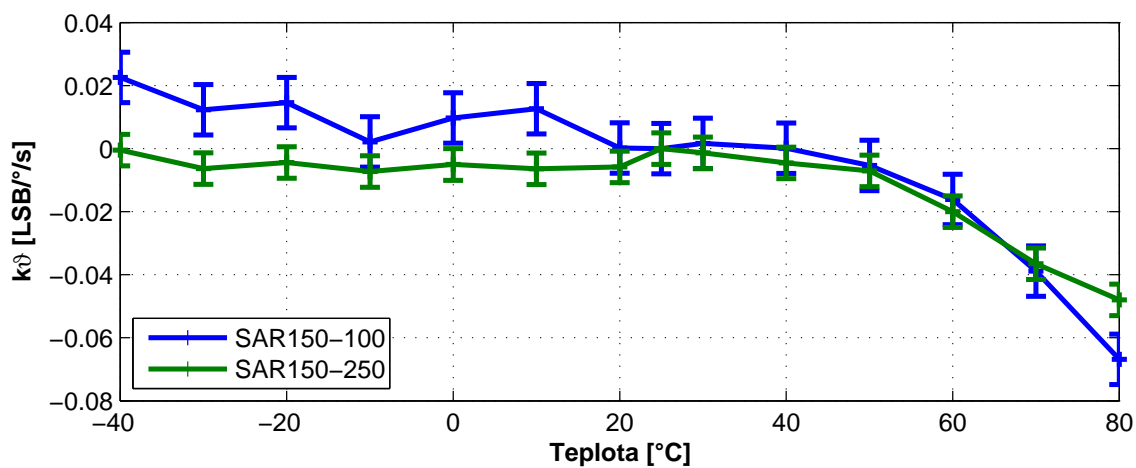
Obr. A.22: Teplota: převodní konstanta (ADXRS642)



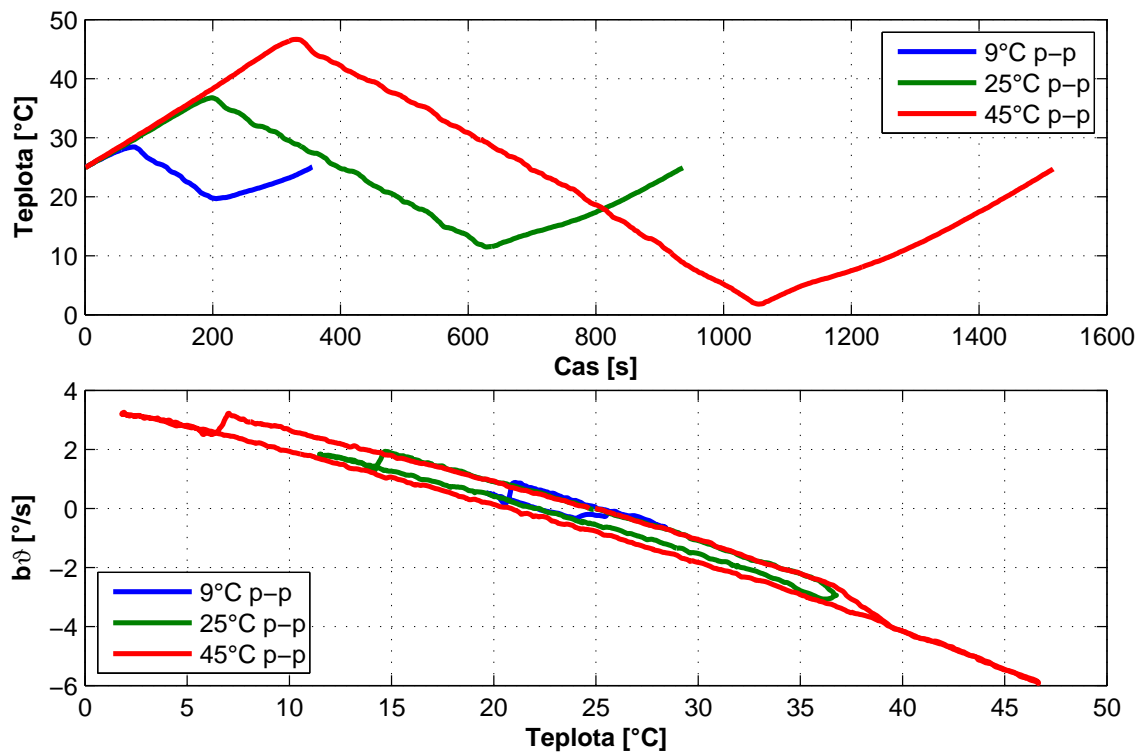
Obr. A.23: Teplota: převodní konstanta (ADXRS649)



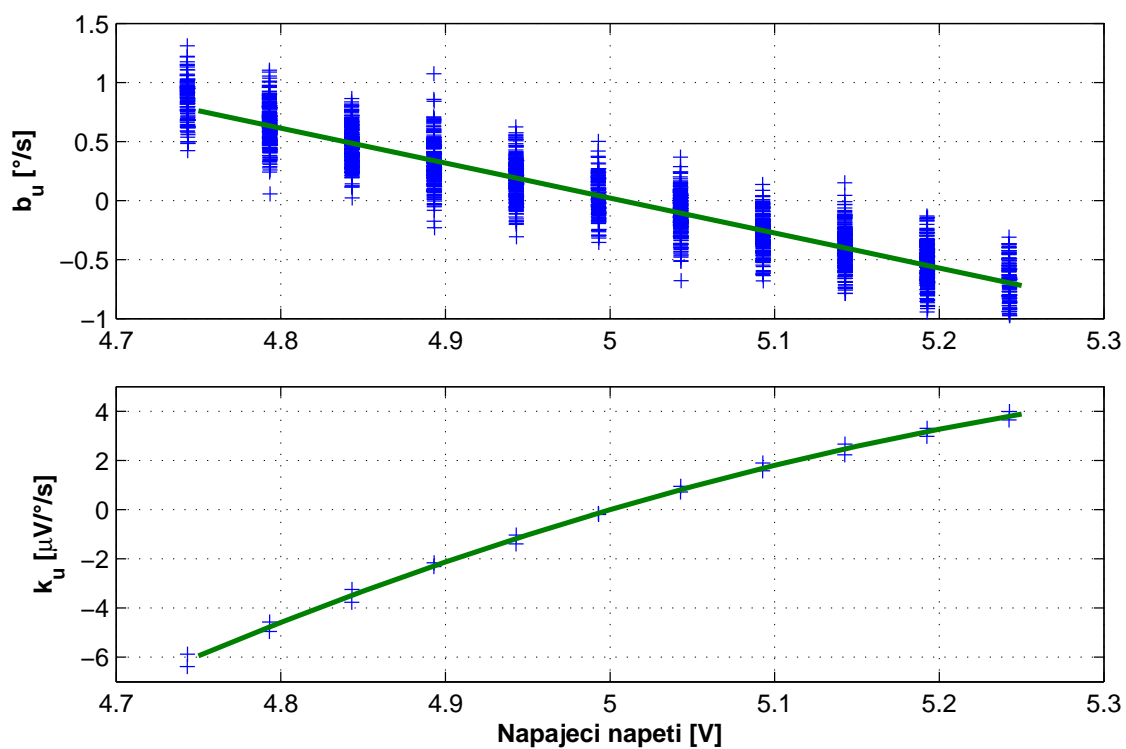
Obr. A.24: Teplota: převodní konstanta (ADXRS450)



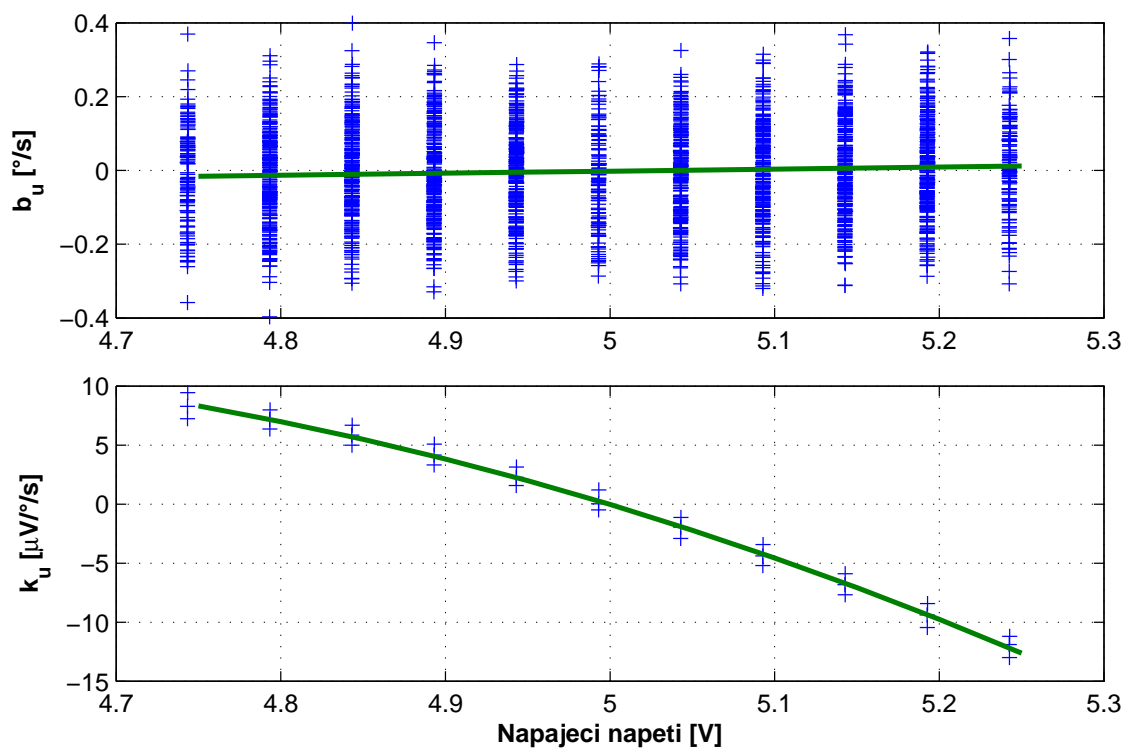
Obr. A.25: Teplota: převodní konstanta (SAR150-100, SAR150-250)



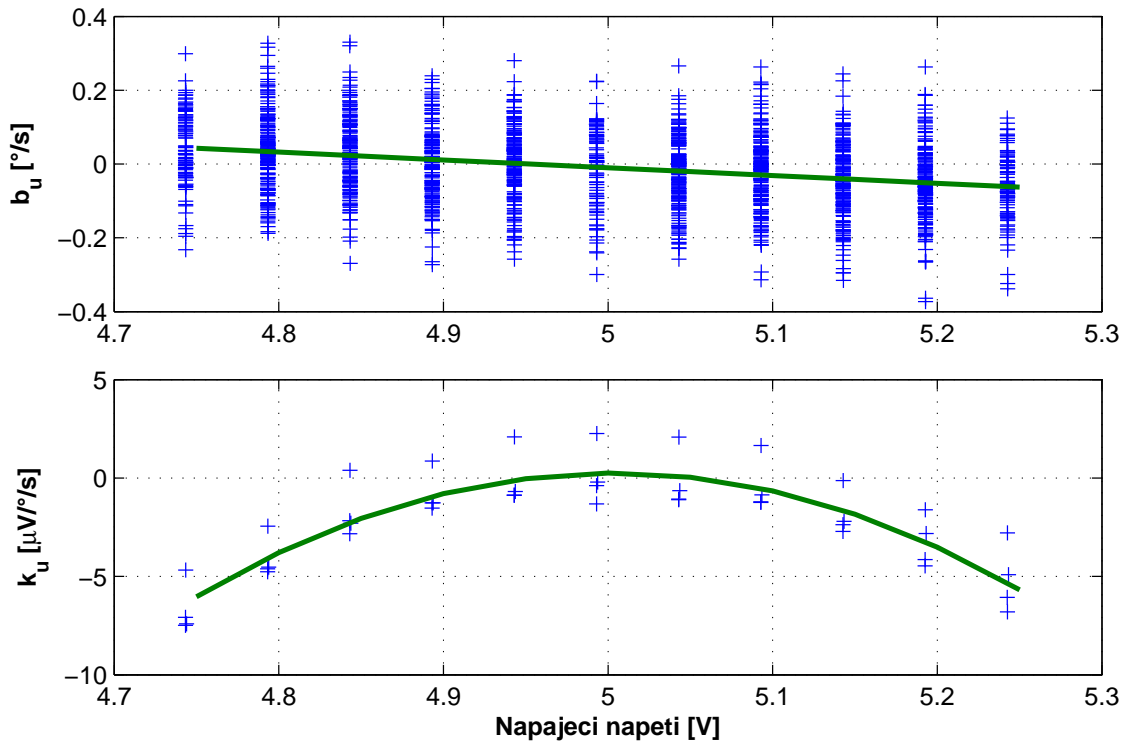
Obr. A.26: Teplotní hystereze IDG500



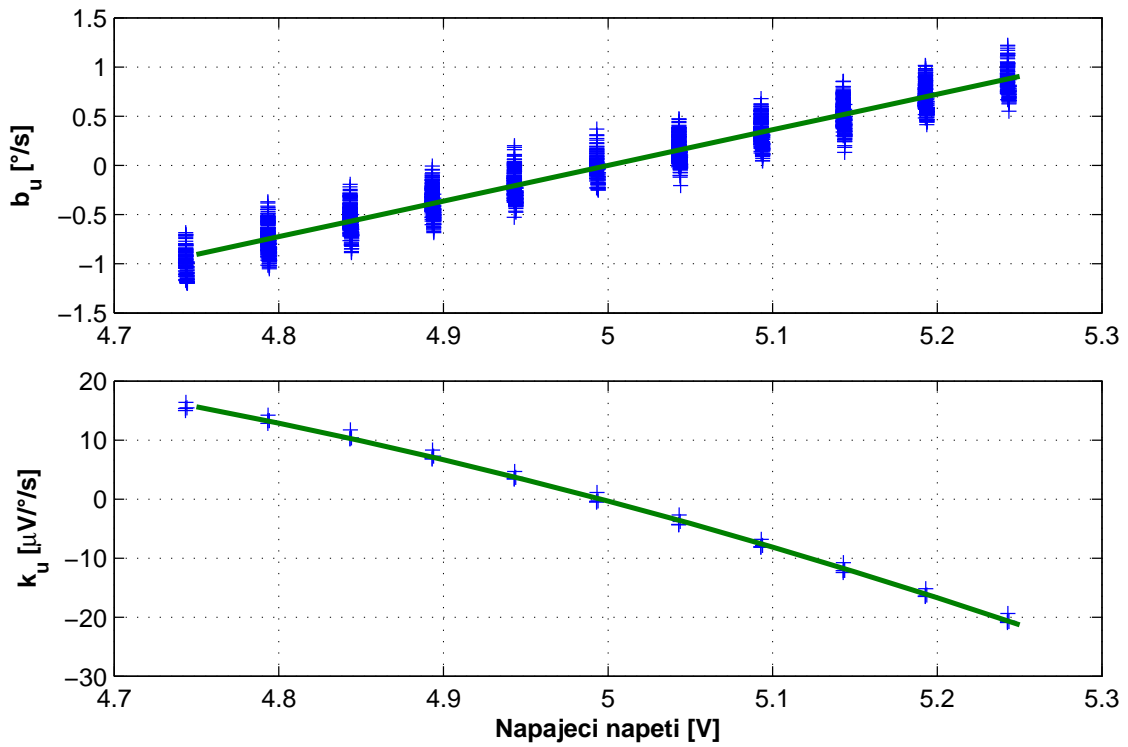
Obr. A.27: Citlivost na napájecí napětí (ADXRS300)



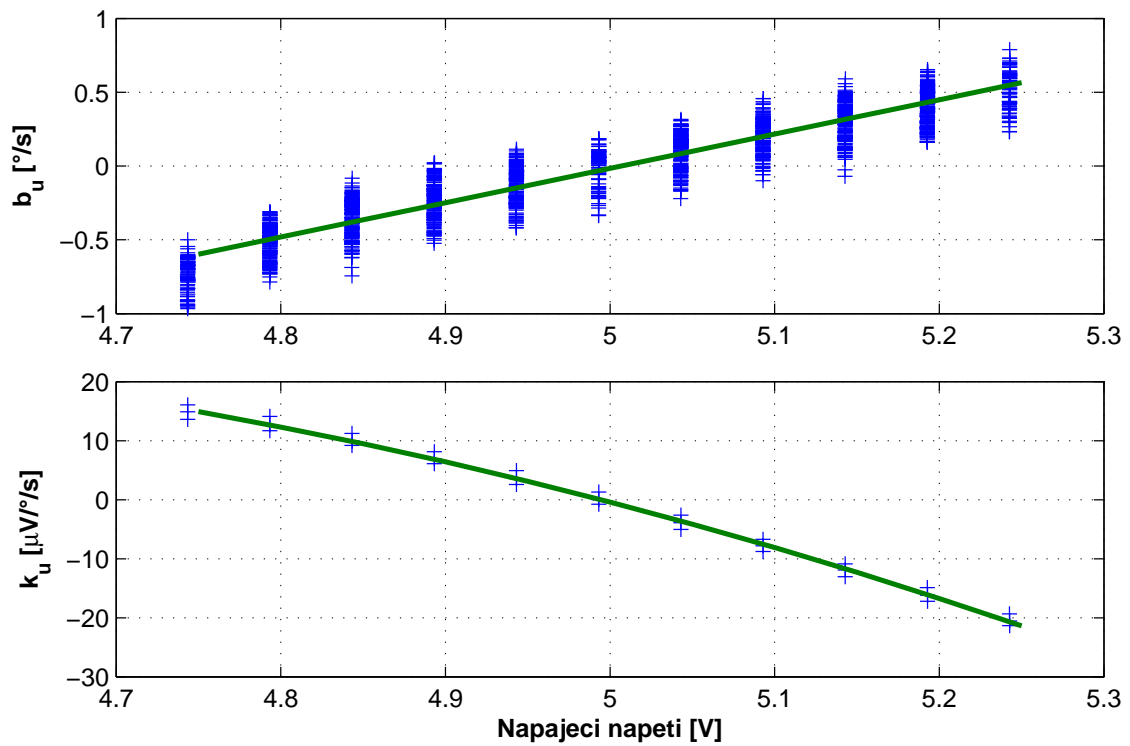
Obr. A.28: Citlivost na napájecí napětí (ADXRS610)



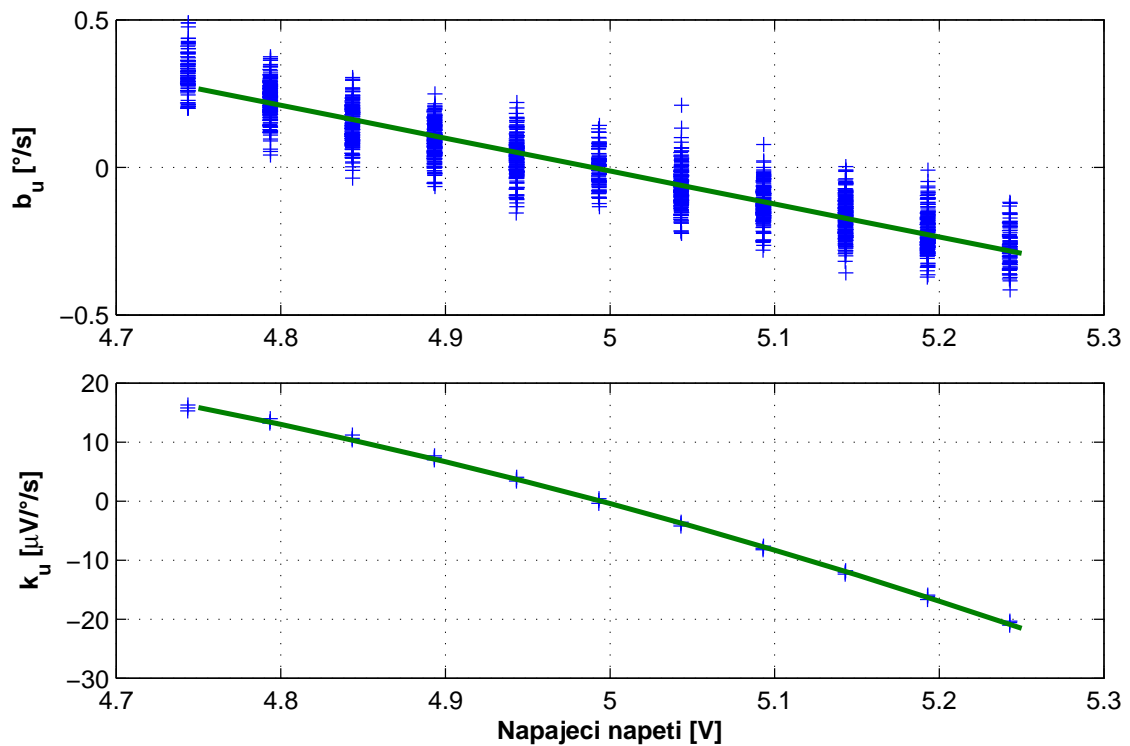
Obr. A.29: Citlivost na napájecí napětí (ADXRS613)



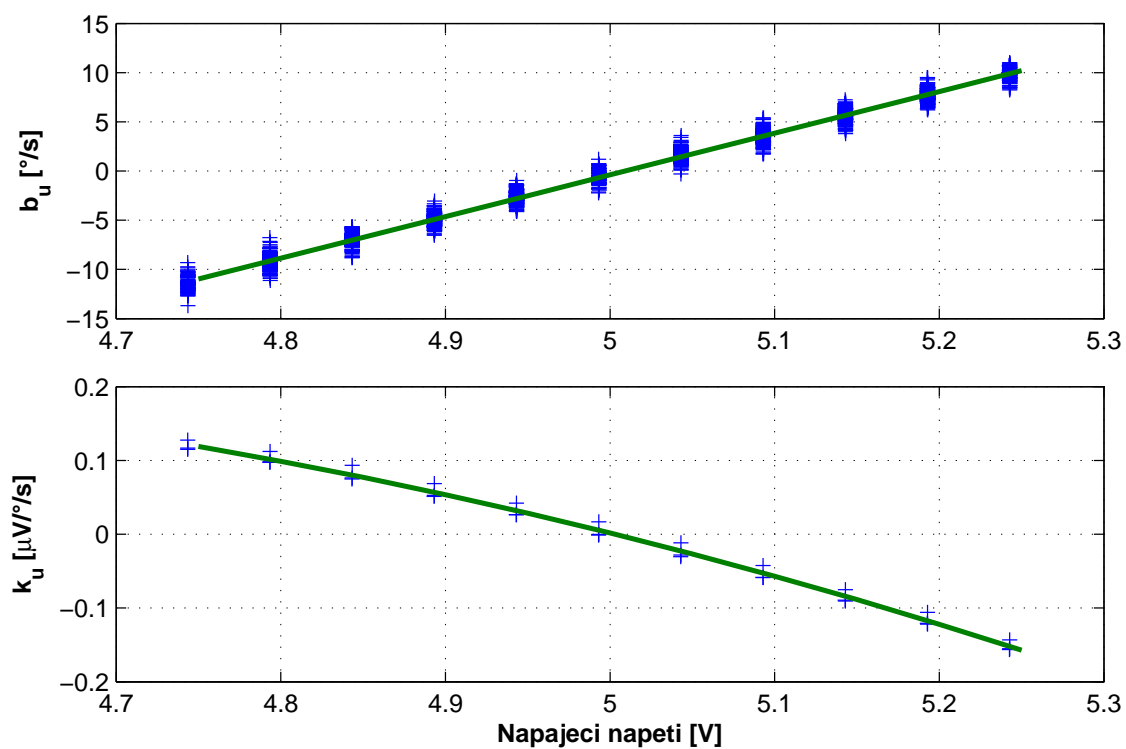
Obr. A.30: Citlivost na napájecí napětí (ADXRS642 #0)



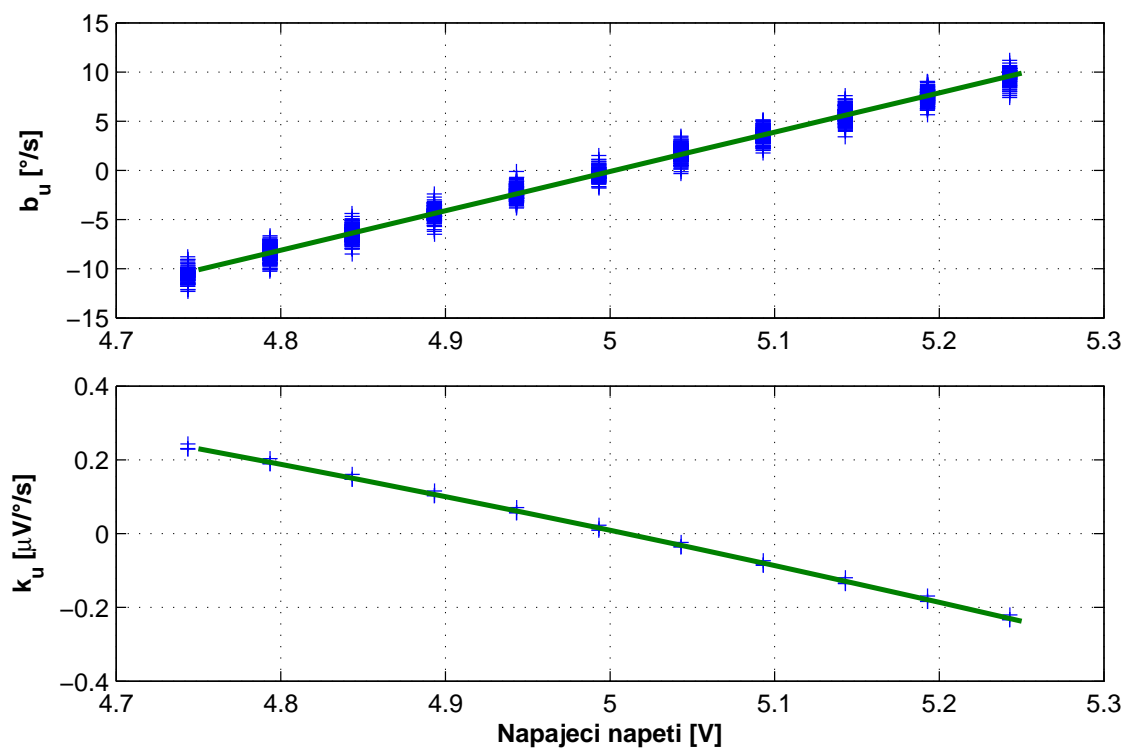
Obr. A.31: Citlivost na napájecí napětí (ADXRS642 #1)



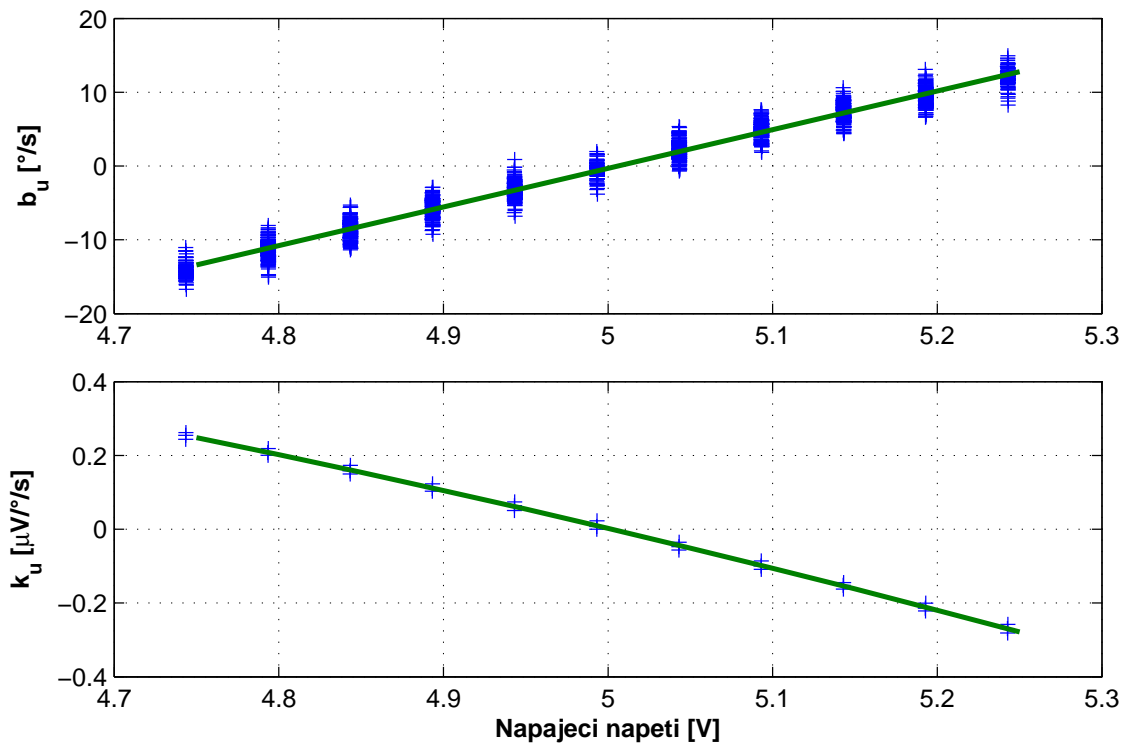
Obr. A.32: Citlivost na napájecí napětí (ADXRS642 #2)



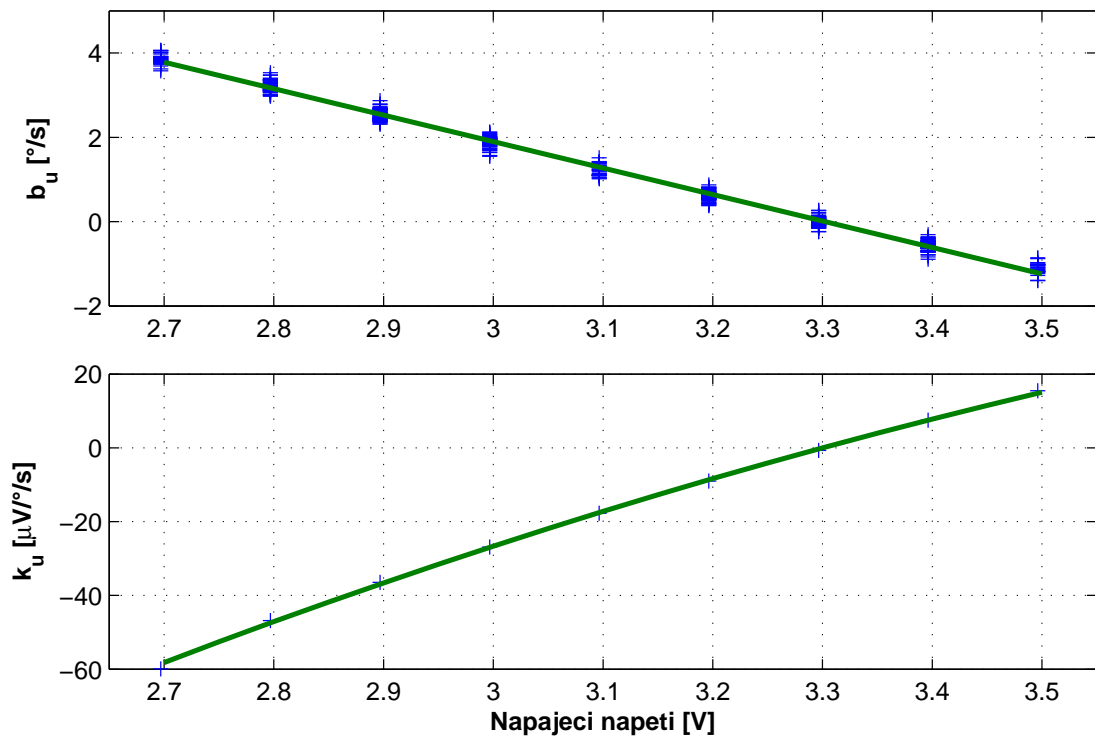
Obr. A.33: Citlivost na napájecí napětí (ADXRS649 #0)



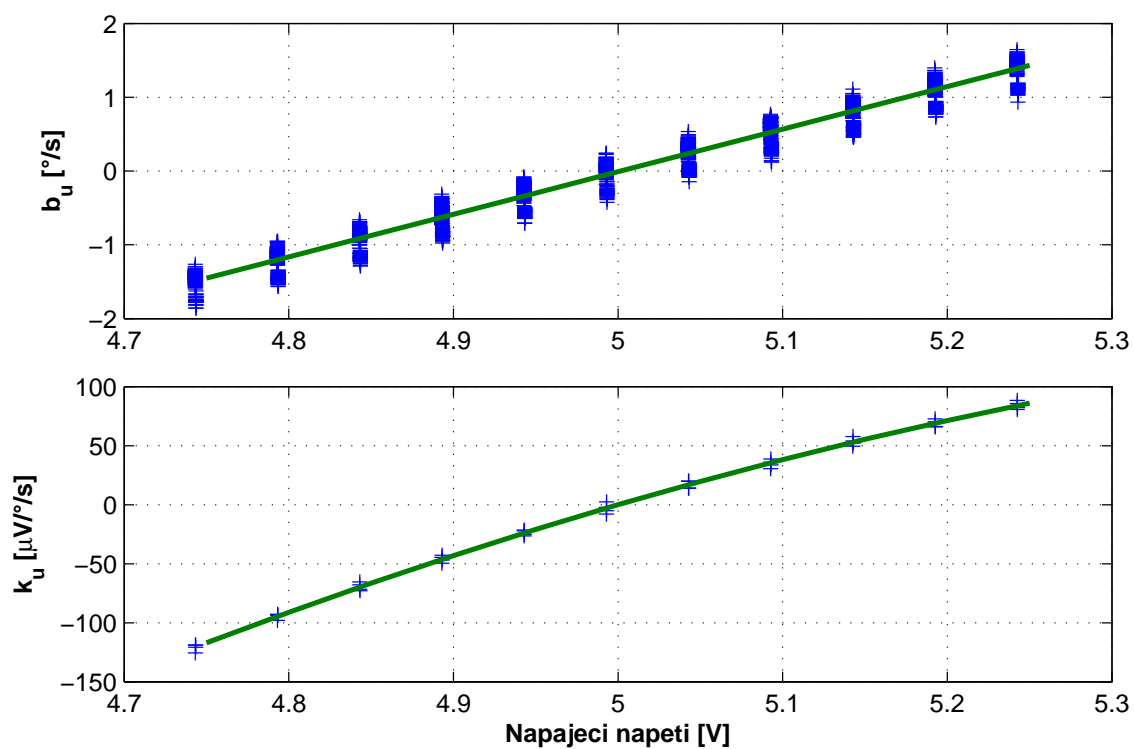
Obr. A.34: Citlivost na napájecí napětí (ADXRS649 #1)



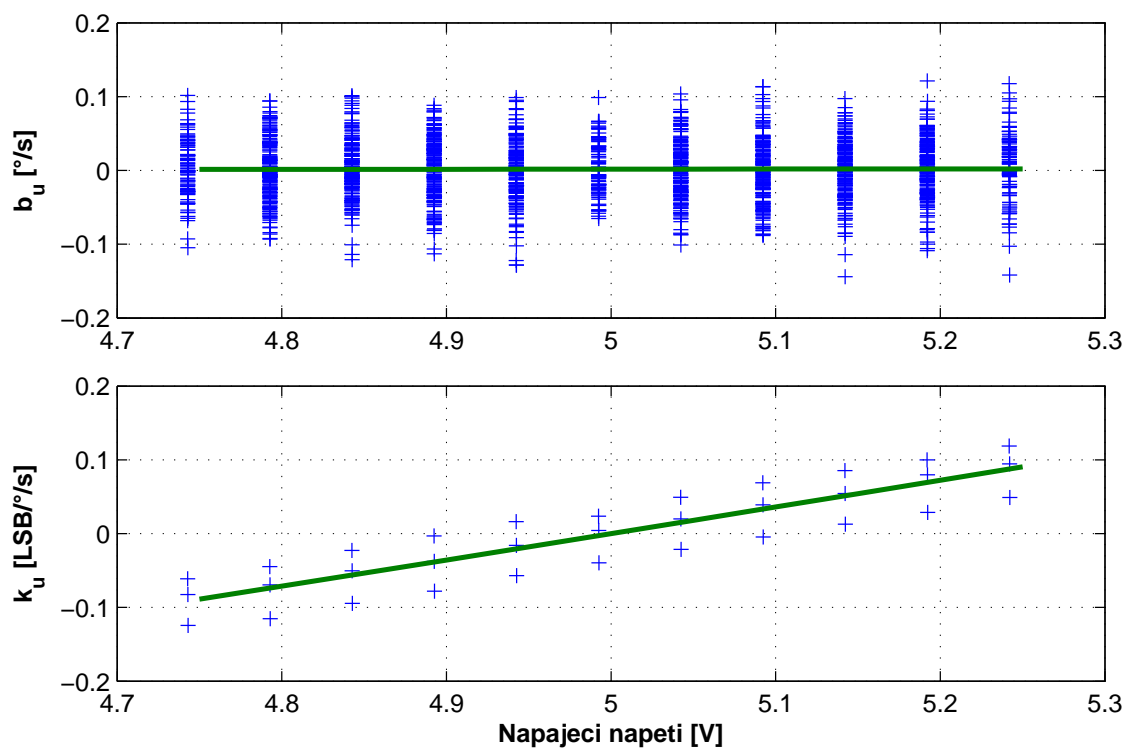
Obr. A.35: Citlivost na napájecí napětí (ADXRS649 #2)



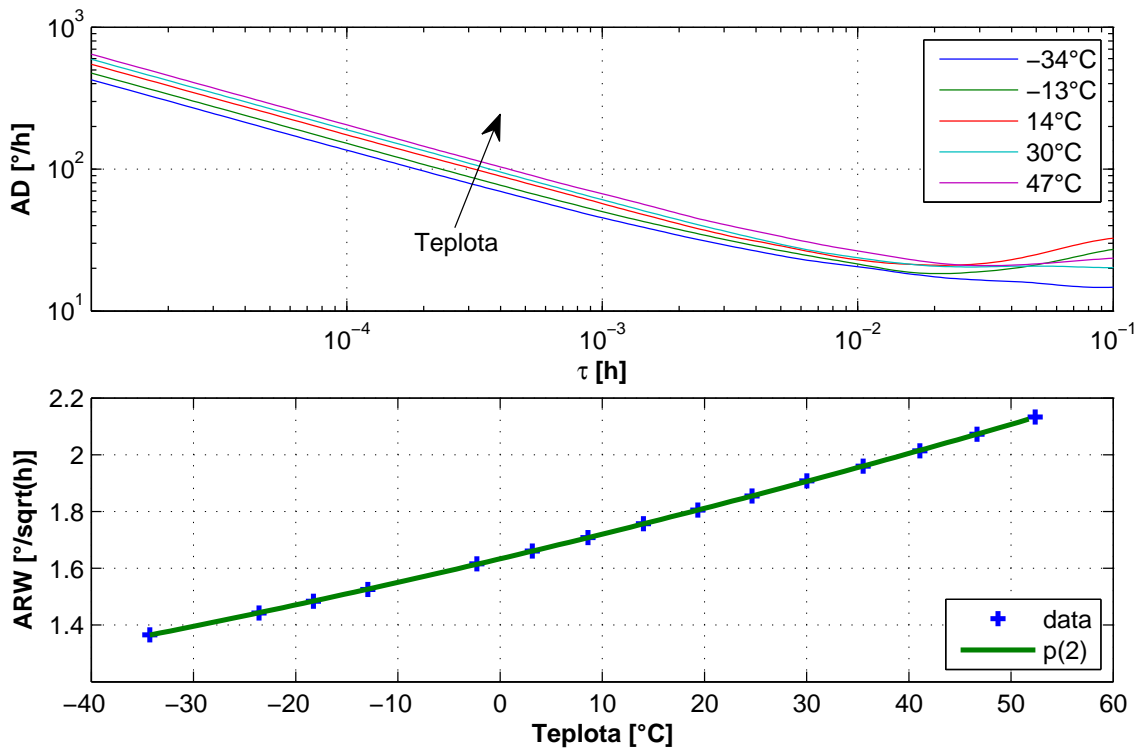
Obr. A.36: Citlivost na napájecí napětí (LISY300AL)



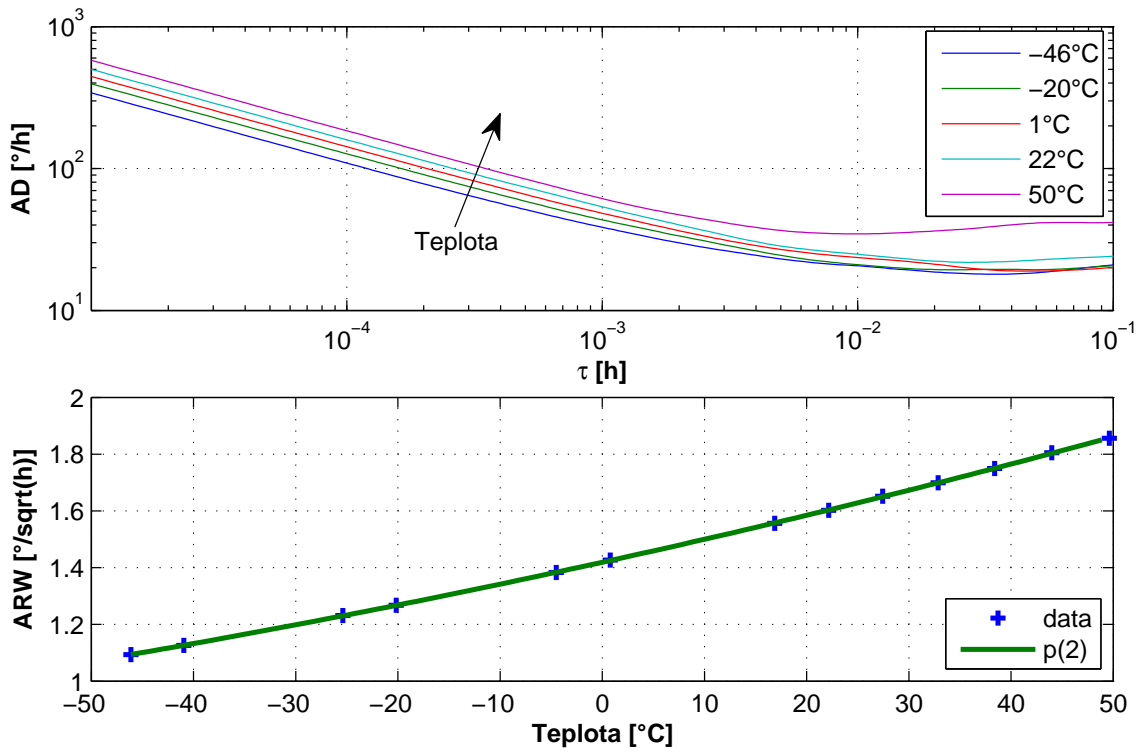
Obr. A.37: Citlivost na napájecí napětí (MLX90609N2)



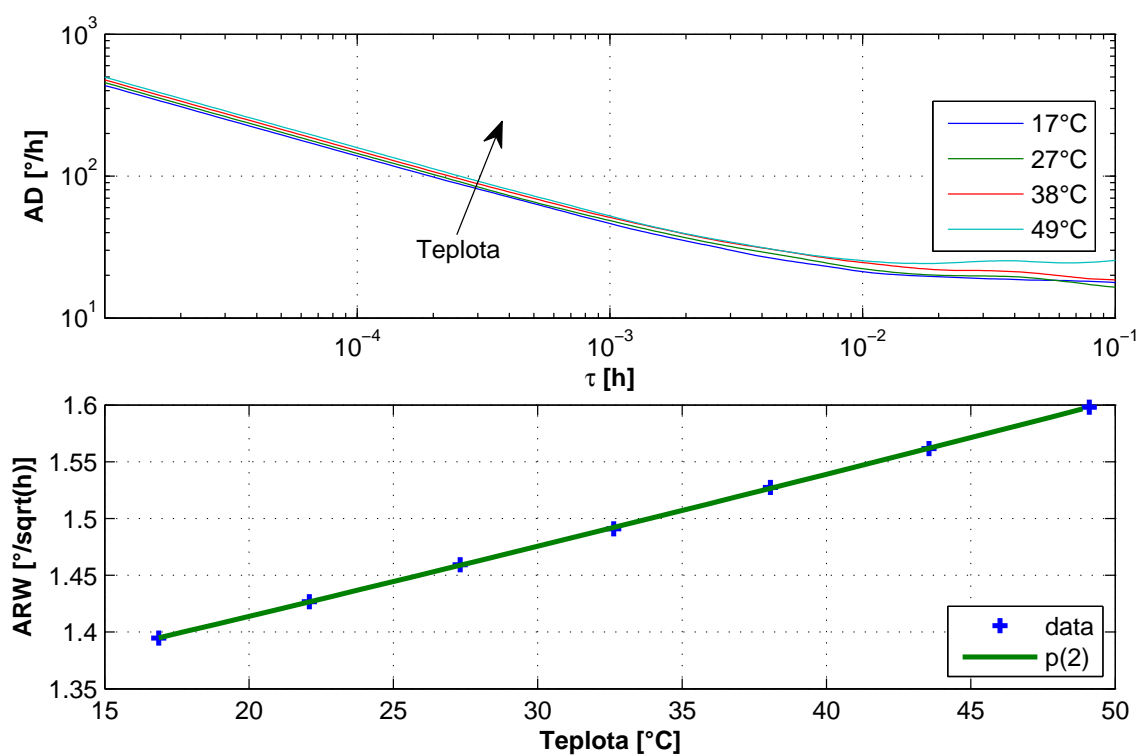
Obr. A.38: Citlivost na napájecí napětí (ADXRS450)



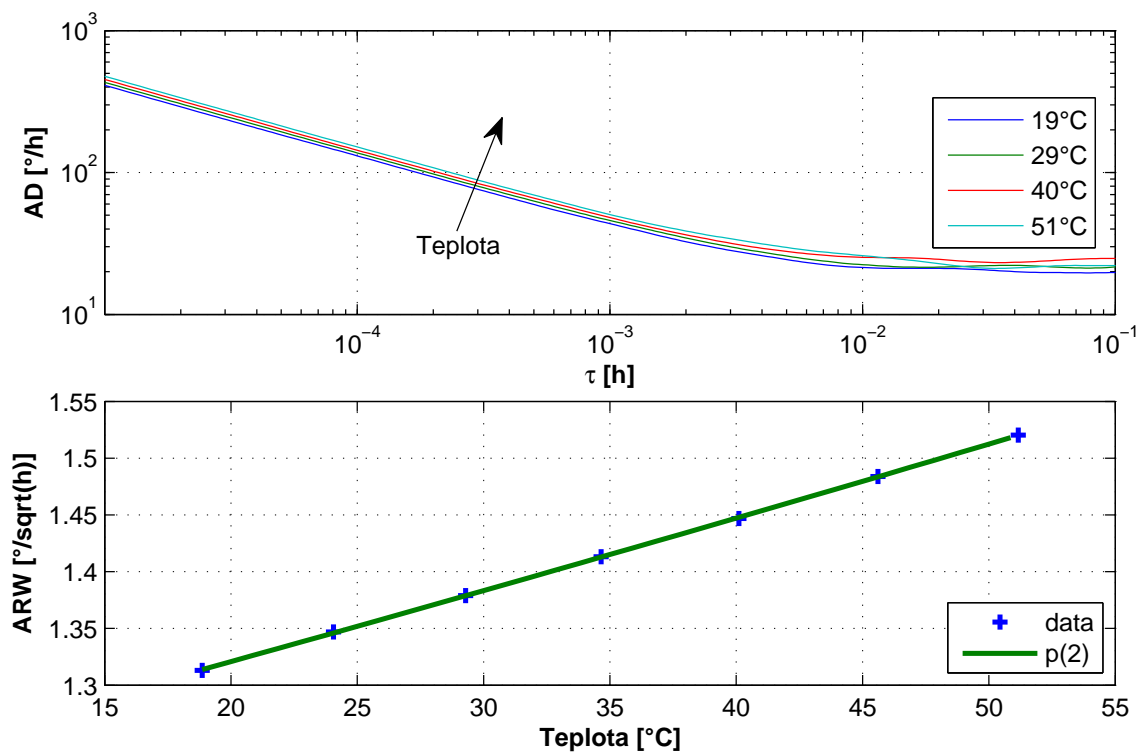
Obr. A.39: Závislost ARW na teplotě (ADXRS610)



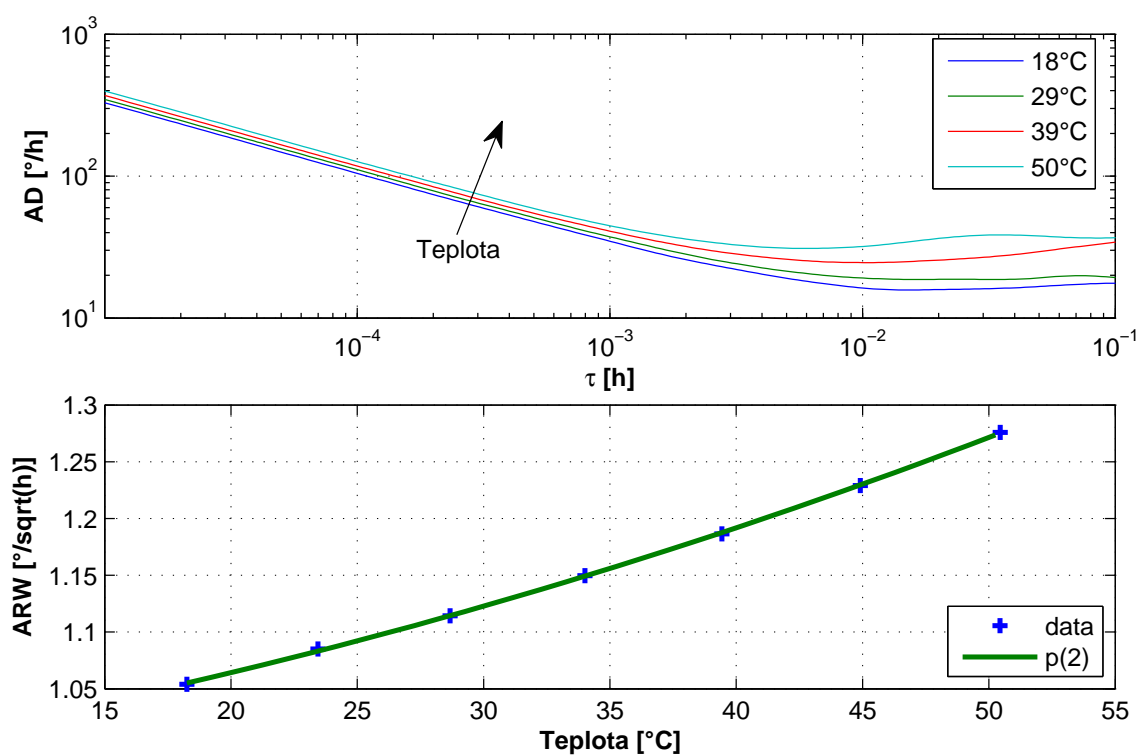
Obr. A.40: Závislost ARW na teplotě (ADXRS613)



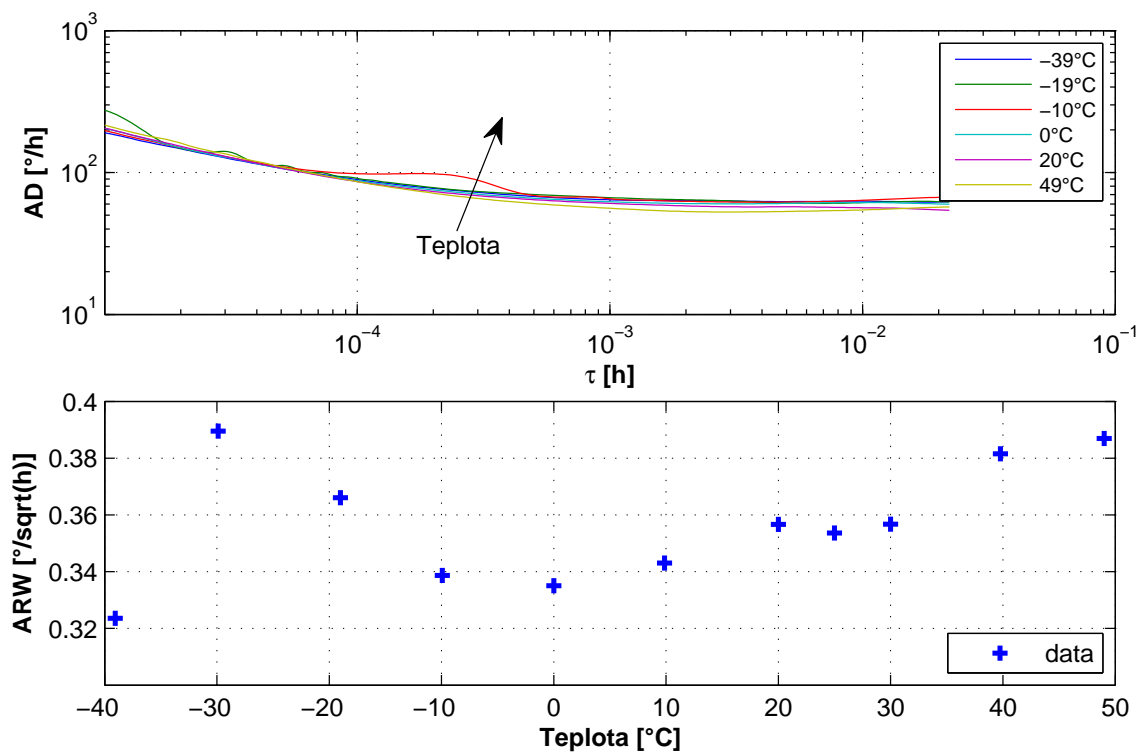
Obr. A.41: Závislost ARW na teplotě (ADXRS642 #0)



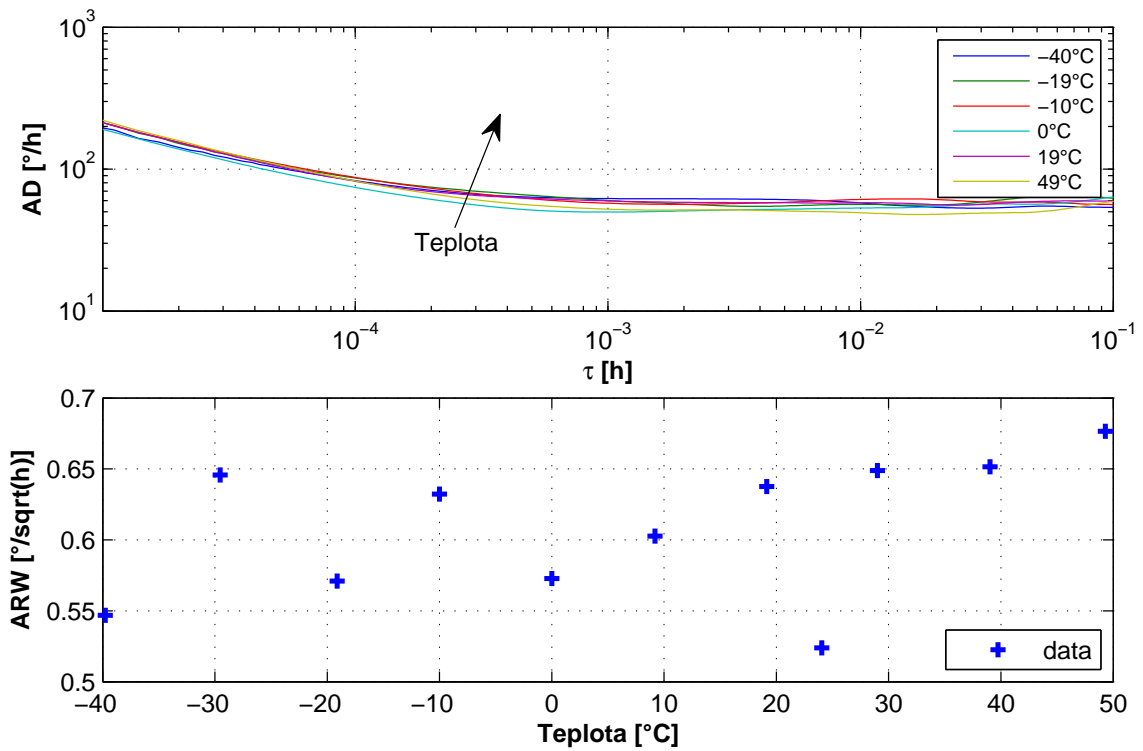
Obr. A.42: Závislost ARW na teplotě (ADXRS642 #1)



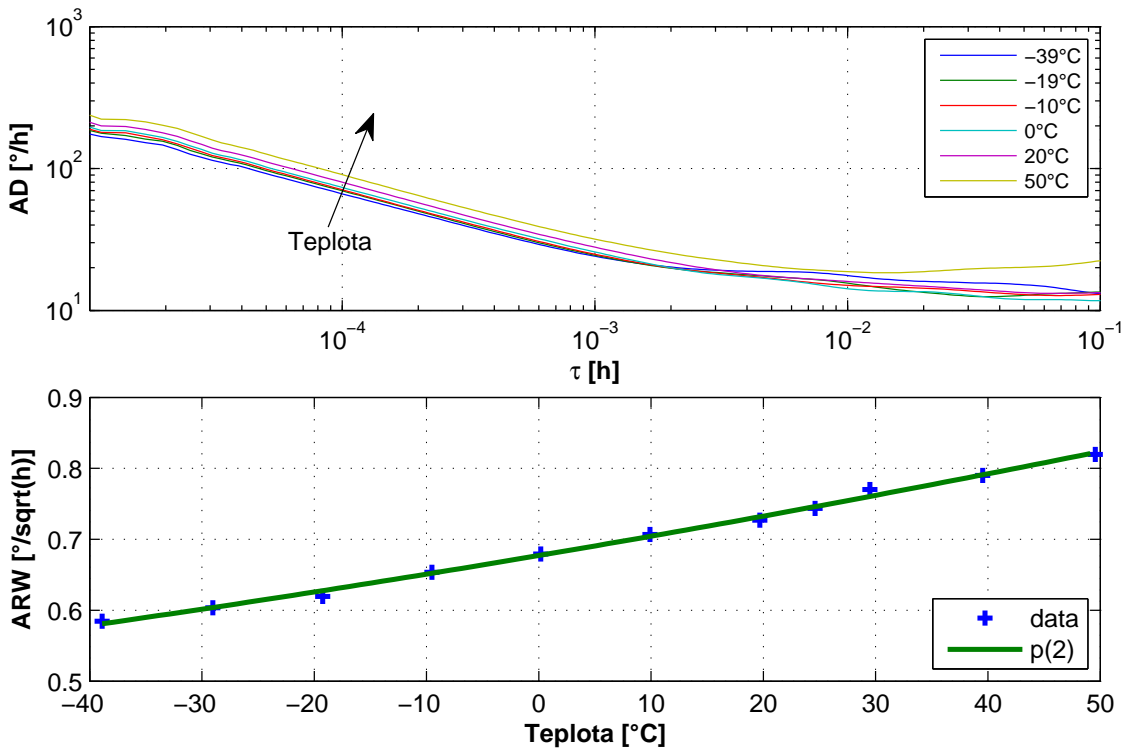
Obr. A.43: Závislost ARW na teplotě (ADXRS642 #2)



Obr. A.44: Závislost ARW na teplotě (SAR150-100)



Obr. A.45: Závislost ARW na teplotě (SAR150-250)



Obr. A.46: Závislost ARW na teplotě (ADXRS450)

B KONVERZE JEDNOTEK

Tab. B.1: Převod různých jednotek na ARW

ARW	x	Přepočet	Poznámka
$^{\circ}/\sqrt{h}$	$^{\circ}/\sqrt{s}$	$ARW = 60x$	
	$(^{\circ}/s)/\sqrt{Hz}$	$ARW = 60x$	Kde x je amplitudová spektrální hustota (FFT).
	$(^{\circ}/h)/\sqrt{Hz}$	$ARW = \frac{x}{60}$	
	$(^{\circ}/s)^2/Hz$	$ARW = 60\sqrt{x}$	Kde x je oboustranná výkonová spektrální hustota (PSD).
	$(^{\circ}/h)^2/Hz$	$ARW = \frac{\sqrt{x}}{60}$	
	$^{\circ}/h$	$ARW = \frac{x}{60\sqrt{BW}}$	Kde x je RMS hodnota a BW je efektivní šířka pásma [Hz].

C PRŮZKUM TRHU

Typ	Osy	Rozsah [°/s]	BW [Hz]	ARW [°/√h]	BI [°/h]	Lin. [%]	CAS [%]	GS [deg/s/g]	IF
-----	-----	-----------------	------------	---------------	-------------	-------------	------------	-----------------	----

Analog Devices

ADXRS290	XY	100	480	0.24		0.5	2		SPI
ADXRS300	Z	300	40	6		0.1		0.2	A
ADXRS450	Z	300	80	0.9		0.04	3	0.03	A
ADXRS453	Z	300	77.5	0.9		0.1	3	0.01	A
ADXRS610	Z	300	2500	3		0.1		0.1	A
ADXRS613	Z	150	3000	2.4		0.1		0.1	A
ADXRS620	Z	300	2500	3		0.1		0.1	A
ADXRS622	Z	250	2500	3.6		0.1		0.1	A
ADXRS623	Z	150	3000	2.4		0.1		0.1	A
ADXRS624	Z	50	1000	2.4		0.1		0.1	A
ADXRS642	Z	250	2000	1.2		0.01		0.03	A
ADXRS645	Z	2000	2000	15		0.1		0.1	A
ADXRS646	Z	300	1000	0.6	12	0.01		0.015	A
ADXRS649	Z	20000	2000	15		0.1		0.1	A
ADXRS652	Z	250	2500	3.6		0.1		0.1	A
ADXRS800	Z								SPI
ADIS16133	Z	1200	335	0.75	6.1	0.008		0.03	SPI
ADIS16135	Z	300	335	0.75	6.1	0.008		0.03	SPI
ADIS16260	Z	80–320	50, 330	2	25	0.1		0.2	SPI
ADIS16060	Z	80	1000	2.4		0.1		0.1	SPI
ADIS16130	Z	250	300	0.56		0.04		0.05	SPI
ADIS16080	Z	80	40	3	5.8	0.15		0.2	SPI
ADIS16120	Z	300	320	0.9	18	0.04		0.05	A

Bosch

BMG160	XYZ	125–2000	230	0.9		0.05	1	0.1	SPI, I2C
--------	-----	----------	-----	-----	--	------	---	-----	----------

Inven Sense

ISZ-500	Z	110+500	140			0.5	1		A
ISZ-650	Z	440+2000	140			0.5	1		A
ISZ-1215	Z	67	140			0.5	1		A
ISZ-2510	Z	250–2000		0.6		0.2	2	0.1	I2C, SPI
IDG-300	XY	500	140	0.84		0.5	1		A
IDG-400	XY	500	140			0.5	1		A
IDG-500	XY	110+500	140			0.5	1		A
IDG-650	XY	440+2000	140			0.5	1		A
IDG-1123	XY	43	140			0.5	1		A
IDG-1150	XY	20	140			0.5	1		A
IDG-1215	XY	67	140			0.5	1		A
IDG-2000	XY	250	140						SPI, I2C
IXZ-500	XZ	110+500	140			1	1		A
IXZ-650	XZ	440+2000	140			1	1		A
IXZ-2510	XZ	250–2000		0.6		0.2	2	0.1	I2C, SPI
IXZ-2020	XZ	31–250		0.4		0.2	2	0.1	I2C, SPI
ITG-3050	XYZ	250–2000		0.6		0.2	2	0.1	I2C
ITG-3200	XYZ	2000		0.6		0.2	2		I2C
ITG-3400	XYZ	250–2000		3		0.2	2		I2C, SPI
ITG-3701	XYZ	500–4000		1.2		0.3	5		I2C, SPI
MPU-3000	XYZ	250–2000		0.6		0.2	2		I2C, SPI
MPU-3050	XYZ	250–2000		0.6		0.2	2	0.1	I2C
MPU-3300	XYZ	225, 450		0.03		0.2	2	0.1	I2C, SPI

Návrh a identifikace rozšířeného modelu MEMS gyroskopu

Typ	Osy	Rozsah [°/s]	BW [Hz]	ARW [°/√h]	BI [°/h]	Lin. [%]	CAS [%]	GS [deg/s/g]	IF
-----	-----	-----------------	------------	---------------	-------------	-------------	------------	-----------------	----

Epson

XV-3500CB	Z	100				5			A
XV-3700CB	Z	300+1500				5			A
XV-8100CB	Z	60				0.5	5		A
XV-8100CB	Z	100		0.24		0.5	5		A
XV-9100	X/Z	100							
XV-9300	X/Z	300							

Imego

IBG21	XYZ	400	256	0.3		0.025	0.05		A
-------	-----	-----	-----	-----	--	-------	------	--	---

Honeywell

HG1930-CA50	XYZ		50	0.125/0.09	1				RS422
HG1930-BA50	XYZ		50	0.125/0.09	1.5				RS422
HG1930-AA50	XYZ		50	0.175	1.5				RS422
GG5300	XYZ	360/720	100	< 0.2	< 70				A, D

Kionix

KGY12	2	256-2048	80	4.8					I2C, SPI
KGY13	XYZ	256-2048	80	7.2					I2C, SPI
KGY23	XYZ	256-2048	160	1.8					I2C
KGYS3	XYZ	256-2048	160	1.8					SPI

Maxim Integrated

MAX21000	XYZ	31.25-2000	400	0.45	4	0.2	1		I2C, SPI
MAX21001	XYZ	31.25-2000	400	0.45	4	0.5	1		I2C, SPI
MAX21002	XYZ	31.25-2000	400	0.45	4	0.2	1		I2C, SPI
MAX21003	XYZ	31.25-2000	400	0.45	4	0.2	1		I2C, SPI

Melexis

MLX90609N2	Z	75	75	1.8		0.5	1		A, SPI
MLX90609E2	Z	150	75	1.8		0.5	1		A, SPI
MLX90609R2	Z	300	75	1.8		0.5	1		A, SPI

muRata (VTI)

SCR1100-D02	X	100	50	0.45	2.1	0.5	1.7	0.1	SPI
SCR1100-D04	X	300	50	0.68	1	0.5	1.7	0.1	SPI
ENC-03	X	300	50			5			A
MEV-50		70				5			A

Northrop Grumman

MAG-16	1	150	350	1.8	10	1			A
--------	---	-----	-----	-----	----	---	--	--	---

Panasonic

EWTS9	XY	300							A, SPI
EWTS64	X	300					5		A
EWTS86	Z	60							A

Senodia

SX030H	X	300+1350					2		A, I2C
SZ007A	Z	75-300						0.1	A, SPI
SZ030H	Z	300+1350	140						A, I2C
SZ0304CN	Z	300+1350	100			1			A, I2C
SD003G	XY	31-250					2		
ST200G	XYZ	250-2000					2		I2C

Návrh a identifikace rozšířeného modelu MEMS gyroskopu

Typ	Osy	Rozsah [°/s]	BW [Hz]	ARW [°/√h]	BI [°/h]	Lin. [%]	CAS [%]	GS [deg/s/g]	IF
-----	-----	-----------------	------------	---------------	-------------	-------------	------------	-----------------	----

Sensoror

SAR10	Z	250	50			0.3	4	0.3	SPI
SAR10H	Z	100	50			0.3	4	0.3	SPI
SAR100-100	Z	100	50	1.2	72	0.1		0.05	SPI
SAR100-250	Z	250	50	1.8	72	0.1		0.05	SPI
SAR100-400	Z	400	50	1.8	72	0.1		0.05	SPI
SAR150-100	Z	100	50	0.65	72	0.1		0.01	SPI
SAR150-250	Z	250	50	0.8	50	0.1		0.01	SPI
ISIM202	XYZ	400	262	0.2	0.5	0.02		0.002	RS422
ISIM210	XYZ	400	262	0.15	0.5	0.002		0.002	RS422

Silicon Sensing

CRM100	Z	75–900	160	0.28	24–40	0.06	5	0.077	A, SPI
CRM200	X	75–900	160	0.28	24–40	0.06	5	0.077	A, SPI
CRG20-01	Z	75/300	40			0.1	2		A, SPI
CRG20-02	Z	300	75			0.1	2		A, SPI
CRG20-22	Z	300	100			0.1	2		A, SPI
CRG20-12	Z	800	40			0.15	2		A, SPI
CRS03-01S	Z	100	10			0.5	5	0.1	A
CRS03-04S	Z	200	10			0.5	5	0.1	A
CRS03-05S	Z	80	10			0.5	5	0.1	A
CRS05-01	Z	50	80			1	5	0.025	A
CRS05-02	Z	200	30			1	5	0.025	A
CRS05-75	Z	75	40			1	5	0.025	A
CRS07-11S	Z	573	30			0.5	5	0.1	A
CRS07-13S	Z	100	10			0.5	5	0.1	A
CRS09-01	Z	200	55			0.1	2		A
CRS09-02	Z	100	55			0.1	2		A
CRS09-11	Z	200	55			0.1	2		A
CRS09-12	Z	100	55			0.1	2		A
SIRRS01-01	Z	110	50			1			A
SIRRS01-03	Z	300	50			1			A
SIRRS01-05	Z	50	50			1			A
SIRRS01-07	Z	1500	50			1			A
SIRRS01-09	Z	200	50			1			A

Systron Donner

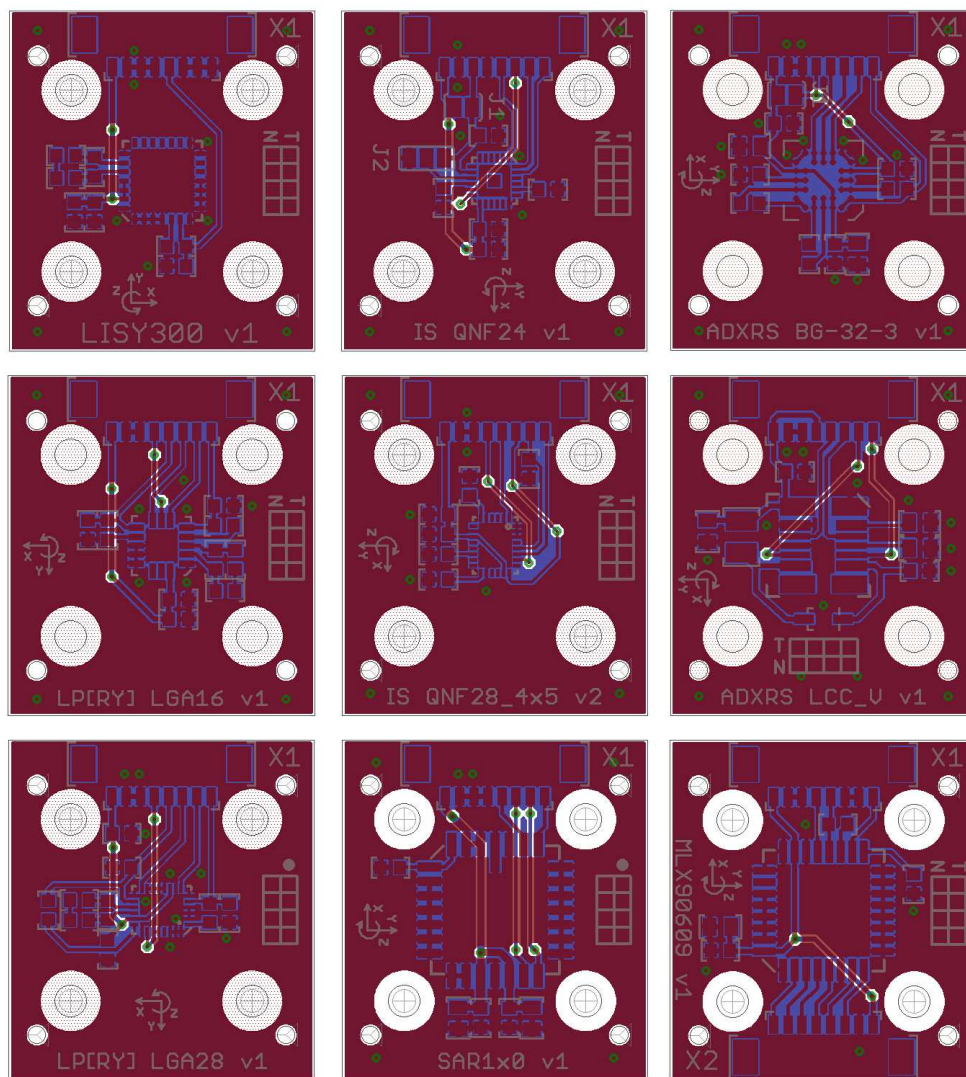
QRS116	1	100	60	0.12		0.05		0.02	A
QRS11	1	100	60	0.6		0.05		0.02	A
SDG500	1	100	60	0.3	20	0.05		0.06	A
SDG1000	1	200	100	0.1	5.8	0.03		0.01	A
QRS14-102	1	50–500	50	3		0.05		0.06	A
QRS14-103	1	50–500	50	1.2		0.05		0.06	A
HZ1-100	1	100	60	1.5		0.05		0.06	A
HZ1-90	1	90	18	1.5		0.05		0.06	A
LCG50-0020	1	20	60	0.3		0.05		0.05	A
LCG50-0100	1	100	60	0.3		0.05		0.05	A
LCG50-0250	1	250	60	0.36		0.05		0.05	A
LCG50-0500	1	500	60	0.6		0.05		0.05	A
SDD3000-A00	1	500		0.01	0.5	0.05		0.0003	RS232/422
SDD3000-B00	1	500		0.02	0.97	0.05		0.0003	RS232/422
SDD3000-C00	1	500		0.02	0.97	0.05		0.0003	RS232/422
QRS28-00100	1	100	110	0.3		0.05			A
QRS28-00200	1	200	110	0.3		0.05			A
QRS28-00400	1	400	110	0.4		0.05			A

Typ	Osy	Rozsah [°/s]	BW [Hz]	ARW [°/√h]	BI [°/h]	Lin. [%]	CAS [%]	GS [deg/s/g]	IF
-----	-----	-----------------	------------	---------------	-------------	-------------	------------	-----------------	----

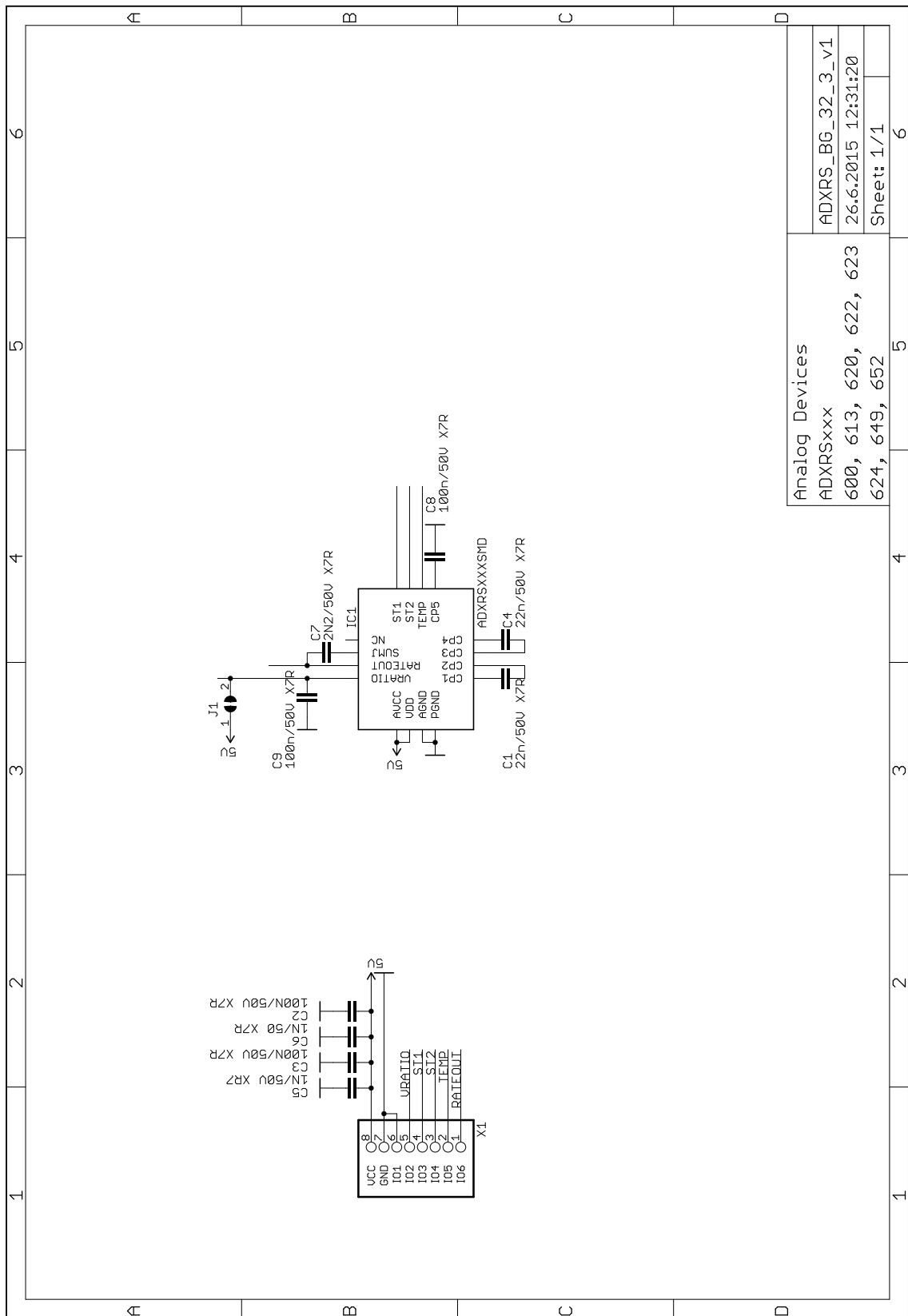
ST Microelectronics

LISY300	Z	300	88	6		0.8			A
LY330	Z	300	140	0.84		1			A
LY503	Z	30+120	140	0.84		1			A
LY530	Z	300+1200	140	2		1			A
LY3100	Z	1000	140	1		1			A
LY3200	Z	2000	140	4.5		1			A
LPY403	XZ	30+120	140	0.6		1			A
LPY410	XZ	100+400	140	0.84		1			A
LPY430	XZ	300+1200	140	1.1		1			A
LPY450	XZ	500+2000	140	1.5		1			A
LPY503	XZ	30+120	140	0.84		1			A
LPY510	XZ	100+400	140	1		1			A
LPY530	XZ	300+1200	140	2		1			A
LPY4150	XZ	1500+6000	140	4.5		1			A
LPR403	XY	30+120	140	0.6		1			A
LPR410	XY	100+400	140	0.84		1			A
LPR430	XY	300+1200	140	1.1		1			A
LPR450	XY	500+2000	140	1.5		1			A
LPR503	XY	30+120	140	0.9		1			A
LPR530	XY	300+1200	140	2.1		1			A
LPR4150	XY	1500+6000	140	4.5		1			A
LPR5150	XY	1500+6000	140	10.5		1			A
L2G2IS	XY	100/200							SPI
L2G3IS	XY	65/130							SPI
L3G3IS	XYZ	65/130							SPI
L3G462A	XYZ	625	140	1		0.5			A
L3G3200D	XYZ	250-2000		1.8		0.2			I2C, SPI
L3G4200D	XYZ	250-2000		1.8		0.2			I2C, SPI
L3G4IS	XYZ	250-2000		1.8		0.2			I2C, SPI
L3GD20	XYZ	250-2000		1.8		0.2			I2C, SPI
L3GD20H	XYZ	245-2000		0.66		0.2			I2C, SPI
A3G4250D	XYZ	245		1.8		0.2			I2C, SPI

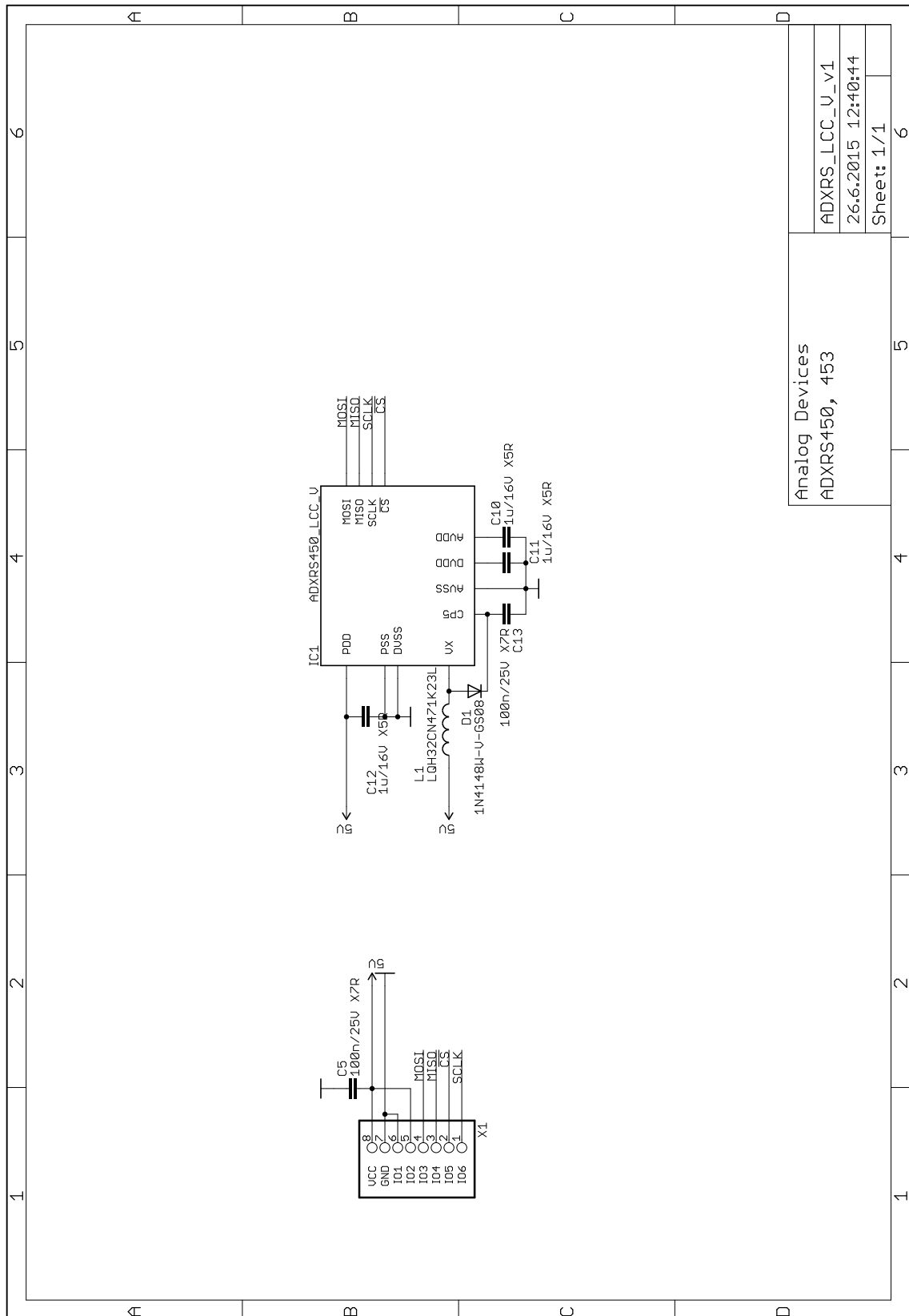
D VÝKRESY



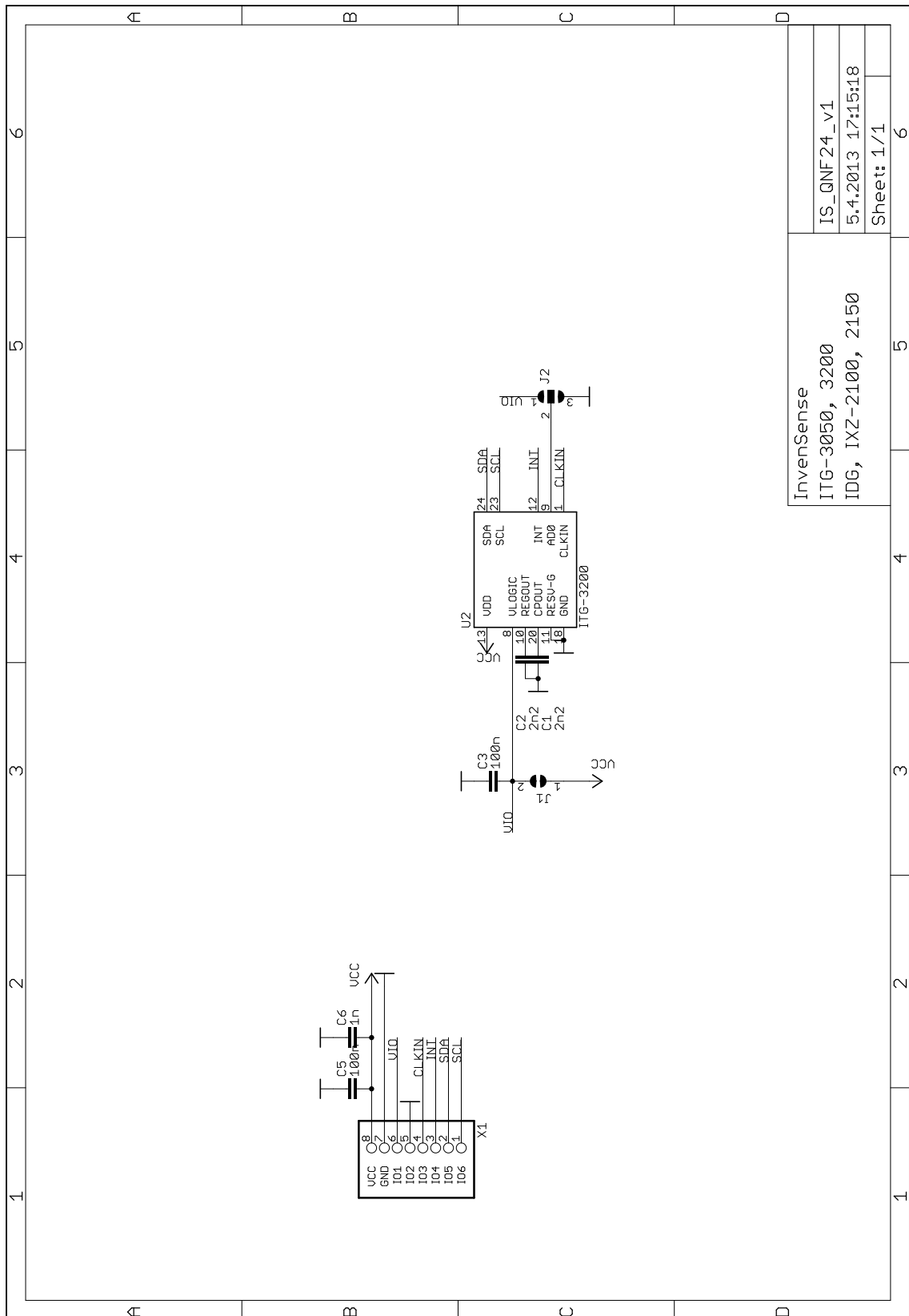
Obr. D.1: Univerzální DPS pro různé typy gyroskopů (1.5:1)



Obr. D.2: Schéma univerzální DPS pro gyroskopy Analog Devices (BGA32)

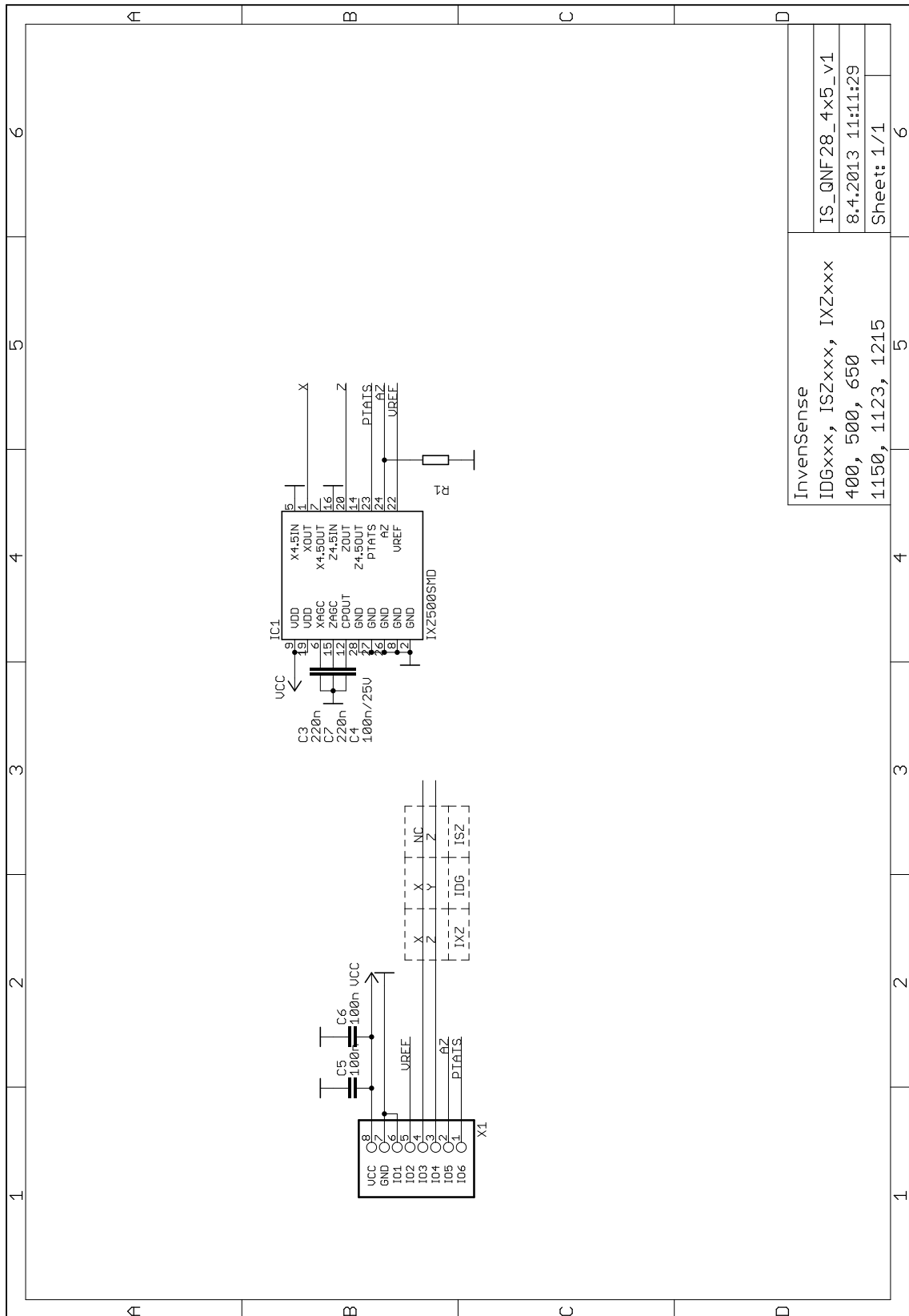


Obr. D.3: Schéma univerzální DPS pro gyroskopy Analog Devices (LCCV)

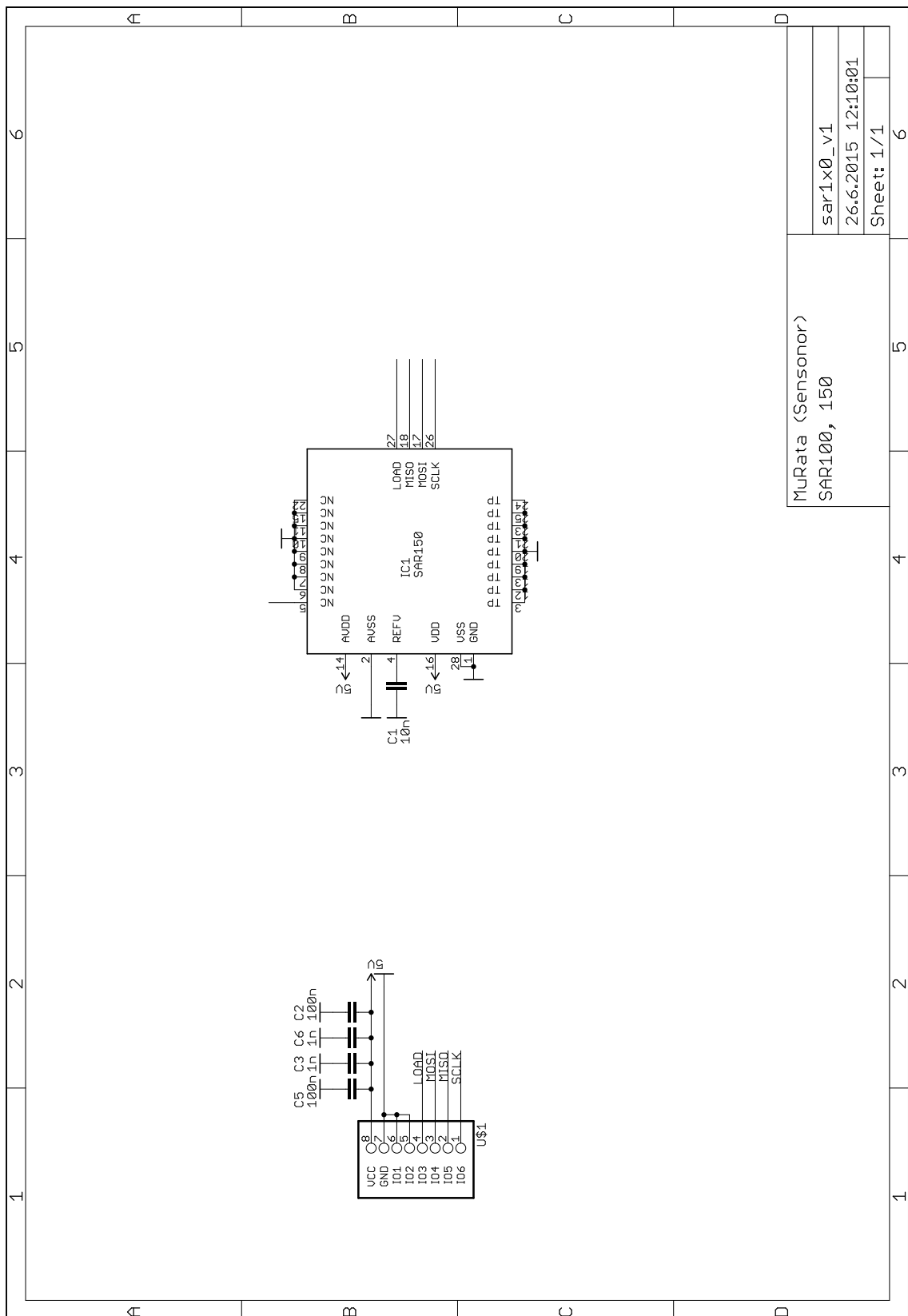


InvenSense	IS_QNF24_v1
ITG-3050, 3200	5.4.2013 17:15:18
IDG, IXZ-2100, 2150	Sheet: 1/1

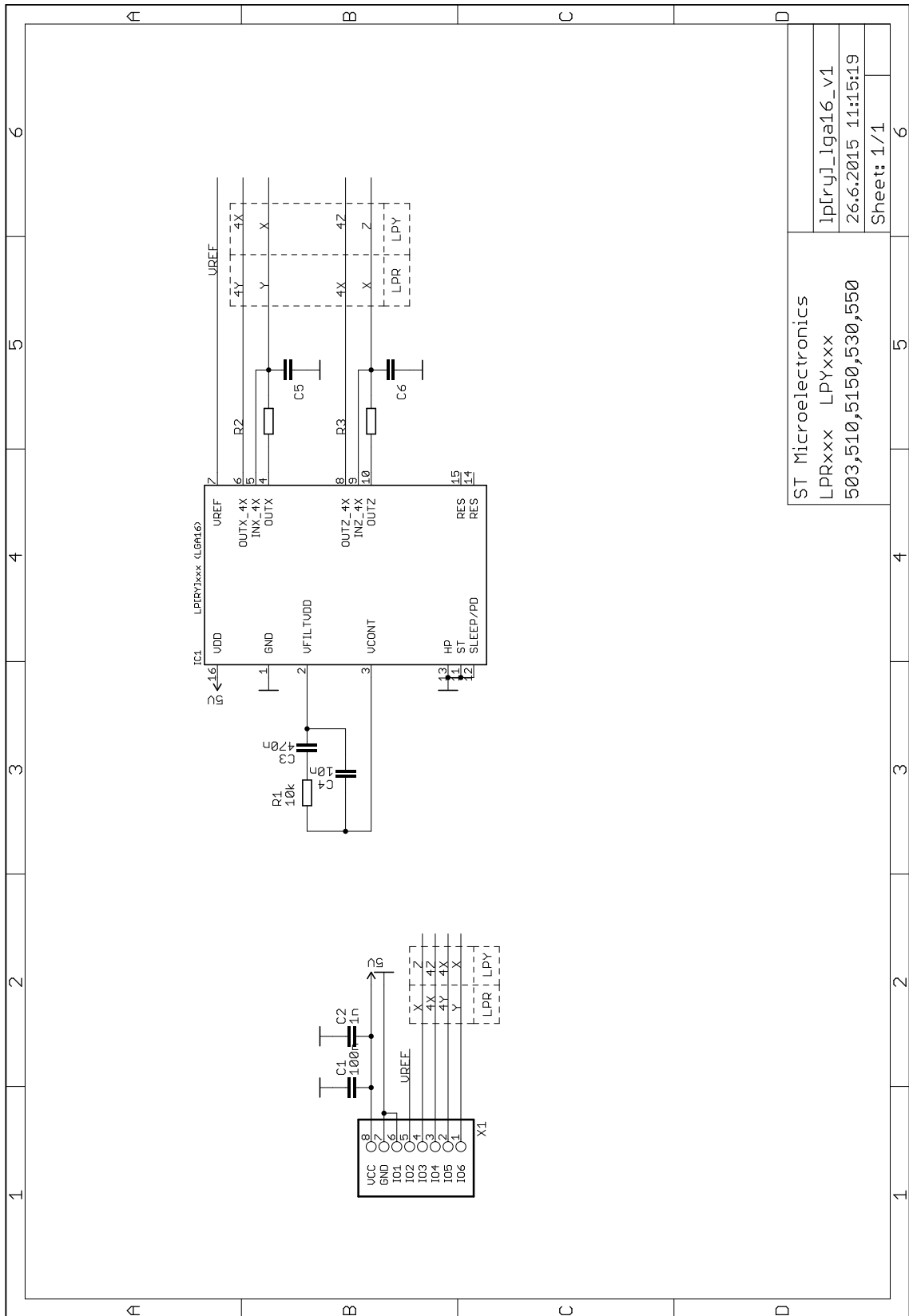
Obr. D.4: Schéma univerzální DPS pro gyroskopy Inven Sense (QNF24)



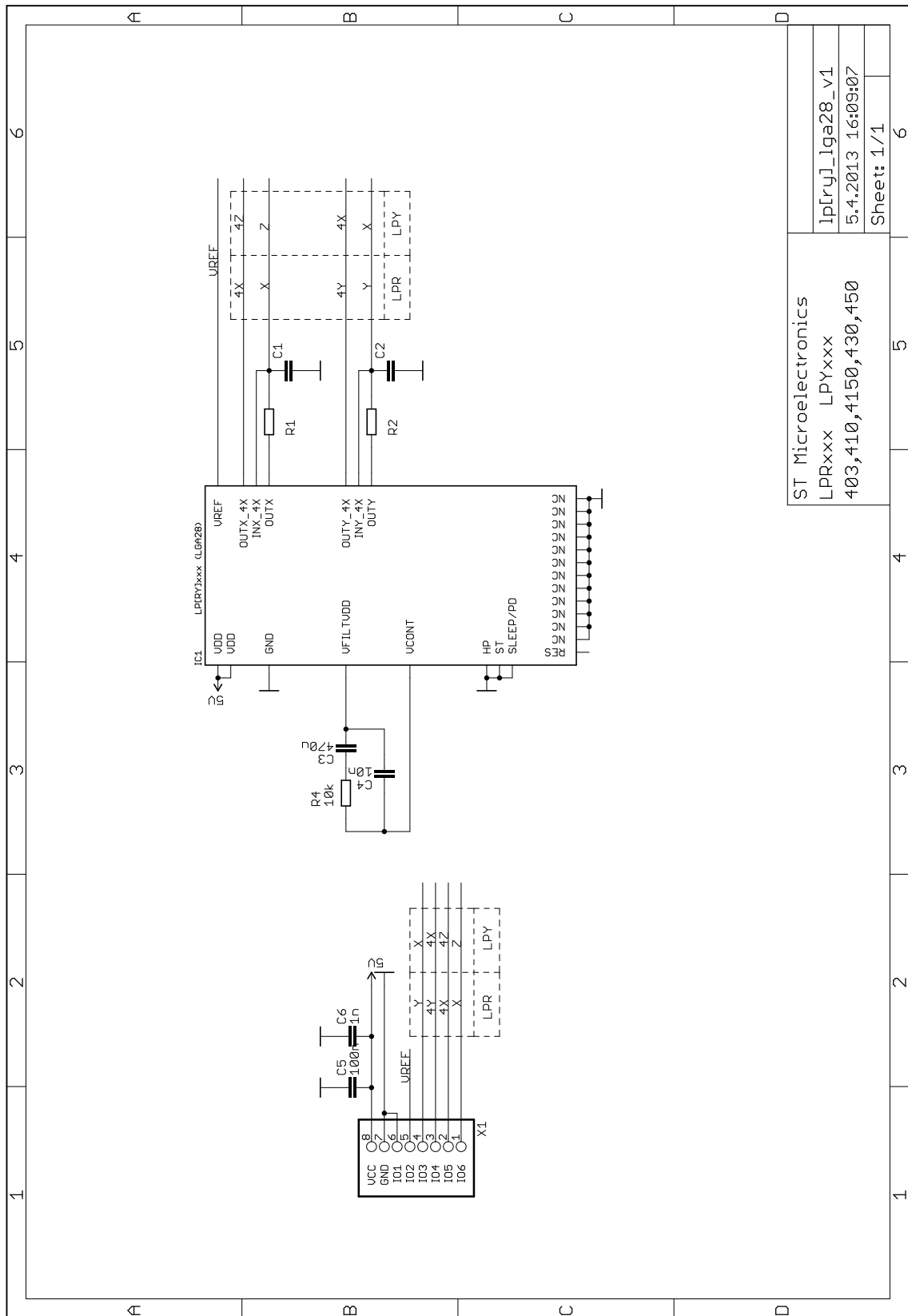
Obr. D.5: Schéma univerzální DPS pro gyroskopy Inven Sense (QNF28)



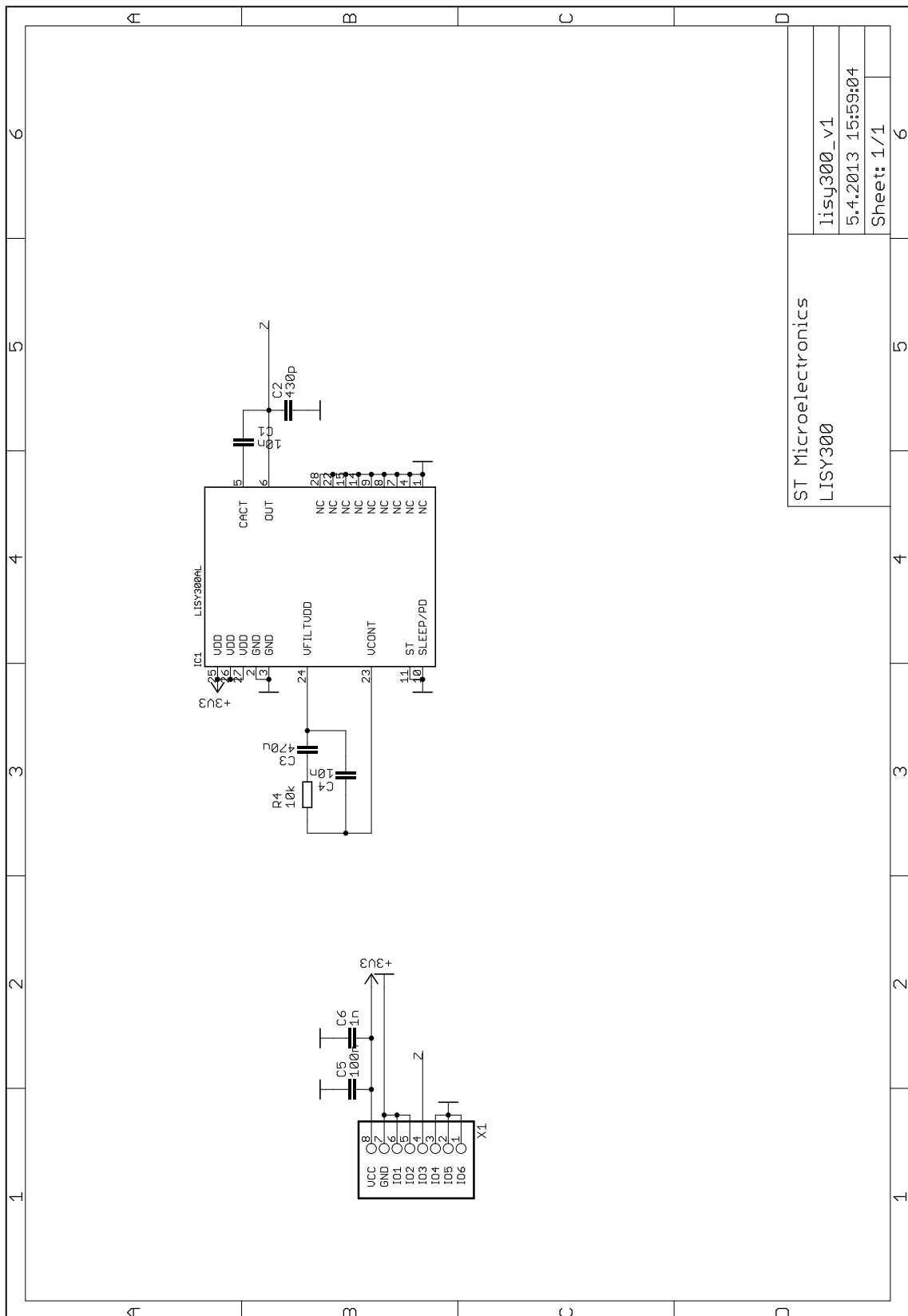
Obr. D.7: Schéma univerzální DPS pro gyroskopy Sensoror (SAR150)



Obr. D.8: Schéma univerzální DPS pro gyroskopy ST Microelectronics (LGA16)

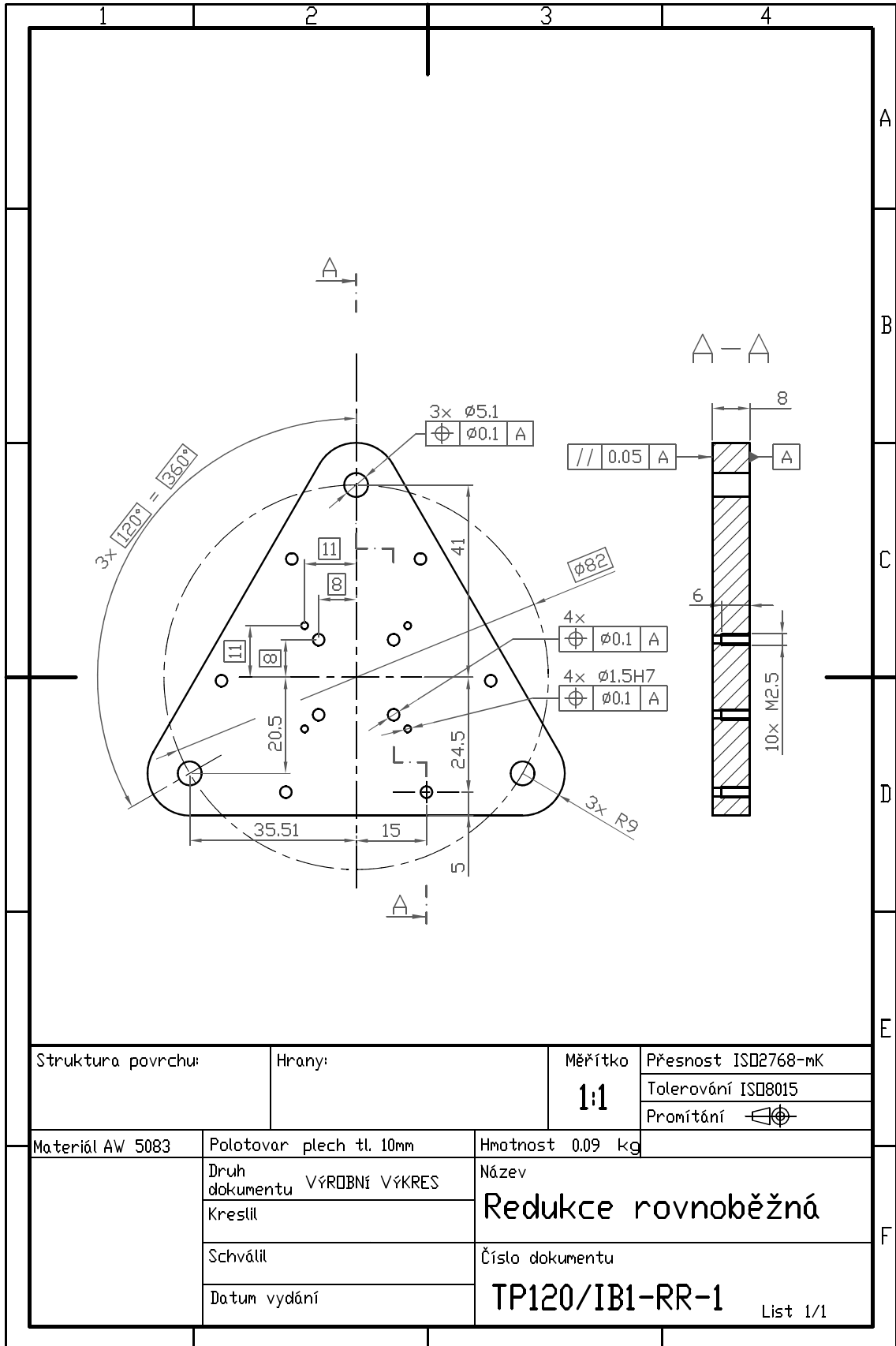


Obr. D.9: Schéma univerzální DPS pro gyroskopy ST Microelectronics (LGA28)

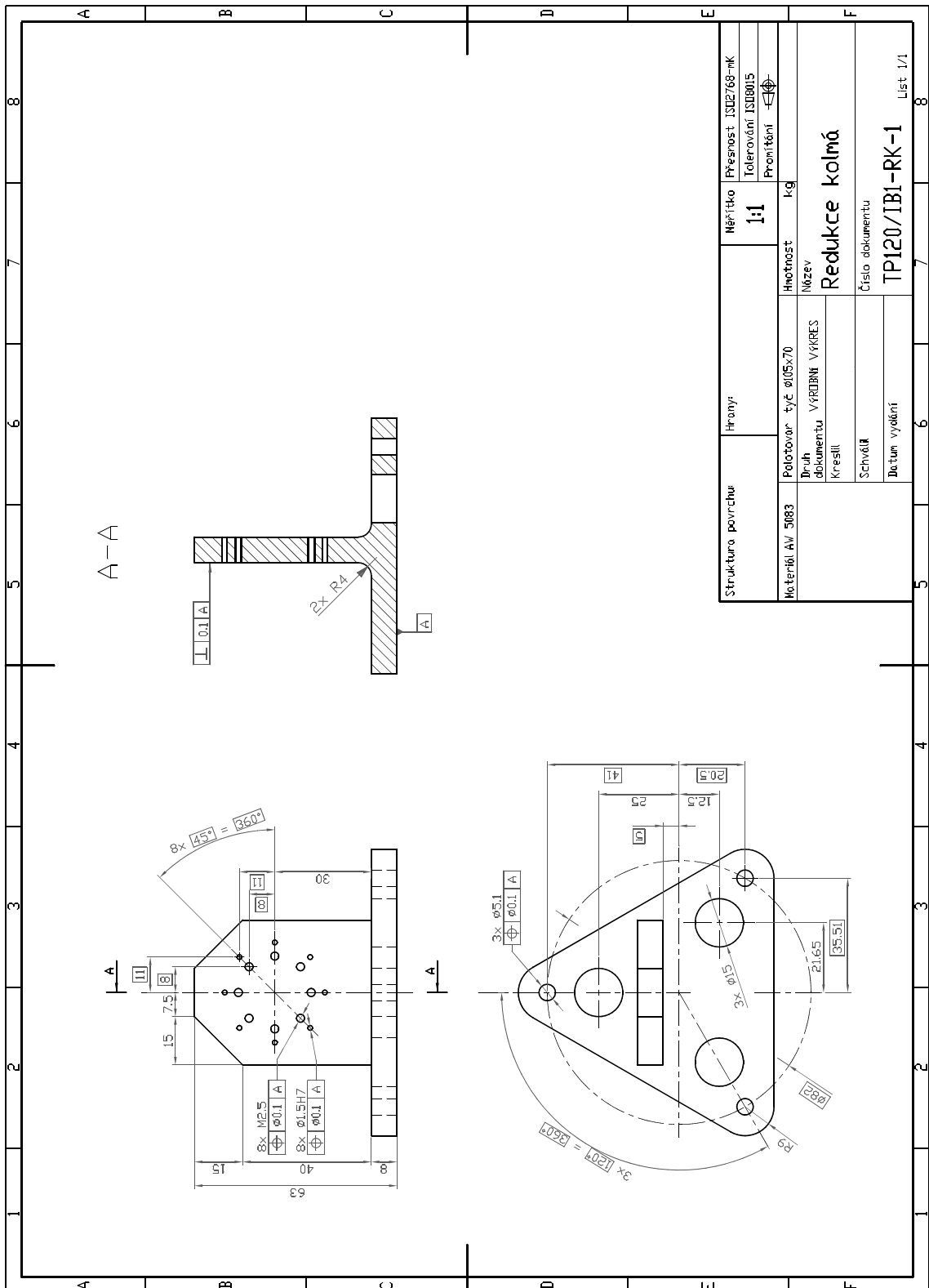


ST Microelectronics	
LISY300	
lisy300_v1	6
5.4.2013 15:59:04	5
Sheet: 1/1	6

Obr. D.10: Schéma univerzální DPS pro gyroskopy ST Microelectronics (LISY300)



Obr. D.11: Redukce pro rovnoběžné uchycení gyroskopu



Obr. D.12: Redukce pro kolmé uchycení gyroskopu