



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV MIKROELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF MICROELECTRONICS

**NOVÁ METODA ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ
ZE SNÍMAČE ABSOLUTNÍ POZICE**

NOVEL METHOD TO EVALUATE SIGNALS FROM ABSOLUTE POSITION ENCODER

DIZERTAČNÍ PRÁCE

DOCTORAL THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Ing. Vojtěch Dvořák

ŠKOLITEL

SUPERVISOR

doc. Ing. Lukáš Fojcik, Ph.D.

BRNO 2021

ABSTRAKT

Práce je věnována vývoji a implementaci nové metody výpočtu pozice ze signálů snímače absolutní pozice Vernierova typu. Nová metoda byla vyvinuta pro zvýšení spolehlivosti určení pozice v aplikacích, kdy se vlastnosti snímače pozice mění vlivem okolního prostředí či stárnutím v průběhu života. V první části textu práce jsou představeny doposud využívané metody výpočtu pozice a identifikovány jejich limity, především vzhledem ke změně charakteristik snímače. Následně je odvozena nová metoda, detailně analyzována z hlediska robustnosti a přesnosti výpočtu pozice a představena referenční implementace do cílového obvodu FPGA. V závěru práce jsou uvedeny testy, které byly provedeny pro ověření funkčnosti a vlastností nové metody ve vzorové aplikaci, kde tato metoda našla své uplatnění.

KLÍČOVÁ SLOVA

Snímače absolutní pozice, Vernierův princip, noniový princip, FPGA

ABSTRACT

The thesis is focused on development and implementation of novel method to estimate position with absolute position encoder utilizing Vernier principle. The novel method was developed to ensure higher reliability of position estimation in applications where characteristics of position sensors are affected by environment or due to ageing of components in lifetime. In the first part of the thesis, an overview of common methods to evaluate signals of position encoder is provided together with analysis of their limits in case of drift of characteristics of position sensor itself. The novel method is derived and deeply analysed in the second part of the thesis and reference implementation into FPGA circuit is presented. The last part of the thesis summarizes tests conducted to verify functionality and properties of the novel method in real application.

KEYWORDS

Absolute position sensor, Vernier principle, Nonius principle, FPGA

PROHLÁŠENÍ

Prohlašuji, že jsem disertační práci na téma „Nová metoda zpracování signálů ze snímače absolutní pozice“ vypracoval samostatně pod vedením školitele doc. Ing. Lukáše Fujcika, Ph.D. s použitím literatury uvedené v kapitole „Seznam použité literatury“.

Brno 15. 12. 2021

Vojtěch Dvořák

PODĚKOVÁNÍ

Chtěl bych zde poděkovat všem, kteří mi byli nápomocni při realizaci této práce. Dík patří především mému školiteli doc. Ing. Lukáši Fujcikovi, Ph.D. za metodické vedení a rady v průběhu psaní této práce. Mé poděkování patří také kolegům z Ústavu Mikroelektroniky, především Ing. Mariánu Pristachovi, Ph.D., Ing. Marku Bohrnovi, Ph.D. a Ing. Martinu Šťávovi, Ph.D. za pomoc a náměty při řešení především technických a praktických problémů spojených s touto prací. Rád bych také poděkoval Dr. Alessiu Bologninimu, který provedl velké množství testů pro ověření mých nápadů a ochotně poskytl náměty a připomínky. V neposlední řadě patří velký dík mé přítelkyni Anežce, která po celou dobu tvorby této práce projevovala nezměrnou trpělivost.

Obsah

Seznam obrázků	3
Seznam tabulek	5
Úvod	6
1 Současný stav	8
1.1 Snímač absolutní pozice Vernierova typu	10
1.1.1 Chyby snímače pozice	13
1.1.2 Matematický model snímače pozice	17
1.2 Metody vyhodnocení signálů snímače pozice	20
1.2.1 Interpolace úhlu pomocí goniometrických funkcí	21
1.2.2 Interpolace úhlu pomocí fázového závěsu	25
2 Cíle dizertační práce	30
3 Numerická metoda výpočtu pozice	31
3.1 Model snímače pozice	32
3.1.1 Ideální model	33
3.1.2 Úplný model	34
3.1.3 Zjednodušený model	35
3.2 Vyhodnocení podobnosti mezi snímačem a modelem	42
3.2.1 Součet absolutních hodnot rozdílů	44
3.2.2 Součet čtverců rozdílů	46
3.3 Postup výpočtu pozice numerickou metodou	49
3.4 Tolerance metody ke změně parametrů snímače	54
3.4.1 Robustnost metody v režimu úplného prohledávání	55
3.4.2 Tolerance metody v režimu zrychleného prohledávání	61
3.5 Vliv rozlišení na přesnost výpočtu	64
3.6 Přesnost výpočtu pozice numerickou metodou	66
3.7 Shrnutí	69
4 Implementace numerické metody v FPGA	71
4.1 Obecná struktura výpočtu pozice v FPGA	71
4.2 Architektura modulu výpočtu pozice v FPGA	75
4.3 Návrh modulu výpočtu pozice	81
4.3.1 Reprezentace čísel v modulu výpočtu pozice	81
4.3.2 Návrh parametrů dílčích bloků	83

4.3.3	Struktura modulu výpočtu pozice a výsledky implementace	87
5	Výpočet pozice v reálné aplikace	90
5.1	Počáteční kalibrace	96
5.2	Testování	99
5.2.1	Přesnost výpočtu pozice vzhledem k referenčnímu snímači	99
5.2.2	Termovakuové testy	100
6	Závěr	103
	Seznam použité literatury	105
	Seznam použitých symbolů, veličin a zkratk	109
	Přílohy	112
A.	Simulace přesnosti vypočtené pozice v závislosti na různých parametrech ..	112

Seznam obrázků

Obr. 1: Snímač absolutní pozice Vernierova typu (převzato z [6])	11
Obr. 2: Princip snímání pozice, převzato z [6]	11
Obr. 3: Čtecí hlava snímače pozice, převzato z [7].....	12
Obr. 4: Náhradní obvodové schéma čtecí hlavy snímače.....	12
Obr. 5: Průběhy signálů generovaných snímačem.....	13
Obr. 6: Chyba snímače vlivem pohybu rotační osy mechanismu.....	15
Obr. 7: Aproximace pohybu rotační osy mechanismu	16
Obr. 8: Základní schéma výpočtu pozice	20
Obr. 9: Závislost rozlišení vypočtené pozice na bitovém rozlišení při interpolaci pomocí goniometrické funkce	23
Obr. 10: Závislost chyby vypočtené pozice na chybě korekce koeficientů při interpolaci pomocí goniometrické funkce.....	24
Obr. 11: Schéma fázového závěsu pro interpolaci úhlu v periodě.....	25
Obr. 12: Závislost chyby vypočtené pozice na rychlosti otáčení pro fázový závěs.....	28
Obr. 13: Závislost chyby vypočtené pozice na chybě korekce koeficientů při interpolaci pomocí fázového detektoru.....	29
Obr. 14: Koncept numerické metody zpracování signálů ze snímače absolutní pozice .	32
Obr. 15: Zjednodušený model senzoru pro případ $N_1 = 35$, $N_2 = 34$	38
Obr. 16: Nespojitost zjednodušeného modelu	39
Obr. 17: Princip výpočtu koeficientů při aktualizaci zjednodušeného modelu	41
Obr. 18: Princip detekce začátku periody založený na určení kvadrantů.....	41
Obr. 19: Parciální rozdíly mezi průběhem snímače a ideálním modelem.....	44
Obr. 20: Průběh rozdílové funkce (součet absolutních rozdílů) na jedné pozici	45
Obr. 21: Průběh rozdílové funkce (součet absolutních rozdílů) pro sousední pozice.....	46
Obr. 22: Průběh rozdílové funkce (součet čtverců rozdílů) na jedné pozici	47
Obr. 23: Průběh rozdílové funkce (součet čtverců rozdílů) pro sousední pozice	48
Obr. 24: Odlišnost rozdílové funkce při posunu pozice	48
Obr. 25: Výpočet pozice numerickou metodou	50
Obr. 26: Přepínání režimů numerické metody.....	53
Obr. 27: Sekvence výpočtu pozice numerickou metodou	53
Obr. 28: Chyba pozice v závislosti na chybě snímače	57
Obr. 29: Robustnost jako rozdíl mezi sousedními periodami.....	58

Obr. 30: Rozdíl mezi sousedními periodami v závislosti na pozici.....	59
Obr. 31: Tolerance metody ke změně parametrů snímače v závislosti na počtu zubů ...	60
Obr. 32: Maximální chyba výpočtu pozice v závislosti na chybě signálů snímače.....	62
Obr. 33: Chyba výpočtu pozice při ztrátě jednoho signálu snímače.....	63
Obr. 34: Chyba výpočtu pozice při ztrátě jednoho signálu snímače po aktualizaci koeficientů	63
Obr. 35: Maximální chyba výpočtu pozice v závislosti na bitovém rozlišení signálů....	64
Obr. 36: Maximální chyba výpočtu pozice v závislosti na úhlovém rozlišení modelu...	65
Obr. 37: Chyba výpočtu pozice vlivem podvzorkování modelu snímače.....	66
Obr. 38: Chyba výpočtu pozice pro vybrané parametry.....	68
Obr. 39: Obecná struktura výpočtu pozice v obvodu FPGA	72
Obr. 40: Obecné schéma řízení otáčení modelu	73
Obr. 41: Obecné schéma generátoru modelu.....	74
Obr. 42: Schéma výpočtu podobnosti	74
Obr. 43: Architektura jednoduchého zřetězení výpočtu pozice.....	77
Obr. 44: Architektura plného zřetězení výpočtu pozice se zřetězením datové cesty	79
Obr. 45: Příklad paralelní architektury výpočtu pozice pro Spar = 4.....	80
Obr. 46: Výpočet čísla periody a úhlu v periodě pro průběh \sin_N1	84
Obr. 47: Výpočet hodnoty sinu pomocí náhledové tabulky (LUT)	85
Obr. 48: Schéma modulu výpočtu pozice.....	87
Obr. 49: Stavový diagram ukazatele stopy	88
Obr. 50: Zjednodušená struktura systému pro testování výpočtu pozice	91
Obr. 51: Schéma měřicího obvodu jednoho signálu snímače.....	92
Obr. 52: Frekvenční charakteristika přístrojového zesilovače s integrovaným filtrem ..	93
Obr. 53: Sekvence měření signálů pozičního snímače.....	94
Obr. 54: Princip automatické aktualizace koeficientů.....	95
Obr. 55: Ukázka průběhů signálů snímače	96
Obr. 56: Průběhy charakteristik modelu snímače	97
Obr. 57: Teplotní charakteristika snímače pozice.....	98
Obr. 58: Mechanismus s připojeným referenčním snímačem pozice	99
Obr. 59: Chyba pozice vzhledem k referenčnímu snímači pozice.....	100
Obr. 60: Teplotní profil komory během TVAC testů.....	101
Obr. 61: Spolehlivost metody bez kompenzace teplotní závislosti amplitudy	101
Obr. 62: Spolehlivost metody s kompenzací teplotní závislosti amplitudy	102

Seznam tabulek

Tab. 1: Oprava úhlu podle kvadrantu signálu.....	22
Tab. 2: Paměťová náročnost ideálního modelu pozičního senzoru	33
Tab. 3: Paměťová náročnost zjednodušeného modelu pozičního senzoru.....	40
Tab. 4: Volba architektury v závislosti na maximální době výpočtu.....	81
Tab. 5: Využití zdrojů a maximální pracovní kmitočet pro FPGA Xilinx Spartan 6	89
Tab. 6: Hodnoty součástek v měřicím obvodu signálu snímače.....	93
Tab. 7: Spolehlivost výpočtu pozice přes teplotní rozsah	102

Úvod

Elektrické motory jsou dnešní době přítomné prakticky ve všech oblastech lidské činnosti. První stejnosměrné motory pochází z počátku 19. století a jejich otáčení bylo zajištěno mechanickou komutací pomocí kartáčů přivádějící napětí na rotor motoru. V druhé polovině 19. století se pak objevily první bezkartáčové stejnosměrné motory, u kterých byla komutace zajištěna elektricky změnou polaritu přiloženého napětí. Dnes existují stejnosměrné motory různých konstrukcí, velikostí a výkonů a své uplatnění nacházejí v rozličných mechanismech, od malých motorů pro ovládání přesných vědeckých přístrojů až po velké a výkonné motory pohánějící tramvaje či lokomotivy.

Díky pokrokům v oblasti integrace elektroniky v 70. a 80. letech 20. století bylo možné v těchto mechanismech využívat stále pokročilejší metody řízení ve snaze dosáhnout lepší přesnosti a účinnosti. Nejlepších výsledků pak bylo dosaženo při použití vektorového řízení. U vektorového řízení jsou kontrolovány fázové proudy tak, aby maximální část proudu tekoucího do motoru byla využita pro vytváření točivého momentu [1]. Díky tomu lze dosáhnout vysoké účinnosti řízení a zároveň hladkého průběhu momentu, a v důsledku i rychlosti otáčení a přesnosti nastavení pozice mechanismu. Nutnou podmínkou pro správnou funkci vektorového řízení motorů je znalost okamžitého úhlu natočení mezi statorem a rotorem v každé regulační periodě. Toho lze nejlépe dosáhnout tak, že na ose otáčení mechanismu je osazen nějaký snímač pozice. V této práci bude představen nový přístup k výpočtu pozice ze signálů jednoho takového snímače. Vývoj nové metody byl motivován specifickými požadavky z průmyslu, především pak potřeby vysoké spolehlivosti v nepříznivých environmentálních podmínkách při dosažení velké přesnosti určení pozice vědeckého instrumentu. Jak bude v práci ukázáno, tato nová metoda zpracování signálů snímače je tolerantní k chybám, které jsou s reálným snímačem pozice neodlučitelně spjaté.

V textu předložené dizertační práce bude čtenář nejprve seznámen se snímačem pozice, pro který byla tato metoda primárně určena a blíže popsány doposud využívané způsoby výpočtu pozice. Dále je stanoven cíl práce, který vychází z limitace známých metod výpočtu při snaze splnit požadavky na vysokou spolehlivost výpočtu pozice. Následně je představena koncepce nové metody, která se od přechozích způsobů liší už v samotném přístupu k řešení problému. Dílčí kroky při výpočtu pozice touto novou

metodou jsou postupně odvozeny a její přesnost i robustnost demonstrována řadou analýz.

Tato nová metoda byla vyvinuta s ohledem na vhodnost její implementace do obvodu FPGA. V práci jsou uvedeny příklady různých architektur, které umožňují škálování rychlosti a přesnosti výpočtu pozice v závislosti na parametrech cílového systému. Pro vybranou architekturu je též představen postup při odvození dílčích parametrů a proveden odhad potřebných hardwarových zdrojů. V závěru práce je ukázán vzorový systém pro řízení mechanismu, ve kterém tato metoda našla své uplatnění. S tímto systémem byla následně provedena řada testů, jejichž výsledky demonstrují splnění požadavků na nový způsob výpočtu pozice i při praktickém použití.

1 Současný stav

V současnosti existuje na trhu velké množství snímačů pozice lišící se v mnoha aspektech a každý z nich je pak vhodný pro jinou cílovou aplikaci. Základní vlastností všech snímačů pozice je však převod informace o pozici na elektrickou veličinu, ze které lze pozici následně určit. Běžně je také dostupný celý systém senzoru pozice, který je kromě samotného snímače doplněn také elektronikou pro zpracování signálů. Při volbě vhodného snímače pro cílovou aplikaci je tedy nutné vyhodnotit velké množství mnohdy protichůdných požadavků a nalézt vhodný kompromis.

Jako minimální sadu požadavků, vztahující se k systému pro určení pozice, lze stanovit požadovanou přesnost vypočtené pozice, fyzické rozměry snímače pro umístění do mechanismu a také tolerance k vlivům prostředí, ve kterém bude mechanismus provozován. V případě, že je snímač doplněn také elektronikou pro zpracování jeho signálů, je třeba také zvážit, zda taková elektronika splňuje požadavky na dobu výpočtu a rozlišení vypočtené pozice, nebo také jakým způsobem je hodnota pozice předávána dalším částem systému (např. typ datové linky, formát vypočtené pozice, atd.). Zřejmě budou kladeny jiné požadavky na snímání pozice u velkých rychle se otáčejících strojů v průmyslu než u malého zařízení pro přesné nastavení optického systému ve vědeckém instrumentu.

Pro zjednodušení výběru je možné různé snímače pozice kategorizovat do několika skupin podle kritérií, které pak definují jejich vlastnosti. Takových způsobů rozdělení existuje velké množství a jedná se například o rozdělení:

- podle principu činnosti (mechanické, odporové, magnetické, optické atd.),
- podle způsobu odměřování (absolutní, inkrementální),
- podle průběhu výstupního signálu (spojité, číslicové) nebo
- podle dráhy (lineární, rotační).

Princip činnosti snímače závisí na fyzikálním jevu, na kterém je převod měřené veličiny na veličinu elektrickou založen. Je to tedy klíčový parametr každého snímače a jako takový má dominantní vliv na přesnost a rozlišení pozice. Zároveň však může limitovat použití snímače v zamýšleném prostředí. Například optický snímač bude více citlivý na prašnost prostředí než snímač odporový. Naopak, tento může být více náchylný ke změnám teploty okolního prostředí.

Inkrementální snímač určuje pouze relativní pozici vůči nějakému vztažnému bodu a obvykle je doplněn dalším snímačem pro identifikaci jedinečné pozice. Všechny další pozice jsou pak určeny počtem inkrementů od onoho vztažného bodu. Oproti tomu *absolutní snímač* pozice poskytuje přímo hodnotu pozice a novou pozici lze určit i bez znalosti pozice předchozí. Způsob odměřování je pak třeba zvolit podle toho, zda je například možné mechanismem nejprve otáčet pro určení vztažného bodu, či zda je třeba identifikovat správnou pozici hned při prvním výpočtu.

Průběh výstupního signálu definuje formát, jakým je informace o pozici předávána dále. Snímač pozice se spojitým výstupním signálem udává informaci jako napětí či proud v rámci pracovního rozsahu. Mnohdy se jedná o pouhý převod měřené veličiny (např. u odporového snímače pozice bude informace o pozici přímo napětí změřené na odporovém elementu snímače), ale může být také doplněn elektronikou pro korekci chyb výstupního signálu či přizpůsobení výstupního odporu snímače.

Snímač pozice s číslicovým výstupem udává informaci o pozici jako diskrétní hodnoty. V takovém případě je snímač obvykle doplněn elektronikou pro převod spojitě hodnoty a systémem pro zpracování dat. Formát výstupu pak záleží na měřené hodnotě a rozlišení převodu do číslicové oblasti.

Rozdělení snímačů podle *dráhy* závisí na měřené veličině. Lineární snímač pozice se uplatní tam, kde je třeba měřit vzdálenost v jednom či více směrech, rotační snímač pak určuje úhel natočení systému.

V případě snímače pozice je nutné ještě rozlišovat dva pojmy, a to *přesnost* a *rozlišení* vypočtené pozice. Přesnost pozice je dána absolutní chybou určení pozice a zahrnuje chyby pocházející ze snímače samotného, jeho osazení v mechanismu a chyby zpracování signálů snímače. Rozlišení pozice je pak definováno jako opakovatelnost určení pozice. Například u rotačního snímače se jedná o rozdíl mezi vypočtenou hodnotou stejné pozice v jednotlivých otočkách.

Úplný výčet všech možných principů převodu a jejich vlastností by vydal na samostatnou knihu, jak se čtenář může přesvědčit např. v [2]. Pro účely této práce bude v následující kapitole představen pouze jeden typ snímače, pro který je nová metoda výpočtu pozice určena, a následně budou rozebrány známé metody vyhodnocení signálů z takového snímače pozice.

1.1 Snímač absolutní pozice Vernierova typu

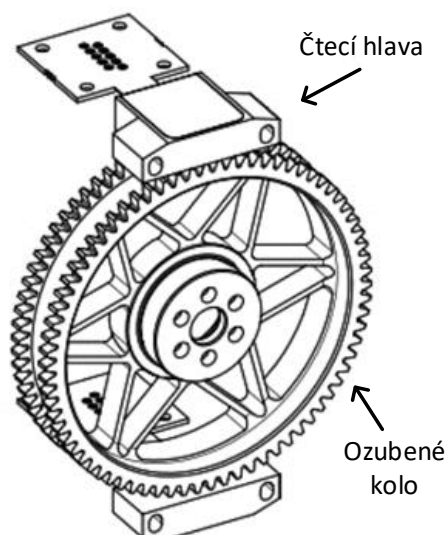
Snímač absolutní pozice, jak už název napovídá, převádí pozici či úhel natočení na nějakou elektrickou veličinu, která je unikátní pro každou pozici. V nejjednodušším případě je pozice přímo převedena na napětí. S takovým jednoduchým příkladem je však spojen zřejmý problém, neboť rozlišení pozice je přímo úměrné rozlišení výstupního napětí. Maximální rozlišení pozice je pak dáno rozlišením převodníku A/D a zároveň ovlivněno šumem, nelinearitou převodníku a dalšími chybami v elektronice. V praxi je tento problém řešen rozdělením na více signálů, do kterých je informace o pozici zakódována. Při kódování pozice je však nutné zajistit, aby byla stále zajištěna definující vlastnost takového snímače, tedy musí poskytovat informaci o absolutní pozici. V literatuře lze nalézt různé způsoby, jak takové kódování provést (např. [3]).

Jednou z možných cest, která bude uvažována v této práci, je využít noniový princip, také znám jako Vernierův princip [4]. Jedná se o způsob, jak dosáhnout vyššího rozlišení s využitím dvou drah s různou škálou. První dráha se nazývá hlavní stopa a je rozdělena na N_1 kroků. Druhá dráha, nazývána noniová stopa, je rozdělena na N_2 kroků. Pro platnost Vernierova principu je nutné splnit podmínku (1).

$$N_2 = N_1 - 1 \text{ pro všechna } N_1 > 2 \quad (1)$$

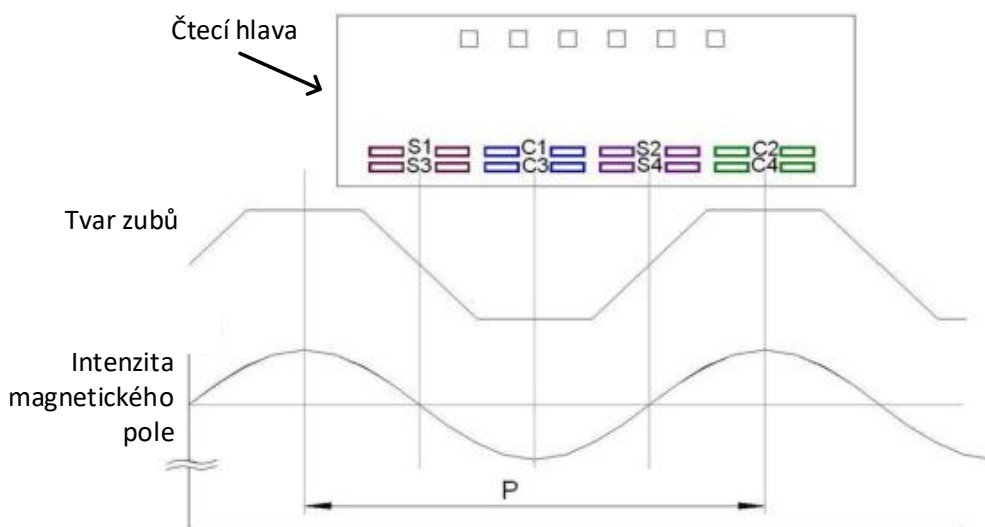
Tento princip je znám už dlouhou dobu a byl využíván pro přesná astronomická měření od 16. století [4] a i v dnešní době stále nachází uplatnění. Čtenář se s praktickým využitím Vernierova principu mohl setkat například při přesném měření délky pomocí šuplery nebo mikrometru.

Výše zmíněná šuplera je nejjednodušší příklad lineárního snímače absolutní pozice. V této práci bude použit jiný typ snímače, a to rotační snímač, který namísto pozice udává úhel o natočení. Teoreticky lze funkci snímače pozice využívající Vernierova principu založit na různých fyzikálních principech. Snímač, který pro tuto práci zvolen, využívá ke své činnosti magnetické pole měnící se v průběhu otáčení. Bližší informace o takovém snímači může čtenář nalézt ve [6] a [7]. Tento snímač absolutní pozice je složen ze dvou základních částí, ozubeného kola snímače a čtecí hlavy. Kolo snímače obsahuje dvojici stop o různém počtu zubů N_1 a N_2 je obvykle pevně spojeno s pohyblivou částí mechanismu. Čtecí hlava je osazena na statickou část mechanismu. Při pohybu mechanismu tedy dochází k otáčení kola vzhledem ke čtecí hlavě a výstupem je měnící se napětí v závislosti na úhlu natočení. Ukázka takového snímače pozice je na obr. 1.



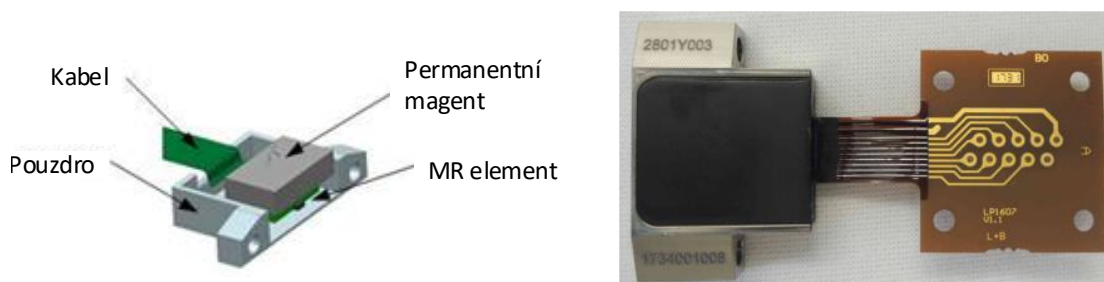
Obr. 1: Snímač absolutní pozice Vernierova typu (převzato z [6])

Čtecí hlava snímače obsahuje dva důležité prvky, permanentní magnet vytvářející magnetické pole a prvek, který je citlivý na změnu magnetického pole. Tímto prvkem je magnetorezistivní element [5], jenž v závislosti na intenzitě magnetického pole mění svůj odpor. Princip činnosti takového snímače je následující: Permanentní magnet vytváří magnetické pole, které se uzavírá přes ozubené kolo z feromagnetivního materiálu. Díky přítomnosti zubů se v průběhu otáčení mění vzdálenost permanentního magnetu a feromagnetického materiálu kola, což způsobuje změnu intenzity v prostoru mezi magnetem a kolem, kde je umístěn magnetorezistivní element. Průběh intenzity magnetického pole v závislosti na tvaru zubů kola je vyobrazen na obr. 2.



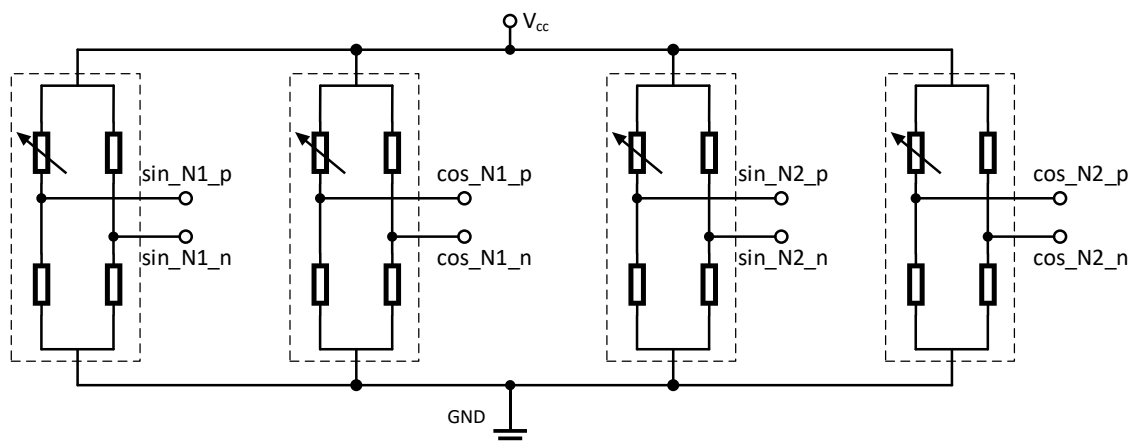
Obr. 2: Princip snímání pozice, převzato z [6]

Vnitřní uspořádání čtecí hlavy je možné vidět na obr. 3. Kromě už výše zmíněného permanentního magnetu, obsahuje čtecí hlava čtyři snímací elementy, dvojici pro každou stopu. Každá dvojice elementů, měřící intenzitu magnetického pole na stejné stopě, je vůči sobě posunuta o takovou vzdálenost, aby fázový posun mezi výstupními měnicími se signály byl 90° .



Obr. 3: Čtecí hlava snímače pozice, převzato z [7]

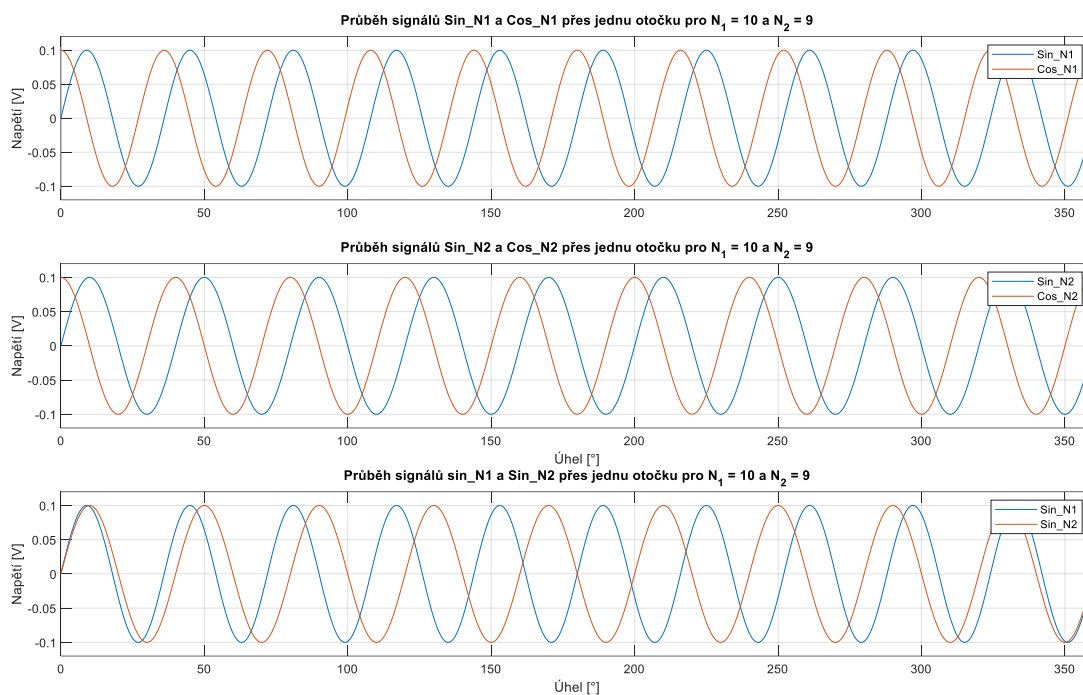
Jednotlivé magnetorezistivní elementy jsou zapojeny ve Wheatstonově můstku (obr. 4), čímž je zajištěn převod změny hodnoty odporu na změnu rozdílového napětí a tímto je potlačen vliv napájecího napětí na střední hodnotu výstupních signálů.



Obr. 4: Náhradní obvodové schéma čtecí hlavy snímače

V průběhu otáčení mechanismu tento snímač generuje čtveřici rozdílových napětí, které díky tvarům zubů a charakteru magnetorezistivního prvku vytváří harmonické průběhy jako jsou zobrazeny na obr. 5. Tyto signály budou v dalším textu označovány $\sin_{N1_{sw}}$, $\cos_{N1_{sw}}$, $\sin_{N2_{sw}}$ a $\cos_{N2_{sw}}$.

Poznámka: Pro označení signálů a parametrů vztahovaných ke snímači pozice bude použita přípona sw (z anglického sensor wheel).



Obr. 5: Průběhy signálů generovaných snímačem

Jak výrobce takového snímače uvádí v [6], rozlišení pozice je limitováno počtem zubů, což je parametr závislý na velikosti kola snímače. Při implementaci do mechanismu je pak třeba nalézt kompromis mezi velikostí kola (a tedy počtem zubů) a požadovaným rozlišením. Přesnost určení pozice dle [6] nelze definovat pouze na základě parametrů kola snímače a je třeba vzít v potaz i chyby, které jsou s tímto typem snímače spojeny a také metodu vyhodnocení signálů. Chyby snímače budou popsány v následující kapitole a taktéž bude identifikován jejich vliv na průběhy signálů snímače.

1.1.1 Chyby snímače pozice

Chyby pojící se s pozičním snímačem je možné rozdělit dle doby jejich trvání. Jedná se o chyby trvalé, chyby dlouhodobé a o chyby krátkodobé projevující se v průběhu jedné otočky. Chyby trvalé jsou dány především výrobní tolerancí jednotlivých komponent snímače a v průběhu života se nemění. Dlouhodobé chyby jsou takové, které se pozvolna mění v průběhu života, obvykle pak kvůli vlivům okolí. Chyby v průběhu jedné otočky jsou pak charakteristické svojí opakovatelností v jednotlivých otáčkách.

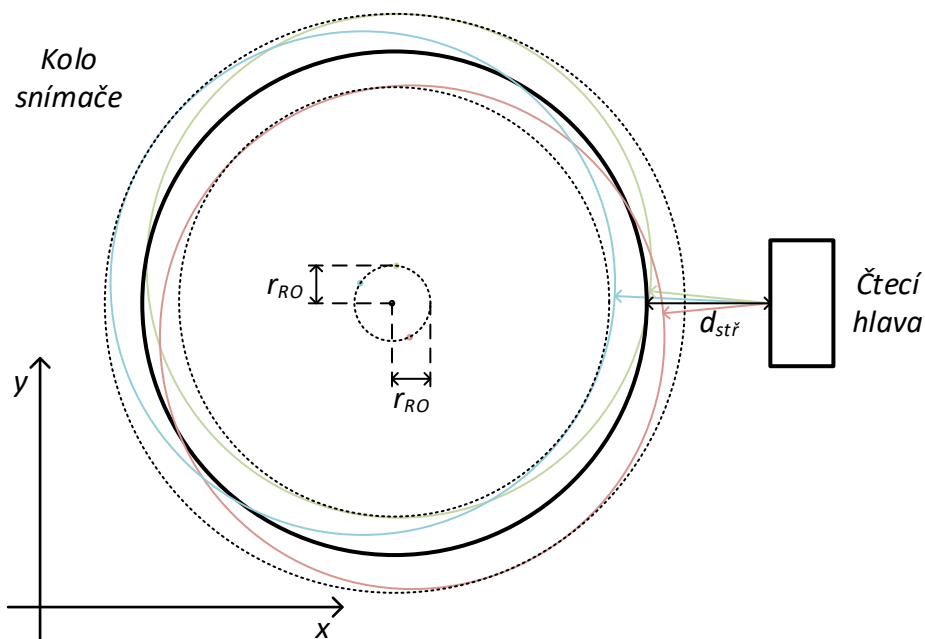
V kontextu této a dalších kapitol je třeba na chyby snímače pozice nahlížet spíše jako na jeho *vlastnosti*. Snímač pozice je tedy stále schopen generovat opakovatelné průběhy jednoznačně identifikující pozici, avšak tyto průběhy se liší od ideálních průběhů, a je třeba s těmito vlastnostmi počítat při zpracování dat.

Mezi *trvalé chyby* patří především nepřesnostmi při výrobě samotného snímače pozice a následné osazení kola snímače a čtecí hlavy na mechanismus. Výrobní tolerance ovlivňují například tvar zubů na kole snímače, které, pokud se liší od ideálního tvaru, zanášejí při otáčení vyšší harmonické do signálů generovaných snímačem. Další trvalou chybou je posun střední hodnoty signálů snímače. Ta je dána především tolerancí hodnot součástek ve Wheatstonově můstku a sesazením čtecí hlavy a kola snímače. V tomto případě je třeba uvažovat dvě chyby střední hodnoty, a to na jednotlivých rozdílových signálech a pak i střední hodnoty souhlasného signálu vypočteného z rozdílových signálů. V prvním případě se jedná o limitující faktor při návrhu zesilovače, kdy není vhodné zesilovat jednotlivé rozdílové signály, neboť by mohlo dojít k jejich saturaci, a naopak je nutné provést až zesílení souhlasného napětí odvozeného z rozdílu signálů. Druhý zmíněný posun střední hodnoty pak limituje zisk zesilovače, neboť je nutné při volbě zesílení zabránit saturaci souhlasného napětí. Vlivem výrobní tolerance čtecí hlavy a sesazení snímače v mechanismu je také možné, že dvojice elementů, měřící intenzitu magnetického pole na stejné stopě, je vůči sobě posunuta o jinou vzdálenost než 90° . Tato chyba pak způsobí konstantní fázový posun mezi dvojicemi signálu $\{\sin_{N1_{sw}}, \cos_{N1_{sw}}\}$ a $\{\sin_{N2_{sw}}, \cos_{N2_{sw}}\}$.

Mezi *dlouhodobé vlivy* ovlivňující chování snímače lze zařadit stárnutí prvků ve čtecí hlavě a změnu okolní teploty. Na průběhy signálů snímače pozice má vliv především teplota, která ovlivňuje rezistivitu magnetorezistivní elementu. Výrobce představeného snímače v [6] uvádí lehce rozporuplné informace, kdy na jedné straně je uvedeno, že snímač není citlivý na změnu teploty, na další straně však teplotu považuje za jeden z vlivů, který ovlivňuje přesnost pozice. Na základě měření provedených například v [7] nebo [8] se však zdá, že s magnetorezistivním elementem je vždy spojen teplotní drift jeho rezistivity.

Chyby v rámci jedné otočky jsou způsobeny otáčením samotného mechanismu. Na průběhy signálů snímače má vliv především jeden nežádoucí jev, kterému se však nelze vždy vyvarovat, a to nesouhlas rotační osy mechanismu a středu kola snímače. Vlivem takové chyby se při otáčení mechanismu bude střed kola snímače pohybovat po kružnici. Toto má dopad na vzdálenost mezi okrajem kola snímače a čtecí hlavou. Při měnící se vzdálenosti se pak mění intenzita magnetického pole a v důsledku toho také hodnota rezistivity magnetorezistivního elementu a průběhy signálů snímače. Podobný efekt nastává i v případě, že dochází k pohybu rotační osy mechanismu,

kdy v nejjednodušším případě rotační osa při svém pohybu vytváří kužel, který pak v průniku s rovinou kola snímače tvoří kružnici. V obecném případě je pohyb středu kola snímače jen obtížně předvídatelný, protože je závislý na toleranci při výrobě jednotlivých komponent mechanismu, a lze jej změřit až po jeho sestavení. Nejjednodušší způsob pohybu kola snímače je naznačen na obr. 6, a to včetně pozice kola snímače při natočení na trojici různých úhlů (barevné průběhy). Čárkované průběhy značí vnější a vnitřní obrys, který kolo snímače vykreslí během otáčení.



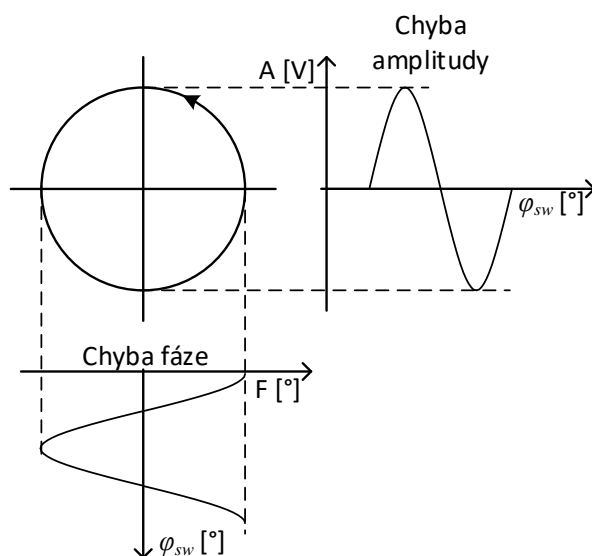
Obr. 6: Chyba snímače vlivem pohybu rotační osy mechanismu

Pohyb rotační osy mechanismu probíhá ve dvou osách, které jsou na obr. 6 označeny jako osy x a y . Pohyb v ose x určuje vzdálenost, o kterou se kolo snímače přiblíží ke čtecí hlavě. Jak už bylo několikrát zmíněno, se změnou vzdálenosti kola a čtecí hlavy se mění intenzita magnetického pole, a tedy i hodnota výstupních signálů. První chybou, kterou lze v tomto případě identifikovat, je *změna amplitudy v průběhu jedné otočky* na všech signálech snímače.

Druhou chybu, která tímto jevem vzniká, pak lze nalézt v pohybu kola ve směru osy y . Při tomto pohybu dochází k posunu pozice zubů na kole snímače vzhledem ke čtecí hlavě. Ve výstupních signálech se toto při konstantní rychlosti otáčení bude jevit jako *mění se frekvence signálů*. Nezávisle na rychlosti pohybu se pak jedná o *změnu fáze v průběhu jedné otočky*.

Velikost výše identifikovaných změn průběhů signálů závisí na parametrech zvoleného snímače a mechanismu, tedy na velikosti kola snímače, vzdálenosti okraje kola a čtecí

hlavy a na poloměru kružnice, kterou opisuje střed kola snímače. Takovou chybu je obtížné kvantifikovat. Z nákresu na obr. 6 však lze určit alespoň jejich přibližný průběh. Pro odvození přibližného tvaru chyb bude uvažováno malé zjednodušení. Střed kola snímače při pohybu opisuje kružnici, je tedy možné tvrdit že podobnou dráhu bude opisovat i okraj kola snímače nejbližše čtecí hlavě. Vzdálenost a úhlovou chybu lze pak vnímat jako projekci pohybu bodu po kružnici do dvou os, jak je naznačeno na obr. 7. Výsledkem této projekce je v případě změny amplitudy sinusový průběh a kosinový průběh chyby fáze.



Obr. 7: Aproximace pohybu rotační osy mechanismu

Taková aproximace je skutečně jen přibližná podoba průběhů obou chyb hned z několika důvodů. Prvním z nich je fakt, že nejkratší vzdálenost mezi snímacím elementem a kolem snímače není dána jen pohybem v jedné ose, ale je třeba uvažovat pohyb v obou osách x i y , neboť nejbližší bod na kole snímače je určen průsečíkem spojnice středu kola a čtecí hlavy. Tento bod je různý od bodu nejvyššího vychýlení kola snímače v ose x . Při malém poloměru pohybu rotační osy r_{RO} je však rozdíl ve vzdálenostech obou bodů a čtecí hlavy zanedbatelný. Tato aproximace také předpokládá, že všechny jevy spojeny se snímačem pozice jsou lineární. To obecně nemusí platit a pro určení přesné hodnoty průběhů chyb by bylo třeba modelovat intenzitu magnetického pole a výslednou hodnotu rezistivity při dané intenzitě.

Je také třeba si uvědomit, že tento nejjednodušší pohyb je spíše jen teoretický předpoklad a v mechanismu bude docházet k více takovým pohybům zároveň. Nejjednodušší kruhový pohyb zde byl představen především kvůli snadné ukázce vlivu

pohybu mechanismu na průběhy signálů. Tento modelový případ také bude v průběhu této práce sloužit jako základ pro simulační modely všude tam, kde bude nutné zvážit reálné průběhy snímače pro výpočet pozice.

Pro úplnost je vhodné zmínit, že úhel 0° vztažený k signálům snímače pozice nemusí nutně odpovídat úhlu 0° mechanismu. Toto není považováno za chybu snímače samotného, nicméně je třeba počítat s nutností kompenzace úhlového posunu. Pro lepší přehlednost tato korekce nebude v rovnicích v dalším textu uvažována.

1.1.2 Matematický model snímače pozice

Snímač absolutní pozice představený v kapitole 1.1 je možné modelovat mnoha způsoby v závislosti na charakteru analýzy, pro kterou je takový model určen. V případě této práce, která se věnuje zpracování signálů generovaných snímačem, je třeba sestavit model popisující průběhy výstupních signálů v závislosti na úhlu natočení. Při analýzách provedených v této práci pak bude takový matematický model používán. Obecný předpis libovolného snímače pozice, jenž generuje čtveřici signálů v závislosti na aktuálním úhlu natočení φ_{sw} , je možné stanovit jako v (2).

$$\{\sin_{N1_{sw}}, \cos_{N1_{sw}}, \sin_{N2_{sw}}, \cos_{N2_{sw}}\} = f(\varphi_{sw}) \quad (2)$$

V prvním kroku je vhodné začít u jednoduchého modelu, který ještě neobsahuje chyby identifikované v předchozí kapitole. V takovém případě se jedná o *matematický model ideálního snímače pozice*, který v průběhu otáčení generuje harmonické průběhy, ovlivněné pouze konstantní amplitudou každého signálu a s konstantní střední hodnotou. Předpis pro ideální snímač pozice založen na Vernierově principu je možné odvodit z popisu snímače v kapitole 1.1. Tento snímač generuje N_1 a N_2 period sinusového a kosinového průběhu přes jednu otočku. Takové chování lze zapsat pomocí sady rovnic (3). Přestože takový model zřejmě nereflektuje reálné chování snímače pozice, bude užitečný při stanovení některých vlastností různých metod výpočtu pozice.

$$\begin{aligned} \sin_{N1_{sw,ideal}}(\varphi_{sw}) &= g_{sw,\sin_{N1}} * \sin(N_1 * \varphi_{sw}) + o_{sw,\sin_{N1}} \\ \cos_{N1_{sw,ideal}}(\varphi_{sw}) &= g_{sw,\cos_{N1}} * \cos(N_1 * \varphi_{sw}) + o_{sw,\cos_{N1}} \\ \sin_{N2_{sw,ideal}}(\varphi_{sw}) &= g_{sw,\sin_{N2}} * \sin(N_2 * \varphi_{sw}) + o_{sw,\sin_{N2}} \\ \cos_{N2_{sw,ideal}}(\varphi_{sw}) &= g_{sw,\cos_{N2}} * \cos(N_2 * \varphi_{sw}) + o_{sw,\cos_{N2}} \end{aligned} \quad (3)$$

Kde:

φ_{sw} je úhel natočení snímače pozice v intervalu $(0^\circ, 360^\circ)$ nebo $(0 \text{ rad}, 2\pi \text{ rad})$

N_1 a N_2 je počet period/zubů na jednu celou otočku

$\sin_{N1_{sw,ideal}}(\varphi)$, $\cos_{N1_{sw,ideal}}(\varphi)$, $\sin_{N2_{sw,ideal}}(\varphi)$, $\cos_{N2_{sw,ideal}}(\varphi)$ jsou hodnoty pozičního senzoru na pozici φ_{sw}

$\mathcal{G}_{sw,\sin_{N1}}$, $\mathcal{G}_{sw,\cos_{N1}}$, $\mathcal{G}_{sw,\sin_{N2}}$, $\mathcal{G}_{sw,\cos_{N2}}$ jsou amplitudy jednotlivých signálů, přičemž amplituda je konstantní přes celou otočku

$\mathcal{O}_{sw,\sin_{N1}}$, $\mathcal{O}_{sw,\cos_{N1}}$, $\mathcal{O}_{sw,\sin_{N2}}$, $\mathcal{O}_{sw,\cos_{N2}}$ jsou střední hodnoty jednotlivých signálů, přičemž střední hodnoty je konstantní přes celou otočku

$\sin(\)$, $\cos(\)$ jsou goniometrické funkce sinus a kosinus

Jak bylo uvedeno, *matematický model reálného snímače pozice* se od ideálního snímače bude lišit přítomností chyb. Tyto chyby byly identifikovány v kapitole 1.1.1 včetně jejich dopadu na průběhy signálů. Model reálného snímače musí zahrnovat následující charakteristiku parametrů signálů:

- Amplituda je ovlivněna vzdáleností kola snímače a čtecí hlavy a sesouhlasením rotační osy mechanismu a středu kola snímače. Vlivem teplotní závislosti magnetorezistivního elementu ve čtecí hlavě se amplituda může měnit s teplotou okolí.
- Střední hodnota průběhů je dána počáteční tolerancí hodnot součástek ve čtecí hlavě, a tedy rozvážením můstku
- Fázová charakteristika je ovlivněna převedším sesouhlasením rotační osy mechanismu a středu kola snímače
- Tolerance při výrobě kola snímače může vést k nepřesnosti tvaru zubů, které se ve výstupním signálu projeví jako vyšší harmonické

Zahrnutím výše uvedených parametrů do modelu lze upravit popis modelu ideálního snímače (3) a sestavit sadu rovnic (4) udávající obecný předpis modelu reálného snímače. Takovýto model bude nadále v práci využíván tam, kde reálné průběhy mohou mít dopad na vlastnosti metody vyhodnocení. Typickým případem je přesnost výpočtu pozice, neboť při využití ideálního model by výsledky byly příliš optimistické a nerealistické. Je také třeba doplnit, že průběhy jednotlivých parametrů reálného snímače mohou být obecně jakékoliv. Při použití tohoto modelu pro simulace bude průběh amplitudy a fáze modelován pomocí aproximace představené v předchozí kapitole.

$$\begin{aligned}
 \sin_{N1_{sw}}(\varphi_{sw}) &= g_{sw,\sin_{N1}}(\varphi_{sw}, t_{env}) * \sin(N_1 * \varphi_{sw} + p_{sw,\sin_{N1}}(\varphi_{sw})) + o_{sw,\sin_{N1}}(\varphi_{sw}) \\
 &\quad + \sum_h g_{sw,\sin_{N1}}(P_{N1})[h] * \sin(h * N_1 * \varphi_{sw} + p_{sw,\sin_{N1}}(P_{N1})[h]) \\
 \cos_{N1_{sw}}(\varphi_{sw}) &= g_{sw,\cos_{N1}}(\varphi_{sw}, t_{env}) * \cos(N_1 * \varphi_{sw} + p_{sw,\cos_{N1}}(\varphi_{sw})) + o_{sw,\cos_{N1}}(\varphi_{sw}) \\
 &\quad + \sum_h g_{sw,\cos_{N1}}(P_{N1})[h] * \cos(h * N_1 * \varphi_{sw} + p_{sw,\cos_{N1}}(P_{N1})[h]) \\
 \sin_{N2_{sw}}(\varphi_{sw}) &= g_{sw,\sin_{N2}}(\varphi_{sw}, t_{env}) * \sin(N_2 * \varphi_{sw} + p_{sw,\sin_{N2}}(\varphi_{sw})) + o_{sw,\sin_{N2}}(\varphi_{sw}) \\
 &\quad + \sum_h g_{sw,\sin_{N2}}(P_{N2})[h] * \sin(h * N_2 * \varphi_{sw} + p_{sw,\sin_{N2}}(P_{N2})[h]) \\
 \cos_{N2_{sw}}(\varphi_{sw}) &= g_{sw,\cos_{N2}}(\varphi_{sw}, t_{env}) * \cos(N_2 * \varphi_{sw} + p_{sw,\cos_{N2}}(\varphi_{sw})) + o_{sw,\cos_{N2}}(\varphi_{sw}) \\
 &\quad + \sum_h g_{sw,\cos_{N2}}(P_{N2})[h] * \cos(h * N_2 * \varphi_{sw} + p_{sw,\cos_{N2}}(P_{N2})[h])
 \end{aligned} \tag{4}$$

Kde:

φ_{sw} je úhel natočení snímače absolutní pozice v intervalu $\langle 0^\circ; 360^\circ \rangle$ nebo $\langle 0; 2\pi \text{ rad} \rangle$

N_1 a N_2 je počet period/zubů na jednu celou otočku

$\sin_{N1_{sw}}(\varphi_{sw})$, $\cos_{N1_{sw}}(\varphi_{sw})$, $\sin_{N2_{sw}}(\varphi_{sw})$, $\cos_{N2_{sw}}(\varphi_{sw})$ jsou hodnoty snímače absolutní pozice na pozici φ_{sw}

$g_{sw,\sin_{N1}}(\varphi_{sw}, t)$, $g_{sw,\cos_{N1}}(\varphi_{sw}, t)$, $g_{sw,\sin_{N2}}(\varphi_{sw}, t)$, $g_{sw,\cos_{N2}}(\varphi_{sw}, t)$ jsou amplitudy jednotlivých signálů, přičemž amplituda je proměnná přes celou otočku a závislá na teplotě okolí t_{env}

$p_{sw,\sin_{N1}}(\varphi_{sw})$, $p_{sw,\cos_{N1}}(\varphi_{sw})$, $p_{sw,\sin_{N2}}(\varphi_{sw})$, $p_{sw,\cos_{N2}}(\varphi_{sw})$ jsou fázové charakteristiky jednotlivých signálů

$o_{sw,\sin_{N1}}(\varphi_{sw})$, $o_{sw,\cos_{N1}}(\varphi_{sw})$, $o_{sw,\sin_{N2}}(\varphi_{sw})$, $o_{sw,\cos_{N2}}(\varphi_{sw})$ jsou střední hodnoty jednotlivých signálů, přičemž střední hodnota je proměnná přes celou otočku

h je index vyšší harmonické; $h > 1$

P_{N1} a P_{N2} je aktuální perioda senzoru na průběhu N_1 , resp. N_2

$g_{sw,\sin_{N1}}(P_{N1})[h]$, $g_{sw,\cos_{N1}}(P_{N1})[h]$, $g_{sw,\sin_{N2}}(P_{N2})[h]$, $g_{sw,\cos_{N2}}(P_{N2})[h]$ jsou amplitudy jednotlivých vyšších harmonických vztaženy k periodě

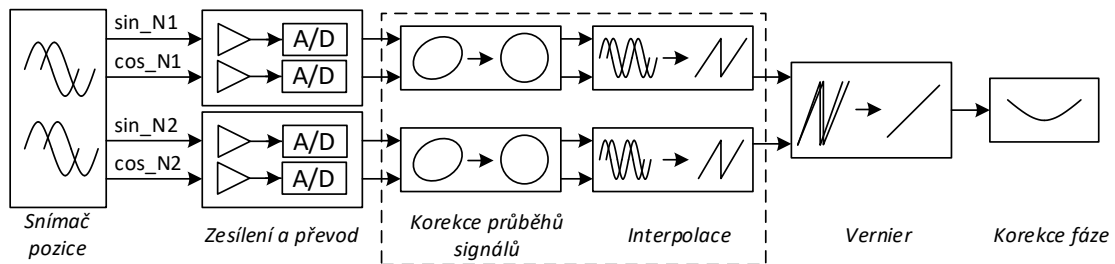
$p_{sw,\sin_{N1}}(P_{N1})[h]$, $p_{sw,\cos_{N1}}(P_{N1})[h]$, $p_{sw,\sin_{N2}}(P_{N2})[h]$, $p_{sw,\cos_{N2}}(P_{N2})[h]$ jsou fázové posuny jednotlivých vyšších harmonických vztaženy k začátku periody

$\sin(\)$, $\cos(\)$ jsou goniometrické funkce sinus a kosinus

t_{env} je okolní teplota

1.2 Metody vyhodnocení signálů snímače pozice

Snímač představený v předchozí kapitole neposkytuje informaci o pozici přímo, ta je však zakódována do výstupních signálů kombinací harmonických průběhů a Vernierova principu. Operace určení pozice je pak dekódováním těchto signálů. V literatuře lze nalézt různé způsoby, jak lze toto provést [9]-[16]. Základní schéma známých metod výpočtu je však podobné a lze ho rozdělit do dílčích kroků znázorněných na obr. 8.



Obr. 8: Základní schéma výpočtu pozice

Výpočet pozice je prováděn pomocí digitálního obvodu, obvykle mikrokontroleru, a před samotným zpracováním signálů je třeba je nejdříve *zesílit a převést* pomocí převodníku A/D do číslicové domény. Parametry této části řetězce v literatuře nejsou mnohdy ani zmíněny a závisí na cílové aplikaci a parametrech zvoleného snímače.

Korekce průběhů signálů jednotlivých signálů zajišťuje jejich normalizaci, tedy odstranění chyby amplitudy, střední hodnoty a fázového posunu mezi signály jedné stopy. Implementace těchto korekcí je možná různými způsoby v závislosti na způsobu interpolace a také podle chyb, které jsou v signálech snímače dominantní. Korekce signálů pro správnou funkci nejprve vyžaduje informaci o velikosti jednotlivých chyb. Toto je obvykle řešeno pomocí korekčních koeficientů, které jsou určeny při počáteční kalibraci a v případě potřeby je systém výpočtu pozice také doplněn průběžnou aktualizací těchto koeficientů odhadovaných z naměřených dat.

Na opravených signálech snímače je následně provedena *interpolace*. Během této operace je z průběhů signálů určen úhel v aktuální periodě. Výsledkem je dvojice úhlů natočení vztažená k aktuální periodě $\varphi_{sw,N1}$ a $\varphi_{sw,N2}$. Jednotlivé metody výpočtu pozice se liší především v této části, kdy výpočet úhlu v periodě lze provést například pomocí goniometrických funkcí či fázového závěsu. Oba způsoby spolu s vhodnou korekcí průběhů signálů budou blíže představeny v kapitolách 1.2.1 a 1.2.2.

Z vypočtených hodnot úhlu v periodě $\varphi_{sw,N1}$ a $\varphi_{sw,N2}$ je aplikací *Vernierova principu* podle (5) vypočten úhel natočení snímače. Takto vypočtená pozice však stále může obsahovat chybu a v posledním kroku je třeba provést i *korekci fázové chyby*, kterou lze realizovat například s pomocí náhledové tabulky (LUT_{FC}), která v závislosti na vypočtené pozici udává naměřenou odchylku od správné hodnoty podle (6).

$$\varphi_{sw,t} = (\varphi_{sw,N1} - \varphi_{sw,N2}) \bmod 360^\circ \quad (5)$$

$$\varphi_{sw} = \varphi_{sw,t} + LUT_{FC}(\varphi_{sw,t}) \quad (6)$$

1.2.1 Interpolace úhlu pomocí goniometrických funkcí

Nejjednodušší způsob výpočtu úhlu v periodě je s využitím goniometrických funkcí, které provádějí zpětný převod harmonických průběhů signálů na hodnotu úhlu. V tomto případě je třeba vstupní signály korigovat tak, aby výsledné normované signály byly v rozsahu $\langle -1,1 \rangle$ a bylo tedy možné na ně aplikovat zvolenou goniometrickou funkci. Posloupnost jednotlivých operací při korekci signálu se v dostupné literatuře liší. Například v [11] je nejprve provedena fázová korekce, a to už v analogové části obvodu před zesílením a převodem do digitální oblasti, kde je pak odstraněna střední hodnota signálu a následně i amplituda. V [12] je naopak nejprve odstraněna střední hodnota, následně opravena amplituda signálu a na závěr provedena kompenzace fázového posunu pomocí jednoduché opravy signálu přičtením části harmonického průběhu. Podobný postup výpočtu pak autoři představují i v [13], kdy jsou jednotlivé kroky spojeny přímo do výpočtu úhlu v periodě.

Nezávisle na zvolené posloupnosti korekcí signálu jsou výsledkem normované hodnoty všech signálů $\{\sin_{N1_{sw,norm}}, \cos_{N1_{sw,norm}}\}$ a $\{\sin_{N2_{sw,norm}}, \cos_{N2_{sw,norm}}\}$, z nichž je hodnota úhlu v periodě vypočtena jako arkus tangens z jejich podílů dle (7).

$$\varphi_{sw,N1,t} = \operatorname{atan}\left(\frac{\sin_{N1_{sw,norm}}}{\cos_{N1_{sw,norm}}}\right) \quad (7)$$

$$\varphi_{sw,N2,t} = \operatorname{atan}\left(\frac{\sin_{N2_{sw,norm}}}{\cos_{N2_{sw,norm}}}\right)$$

Takto vypočtené hodnoty však nejsou zcela správné, neboť obor hodnot funkce arkus tangens je definován pouze v intervalu $\left(-\frac{\pi}{2}, +\frac{\pi}{2}\right)$ zatímco hodnota úhlu v periodě je očekávána v intervalu $\langle 0, 2\pi \rangle$. Výpočet úhlu je tak třeba doplnit korekcí podle kvadrantu průběhů signálů a zároveň je potřeba ošetřit zvláštní případy, kdy je hodnota

průběhu $\cos_{N1_{sw,norm}}$ nebo $\cos_{N2_{sw,norm}}$ rovna nule. Korekce úhlu v periodě podle kvadrantů lze implementovat například pomocí rozhodovacího stromu jako v [13] nebo pomocí náhledové tabulky, jejíž příklad je uveden v tab. 1.

Tab. 1: Oprava úhlu podle kvadrantu signálu

\sin_{Nx}	\cos_{Nx}	$\varphi_{sw,Nx}$
> 0	> 0	$= \varphi_{sw,Nx,t}$
> 0	< 0	$= 180^\circ - \varphi_{sw,Nx,t}$
< 0	< 0	$= 180^\circ + \varphi_{sw,Nx,t}$
< 0	> 0	$= 360^\circ - \varphi_{sw,Nx,t}$
= 1	= 0	$= 90^\circ$
= -1	= 0	$= 270^\circ$

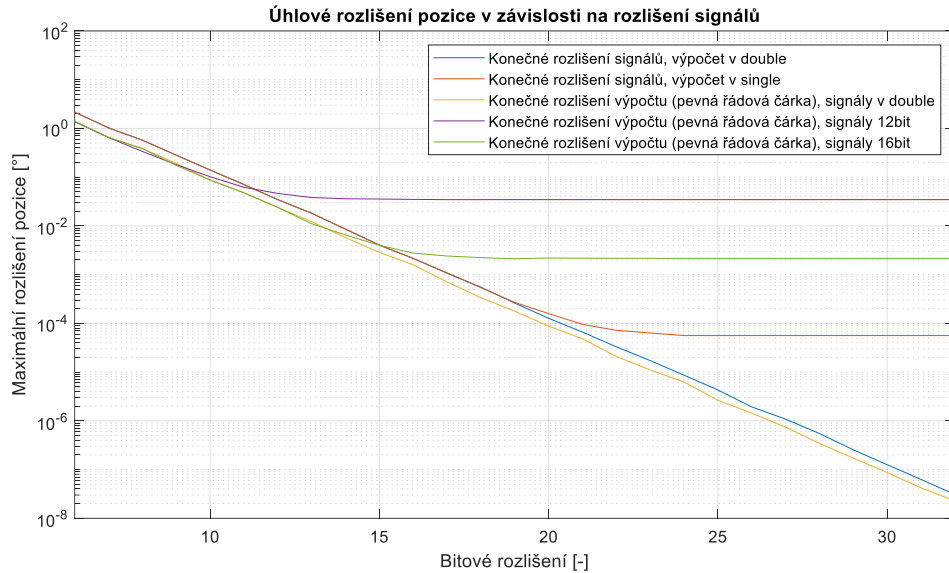
Kde za Nx je třeba doplnit N_1 a N_2 , neboť stejná oprava je provedena pro úhly v periodě na obou stopách.

Nyní je možné identifikovat a vyhodnotit klíčové vlastnosti této metody výpočtu pozice. Postup výpočtu se skládá ze dvou dílčích částí, a to korekce signálů a samotného výpočtu úhlů v periodě. Každá tato část bude přispívat k rozlišení a přesnosti výpočtu pozice jiným způsobem.

Nejprve je třeba analyzovat samotný postup výpočtu úhlu, jak je uveden v předpisu (7). V tomto výpočtu jsou prováděny matematické operace přímo s normovanými hodnotami signálu a lze tedy předpokládat, že přesnost vypočtené pozice bude záviset na rozlišení vstupních dat i rozlišení výsledků dílčích operací. Rozlišení vstupních dat je v nejjednodušším případě dáno přímo rozlišením převodníku A/D. Přesnost jednotlivých matematických operací je naopak omezena především volbou reprezentace čísel a s tím spojenou aritmetikou. Čísla lze reprezentovat různými způsoby, nejčastěji se však používá reprezentace v plovoucí řádové čárce nebo v pevné řádové čárce. Především v případě pevné řádové čárky je limitujícím faktorem přesnosti velikost slova a umístění řádové čárky. Pomocí numerických simulací lze pak odhadnout alespoň přibližné maximální rozlišení vypočtené pozice v závislosti na volbě formátu čísla. Analýza závislosti volby formátu čísla a rozlišení vstupního slova, jejíž výsledky jsou na obr. 9, byla provedena s matematickým modelem ideálního snímače pozice, v tomto případě tedy nejdou uvažovány chyby reálného snímače pozice. *Bitové rozlišení* na ose x udává

- bitovou šířku jednotlivých vstupních signálů v případě výpočtů v plovoucí řádové čárce (modrá a červená křivka) a

- rozlišení čísel v aritmetice při různých rozlišeních signálů snímače (žlutá, fialová a zelená křivka). V tomto případě je třeba zdůraznit jeden fakt, a to že bitové rozlišení na obr. 9 značí počet platných bitů za řádovou čárkou, bitová šířka celého slova pak může být až dvojnásobná.

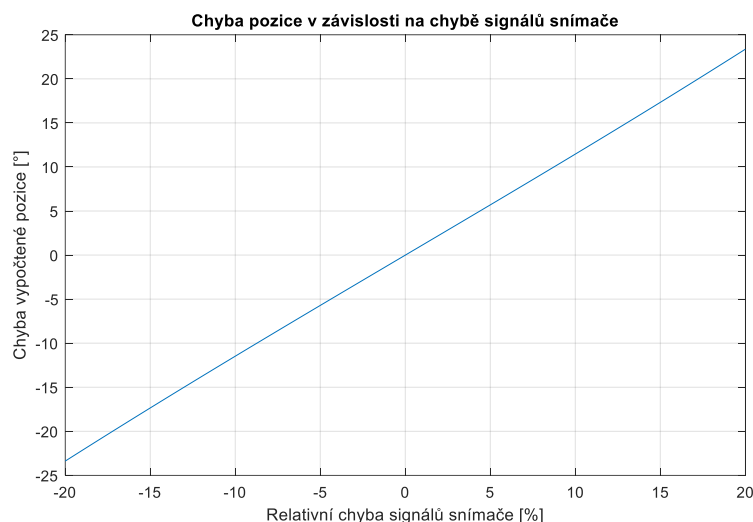


Obr. 9: Závislost rozlišení vypočtené pozice na bitovém rozlišení při interpolaci pomocí goniometrické funkce

Dle očekávání je dosažené úhlové rozlišení vypočtené pozice dáno jak bitovým rozlišením vstupních signálů, tak i bitovou šířkou čísel při výpočtu úhlu. V případě výpočtů v plovoucí řádové čárce ve formátu double (64-bitové číslo) je úhlové rozlišení v simulovaném rozsahu limitováno pouze rozlišením vstupních signálů. Při výpočtech ve formátu single (32-bitové číslo) se pak limit úhlového rozlišení způsobeného konečným rozlišením výpočtů projevuje při bitové šířce vstupních signálů 20 bitů.

Lze předpokládat, že výpočty úhlu v periodě budou spíše prováděny s čísly v pevné řádové čárce, neboť i hodnoty signálů jsou v tomto formátu poskytovány převodníkem A/D a není třeba konverze do plovoucí řádové čárky. V především teoretickém případě, kdy vstupní signály nejsou kvantovány (signály ve formátu double), je pak úhlové rozlišení vypočtené pozice limitováno pouze bitovým rozlišením čísel v aritmetice. V této analýze byly zváženy ještě dva typické případy, kdy bitové rozlišení vstupního slova je 12 bitů a 16 bitů. Z výsledků na obr. 9 lze pak snadno odečíst, že toto jsou také limitní hodnoty pro reprezentaci čísla v pevné řádové čárce a další zvyšování bitového rozlišení výpočtů už nepřináší zlepšení úhlového rozlišení vypočtené pozice.

Další vlastností této metody, kterou je třeba zvážit, je její citlivost na chybu signálů snímače nebo také zbytkovou chybu po korekci signálů. Odhad závislosti chyby vypočtené pozice na chybě koeficientů snímače lze, podobně jako v předchozím případě, získat numerickou simulací. V tomto případě pak simulační model pracuje s ideálním výpočtem pozice (vstupní signály i formát čísel jsou reprezentovány datovým typem double) a chyba je modelována jako změna střední hodnoty signálů, což je nejhorší možný případ. V případě změny amplitudu pak bude chyba vypočtené pozice menší, neboť lze očekávat, že amplituda se bude měnit podobně na obou signálech z jedné stopy a poměr bude přibližně stejný a v podílu v předpisu (7) budou obě chyby vykompenzovány. Výsledky této simulace je možné nalézt na obr. 10. Z průběhů lze odvodit jeden důležitý poznatek – chyba vypočtené pozice je přímo úměrná velikosti chyby signálů snímače.



Obr. 10: Závislost chyby vypočtené pozice na chybě korekce koeficientů při interpolaci pomocí goniometrické funkce

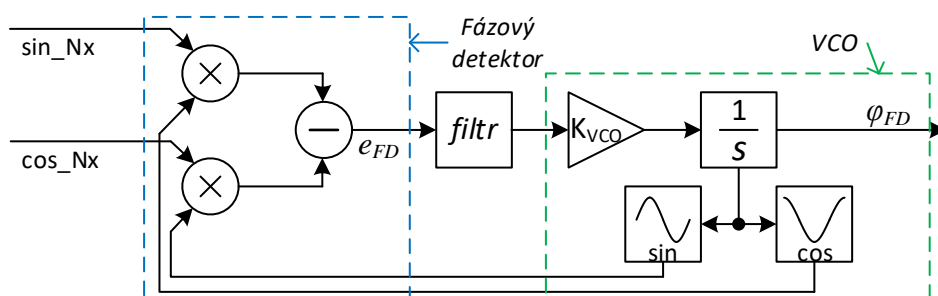
Na tomto místě je třeba zmínit ještě jednu důležitou vlastnost této metody. Při bližším pohledu na předpis (7) je zřejmé, že pozice je vypočtena vždy jen na základě aktuálních hodnot snímače pozice a výpočet je nezávislý na předchozích vzorcích. Toto lze považovat jak za výhodu, tak i nevýhodu podle úhlu pohledu. Onou výhodou je absence jakéhokoliv časově závislého prvku, a tedy nezávislost výpočtu pozice na rychlosti otáčení nebo změně rychlosti otáčení. Pokud například mechanismus není otáčení s konstantní rychlostí, pak chyba vypočtené pozice je dána pouze zpožděním mezi okamžikem měření hodnot signálů snímače a časem, kdy je vypočten výsledek.

Na absenci časově závislého prvku je však možné pohlížet také jako na nevýhodu. Pokud je z nějakého důvodu hodnota jednoho ze signálů snímače chybně změřena, pak je i vypočtena zcela chybná pozice, přestože není fyzikálně možné, aby se pozice mechanismu tak výrazně změnila za krátkou dobu mezi jednotlivými výpočty pozice. Pak je třeba tuto metodu doplnit kontrolou nově vypočtené pozice, porovnat její hodnotu s předchozí pozicí a v případě velkého rozdílu celý výpočet včetně měření provést znovu. Dle vlastností zbytku systému je možné takovou kontrolu vynechat, pokud je například vypočtená pozice použita pro řízení mechanismu a lze stanovit, že na základě jedné chybně určené pozice neproběhne žádný významný regulační zásah.

Na tomto místě by čtenář jistě očekával také shrnutí přesnosti vypočtené pozice dosažené s touto metodou pro možnost dalšího porovnání. Jak už bylo uvedeno v předchozí kapitole, přesnost i rozlišení pozice je dáno mnoha faktory a pokud jsou dosažené výsledky prezentovány s různými systémy, jsou navzájem neporovnatelné.

1.2.2 Interpolace úhlu pomocí fázového závěsu

Další běžný způsob interpolace úhlu v periodě je s využitím fázového závěsu [17]. Fázový závěs je obvod, který generuje výstupní signál, jehož fáze je souhlasná s fází vstupního signálu a typicky se používá pro syntézu signálů, jejichž frekvence je násobkem frekvence vstupního signálu. Fázový závěs se obvykle skládá ze tří základních částí, a to detektoru fáze, filtru dolní propusti a převodníku napětí na frekvenci. Podobnou strukturu, ovšem s několik málo modifikacemi, lze implementovat i v číslicové oblasti a využít ji pro výpočet úhlu v periodě. Blokové schéma takového fázového závěsu je na obr. 11.



Obr. 11: Schéma fázového závěsu pro interpolaci úhlu v periodě

Hlavní rozdíl oproti jednoduchému spojitému fázovému závěsu je formát vstupních signálů. V případě zde uvažovaného snímače pozice je úhel v periodě interpolován s pomocí dvojice signálů $\{\sin_{N1_{sw,norm}}, \cos_{N1_{sw,norm}}\}$ a tomuto by měl být

přizpůsoben i detektor fáze. Takovýto detektor fáze, který pro svou činnost využívá dvojici harmonických signálů vzájemně posunutých o 90° , je nazýván kvadrurní detektor fáze [14]. Výstupem fázového detektoru je chyba fáze e_{FD} .

Druhý stupeň, filtr smyčky fázového závěsu, je obvykle realizován pomocí filtru dolní propusti. Takový filtr je nezbytnou součástí jednoduchého fázového závěsu pro odstranění vyšších harmonických vznikajících v detektoru fáze. Jak bylo ukázáno ve [14], v případě kvadrurního detektoru fáze však vyšší harmonické nevnikají a tento blok lze zcela vynechat. Ve [10] pak autoři filtr dolní propusti nahrazují proporčně-integračním (PI) regulátorem, jehož využití přináší jisté výhody, které budou diskutovány dále.

Poslední stupeň fázového detektoru je struktura, která se v případě spojitého fázového závěsu obvykle nazývá napětím řízený oscilátor (VCO, Voltage Controlled Oscillator). V případě implementace modelu do digitálního obvodu se pak tento blok skládá ze dvou částí, integrátoru chyby fáze a generátoru dvojice goniometrických funkcí sinus a kosinus. Integrátor chyby určuje úhel, na kterém mají být hodnoty goniometrických funkcí počítány. V případě, že je pak fázový závěs tzv. uzamčen, tedy chyba fáze e_{FD} je minimální, je tato hodnota úhlu ekvivalentní skutečnému úhlu v periodě. Součástí integrátoru může být také zesílení chyby faktorem K_{VCO} pro zlepšení dynamické odezvy.

Stejně jako u předchozí metody, i v tomto případě je pro správnou funkci fázového závěsu třeba, aby chyby vstupních signálů byly co nejlépe korigovány ještě předtím, než jsou přivedeny na jeho vstup. Základní způsoby korekce jsou tedy identické s těmi, které byly uvedeny v předchozí kapitole. V [10] pak autoři doplňují fázový detektor další korekční metodou, která neopravuje samotné signály, ale upravuje hodnotu chyby fáze e_{FD} . Tato metoda rozšiřuje fázový závěs o pozorovatel využívající neuronovou síť a je určena především pro korekci fázových chyb kola snímače pozice.

Oproti předchozí metodě interpolace úhlu v periodě lze snadno identifikovat první rozdílnou vlastnost – ve struktuře fázového závěsu se vyskytují časově závislé prvky, kterými jsou filtr smyčky fázového závěsu a integrátor chyby fáze. Důsledkem přítomnosti těchto prvků je závislost vypočtené pozice, a především její chyby, na dynamických jevech, jako je rychlost otáčení a úhlové zrychlení. Pokud je pozice počítána touto metodou dále využívána pro řízení mechanismu, do návrhu regulační

soustavy je třeba zahrnout také frekvenční charakteristiku fázového detektoru, kterou lze snadno určit podle jeho přenosové funkce. Přenos fázového detektoru je určen jako uzavřená smyčka, ve které vystupují přenosové funkce dílčích částí, tedy filtru smyčky a integrátoru chyby [10]. Obecný předpis pro přenos fázového závěsu je uveden v (8).

$$H(s) = \frac{F_{filt}(s) * F_{int}(s)}{1 + F_{filt}(s) * F_{int}(s)} \quad (8)$$

Nejjednodušší varianta fázového závěsu neobsahuje filtr smyčky a jeho přenosovou funkci lze nahradit jednotkovým ziskem. Přenosová funkce této varianty fázového detektoru $H_{no_filt}(s)$ je uvedena v předpisu (9). V případě realizace filtru smyčky pomocí filtru dolní propusti prvního řádu je výsledná přenosová funkce $H_{filt,LP}(s)$ podle (10). Konečně, pokud je filtru smyčky nahrazen PI regulátorem, přenos $H_{filt,PI}(s)$ takové soustavy je dán vztahem (11).

$$F_{filt}(s) = 1; F_{int}(s) = \frac{K_{VCO}}{s} : \quad (9)$$

$$H_{no_filt}(s) = \frac{1 * \frac{K_{VCO}}{s}}{1 + (1 * \frac{K_{VCO}}{s})} = \frac{K_{VCO}}{s^2 + K_{VCO} * s}$$

$$F_{filt}(s) = \frac{1}{K_{LP} * s + 1}; F_{int}(s) = \frac{K_{VCO}}{s} : \quad (10)$$

$$H_{filt,LP}(s) = \frac{\frac{1}{K_{LP} * s + 1} * \frac{K_{VCO}}{s}}{1 + (\frac{1}{K_{LP} * s + 1} * \frac{K_{VCO}}{s})} = \frac{K_{VCO}}{K_{LP} * s^2 + s + K_{VCO}}$$

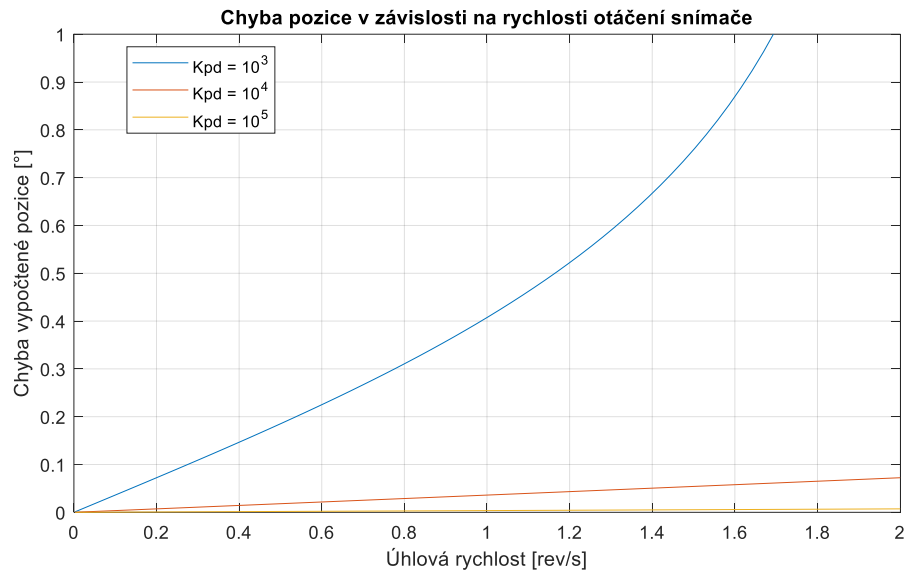
$$F_{filt}(s) = K_P + \frac{K_I}{s}; F_{int}(s) = \frac{K_{VCO}}{s} : \quad (11)$$

$$H_{filt,PI}(s) = \frac{(K_P + \frac{K_I}{s}) * \frac{K_{VCO}}{s}}{1 + ((K_P + \frac{K_I}{s}) * \frac{K_{VCO}}{s})} = \frac{K_P * s + K_I}{\frac{s^2}{K_{VCO}} + K_P * s + K_I}$$

S pomocí přenosových funkcí lze po dosazení jednotlivých koeficientů snadno odvodit frekvenční závislost. V praxi je obvykle třeba postupovat opačně, tedy nejprve určit požadovanou šířku pásma a následně nastavit hodnoty koeficientů filtru smyčky a zesílení chyby integrátoru. Šířka pásma limituje maximální rychlost otáčení, při které dokáže fázový závěs sledovat úhel natočení snímače pozice. Z tohoto úhlu pohledu by tedy bylo žádoucí, aby byla šířka pásma co největší. Při velké šířce pásma však fázový závěs nedokáže efektivně potlačit šum (především kvantovací šum vznikající při měření signálů snímače), který se následně propaguje do vypočtené pozice.

V souvislosti se šířkou pásma je třeba zmínit ještě jeden nežádoucí jev, kterým je systematická fázová chyba úměrná rychlosti otáčení. Tento jev je způsoben tím, že chyba fáze e_{FD} je během otáčení vždy nenulová a hodnota integrátoru chyby je tedy vždy ve skluzu oproti skutečné pozici. Pomocí numerických simulací lze odhadnout

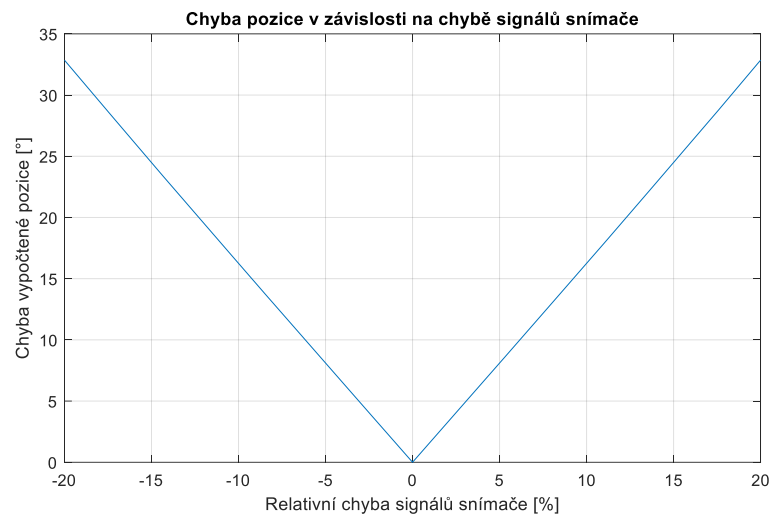
přibližnou velikost chyby pro různé hodnoty parametrů smyčky a vytvořit závislost chyby vypočtené pozice na úhlové rychlosti (obr. 12). Tomuto jevu se však lze vyhnout využitím regulátoru PI jako filtru smyčky, neboť integrační složka PI regulátoru dokáže tuto chybu zcela vykompenzovat.



Obr. 12: Závislost chyby vypočtené pozice na rychlosti otáčení pro fázový závěs

Kde pro fázový závěs bez filtru smyčky je $K_{VCO} = K_{pd}$ a pro fázový závěs s filtrem dolní propusti je $K_{VCO} = K_{pd}, K_{LP} = 2\pi * K_{pd}$. Průběh chyby fázového závěsu s PI regulátorem jako filtrem smyčky není zobrazen, neboť její hodnota je nulová.

Poslední vlastnost této metody interpolace úhlu v periodě, která bude diskutována, je její robustnost vůči změně parametrů snímače. Analýza robustnosti je provedena podobně jako v předchozí. I v tomto případě bylo provedeno velké množství numerických simulací s modelem ideálního snímače pozice. Závislost chyby pozice vypočtené s pomocí fázového závěsu při rozmítání střední hodnoty jednotlivých signálů je vynesena na obr. 13. Maximální chyba vypočtené pozice je opět přímo úměrná velikosti chyby a v absolutních hodnotách je dokonce větší než chyba pozice, která byla vypočtena s využitím goniometrických funkcí na základě stejných vstupů.



Obr. 13: Závislost chyby vypočtené pozice na chybě korekce koeficientů při interpolaci pomocí fázového detektoru

2 Cíle dizertační práce

Metody popsané v předchozí kapitole jsou dnes běžně používány pro vyhodnocení signálů snímače absolutní pozice založeném na Vernierově principu, který byl představen na začátku předchozí kapitoly. Pro potřeby konkrétní aplikace je třeba tyto metody vždy upravit či doplnit další korekcí chyb vyskytujících se v průbězích snímače absolutní pozice. Velká část příspěvků věnující se této problematice představuje právě různé modifikace těchto obecných metod s cílem odstranit chyby snímače specifické pro danou aplikaci za účelem dosažení co nejvyšší přesnosti vypočtené pozice. Autoři těchto příspěvků však mnohdy zanedbávají hlavní výhodu tohoto typu snímače, a to velkou odolnost vůči enviromentálním vlivům. Důsledkem pak je, že tyto metody obvykle nejsou analyzovány z hlediska robustnosti vůči změnám parametrů snímače či nepřesnostem kompenzace takových chyb. Jak bylo v předchozích kapitolách ukázáno, změna parametrů snímače však může mít na chybu vypočtené pozice dominantní vliv.

Je možné uvažovat scénář, kdy taková citlivost výše uvedených metod bude mít zásadní vliv na správnou funkci mechanismu. V případě, že je nutné mechanismus osazený tímto snímačem pozice držet ve stabilní poloze, přičemž se mění parametry okolního prostředí (např. teplota), nelze provádět korekci signálů s aktuálními parametry, neboť jejich aktualizace není možné bez otáčení mechanismu. Důsledkem tak je, že se mění vypočtená pozice i když poloha mechanismu zůstává stejná. Na takovou změnu pozice pak reaguje regulační soustava a nastaví mechanismus na chybnou pozici.

Hlavním cílem této práce je navrhnout nový přístup k výpočtu pozice který netrpí stejnou citlivostí na změnu charakteristik snímače a zajistí spolehlivost systému vzhledem ke vnější vlivům. Takový přístup by měl zároveň dosahovat alespoň podobné přesnosti jako předchozí metody v případě, že by byly aplikovány pro výpočet pozice se stejným snímačem pozice.

Dalším cílem předkládané práce je návrh vhodné architektury pro implementaci nové metody do obvodů FPGA. Tato platforma se sebou přináší jistá specifika a omezení. Při návrhu struktury výpočtu pro čipy FPGA je žádoucí eliminovat množství složitých matematických operací (výpočet goniometrických funkcí, operace dělení a podobně.), neboť tyto vedou k velkým obvodovým strukturám. Naopak je přínosné využití většího počtu opakujících se elementárních operací (sčítání, násobení), neboť takové výpočty mohou probíhat prakticky neustále bez toho, aby omezovaly další funkce obvodu.

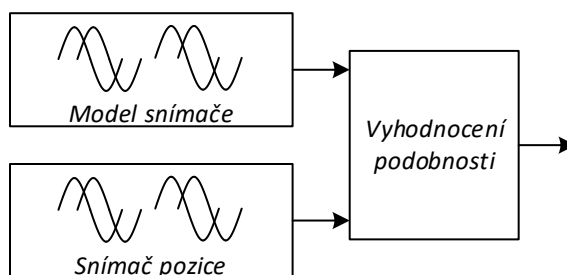
3 Numerická metoda výpočtu pozice

Při bližším pohledu na signály ze snímače pozice je možné si povšimnout jedné důležité vlastnosti – kromě faktu, že průběhy splňují noniový princip, je zároveň možné konstatovat, že každý úhel natočení snímače je reprezentován jedinečnou kombinací výstupních signálů (což je ostatně definice snímače absolutní pozice). A naopak, každá platná a jedinečná kombinace signálů odpovídá jedinečnému úhlu natočení snímače.

Jedním přístupem k výpočtu pozice je pokusit se vytvořit nějakou inverzní funkci, která dokáže přímo mapovat aktuální hodnoty snímače na úhel natočení. Toto je společná vlastnost metod představených v kapitole 1.2, které jsou založeny především na platnosti Vernierova principu. V tomto případě je jedinečná kombinace signálů senzoru jen důsledek tohoto principu a není s ní už dále pracováno. Tyto metody mají obvykle společné schéma výpočtu: *korekce chyb signálů* → *výpočet úhlu v rámci periody* → *aplikace Vernierova principu*.

Opačným přístupem k řešení tohoto problému je zaměřit se především na důsledek Vernierova principu, tedy jedinečnou kombinaci signálů pro každou pozici snímače. U tohoto přístupu pak není přímo využít Vernierův princip ani vytvořena funkce mapující průběhy snímače na jeho pozici. Právě naopak, cílem je vytvořit jakýsi „seznam“ všech možných výstupních kombinací snímače společně s pozicí, které odpovídají. Samotný výpočet pozice je pak možné převést na úkol nalezení správné kombinace hodnot v takovém „seznamu“. Tento přístup se tedy oproti předchozím metodám liší v absenci mapovací funkce a pracuje přímo s numerickými hodnotami signálů, jak jsou generovány snímačem pozice přes celou otočku. Jedná se tedy o *numerické řešení* spíše než analytické řešení.

Základní myšlenka numerického řešení je tedy jednoduchá. Nejprve je třeba navrhnout *model snímače*, který na každé pozici generuje jedinečnou kombinaci hodnot odpovídající průběhům snímače pozice. Následně je třeba zvolit vhodnou metodu pro *vyhodnocení podobnosti* mezi sadou dat naměřenou na aktuálním úhlu natočení snímače pozice a modelem snímače pozice. Pozice v modelu, na které je podobnost mezi jeho hodnotami a hodnotami snímače největší, je pak skutečný úhel natočení snímače.



Obr. 14: Koncept numerické metody zpracování signálů ze snímače absolutní pozice

V dalších částech této kapitoly budou nejdříve identifikovány možné typy modelů snímače, analyzovány jejich vlastnosti a diskutovány výhody a nevýhody. Při volbě vhodného modelu bude zohledněna jeho přesnost, náročnost jeho vytvoření a další aspekty, které ovlivňují kvalitu modelu v průběhu života. Následně budou definovány požadavky na metodu vyhodnocení podobnosti, prozkoumány možné způsoby výpočtu a analyzovány jejich vlastnosti. Posléze bude zvolený model snímače a metoda výpočtu spojena dohromady, stanoven postup při výpočtu pozice touto metodou a ověřena robustnost výpočtu pozice vzhledem ke změně parametrů snímače v průběhu života. Poslední část této kapitoly bude věnována analýze a simulacím přesnosti výpočtu pozice v závislosti na parametrech signálů snímače a odpovídajícího modelu.

3.1 Model snímače pozice

Tato kapitola bude popisovat návrh modelu snímače, jako jedné části numerické metody, a zároveň se věnovat rozboru výhod a nevýhod jednotlivých řešení. Jak bylo stanoveno výše, úkolem model snímače je co nejpresněji replikovat průběhy signálů reálného snímače pozice pro všechny úhly natočení.

Pro volbu vhodného modelu senzoru je třeba zohlednit různé protichůdné požadavky a jevy, které provázejí snímač pozice a měřicí elektroniku v průběhu jejich života. Na jedné straně stojí požadavek na co nejlepší podobnost modelu a průběhu signálů snímače, na druhé straně pak výpočetní a paměťová náročnost či možnost průběžné aktualizace jeho hodnot v případě, kdy je třeba kompenzovat změny teploty či stárnutí snímače a elektroniky v průběhu života.

Poznámka: Pro označení signálů a parametrů vztahovaných k modelu snímače pozice bude použita přípona vw (z anglického virtual wheel).

3.1.1 Ideální model

Ideální model snímače přesně kopíruje průběh signálů reálného snímače přes celou otočku. Tento model reprezentuje popis snímače pomocí rovnice (2) a veškeré chyby snímače jsou v takovém modelu přirozeně obsaženy. Vytvoření ideálního modelu je v principu velmi jednoduché – je třeba naměřit průběh všech signálů přes celou otočku s požadovaným úhlovým rozlišením, každé sadě hodnot přiřadit pozici a takto naměřená data přímo použít jako vzorky model.

První zjevnou nevýhodou tohoto řešení je velká paměťová náročnost. Počet vzorků na jednu otočku závisí na požadovaném úhlovém rozlišení a velikost potřebné paměti pak i na bitovém rozlišení dat. Paměťovou náročnost lze snadno odvodit, pro vybrané parametry výpočtu pozice jsou tyto hodnoty uvedeny v tab. 2.

Tab. 2: Paměťová náročnost ideálního modelu pozičního senzoru

Rozlišení pozice [°]	Počet vzorků [-]	Rozlišení dat [b]	Paměť [b]	Paměť [B]
1	1 440	12	17 280	2 160
		14	20 160	2 520
		16	23 040	2 880
0.1	14 400	12	172 800	21 600
		14	201 600	25 200
		16	230 400	28 800
0.01	144 000	12	1 728 000	216 000
		14	2 016 000	252 000
		16	2 304 000	288 000

Přestože paměťová náročnost takového přístupu je značná, v dnešní době už jsou na trhu obvody FPGA, které požadovanou paměť disponují [19]. Velikost potřebné paměti tedy není tím hlavním omezujícím faktorem. Jedná se však o jeden z hlavních a omezujících parametrů při výběru vhodného cílového obvodu.

Jako větší nevýhoda se však jeví změna charakteristik senzoru vlivem změny teploty. Jak bylo popsáno v kapitole 1.1.1, vlivem teploty se mění především amplituda jednotlivých výstupních signálů. Ideální model však neobsahuje žádnou informaci o amplitudě a kompenzace je tudíž velmi obtížná. V případě potřeby kompenzovat teplotní charakteristiky čtecí hlavy snímače se nabízejí dvě možnosti – zahrnout do ideálního modelu informaci o amplitudě signálu (takový přístup k rozšíření modelu je popsán v následující kapitole) nebo vytvořit více ideálních modelů pro různé teploty. Druhá zmíněná možnost však významně zvyšuje paměťovou náročnost a z praktického hlediska je také omezující nutnost přesného charakterizace při různých teplotách.

Ovšem tím hlavním problémem spojeným s ideálním modelem je způsob jeho aktualizace v průběhu života pro zajištění kompenzace dlouhodobých jevů. Postup aktualizace ideálního modelu je stejný jako počáteční vytvoření modelu – po vypočtení pozice je model na této pozici přepsán aktuální hodnotou dat snímače. Pokud však během jedné otočky nejsou změřeny všechny úhly ideálního modelu, vzniknou nespojitosti mezi původními hodnotami a novými hodnotami. Tento jev pak způsobí postupnou degradaci modelu.

3.1.2 Úplný model

Úplný model rozšiřuje popis snímače pozice o další parametry, aby kompenzoval nedostatky ideálního modelu. Takový model pak implementuje popis snímače pozice pomocí jednotlivých složek signálů tak, jak byly definovány soustavou rovnic (3). Úplný model umožňuje vytvoření signálů se stejnou přesností jako ideální model, navíc však obsahuje informaci o amplitudě jednotlivých signálů v závislosti na pozici a umožňuje kompenzaci teplotní charakteristiky magnetorezistivního elementu.

Už na první pohled je zřejmé, že tento přístup přináší problém s výrazným nárůstem potřebné paměti. Zatímco v případě ideálního modelu bylo třeba uložit jednu čtveřici hodnot pro každou pozici, v případě úplného modelu je třeba pro každou pozici uložit sadu koeficientů sestávající se minimálně z amplitudy, střední hodnoty a fázové charakteristiky. V tomto případě je potřeba paměti dokonce trojnásobná oproti hodnotám v tab. 2. V případě, že je třeba modelovat i harmonické zkreslení, velikost potřebné paměti nadále narůstá s počtem zubů na kole snímače (N_1 a N_2) a počtem vyšších harmonických.

Další komplikací spojenou s úplným modelem je jeho prvotní vytvoření. Podobně jako u ideálního modelu, je nejprve třeba proměřit průběhy signálů snímače s přesností odpovídající požadovanému rozlišení pozice. Následně je třeba signály analyzovat a nějakým způsobem odlišit průběhy amplitudy, střední hodnoty a fáze. Každá hodnota signálů však lze vyjádřit různými kombinacemi všech tří parametrů a na první pohled tedy není zřejmé, jak koeficienty spolehlivě určit. Stupeň volnosti při odvozování koeficientů lze redukovat například požadavkem na spojitost jednotlivých parametrů a výpočet koeficientů pak řešit jako hledání hladkých křivek.

Z předchozího odstavce je patrné, že už vytvoření počátečního modelu je velmi obtížné a vyžaduje pokročilé metody zpracování signálu. Aktualizace modelu v obvodu FPGA by pak vyžadovala implementaci i těchto metod, které by byly o několik řádů složitější než samotný výpočet pozice. Lze tedy konstatovat, že autonomní aktualizace úplného modelu v průběhu života je sice možná, ale velmi nepraktická.

3.1.3 Zjednodušený model

Ideální model a úplný model snímače velmi dobře reflektují chování signálů snímače během celé otočky a poskytují velmi přesný vzor pro výpočet pozice. Jsou s nimi však spojeny problémy pro praktické použití – jsou výpočetně nebo paměťově velmi náročné a jejich aktualizace v průběhu života je jen velmi obtížná.

Pro praktické použití je třeba zvážit zjednodušení modelu, a to i za cenu jeho horší podobnosti vzhledem ke skutečným průběhům signálů snímače. Při odvození zjednodušeného modelu je možné vycházet z úplného modelu a redukovat počet koeficientů popisující model na akceptovatelnou hodnotu. Při nižším počtu koeficientů je celá otočka snímače rozdělena na dílčí úseky, přičemž každý z nich je popsán sadou koeficientů amplitudy, střední hodnoty a fáze. Volba délky a rozložení těchto úseků pak přímo ovlivňuje přesnost zjednodušeného modelu.

Existuje velké množství způsobů, jak zvolit jednotlivé úseky. Například v ideálním případě, kdy se charakteristiky signálů téměř nemění přes celou otočku (všechny koeficienty jsou téměř konstantní), je možné celou otočku snímače definovat jako jeden úsek. Opačným extrémem je pak volba velkého množství krátkých úseků, čímž je možné se přesností přiblížit úplnému modelu. Je také například možné definovat úseky o rozdílné délce pro jednotlivé signály či koeficienty podle změny jejich charakteristik přes celou otočku. Optimální volba úseků pak bude vždy záviset na charakteristice konkrétního snímače a vlastnostech systému, kde je použit.

V rámci této práce není možné postihnout všechny možnosti volby úseků a bude zde přestaven jen jeden způsob, který se jeví jako přirozený. Kolo snímače pozice obsahuje N_1 a N_2 zubů a signály ze snímače tedy mají N_1 a N_2 period harmonického signálu přes celou otočku. Je tedy logické využít tohoto přirozeného rozdělení a zvolit jednotlivé úseky tak, aby odpovídali počtu zubů na kole snímače. Jednotlivé úseky tedy odpovídají délce $360^\circ/N_1$ pro signály $\sin_{N1_{sw}}$ a $\cos_{N1_{sw}}$ a délce $360^\circ/N_2$ pro signály $\sin_{N2_{sw}}$ a $\cos_{N2_{sw}}$. Na základě volby úseků této délky je možné popis signálů

snímače zjednodušit ze sady rovnic (3), kde jsou koeficienty obecně spojitou funkcí pozice, na sadu rovnic (12), v níž koeficienty vystupují jako funkce čísla periody vypočtené podle (13). Jak bude diskutováno později, díky této volbě je také poměrně jednoduché provádět autonomní aktualizaci koeficientů modelu.

$$\begin{aligned}
 \sin_{N1_{vw}}(\varphi_{vw}) &= g_{vw,\sin_{N1}}(P_{\sin_{N1}}) * \sin(N_1 * \varphi_{vw} + p_{vw,\sin_{N1}}(P_{\sin_{N1}})) + o_{vw,\sin_{N1}}(P_{\sin_{N1}}) \\
 &\quad + \sum_h g_{vw,\sin_{N1}}(P_{\sin_{N1}})[h] * \sin(h * N_1 * \varphi_{vw} + p_{vw,\sin_{N1}}(P_{\sin_{N1}})[h]) \\
 \cos_{N1_{vw}}(\varphi_{vw}) &= g_{vw,\cos_{N1}}(P_{\cos_{N1}}) * \sin(N_1 * \varphi_{vw} + p_{vw,\cos_{N1}}(P_{\cos_{N1}}) + \frac{\pi}{2}) + o_{vw,\cos_{N1}}(P_{\cos_{N1}}) \\
 &\quad + \sum_h g_{vw,\cos_{N1}}(P_{\cos_{N1}})[h] * \sin(h * N_1 * \varphi_{vw} + p_{vw,\cos_{N1}}(P_{\cos_{N1}})[h]) \\
 \sin_{N2_{vw}}(\varphi_{vw}) &= g_{vw,\sin_{N2}}(P_{\sin_{N2}}) * \sin(N_2 * \varphi_{vw} + p_{vw,\sin_{N2}}(P_{\sin_{N2}})) + o_{vw,\sin_{N2}}(P_{\sin_{N2}}) \\
 &\quad + \sum_h g_{vw,\sin_{N2}}(P_{\sin_{N2}})[h] * \sin(h * N_2 * \varphi_{vw} + p_{vw,\sin_{N2}}(P_{\sin_{N2}})[h]) \\
 \cos_{N2_{vw}}(\varphi_{vw}) &= g_{vw,\cos_{N2}}(P_{\cos_{N2}}) * \sin(N_2 * \varphi_{vw} + p_{vw,\cos_{N2}}(P_{\cos_{N2}}) + \frac{\pi}{2}) + o_{vw,\cos_{N2}}(P_{\cos_{N2}}) \\
 &\quad + \sum_h g_{vw,\cos_{N2}}(P_{\cos_{N2}})[h] * \sin(h * N_2 * \varphi_{vw} + p_{vw,\cos_{N2}}(P_{\cos_{N2}})[h])
 \end{aligned} \tag{12}$$

Kde:

φ_{vw} je úhel natočení virtuálního kola v intervalu $\langle 0^\circ, 360^\circ \rangle$ nebo $\langle 0 \text{ rad}, 2\pi \text{ rad} \rangle$

N_1 a N_2 je počet period/zubů na jednu celou otočku

$P_{\sin_{N1}}$, $P_{\cos_{N1}}$, $P_{\sin_{N2}}$ a $P_{\cos_{N2}}$ jsou čísla aktuální periody modelu snímače pro jednotlivé průběhy vypočteny dle předpisu (13)

$\sin_{N1_{vw}}(\varphi_{vw})$, $\cos_{N1_{vw}}(\varphi_{vw})$, $\sin_{N2_{vw}}(\varphi_{vw})$, $\cos_{N2_{vw}}(\varphi_{vw})$ jsou hodnoty modelu snímače na pozici φ

$\sin(\)$ je goniometrická funkce sinus

$g_{vw,\sin_{N1}}(P_{N1})$, $g_{vw,\cos_{N1}}(P_{N1})$, $g_{vw,\sin_{N2}}(P_{N2})$, $g_{vw,\cos_{N2}}(P_{N2})$ jsou amplitudy jednotlivých signálů, přičemž amplituda je konstantní v dané periodě

$p_{vw,\sin_{N1}}(P_{N1})$, $p_{vw,\cos_{N1}}(P_{N1})$, $p_{vw,\sin_{N2}}(P_{N2})$, $p_{vw,\cos_{N2}}(P_{N2})$ jsou fázové charakteristiky jednotlivých signálů v dané periodě

$o_{vw,\sin_{N1}}(P_{N1})$, $o_{vw,\cos_{N1}}(P_{N1})$, $o_{vw,\sin_{N2}}(P_{N2})$, $o_{vw,\cos_{N2}}(P_{N2})$ jsou střední hodnoty jednotlivých signálů, přičemž střední hodnota je konstantní v dané periodě

h je index vyšší harmonické; $h > 1$

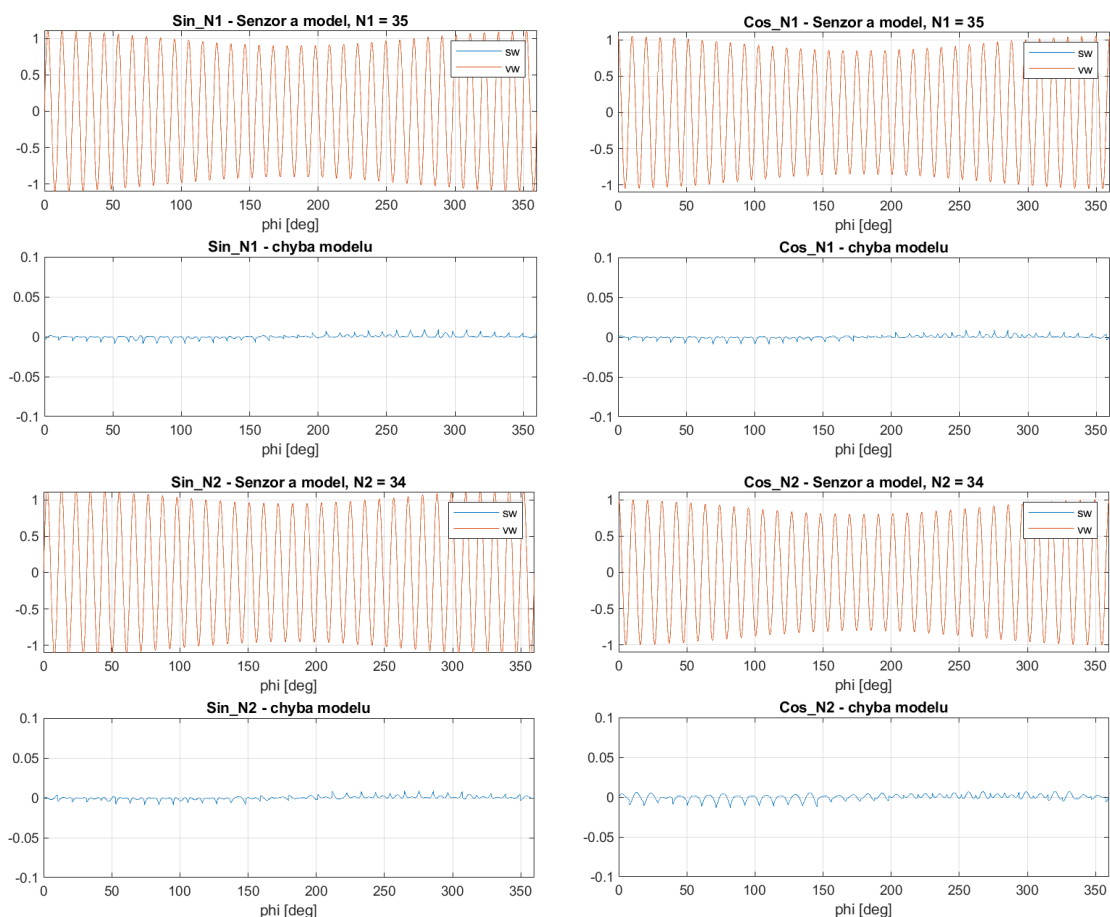
$g_{vw,\sin_{N1}}(P_{N1})[h]$, $g_{vw,\cos_{N1}}(P_{N1})[h]$, $g_{vw,\sin_{N2}}(P_{N2})[h]$, $g_{vw,\cos_{N2}}(P_{N2})[h]$ jsou amplitudy jednotlivých vyšších harmonických vztaženy k periodě

$p_{vw,\sin_{N1}}(P_{N1})[h]$, $p_{vw,\cos_{N1}}(P_{N1})[h]$, $p_{vw,\sin_{N2}}(P_{N2})[h]$, $p_{vw,\cos_{N2}}(P_{N2})[h]$ jsou fázové posuny jednotlivých vyšších harmonických vztaženy k začátku periody

$$\begin{aligned}
P_{sin_N1} &= \left\lfloor \frac{\varphi_{vw} [rad]}{2\pi} * N_1 \right\rfloor \bmod N_1 \\
P_{cos_N1} &= \left\lfloor \frac{\varphi_{vw} [rad]}{2\pi} * N_1 + \frac{1}{4} \right\rfloor \bmod N_1 \\
P_{sin_N2} &= \left\lfloor \frac{\varphi_{vw} [rad]}{2\pi} * N_2 \right\rfloor \bmod N_2 \\
P_{cos_N2} &= \left\lfloor \frac{\varphi_{vw} [rad]}{2\pi} * N_2 + \frac{1}{4} \right\rfloor \bmod N_2
\end{aligned} \tag{13}$$

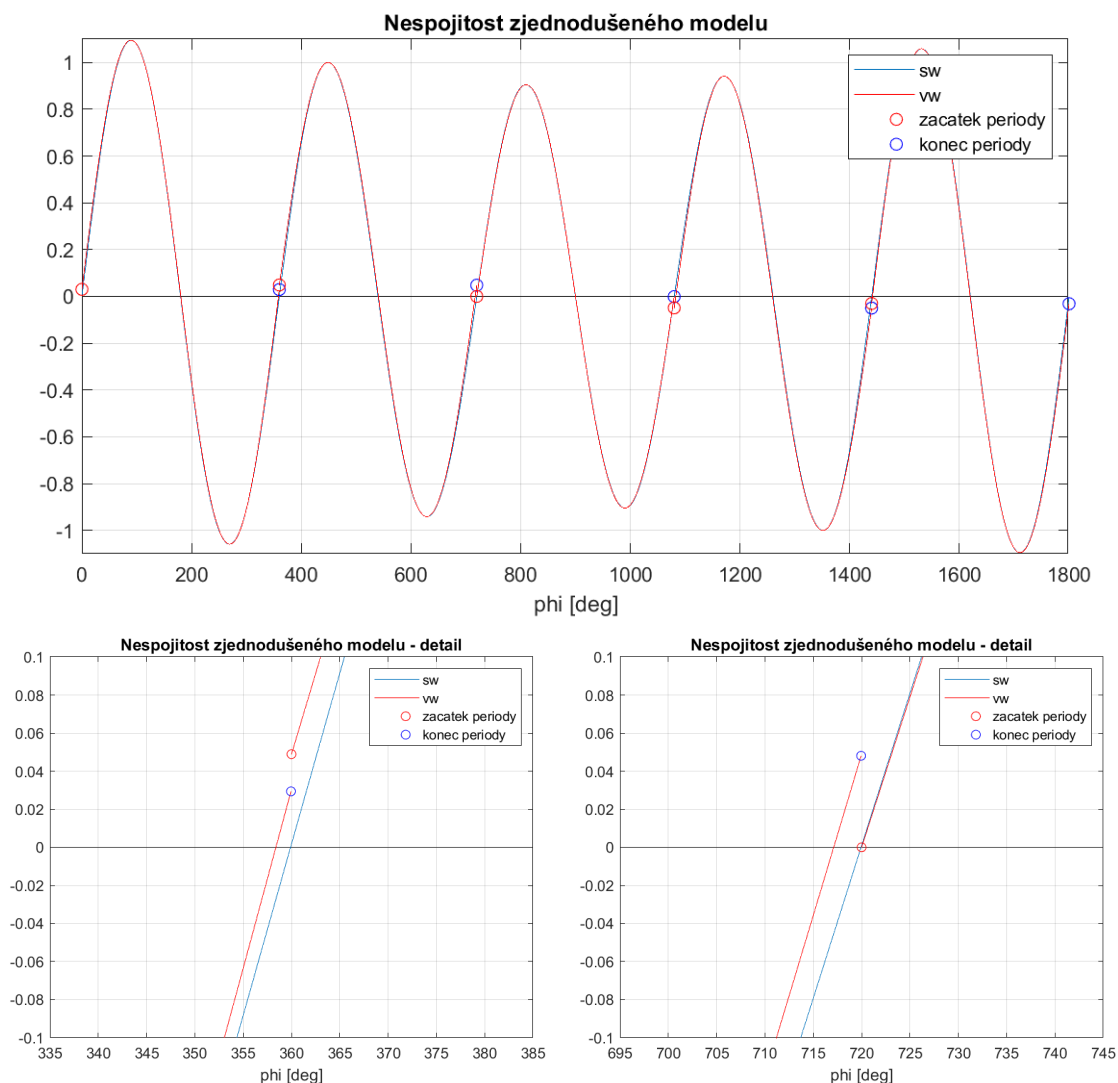
Na zjednodušený model snímače lze také pohlížet jako na aproximaci skutečného průběhu pomocí řady period sinusoidy s různou amplitudou, střední hodnotou a fází. Taková aproximace však nebude přesně kopírovat skutečný průběh signálů snímače, neboť jeho parametry se mění spojitě zatímco parametry modelu snímače skokově. Přesnost zjednodušeného modelu bude tedy limitována především mírou změny parametrů snímače v průběhu celé otočky. V případě, kdy se parametry snímače mění jen nepatrně, pak i koeficienty v sousedních úsecích budou přibližně stejné. V opačném případě, kdy je změna parametrů snímače značná, je pro přesnost modelu limitující počet koeficientů, kterými je průběh aproximován. Podle definice zjednodušeného modelu v předchozím odstavci pak lze konstatovat, že chyba modelu je závislá na počtu úseků, tedy na počtu zubů na kole snímače.

Přesnost zjednodušeného modelu v porovnání se snímačem není možné v obecném případě jednoznačně určit. Je třeba vzít v potaz, že parametry každého snímače i mechanismu, který je tímto typem snímače osazen, se budou lišit vlivem jevů popsaných v kapitole 1.1.1 (například různá amplituda a střední hodnota nebo pohyb rotační osy). Pro ukázkou chyby modelu snímače oproti průběhům signálů skutečného snímače na obr. 15 je použit matematický model snímače pozice, tak jak byl popsán v kapitole 1.1.2, přičemž změna amplitudy vlivem posunutí rotační osy je 10% nominální hodnoty a fázová chyba je spojitě rozložena v intervalu $\pm 1^\circ$. Při takovém průběhu signálů snímače je chyba modelu snímače maximálně 1 % z amplitudy signálu. Na první pohled by se tedy mohlo zdát, že chyba vypočtené pozice vlivem nepřesnosti modelu by mohla být až 1 % z celého rozsahu (tedy až $3,6^\circ$). Toto však není pravda, neboť je třeba vzít v potaz také metodu vyhodnocení podobnosti, která bude rozebrána v další kapitole. Vzhledem k numerické povaze představené metody lze očekávat jistá míra tolerance k nepřesnosti zjednodušeného modelu vzhledem k reálným průběhům snímače pozice.

Obr. 15: Zjednodušený model senzoru pro případ $N_1 = 35$, $N_2 = 34$

Zřejmou nevýhodou pojící se se zjednodušeným modelem je vznik nespojitostí mezi sousedními úseky z důvodu skokové změny parametrů (obr. 16). Tato skoková změna se v chybách modelu na obr. 15 projevuje ostrými špičkami v jinak spojitém průběhu a zároveň se jedná o hodnoty modelu, kde je jeho chyba největší.

Pozorný čtenář si jistě povšiml, že v sadě rovnic (12) udávajících předpis pro tvorbu zjednodušeného modelu se vyskytuje pouze funkce sinus, a to i pro vytvoření signálů $\cos_{N1_{vw}}$ a $\cos_{N2_{sw}}$. Tato drobná úprava v předpisu naznačuje způsob, jak snížit vliv nespojitostí na celkovou nepřesnost modelu. Pokud je průběh poskládán z řady sinusoid a nespojitost vzniká pouze na rozhraní mezi sousedními periodami, pak při náhradě funkce kosinus funkcí sinus je začátek periody posunut o 90° . Na dvojici signálu $\sin_{N1_{vw}}$ a $\cos_{N1_{vw}}$, resp. $\sin_{N2_{sw}}$ a $\cos_{N2_{sw}}$ tak nespojitost nikdy nevzniká na stejné pozici modelu. To samé platí i mezi průběhy na obou stopách, a s výjimkou několika málo úhlů natočení (například pozice 0°), v daném okamžiku může být v modelu nespojitost pouze na jednom signálu. Díky této drobné úpravě tak vznikají nespojitosti v jednotlivých průbězích vždy na jiném úhlu a jejich chyba je takto rozprostřena.



Obr. 16: Nespojitost zjednodušeného modelu

Podobně jako u předchozích modelů, i u zjednodušeného modelu je třeba zvážit paměťovou a výpočetní náročnost. Požadovaná paměť pro uložení koeficientů zjednodušeného modelu je závislá na počtu úseků na jednu otočku, v případě zde představeného modelu tedy na počtu zubů na kolu snímače. Počet koeficientů lze snadno spočítat: jedná se o trojici koeficientů pro každou periodu (amplituda, střední hodnota, fáze) každého ze čtyř signálů. Množství koeficientů je pak dáno podle (14).

$$K_{N_1, N_2} = 3 * (2 * N_1 + 2 * N_2) \quad (14)$$

V závislosti na bitovém rozlišení dat a koeficientů je tedy možné odhadnout paměťovou náročnost (tab. 3). Při porovnání s paměťovou náročností úplného modelu (tab. 2) je patrné, že z hlediska množství potřebné paměti je zjednodušený model při stejné konfiguraci výrazně efektivnější.

Tab. 3: Paměťová náročnost zjednodušeného modelu pozičního senzoru

N_1/N_2	K_{N_1,N_2}	Rozlišení dat [b]	Paměť [b]	Paměť [B]
5/4	54	12	648	81
		14	756	95
		16	864	108
35/34	414	12	4 968	621
		14	5 796	725
		16	6 624	828
75/74	894	12	10 728	1 341
		14	12 516	1 565
		16	14 304	1 788

Posledním bodem, který je třeba vyhodnotit v souvislosti se zjednodušeným modelem, je možnost aktualizace koeficientů v průběhu života. Prvním možností je pracovat s co nejvíce daty v každé periodě. Takto lze vypočítat střední hodnotu signálu v periodě jako průměr všech hodnot. Tento způsob je však závislý na rychlosti otáčení a v případě, kdy rychlost otáčení není konstantní přes celou periodu, pak i váha jednotlivých hodnot je různá a vypočtená hodnota bude chybná. Zároveň je tímto způsobem obtížné určit amplitudu, neboť pro její výpočet by bylo třeba ze signálů nejprve odstranit stejnosměrnou složku. Střední hodnota je však vypočtena až na konci periody a pokud je zatížena chybou způsobenou nerovnoměrnou rychlostí otáčení, pak i vypočtená amplituda bude zatížena stejnou chybou.

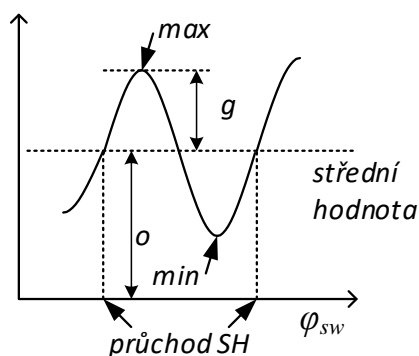
Druhý způsob, který je nezávislý na rychlosti otáčení, pak pracuje jen s dvojicí hodnot v každém úseku, a to minimální a maximální hodnotou signálu. Pokud jsou tyto dvě hodnoty určeny správně, pak lze oba koeficienty vypočítat dle předpisů (15) a (16).

$$g = \frac{\max - \min}{2} \quad (15)$$

$$o = \frac{\max + \min}{2} \quad (16)$$

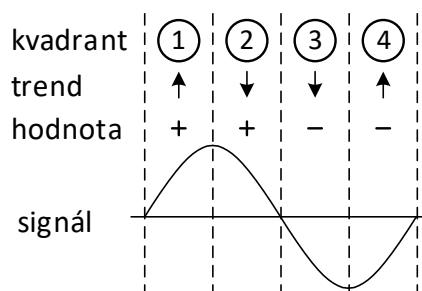
Takový přístup je však citlivý k chybám měření. Pokud bude jedna z naměřených hodnota maxima či minima nepřesná kvůli šumu či chybě při převodu signálu, pak i vypočtené koeficienty budou chybné. V praxi je pak žádoucí měřicí obvod doplnit vhodným filtrem dolní propusti pro odstranění šumu a případnou další kontrolou správnosti měřených dat.

Díky volbě úseků tak, že jeden úsek odpovídá jedné periodě sinusoidy, začátek i konec úseku je vždy při průchodu signálu snímače přibližně střední hodnotou signálu, a to směrem nahoru. Souběžně s detekcí začátku a konce periody je možné v signálu hledat maximální a minimální hodnotu pro výpočet koeficientů, jak je znázorněno na obr. 17.



Obr. 17: Princip výpočtu koeficientů při aktualizaci zjednodušeného modelu

Pro detekci začátku periody je možné v signálu snímače sledovat, ve kterém kvadrantu se nachází. Tyto kvadranty jsou čtyři a pro určení kvadrantu signálu je nutné určit aktuální trend signálu (zda jeho hodnota klesá či roste) a zda hodnota signálu je větší či menší než jeho střední hodnotou (obr. 18). Začátek nové periody je pak při přechodu mezi čtvrtým a prvním kvadrantem.



Obr. 18: Princip detekce začátku periody založený na určení kvadrantů

Z obr. 17 je možné si povšimnout, že pro detekci maxima a minima není nutné přesně určit začátek periody, neboť tyto extrémy jsou od skutečného začátku či konce periody vzdáleny přibližně o 90° . Určení začátku periody lze díky tomu provést i s nepřesnou informací o střední hodnotě signálu (vypočtenou například v předchozí otočce).

Díky toleranci při určování začátku periody lze detekci nového úseku provést ještě jedním způsobem, a to na základě vypočtené pozice. Součástí generování modelu snímače je výpočet periody pro aplikaci koeficientů dle předpisu (13). Je tedy možné namísto určení kvadrantů a detekce přechodu z kvadrantu 4 do kvadrantu 1 sledovat u vypočtené pozice pouze změnu periody každého průběhu, a to i v případě, že vypočtená pozice bude zatížena nějakou malou chybou. Takový přístup bude použit v reálné aplikaci, která bude představena v kapitole 5.

3.2 Vyhodnocení podobnosti mezi snímačem a modelem

Vyhodnocení podobnosti je po volbě modelu snímače další důležitou částí numerické metody. Tato úloha bude rozdělena na dvě dílčí operace, *výpočet podobnosti* a *určení největší podobnosti*. Výpočet podobnosti je operace, jejímž výsledkem je hodnota reprezentující podobnost snímače na pozici φ_{sw} a modelu snímače na pozici φ_{vw} . Určení největší podobnosti je pak samotné vyhodnocení výsledků vypočtené podobnosti. Už na první pohled je patrné, že podobnost je inverzní vlastností k rozdílnosti a úlohu výpočtu podobnosti lze převést na výpočet rozdílnosti. Největší podobnost mezi snímačem a modelem je tedy tam, kde je nalezena nejmenší rozdílnost. Ve zbytku této kapitoly bude používán termín *největší podobnost*, kterou může čtenář chápat též jako *nejmenší rozdílnost*.

V průběhu této kapitoly bude třeba vyhodnotit chování různých metod výpočtu podobnosti. Postup při vyhodnocení bude následující – v případě platnosti tvrzení bude nejprve uveden příklad či protipříklad, pokud to bude možné a příhodné, bude proveden důkaz tvrzení a v případě obtížnosti či nemožnosti tvrzení podložit důkazem bude provedena numerická simulace na velkém vzorku dat.

Dále je třeba zmínit, že při hledání vhodného způsobu výpočtu podobnosti bude nejprve pracováno s ideálním snímačem pozice (jak byl představen v kapitole 1.1.2) a odpovídajícím ideálním modelem. Chyba výpočtu pozice způsobená nepřesností zjednodušeného modelu společně s vybranou metodou výpočtu podobnosti bude analyzována později v kapitole 3.5.

Při výpočtu podobnosti lze očekávat, že rozdíl mezi průběhy modelu a aktuální hodnotou snímače bude křivka, kterou lze popsat nějakou funkcí. Tato funkce bude dále nazývána *rozdílová funkce* a označena $\delta(\varphi_{sw}, \varphi_{vw})$. Její obecný tvar je definován předpisem (17).

$$\delta(\varphi_{sw}, \varphi_{vw}) = f(sw(\varphi_{sw}), (vw(\varphi_{vw}))) \quad (17)$$

Dříve, než bude definován předpis rozdílové funkce, je vhodné stanovit požadavky kladené na takovou funkci. První důležitou vlastností, kterou rozdílová funkce musí splňovat, je existence největší podobnosti (či nejmenší rozdílnosti) mezi snímačem a modelem na hodnotě φ_{vw} odpovídající aktuálnímu úhlu natočení snímače φ_{sw} . Jinými slovy, je požadováno, aby *extrém* rozdílové funkce byl na pozici $\varphi_{sw} = \varphi_{vw}$ a tento extrém byl nějakým způsobem jedinečný. Pokud tedy rozdílová funkce

reprezentuje rozdílnost, tento extrém musí být *globální minimum* rozdílové funkce. Dalším požadavkem, avšak méně důležitým, je invariance rozdílové funkce vůči pootočení kola snímače a pootočení modelu snímače podle (18). Toto znamená, že při pootočení kola snímače na úhel $\varphi_{sw} + \varepsilon$ dojde k posunu rozdílové funkce $\delta(\varphi_{sw}, \varphi_{vw})$ o úhel ε , avšak tvar rozdílové funkce se nezmění; tvar rozdílové funkce tedy nezáleží na úhlu natočení snímače φ_{sw} .

$$\delta(\varphi_{sw} + \varepsilon, \varphi_{vw}) = \delta(\varphi_{sw}, \varphi_{vw} + \varepsilon) \quad (18)$$

Taková vlastnost přináší zjednodušení při analýze numerické metody. Pokud je průběh zvolené rozdílové funkce skutečně invariantní vůči otočení snímače, pak výsledky získané na jedné pozici lze spolehlivě aplikovat na libovolnou jinou pozici a pro komplexní analýzu tedy stačí vyhodnotit vlastnost jen při jednom úhlu natočení. Pro správnou funkci výpočtu pozice však splnění tohoto požadavku není nutné.

Prvním krokem při návrhu rozdílové funkce je stanovení výpočtu rozdílů, na které následně bude aplikována nějaká funkce. V případě jednoho signálu je výpočet rozdílů triviální, stačí odečíst jednu hodnotu od druhé a výsledkem je rozdíl jako jedna hodnota. V případě pozičního senzoru je však třeba vzít v potaz čtyři různé signály snímače a těm odpovídající signály modelu. Výsledkem je čtveřice rozdílů, které budou dále nazývány *parciální rozdíly* a jsou počítány dle předpisu (19).

$$\begin{aligned} \Delta_{sin_N1}(\varphi_{sw}) &= sin_N1_{sw}(\varphi_{sw}) - sin_N1_{vw} \\ \Delta_{cos_N1}(\varphi_{sw}) &= cos_N1_{sw}(\varphi_{sw}) - cos_N1_{vw} \\ \Delta_{sin_N2}(\varphi_{sw}) &= sin_N2_{sw}(\varphi_{sw}) - sin_N2_{vw} \\ \Delta_{cos_N2}(\varphi_{sw}) &= cos_N2_{sw}(\varphi_{sw}) - cos_N2_{vw} \end{aligned} \quad (19)$$

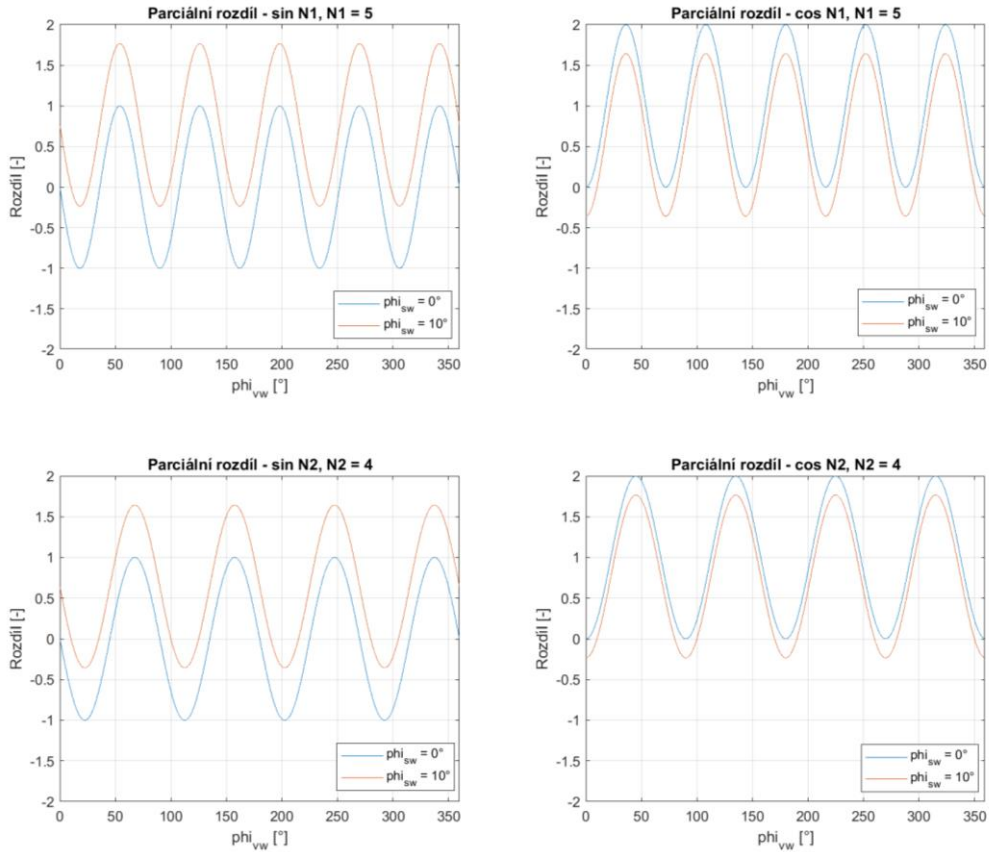
Kde:

$\Delta_{sin_N1}(\varphi_{sw})$, $\Delta_{cos_N1}(\varphi_{sw})$, $\Delta_{sin_N2}(\varphi_{sw})$, $\Delta_{cos_N2}(\varphi_{sw})$ jsou jednotlivé parciální rozdíly na pozice φ_{sw} přes celou otočku modelu snímače

$sin_N1_{sw}(\varphi_{sw})$, $cos_N1_{sw}(\varphi_{sw})$, $sin_N2_{sw}(\varphi_{sw})$, $cos_N2_{sw}(\varphi_{sw})$ jsou hodnoty snímače absolutní pozice na pozici φ_{sw}

sin_N1_{vw} , cos_N1_{vw} , sin_N2_{vw} , cos_N2_{vw} jsou průběhy modelu snímače přes celou otočku

Každý z parciálních rozdílů, tak jak jsou definovány v předpisu (19), vytváří křivku jako na obr. 19. Průběhy modelu snímače jsou harmonické průběhy, přičemž hodnota signálů snímače je konstantní pro danou pozici. Při otočení kola snímače se pak mění jen hodnota jeho signálů, kdežto průběhy modelu snímače jsou stále stejné (nezávislé na úhlu natočení snímače). Výsledkem je vždy stejný průběh parciálních rozdílů, který se mění jen ve střední hodnotě, která je dána přímo aktuální hodnotou snímače.



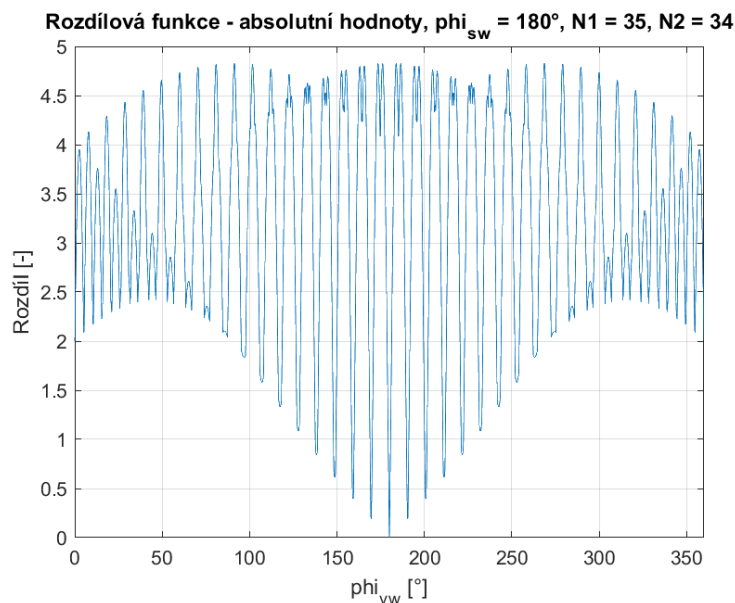
Obr. 19: Parciální rozdíly mezi průběhem snímače a ideálním modelem

3.2.1 Součet absolutních hodnot rozdílů

Na začátku předchozí kapitoly byla úloha hledání největší podobnosti představena jako ekvivalent hledání nejmenší rozdílnosti a následně byly stanoveny požadavky na rozdílovou funkci. V této kapitole bude na tuto úlohu pohlíženo z jiného úhlu. Hledání nejmenšího rozdílu mezi snímačem a modelem je možné chápat také jako hledání nejmenší vzdálenosti mezi hodnotami signálů snímače a hodnotami modelu snímače. Vzdálenost mezi dvěma hodnotami je obecně definována jako absolutní hodnota rozdílu. Pokud je toto použito na parciální rozdíly, pak lze sestavit předpis rozdílové funkce $\delta_{sw,vw,abs}(\varphi_{sw})$ jako součet vzdáleností, jak je uvedeno v (20).

$$\begin{aligned} \delta_{sw,vw,abs}(\varphi_{sw}) = & |\Delta_{sin_N1}(\varphi_{sw})| + |\Delta_{cos_N1}(\varphi_{sw})| \\ & + |\Delta_{sin_N2}(\varphi_{sw})| + |\Delta_{cos_N2}(\varphi_{sw})| \end{aligned} \quad (20)$$

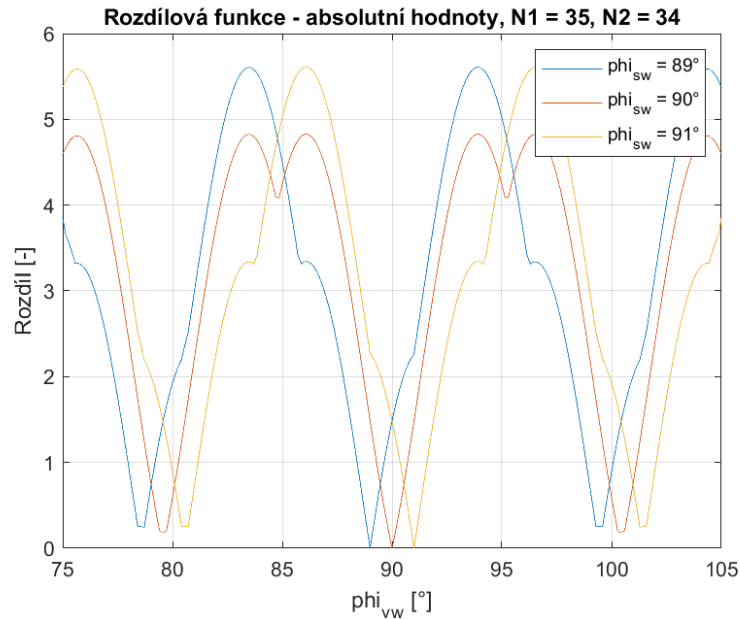
Nyní je třeba vyšetřit, zda taková funkce splňuje hlavní požadavek na rozdílovou funkci, tedy existenci globálního minima na pozici $\varphi_{vw} = \varphi_{sw}$. Na obr. 20 je ukázka rozdílové funkce pro jednu pozici (v tomto případě pro pozici 180°), na které je patrné, že globální minimum je skutečně na správné pozici. Z jednoho průběhu však není možné vyvodit platnost tohoto tvrzení i pro všechny další úhly natočení.



Obr. 20: Průběh rozdílové funkce (součet absolutních rozdílů) na jedné pozici

Důkaz existence globálního minima na pozici $\varphi_{sw} = \varphi_{vw}$ je v tomto případě triviální. Nejprve je třeba určit, zda na dané pozici $\varphi_{sw} = \varphi_{vw}$ existuje lokální minimum rozdílové funkce. Pokud je uvažován ideální snímač i ideální model, pak jsou hodnoty snímače na pozici φ_{sw} identické s hodnotami modelu na pozici $\varphi_{vw} = \varphi_{sw}$. Hodnota každého parciálního rozdílu na této pozici je tedy nula a stejně tak i jejich součet. Protože jednotlivé parciální rozdíly jsou díky použití absolutní hodnoty vždy větší nebo rovny nule, neexistuje součet kladných hodnot, který by byl menší než nula. Na této pozici se tedy nachází lokální minimum rozdílové funkce. Tato úvaha však sama o sobě nedokazuje, že se jedná o globální minimum, jinými slovy, že na jiné pozici neexistuje součet parciálních rozdílů, který by byl taktéž nulový. Pro druhou část důkazu je možné se odkázat na kapitolu 1.1, kde byl absolutní snímač pozice definován tak, že na každé pozici poskytuje jedinečnou kombinaci hodnot. Z toho plyne, že není možné, aby stejná kombinace hodnot, které vedla k nulovému rozdílu, byla i na jiné pozici, neboť by se pak nejednalo o snímač absolutní pozice.

Nyní je třeba vyšetřit, zda rozdílová funkce splňuje i druhý kladený požadavek, tedy zda je tato metoda hledání největší podobnosti invariantní vůči otočení kola snímače. Numerickou simulací pro více pozic lze snadno ukázat, že funkce součtu absolutních hodnot tuto vlastnost nesplňuje. Simulace, jejíž výsledky jsou na obr. 21, byla provedena pro tři různé pozice a už na první pohled je zřejmé, že každá křivka má jiný tvar i přes to, že byla vypočtena pomocí stejného předpisu (20) avšak s rozdílnými vstupy ze snímače pozice.



Obr. 21: Průběh rozdílové funkce (součet absolutních rozdílů) pro sousední pozice

3.2.2 Součet čtverců rozdílů

První způsob výpočtu podobnosti byl realizován jako měření délek mezi odpovídajícími si průběhy snímače pozice a jeho modelu. Toto lze interpretovat též jako součet čtyř vzdáleností v jednorozměrném prostoru, neboť hodnoty jednotlivých průběhů jsou na sobě nezávislé. Další možností je pak uvažovat o průbězích snímače i modelu jako o dvojici bodů ve čtyřrozměrném prostoru, přičemž rozdíl mezi hodnotami v jednotlivých směrech je reprezentován parciálními rozdíly. Pro výpočet vzdálenosti ve vícerozměrném prostoru je možné využít Pythagorovu větu podle předpisu (21).

$$|P_{1,4D} - P_{2,4D}| = \sqrt{(P_{1,1} - P_{2,1})^2 + (P_{1,2} - P_{2,2})^2 + (P_{1,3} - P_{2,3})^2 + (P_{1,4} - P_{2,4})^2} \quad (21)$$

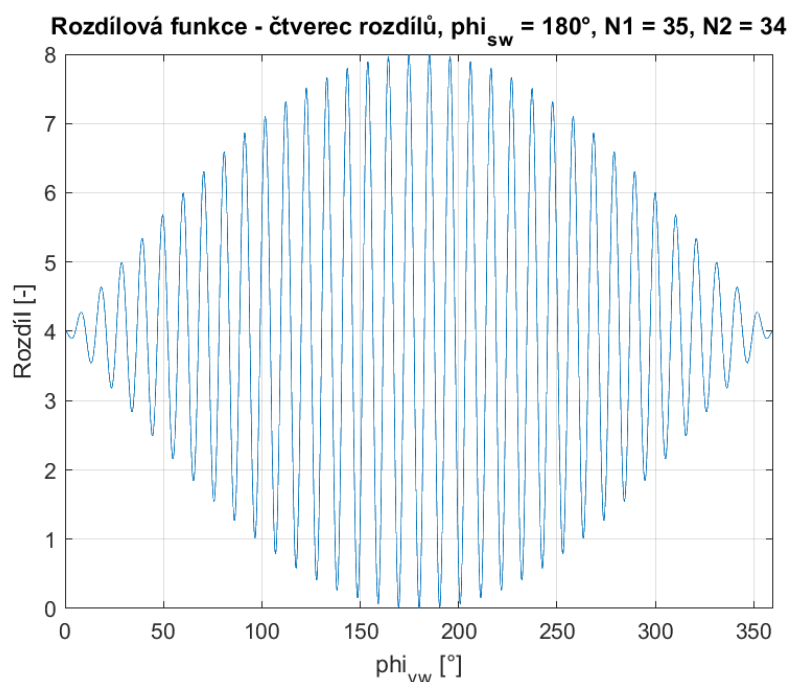
Vzdálenost mezi dvěma body ve vícerozměrném prostoru je tedy odmocnina ze součtu čtverců vzdáleností v jednotlivých rozměrech. Tento poznatek je základní pilíř pro druhý způsob výpočtu podobnosti. Před definicí tohoto způsobu je však možné provést ještě jednu operaci. Zatímco výpočet druhé mocniny je jednoduchý, výpočet odmocniny z čísla je obvykle náročnější. Je však možné se výpočtu odmocniny zcela vyhnout. Vypočtená hodnota podobnosti je porovnávána s dalšími hodnotami podobnosti a hledána nejmenší hodnot. Platí však (22), podle něhož je výsledek porovnání (větší nebo menší) dvou vzdáleností stejný při porovnání, ať už je hodnota odmocněna nebo ne.

$$|a| > |b|, \text{ potom } \sqrt{|a|} > \sqrt{|b|} \quad (22)$$

Na základě předchozích úvah je tedy možné konečně definovat druhou funkci výpočtu podobnosti jako součet druhých mocnin parciálních vzdáleností v každém směru nebo zkráceně součet čtverců rozdílů. Výpočtu podobnosti pak probíhá podle předpisu (23) a výsledný průběh rozdílové funkce je možné nalézt na obr. 22.

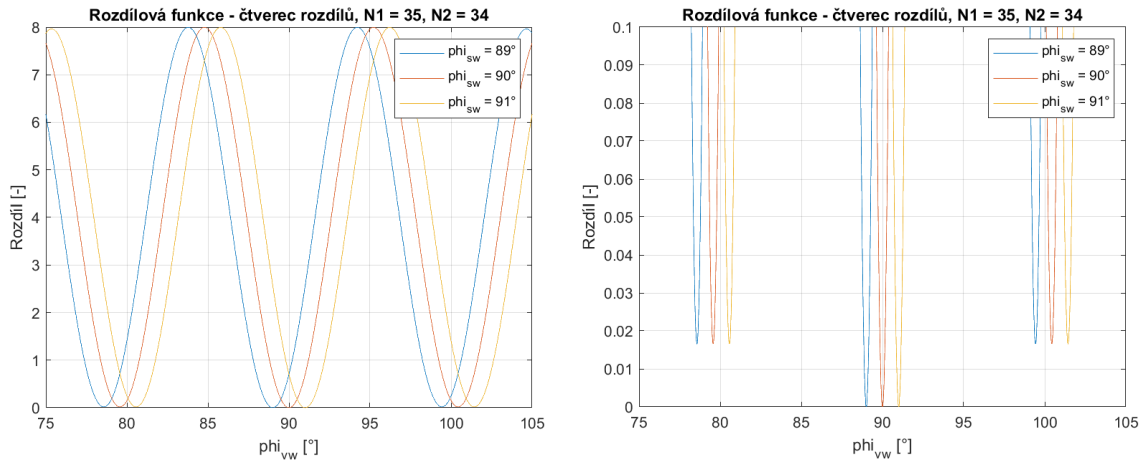
$$\delta_{sw,vw,sqr}(\varphi_{sw}) = (\Delta_{sin_N1}(\varphi_{sw}))^2 + (\Delta_{cos_N1}(\varphi_{sw}))^2 + (\Delta_{sin_N2}(\varphi_{sw}))^2 + (\Delta_{cos_N2}(\varphi_{sw}))^2 \quad (23)$$

Nyní je třeba vyšetřit, zda i tato funkce splňuje hlavní požadavek na rozdílovou funkci, tedy existenci globálního minima na pozici $\varphi_{vw} = \varphi_{sw}$. Při porovnání předpisu (20) pro výpočet podobnosti pomocí součtu absolutních hodnot s předpisem (23) je zřejmá jistá podobnost a na výpočet podobnosti jako čtverce rozdílů lze pohlížet jako na rozšíření předchozí funkce. Stejně jako absolutní hodnota čísla, tak i druhá mocnina čísla zajišťuje existenci pouze kladných hodnot v rozdílové funkci, a tudíž platí stejný argument pro existenci globálního minima na pozici $\varphi_{vw} = \varphi_{sw}$ jako v kapitole 3.2.1.



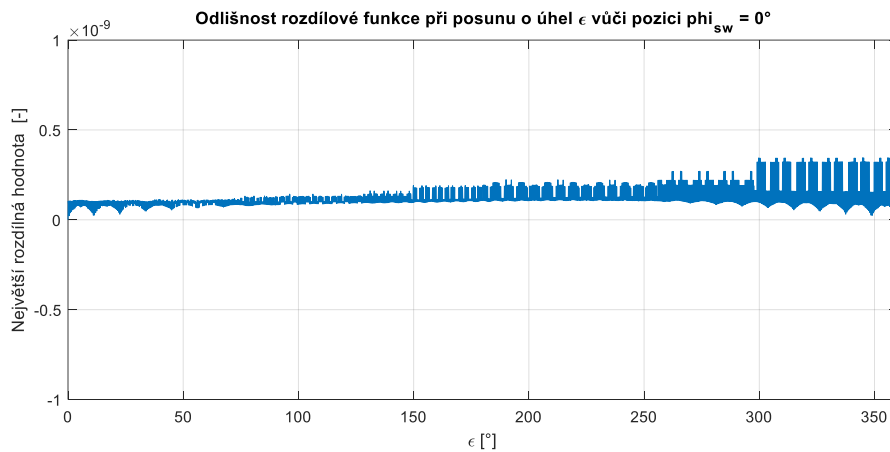
Obr. 22: Průběh rozdílové funkce (součet čtverců rozdílů) na jedné pozici

Dalším krokem je vyhodnocení, zda je tato metoda výpočtu podobnosti invariantní vůči otočení kola. I zde je možné začít u příkladu pro průběhy rozdílové funkce na sousedních pozicích, který je ukázán na obr. 23. Na první pohled se zdá, že by součet čtverců rozdílů mohl tento požadavek splňovat. Nicméně, k obecné platnosti tohoto tvrzení není trojice vzorků dostatečná a je třeba tuto vlastnost blíže analyzovat.



Obr. 23: Průběh rozdílové funkce (součet čtverců rozdílů) pro sousední pozice

Invariance metody vůči pootočení kola snímače by zcela jistě mohla být prokázána matematickým důkazem. Takový důkaz se však ukázal být dost obtížný a v souladu s přístupem definovaným v kapitole 3.2 byl nahrazen numerickou simulací. Simulace proběhla pro velké množství dat, a bylo provedeno tak, že byla vypočtena rozdílová funkce na všech pozicích, posunuta v úhlu o hodnotu vypočtené pozice a vypočten rozdíl mezi rozdílovou funkcí na úhlu $\varphi_{vw} = 0^\circ$ a $\varphi_{vw} = \epsilon$. Maximálního odlišnost rozdílové funkce přes celou otočku je na obr. 24 a je v řádu 10^{-9} . Tato hodnota je však způsobena rezidui výpočtu v plovoucí řádové čárce. Lze tedy konstatovat, že metoda výpočtu podobnosti jako součet čtverců rozdílů je invariantní vůči pootočení kola snímače a pootočení modelu snímače.



Obr. 24: Odlišnost rozdílové funkce při posunu pozice

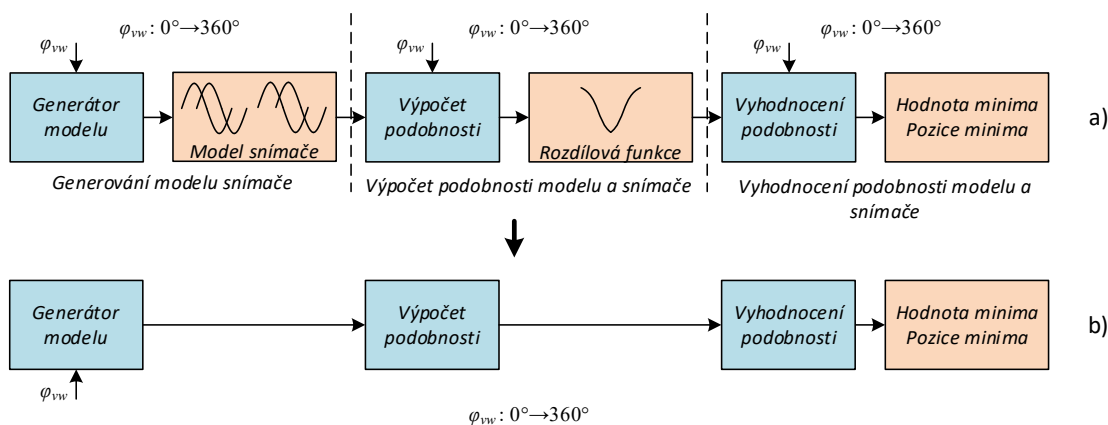
3.3 Postup výpočtu pozice numerickou metodou

Na začátku kapitoly 3 byla nastíněna základní myšlenka numerické metody výpočtu pozice a identifikovány základní funkce, které tato metoda vyžaduje. V následujících dvou podkapitolách byly tyto abstraktní funkce představeny a analyzovány některé jejich důležité vlastnosti. V těchto kapitolách se s těmito dílčími funkcemi pracovalo jako s celkem – při rozboru modelu snímače byl vždy vytvořen kompletní model přes celou otočku a stejně tak výpočet podobnosti byl proveden s kompletním modelem a výsledná rozdílová funkce popisovala rozdílnost přes celou otočku. Zatímco pro účely analýzy jednotlivých funkcí je tento přístup nutný, pro praktické použití této metody je nevhodný. Pokud by byl výpočet pozice realizován stejným způsobem jako simulace a analýzy v předchozích dvou kapitolách, pak by bylo třeba nejprve vygenerovat celý model, ten následně použít pro výpočet podobnosti přes celou otočku a následně nalézt minimum výsledné rozdílové funkce. Tento triviální postup je zobrazen na obr. 25 a), kde je každý výpočet (modré pozadí) proveden pro rozsah $\varphi_{vw}: 0^\circ \rightarrow 360^\circ$ a všechny vypočtené hodnoty jsou uloženy do paměti (červené pozadí). V takovém případě každý výpočet vyžaduje značné množství paměti pro vytvoření modelu a uložení vypočtené rozdílové funkce a zároveň velké množství dílčích operací. Určení každé nové pozice by takto trvalo nepřiměřeně dlouho a taková metoda by byla v praxi nepoužitelná. Postup při výpočtu pozice je tedy třeba optimalizovat jak z hlediska paměťové náročnosti, tak i výpočetní náročnosti.

Nejprve bude provedena optimalizace využití paměti. Před samotným návrhem paměťově efektivního algoritmu výpočtu numerické metody je nutné se nejprve blíže podívat na dílčí funkce metody, a především na to, jakým způsobem pracují s daty. V tomto případě bude výhodné postupovat od poslední funkce (vyhodnocení podobnosti) k první funkci (vytvoření modelu snímače) neboť takto lze snadno identifikovat jaká data navazující funkce vyžaduje od funkce předchozí.

Hledání minima v libovolném průběhu je obvykle realizováno postupným porovnáním jednotlivých hodnot s doposud nejmenší nalezenou hodnotou. Po průchodu celým průběhem rozdílové funkce je tak nalezeno její globální minimum. Zde je důležité si povšimnout, že se jedná o postupný výpočet a v každém kroku se pracuje pouze s jednou novou hodnotou průběhu. Jinými slovy, pro nalezení nejmenší rozdílnosti je třeba poskytnout funkci hledání minima vždy jen jednu novou hodnotu v daném kroku.

Při výpočtu rozdílové funkce ať už dle předpisu (20) nebo (23) dochází k mapování hodnot modelu na daném úhlu natočení a aktuálních hodnot snímače na jejich vzájemnou rozdílnost. Výpočet pracuje vždy jen s aktuálními hodnotami a žádné předchozí hodnoty nejsou brány v potaz. Pokud má rozdílová funkce poskytovat funkci hledání minima jednu hodnotu v daném kroku (v tomto případě krok znamená daný úhel natočení modelu snímače), pak také v daném kroku potřebuje jen jednu sadu hodnot modelu snímače. Na základě této úvahy lze stanovit, že v daném kroku je potřeba vypočítat hodnoty modelu snímače jen pro daný úhel natočení a potom, co jsou tyto hodnoty zpracovány vyhodnocením podobnosti, je možné je zahodit.



Obr. 25: Výpočet pozice numerickou metodou

a) triviální postup, b) optimalizovaný postup

Paměťově efektivní přístup při výpočtu numerické metody tedy vyžaduje proložení jednotlivých dílčích funkcí a zahrnuje postupné generování modelu pro daný úhel natočení, výpočet podobnosti na tomto vzorku a následné porovnání podobnosti s předchozí nejlepší hodnotou. Potom, co jsou všechny výpočty na daném úhlu natočení modelu φ_{vw} provedeny, je možné pokračovat k výpočtu na dalším úhlu natočení modelu. Toto v důsledku znamená, že mezi jednotlivými kroky je třeba ukládat pouze jednu informaci, a to hodnotu doposud nejmenšího rozdílu. Takovýto postup je zobrazen na obr. 25 b).

Druhým praktickým omezením identifikovaným v úvodu této kapitoly je velká výpočetní náročnost. Výpočetní náročnost lze vyjádřit jako počet elementárních operací nutných k výpočtu nové pozice. Existuje několik odlišných přístupů, jak tuto optimalizaci provést. První možností je optimalizace výpočtu jednotlivých matematických funkcí za účelem snížení počtu elementárních operací. Za tímto účelem je nutné analyzovat jednotlivé funkce tak jak jsou definovány svými předpisy (předpis

(12) a (13) pro generování modelu snímače a předpisy (19) a (20), resp. (19) a (23) pro výpočet podobnosti). Výpočet podobnosti je už definován pomocí elementárních operací (sčítání, odčítání, násobení) a jediný prostor pro zlepšení je v optimalizaci pořadí jednotlivých operací. Takový přístup by umožnil zrychlit výpočet jen v případě, že by byl realizován pomocí mikroprocesoru. Tato optimalizace však mnohdy není zcela relevantní pro implementaci do obvodu FPGA, který je cílovým obvodem při použití této metody. Implementace a případné další optimalizace budou diskutovány v kapitole 4.

Další možností je snížení celkového počtu kroků výpočtu. Jak už bylo uvedeno výše, “krok výpočtu“ odpovídá jednomu úhlu natočení modelu snímače. Cílem tohoto přístupu je tedy snaha snížit množství úhlů φ_{vw} , pro které je výpočet proveden. Tohoto lze dosáhnout dvěma způsoby – zvýšením granularity modelu (to znamená generovat méně vzorků modelu na otočku) či snížením velikosti prohledávané oblasti. První uvedený přístup, tedy zvýšení granularity modelu, zároveň znamená snížení úhlového rozlišení a v důsledku i snížení rozlišení vypočtené pozice. V aplikacích, kde je požadováno vysoké rozlišení, může být tento přístup nežádoucí.

Druhý zmíněný přístup, tedy zmenšení prohledávané oblasti, pak neovlivňuje rozlišení vypočtené pozice, ale zároveň nezajišťuje, že bude nalezeno globální minimum rozdílové funkce, pokud se toto minimum nevyskytuje v prohledávané oblasti. Přestože tento druhý přístup se zdá mít zásadní omezení, opak je pravdou a při uvážení typického operačního scénáře použití této metody lze ukázat, že se jedná o vhodný způsob, jak výrazně snížit časovou náročnost výpočtu. Pokud je mechanismus, který je osazen takovým snímačem pozice, řízen v uzavřené smyčce, pak je pro řízení třeba neustále aktualizovat informaci o pozici. V typickém případě je pak tento výpočet prováděn s konstantní periodou, během níž se mechanismus otočí o nějaký úhel. Pokud je možné definovat maximální rychlost otáčení mechanismu, pak je také možné určit maximální úhel, o který se mechanismus za tuto dobu otočí. Na základě předchozí pozice a znalosti úhlu, o který se nová pozice může změnit, je snadné nastavit oblast prohledávání tak, aby se v ní nacházela nová pozice.

Namísto typického operačního scénáře lze naopak stanovit omezení na použití numerické metody se zmenšenou oblastí prohledávání. Je nutné, aby byla nová pozice aktualizována dostatečně často tak, aby se mechanismus nikdy nemohl za dobu mezi dvěma po sobě jdoucími výpočty pozice otočit mimo oblast prohledávání. Potom je

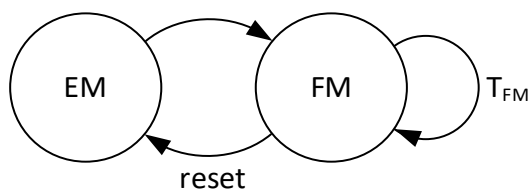
zajištěno, že každá nová pozice je správně vypočtena na základě pozice předchozí. Při prvním výpočtu pozice však neexistuje informace o předchozí pozici, a v takovém případě není možné omezit oblast prohledávání. V praxi bude tedy numerická metoda vyžadovat dva funkční režimy, a to *režim úplného prohledávání* a *režim zrychleného prohledávání*.

Výpočet pozice v *režimu úplného prohledávání* (označován zkratkou EM z anglického Exhaustive mode) vyžaduje prohledání celého modelu snímače. Přestože je takový výpočet časově náročný, je třeba ho provést jen jednou, a každé další určení pozice je prováděno v režimu zrychleného prohledávání. V tomto režimu lze sáhnout i ke snížení granularity modelu v případě, pokud je následně proveden přesný výpočet pozice v režimu zrychleného prohledávání.

Výpočet pozice v *režimu zrychleného prohledávání* (označován zkratkou FM z anglického Fast Mode) probíhá jen na omezené oblasti modelu snímače. Doba výpočtu nové pozice je v tomto režimu výrazně kratší a závisí na velikosti prohledávané oblasti a úhlovém rozlišení modelu snímače. Jak už bylo zmíněno výše, výpočet v tomto režimu by měl probíhat periodicky tak, aby mechanismus při maximální rychlosti otáčení neopustil oblast prohledávání. Vztah mezi periodou výpočtu T_{FM} , maximální rychlostí otáčení ω_{max} a velikostí prohledávané oblasti je dán vztahem (24).

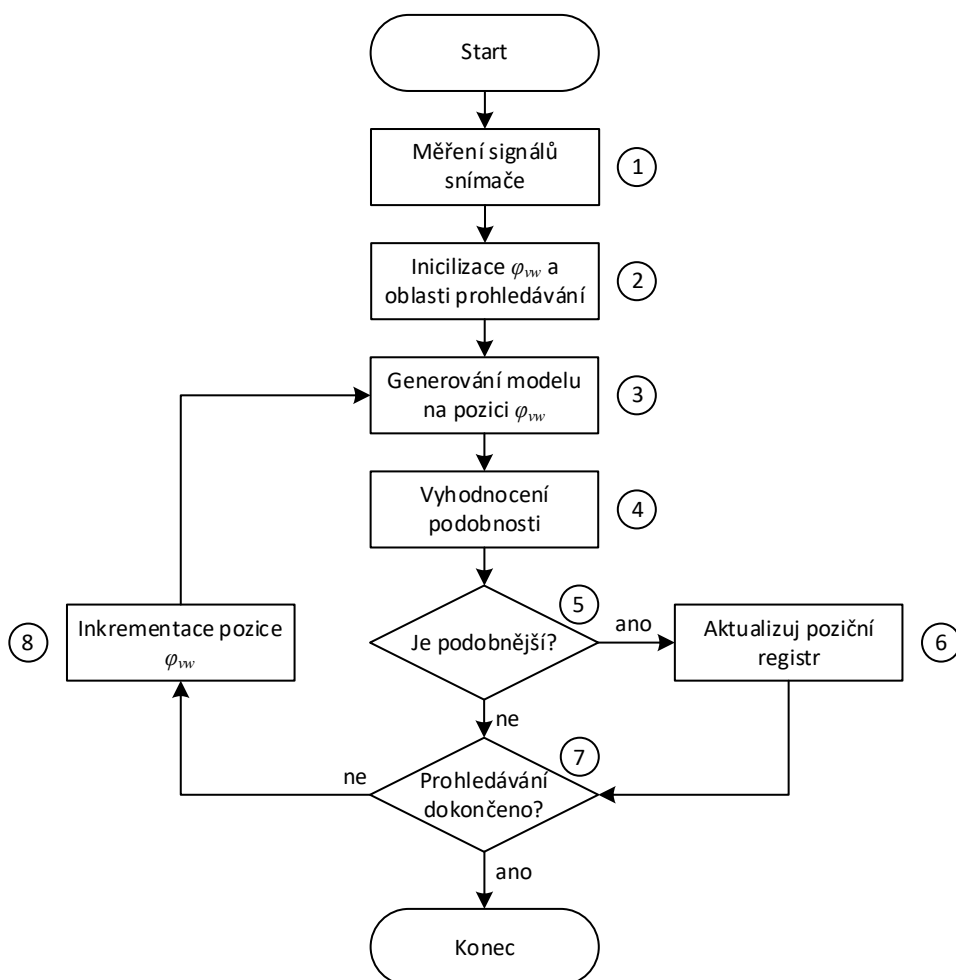
$$\varphi_{sw,FM_area} > \frac{\omega_{max}}{T_{FM}} \quad (24)$$

Při praktickém použití numerické metody je pak třeba vhodně přepínat mezi oběma režimy, jak je naznačeno na obr. 26. Jak už bylo uvedeno výše, výpočet pozice v režimu úplného prohledávání je třeba provést vždy, když není možné s jistotou předpokládat, kde se mechanismus nachází. Přepnutí výpočtu do tohoto režimu zároveň znamená restartování celého procesu výpočtu pozice, neboť informace o předchozí pozici je tímto ztracena. Podmínky pro restartování výpočtu pozice (podmínka *reset* v diagramu na obr. 26) jsou odlišné pro různé aplikace a vždy by měly být zváženy všechny situace, které mohou vést k neschopnosti numerické metody nalézt pozici v prohledávané oblasti. Typickými případy, které by měly být vždy uvažována, jsou zastavení periodického výpočtu pozice kvůli úspoře energie v době, kdy není třeba pozici počítat, či přístup do paměti s uloženými koeficienty modelu snímače a jejich aktualizace. Pokud je pak systém doplněn dalším mechanismem pro detekci chybně vypočtené pozice, pak by i tato informace měla být součástí podmínky pro restartování výpočtu.



Obr. 26: Přepínání režimů numerické metody

Výpočet pozice zahrnující všechny předchozí optimalizace lze také definovat pomocí algoritmu vyobrazeném na vývojovém diagramu na obr. 27. Stejný algoritmus je použit v obou režimech prohledávání, liší se pouze nastavení prohledávané oblasti.



Obr. 27: Sekvence výpočtu pozice numerickou metodou

Důležité kroky výpočtu pozice byly už detailně představeny v předchozím textu. Vzhledem k tomu, že se však jedná o stěžejní část práce a následující kapitoly budou s tímto algoritmem pracovat, jsou jednotlivé kroky stručně shrnuty v následujícím popisu.

- 1 Samotnému výpočtu pozice předchází měření aktuálních hodnot signálu snímače pozice.
- 2 Před samotným prohledáváním modelu je třeba nastavit vnitřní proměnné a oblast prohledávání dle režimu prohledávání (počáteční úhel a konečný úhel prohledávané oblasti)
- 3 Generování modelu pozičního senzoru je provedeno pro jednu pozici φ_{vw} dle předpisu (12).
- 4 Výpočet podobnosti rozdílů je proveden z dat naměřených v kroku 1 a z dat poskytnutých modelem v předchozím kroku dle předpisů (19) a (20) nebo (19) a (23) dle zvolené metody výpočtu podobnosti. Výsledkem je míra podobnosti mezi dvěma sadami dat reprezentována jako rozdíl, tzn. menší hodnota znamená větší podobnost.
- 5 Rozdíl vypočtený v předchozím kroku je porovnán s předchozím nejmenším rozdílem a pokud je menší, dojde k
- 6 aktualizaci hodnoty vypočtené pozice na aktuální hodnotu φ_{vw} .
- 7 Následně je provedeno vyhodnocení, zda byla prohledána celá oblast. Pokud ano, pak výpočet pozice končí a aktuální úhel natočení snímače pozice je uložena v pozičním registru. Pokud celá oblast ještě nebyla prohledána, pak
- 8 dojde k inkrementaci pozice virtuálního kola a výpočet se vrací do kroku 3. Hodnota inkrementu pak závisí na granularitě modelu.

3.4 Tolerance metody ke změně parametrů snímače

Jedním z požadavků na novou metodu výpočtu pozice byla její tolerance vůči změně parametrů senzoru. Nejprve však bude nutné pojem *tolerance* definovat v kontextu numerické metody. Obecně lze očekávat, že změna parametrů snímače bude mít vliv na přesnost vypočtené pozice. V následujícím textu budou používány dva termíny vyjadřující toleranci metody, a to

- *robustnost* metody, která znamená, že vypočtená pozice je dostatečně přesná pro zajištění *správné funkce systému*
- a *přesnost* metody, která určuje chybu pozice vzhledem k požadavkům na *přesnost systému*.

Pro lepší pochopení významu *robustnosti* metody je třeba uvažovat typický scénář jejího použití, který byl naznačen už v předchozí kapitole. Nejprve (např. po spuštění) je proveden výpočet v režimu úplného prohledávání k nalezení počáteční pozice a následně je tato pozice použita pro první běh výpočtu v režimu zrychleného prohledávání, který je nadále používán během otáčení mechanismu. Pro správnou

funkčnost takového systému musí být vypočtená pozice dostatečně blízká skutečné pozici, aby byla zajištěna správná funkce zbytku systému. Příklad takového systému bude později představen v kapitole 5, kdy dostatečně přesná pozice zajišťuje správnou funkci procesu automatické aktualizace koeficientů a vektorového řízení motoru. Na tomto místě nebude diskutováno, jak přesná pozice musí být (toto bude zřejmé až po seznámení se s vzorovým systémem v kapitole 5), zde bude pouze konstatováno, že metoda je dostatečně robustní, pokud je při změně parametrů snímače vypočtena pozice ve správné periodě snímače pozice.

Jak už bylo uvedeno v kapitole 1.1, *přesnost* pozice je dána mnoha vlivy jako parametry snímače pozice, sesazení snímače s mechanismem nebo chyba určení správné pozice pomocí referenčního měření. Tyto vlivy jsou pak mnohdy nezávislé na metodě výpočtu. Při stanovení cílů práce v kapitole 2 pak požadavek na přesnost není stanoven, neboť toto vždy závisí na cílové aplikaci. Při analýze přesnosti metody tedy budou uvedeny výsledky simulací pro danou konfiguraci bez vyhodnocení, zda je taková přesnost dostatečná. Pro lepší představu o přesnosti numerické metody bude uvedena také chyba výpočtu pomocí jednoduché metody založené na Vernierově principu s interpolací úhlu v periodě, jak byla představena v kapitole 1.2.1. Zhodnocení přesnosti je pak třeba provést vždy pro cílovou aplikaci na základě změřených či očekávaných parametrů systému.

Analýza tolerance metody ke změně parametrů bude provedena zvláště pro oba režimy prohledávání. Nejprve bude rozebrána tolerance v režimu úplného prohledávání. V tomto režimu je důležitá především *robustnost*, neboť při typickém použití metody je při přepínání režimů z obr. 25 tento režim vždy následován režimem zrychleného prohledávání a vypočtená pozice je záhy aktualizována. Toleranci metody v režimu zrychleného prohledávání je pak třeba vyhodnotit z hlediska robustnosti i přesnosti.

3.4.1 Robustnost metody v režimu úplného prohledávání

V kapitole 3.2 bylo hledání pozice představeno jako úkol určení minima rozdílové funkce v prohledávané oblasti, přičemž prohledávaná oblast se liší v závislosti na režimu prohledávání. V případě režimu úplného prohledávání se jedná o globální minimum. Při změně parametrů signálů snímače dochází ke změně tvaru rozdílové funkce a je tak možné, že globální minimum této funkce neodpovídá skutečné pozici. Nejprve tedy musí být ukázáno, jakým způsobem se bude rozdílová funkce měnit při nesouladu modelu snímače a průběhu snímače samotného a následně určena

maximální změnu parametrů snímače, při které je vypočtená pozice stále ve správné periodě.

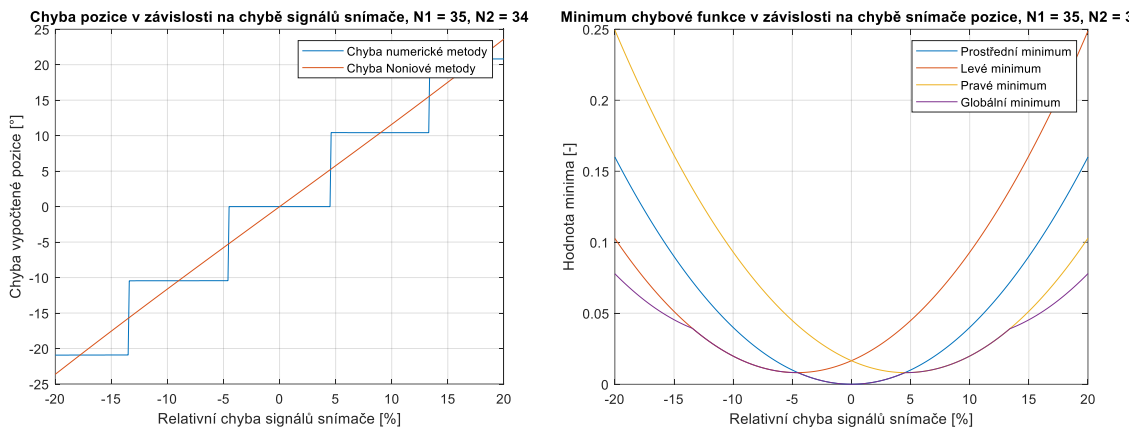
Rozdílová funkce se může měnit dvěma způsoby, mohou se změnit hodnoty všech lokálních minim a zároveň se může měnit úhel, na kterém se lokální minima nacházejí. V prvním případě, kdy se mění hodnoty lokálních minim, může nastat situace, kdy hodnota minima na správné pozici stoupne natolik, že je vyšší než některé jiné lokální minimum. Je tedy vhodné hovořit spíše o rozdílu hodnot sousedních lokálních minim, které se zmenšuje. Z průběhů na obr. 20 až obr. 23 je patrné, že globální minimum je vždy doplněno postranními lokálními minimy, levým minimem a pravým minimem. Vzdálenost mezi globálním minimem a sousedním lokálním minimem je vždy stejná a odpovídá střední hodnotě délky periody. Pokud pozici globálního minima označíme P_1 a pozici sousedního lokálního minima P_2 , pak je jejich vzdálenost dle (25).

$$|P_1 - P_2| = \frac{360^\circ}{\frac{N_1 + N_2}{2}} \quad (25)$$

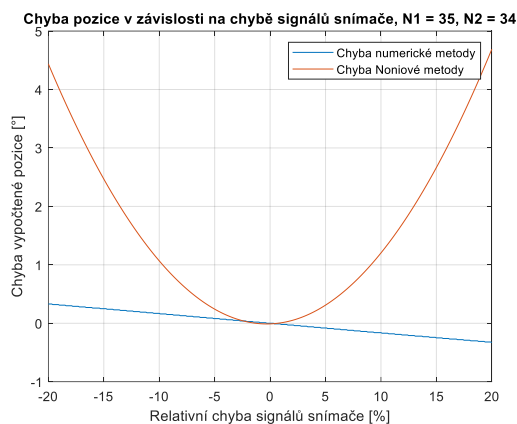
V případě takové změny rozdílové funkce bude vypočtená pozice chybná o násobky střední délky periody $|P_1 - P_2|$ a pozice bude vypočtena v nesprávné periodě. Průběh vypočtené pozice v závislosti na chybě snímače je zobrazen na obr. 28 a) a hodnoty tří sousedních lokálních minim v závislosti na chybě snímače je možné nalézt na obr. 28 b).

Druhým případem je změna úhlu, na kterém se lokální minima vyskytují. Toto zřejmě povede k chybně vypočtené pozici, která však, pokud hodnota lokálního minima na správné pozici nepřesáhne hodnotu žádného jiného lokálního minima (bude se tedy vždy jednat o globální minimum nezávisle na změně parametrů snímače), bude vždy ve správné periodě signálu. Průběh vypočtené pozice v závislosti na chybě snímače je zobrazen na obr. 28 c) a hodnoty tří sousedních lokálních minim v závislosti na chybě snímače je možné nalézt na obr. 28 d). Je patrné, že tento případ má dopad pouze na přesnost metody, nikoliv však na její robustnost.

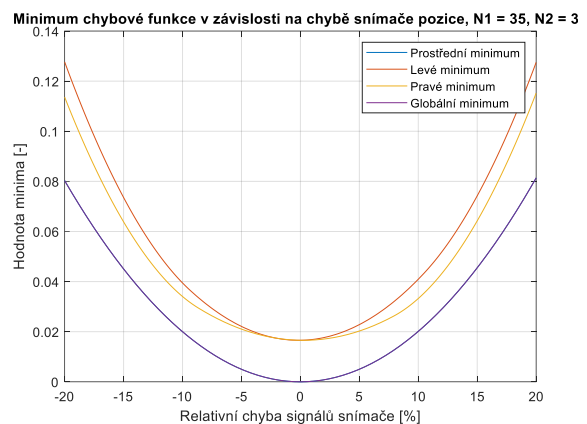
NOVÁ METODA ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ ZE SNÍMAČE ABSOLUTNÍ POZICE



a) chyba pozice v případě změny hodnoty lokálních minim



b) hodnoty lokálních minim v případě změny jejich hodnoty



c) chyba pozice v případě posunu úhlu výskytu lokálních minim

d) hodnoty lokálních minim v případě posunu úhlu jejich výskytu

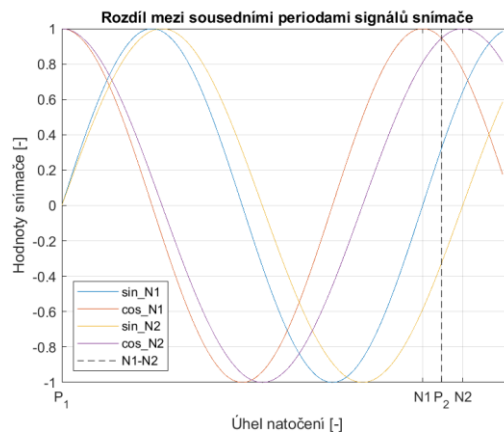
Obr. 28: Chyba pozice v závislosti na chybě snímače

Všechny průběhy na obr. 28 byly získány pro dvě různé pozice, na kterých jsou tyto extrémní případy nejlépe vidět. Na zbyvajících pozicích se pak jedná o kombinaci obou jevů, tedy jak změny hodnoty lokálních minim, tak i jejich posun. Z tohoto lze také usuzovat, že robustnost metody na jiných pozicích bude větší, ale zároveň bude doprovázena horší přesností vypočtené pozice. Pro stanovení maximální chyby snímače, při které bude vypočtená pozice ve správné periodě (splňuje podmínku robustnosti, jak byla definována v předchozí kapitole), je však nutné pracovat s nejhorším případem.

Z numerické simulace na obr. 28 lze odhadnout, že přeskok do chybné periody nastává při změně parametrů snímače o přibližně 4,5 % v případě, že se jedná o snímač s 35 zuby na jedné stopě a 34 zuby na druhé stopě. Bylo by možné provést numerické simulace i pro další varianty snímače, nicméně takový přístup je poměrně časově náročný a náchylný k chybám, neboť je třeba pro každý snímač identifikovat nejhorší

případ a následně studovat průběh globálního minima a postranních lokálních minim rozdílové funkce. Existuje však odlišný způsob, jak stanovit maximální změnu parametrů snímače při zachování robustnosti metody. Je totiž možné k problematice přistoupit z opačné strany, a to z rozboru signálů samotného snímače pozice.

Z předchozích úvah plyne, že tolerance metody je dána rozdílem mezi globálním minimem rozdílové funkce a postranními lokálními minimy, jejichž vzdálenost je závislá na počtu zubů snímače a odpovídá střední délce periody podle (25). Jedná se tedy o rozdíl mezi hodnotou podobnosti modelu a snímače na pozicích $\{\varphi_{sw,P1}, \varphi_{vw,P1}\}$ a $\{\varphi_{sw,P1}, \varphi_{vw,P2}\}$. V případě ideálního snímače je však tento rozdíl ekvivalentní k rozdílu mezi podobnostmi na pozicích $\{\varphi_{sw,P1}, \varphi_{vw,P1}\}$ a $\{\varphi_{sw,P2}, \varphi_{vw,P1}\}$, protože v případě záměny úhlů dojde pouze k prohození jednotlivých hodnot, ale jejich vzdálenost se nezmění. V předchozích hodnotách podobnosti na různých úhlech lze zaměnit hodnoty snímače pozice a modelu snímače, aniž by se změnil výsledek výpočtu. Z tohoto lze tedy odvodit jeden důležitý poznatek, robustnost metody je dána jen rozdílem mezi hodnotami snímače na pozicích $\{\varphi_{sw,P1}, \varphi_{sw,P2}\}$.



Obr. 29: Robustnost jako rozdíl mezi sousedními periodami

Z průběhů ideálního snímače pak lze určit hodnoty jednotlivých signálů na dvou různých úhlech $\varphi_{sw,P1}$ a $\varphi_{sw,P2}$ vzdálených přesně o střední délku periody (obr. 29) a následně určit jejich podobnost. K tomu je možné vzít si na pomoc metody z kapitol 3.2.1 a 3.2.2 a modifikovat je tak, že namísto výpočtu podobnosti mezi modelem snímače a snímačem pozice počítají podobnost mezi dvěma hodnotami snímače pozice na různých úhlech, jak je ukázáno v (26) a (27).

$$\Delta_{P_1,P_2,abs} = |\sin_N1(\varphi_{P1}) - \sin_N1(\varphi_{P2})| + |\cos_N1(\varphi_{P1}) - \cos_N1(\varphi_{P2})| + |\sin_N2(\varphi_{P1}) - \sin_N2(\varphi_{P2})| + |\cos_N2(\varphi_{P1}) - \cos_N2(\varphi_{P2})| \quad (26)$$

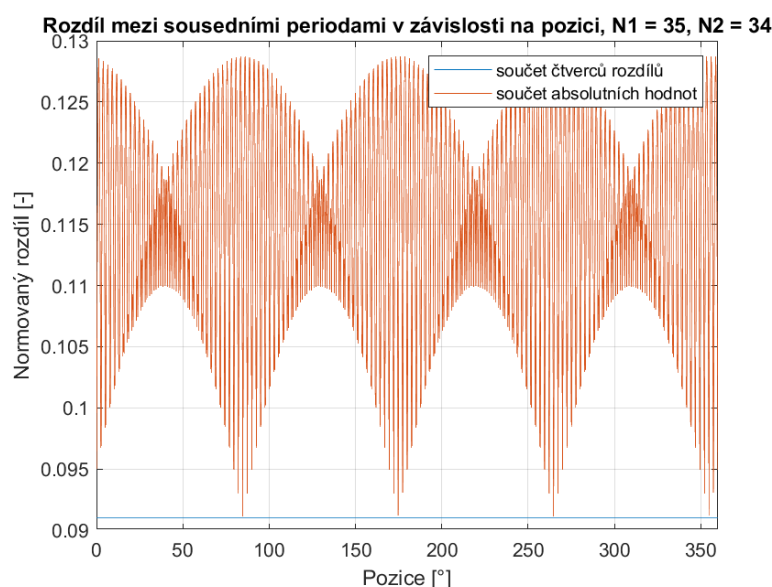
$$\Delta_{P_1,P_2,sqr} = (\sin_N1(\varphi_{P1}) - \sin_N1(\varphi_{P2}))^2 + (\cos_N1(\varphi_{P1}) - \cos_N1(\varphi_{P2}))^2 + (\sin_N2(\varphi_{P1}) - \sin_N2(\varphi_{P2}))^2 + (\cos_N2(\varphi_{P1}) - \cos_N2(\varphi_{P2}))^2 \quad (27)$$

Takto vypočtené podobnosti však ještě přímo neudávají hodnotu tolerance, neboť jejich hodnoty záleží na rozkmitu signálu. V případě výpočtu podobnosti metodou součtu čtverců rozdílů je pak hodnota podobnosti druhou mocninou vzdálenosti a výsledek je tedy v jiných jednotkách než při výpočtu podobnosti jako součtu absolutních hodnot rozdílů. Před samotným výpočtem tolerance je třeba provést normování, aby hodnoty rozdílnosti nebyly ovlivněny vlastnostmi signálů snímače a metody vyhodnocení podle předpisů (28) a (29).

$$\Delta_{P_1, P_2, abs, norm} = \frac{\Delta_{P_1, P_2, abs}}{(max - min)} \quad (28)$$

$$\Delta_{P_1, P_2, sqr, norm} = \sqrt{\frac{\Delta_{P_1, P_2, sqr}}{(max - min)}} \quad (29)$$

Nyní je možné určit hodnoty rozdílnosti průběhů snímače v sousedních periodách. Toto lze nejnázne provést numerickou simulací, ve které jsou vypočteny hodnoty rozdílnosti mezi hodnotami signálů snímače ve vzdálenosti $|P_1 - P_2|$ pro všechny jeho pozice. Výsledek simulace pro obě metody vyhodnocení podobnosti je na obr. 30.



Obr. 30: Rozdíl mezi sousedními periodami v závislosti na pozici

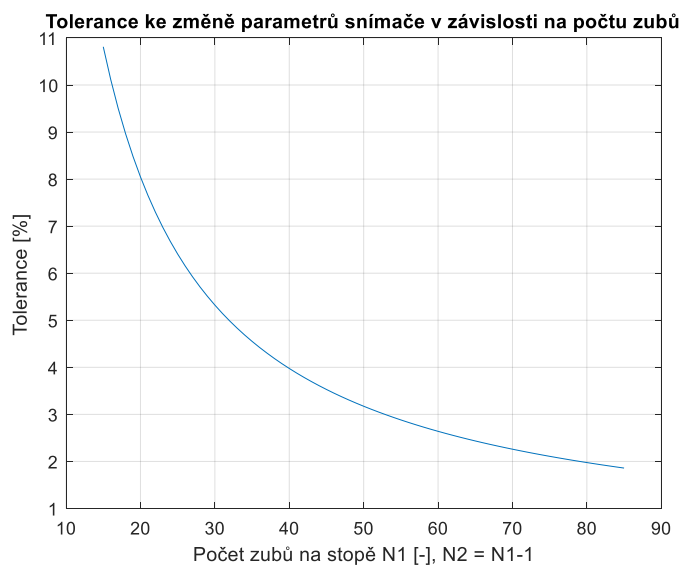
Na první pohled by se mohlo zdát, že tolerance metody při použití součtu absolutních hodnot rozdílů je lepší v porovnání s metodou součtu čtverců rozdílů, neboť takto vypočtená rozdílnost je vyšší s výjimkou několika málo hodnot. Toto však není pravda, neboť je třeba uvážit také poznatek z první části kapitoly, a to že chování numerické metody při změně parametrů snímače záleží na pozici. A právě onen nejhorší případ z hlediska tolerance metody se projevuje na pozicích, kde je hodnota rozdílnosti mezi sousedními periodami nejmenší.

Rozdílnost mezi sousedními periodami vypočtené s využitím metody součtu čtverců rozdílů je konstantní hodnota přes celou otočku. Zde se projevuje invariance rozdílové funkce vůči pootočení kola snímače a modelu snímače. A právě tohoto lze s výhodou využít při stanovení tolerance metody i pro další případy, neboť není potřeba provádět žádné numerické simulace k určení tolerance.

Na základě předchozích poznatků je konečně možné stanovit hodnotu tolerance numerické metody při změně koeficientů. Tolerance numerické metody je dána polovina hodnoty rozdílnosti mezi sousedními periodami podle vztahu (29). Ona polovina se v tomto vztahu vyskytuje proto, že se jedná o vzdálenost globálního minima k postranním maximům. Za těmito hodnotami pak vypočtená pozice „sklouzne“ do postranního lokálního minima a pozice je vypočtena ve špatné periodě.

$$TOL_{EM} = \frac{\Delta_{P_1, P_2, sqr, norm}}{2} * 100\% \quad (30)$$

Z předcházející analýzy lze odvodit další poznatek, tolerance metody v režimu úplného prohledávání nezáleží na zvolené metodě vyhodnocení podobnosti či na dalších vlastnostech numerické metody, naopak je dána jen jediným parametrem snímače, a to počtem zubů N_1 a N_2 na kole snímače. S využitím vztahů uvedených v této kapitole lze také stanovit závislost tolerance na chybě snímače pro různé velikosti kole snímače, jejíž průběh je vykreslen na obr. 31. Z tohoto průběhu lze odvodit jeden zajímavý poznatek, a to že tolerance klesá s velikostí kola snímače. Pro dosažení co nejlepší tolerance by tedy bylo vhodné použít snímač s malým počtem zubů.



Obr. 31: Tolerance metody ke změně parametrů snímače v závislosti na počtu zubů

3.4.2 Tolerance metody v režimu zrychleného prohledávání

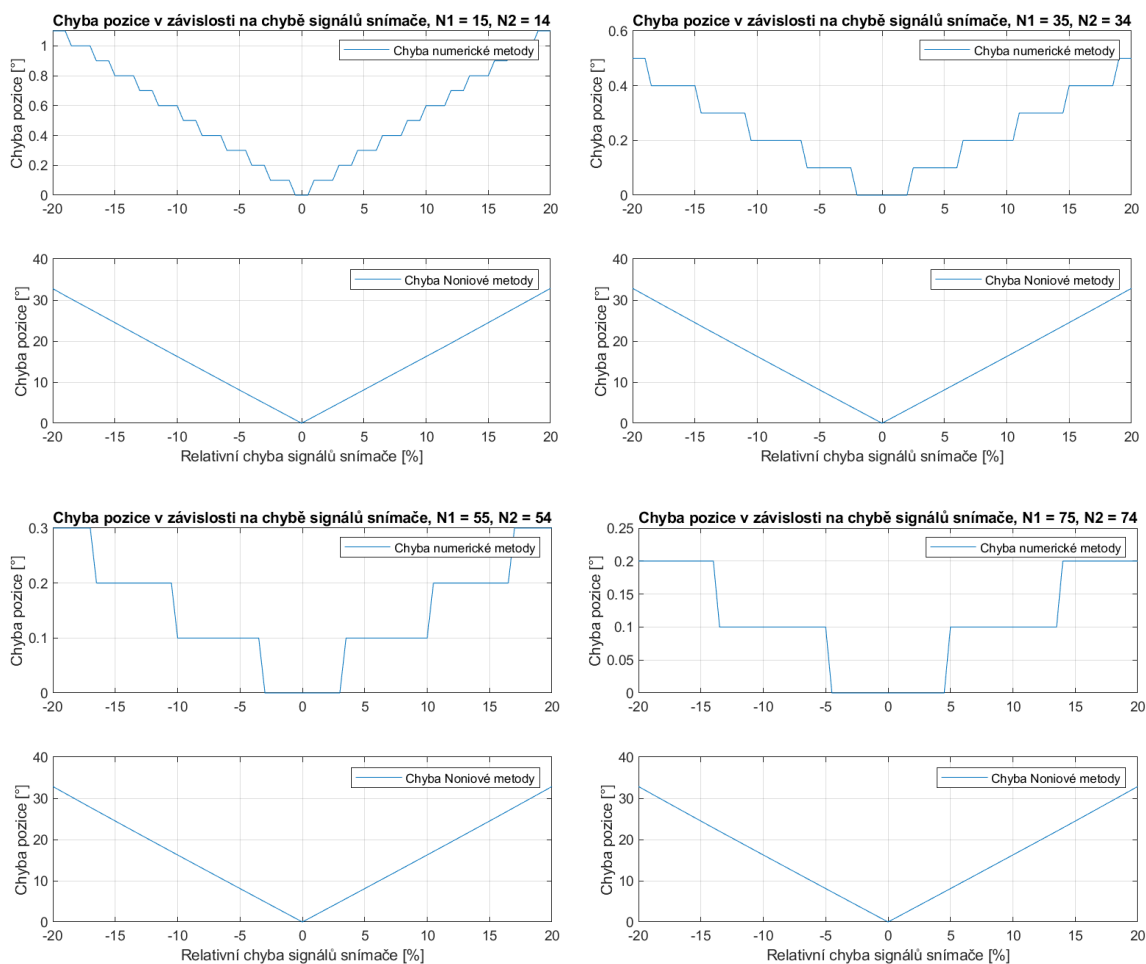
Tolerance metody v režimu zrychleného prohledávání bude analyzována jak z hlediska její robustnosti, tak i přesnosti. Při analýze robustnosti metody v režimu úplného prohledávání bylo pracováno s průběhy rozdílové funkce. Metoda se ukázala být robustní v případě, že nedošlo k přeskoku na nesprávné lokální minimum vzdálené přesně o $|P_1 - P_2|$. Při bližším pohledu na průběhy rozdílové funkce na obr. 20 a obr. 22 je patrné, že přibližně do vzdálenosti $\frac{|P_1 - P_2|}{2}$ od globálního minima rozdílová funkce spojitě narůstá. Pokud je pak oblast prohledávání ve zrychleném režimu nastavena dostatečně malá, tedy menší než $\frac{|P_1 - P_2|}{2}$, v této oblasti se bude nacházet pouze jedno lokální minimum a při postupném prohledávání modelu bude hodnota detekovaného minima k lokálnímu minimu v aktuální periodě přirozeně klouzat. Je možné tedy konstatovat, že numerická metoda v režimu zrychleného prohledávání je robustní už ze své povahy, pokud je dodržen předpis (31).

$$\varphi_{sw,FM_area} < \frac{|P_1 - P_2|}{2} \quad (31)$$

Druhou analyzovanou vlastností je přesnost numerické metody. Zdá se, že zde bohužel neexistuje žádný způsob, jak tuto vlastnost analyzovat jiným způsobem než numerickou simulací na velkém vzorku dat. Simulace byla provedena s následujícími parametry:

- Simulace byly provedeny pro snímač pozice s různým počtem zubů.
- Pro simulaci byl použit ideální model snímače představený v kapitole 3.1.1 a matematický model snímače z kapitoly 1.1.2. Snímač byl modelován jako ideální, tedy s konstantní amplitudou a střední hodnotou a nulovým fázovým posunem. V simulaci tedy nejsou obsaženy chyby zjednodušeného modelu snímače, tak jak byly identifikovány v kapitole 3.1.3.
- Výpočet podobnosti byl proveden oběma metodami představenými v kapitole 3.2, tedy součtem rozdílů absolutních hodnot i součtem čtverců rozdílů.
- Změna parametrů snímače byla modelována jako změna střední hodnoty, a to na všech čtyřech signálech. Střední hodnota byla posouvána oběma směry (nahoru a dolů), bylo simulováno všech 16 kombinací.
- Souběžně s výpočtem pozice numerickou metodou byl proveden referenční výpočet pomocí Vernierovy metody s interpolací úhlu v periodě goniometrickou funkcí se stejnými vstupními daty.

Vzhledem k velkému množství výsledků daný počtem všech kombinací jsou zde uvedeny pouze souhrnné výsledky. Na obr. 32 je uvedena maximální chyba vypočtené pozice, která byla při dané velikosti chyby koeficientů snímače na pozicích přes celou otočku nalezena.

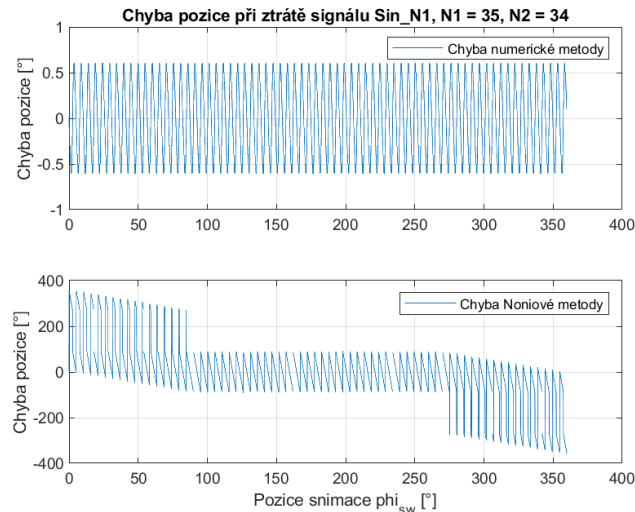


Obr. 32: Maximální chyba výpočtu pozice v závislosti na chybě signálů snímače

Výsledky takové simulace je však třeba brát s rezervou, neboť byly zanedbány chyby modelu snímače a případné chyby způsobené konečným rozlišením, které budou analyzovány až v následující kapitole. Z těchto výsledků je však možné odhadnout alespoň přibližnou chybu, kterou lze při změně parametrů očekávat. Zároveň je zřejmé, že v případě změn parametrů snímače dokáže numerická metoda stanovit pozici s mnohonásobně vyšší přesností, než je tomu v případě známých metod představených v kapitole 1.2.

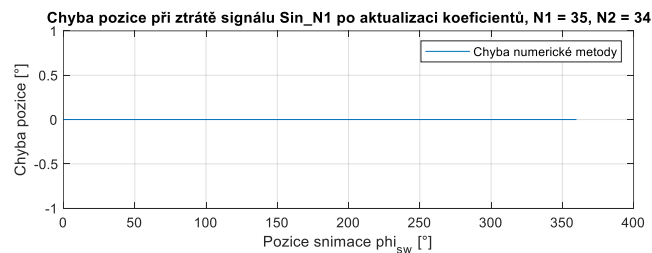
Přesnost a zároveň i robustnost výpočtu pozice numerickou metodou v režimu zrychleného prohledávání lze také demonstrovat na extrémním případě, kterým je ztráta jednoho ze signálů snímače. V takovém případě se v průběhu otáčení jeden signál

nemění a drží konstantní hodnotu po celou otočku. Jak je možné vidět na obr. 33, i v takovém případě však dokáže tato metoda nalézt přibližně správnou pozici především při porovnání s referenčním výpočtem pozice, jejíž chyba je v rozsahu $\pm 360^\circ$, a to i přes to, že se jedná o poruchu a obecně nelze očekávat, že určení pozice bude fungovat správně.



Obr. 33: Chyba výpočtu pozice při ztrátě jednoho signálu snímače

Pokud je navíc výpočet pozice doplněn aktualizací koeficientů, pak je v průběhu otočky opravena hodnota amplitudy (na nulu) a střední hodnota průběhu (na hodnotu signálu) postiženého signálu a při výpočtu pozice v další otočce na základě aktualizovaného modelu je určení pozice provedeno korektně (obr. 34).



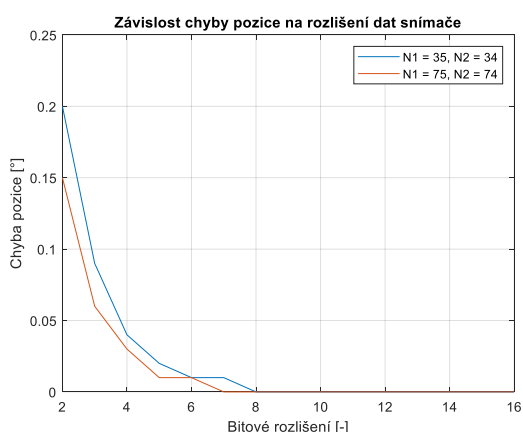
Obr. 34: Chyba výpočtu pozice při ztrátě jednoho signálu snímače po aktualizaci koeficientů

Funkčnost numerické metody v tomto extrémním případě by však neměla být překvapivá. Prohledávání modelu snímače v tomto režimu probíhá vždy v omezené oblasti, a i přestože se v takovém případě model snímače od skutečného průběhu výrazně liší, v okolí skutečné pozice se vždy bude nacházet nějaké lokální minimum rozdílové funkce. Na výpočet pozice v režimu zrychleného prohledávání lze tedy nahlížet jako na hledání nejlepší podobnosti v oblasti, kde je očekávána skutečná pozice mechanismu (lokální minimum) namísto hledání globálního minima.

3.5 Vliv rozlišení na přesnost výpočtu

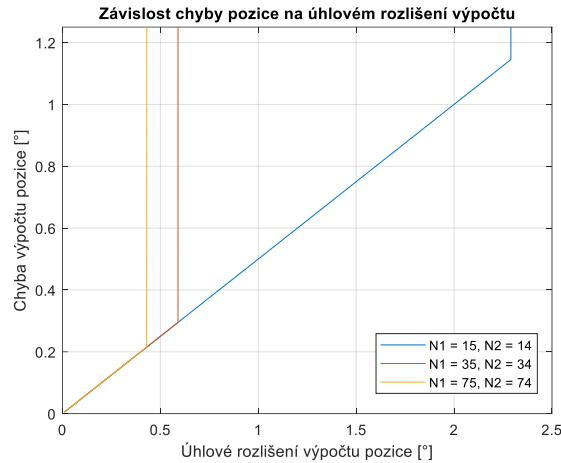
Analýzy provedené v předchozích kapitolách byly realizovány na spojitých průbězích s maximálním rozlišením v úhlu. Tohoto bylo dosaženo tak, že hodnoty snímače i hodnoty modelu byly vygenerovány na stejných pozicích a reprezentovány číslem v plovoucí řádové čárce. Před použitím zde představené nové metody v praxi je však nutné vzít v potaz také konečné rozlišení jak v rozsahu, tak i v úhlu. V této kapitole bude blíže prostudován právě vliv konečného rozlišení hodnot modelu či signálů snímače a konečného úhlového rozlišení na chování výpočtu pozice.

Nejprve bude analyzován vliv konečného rozlišení vstupního signálu a koeficientů použitých pro generování modelu snímače, avšak bez omezení rozlišení v úhlu. Takové kvantování vstupního signálu odpovídá převodu spojitého signálu do digitální domény převodníkem A/D a mělo by poskytnout prvotní vodítka, jaké rozlišení převodníku je třeba. Analýza je založena na numerické simulaci s velkým vzorkem dat, přičemž matematický model snímače je ideální, tedy bez chyb signálů, které v průběhu otočky vznikají. Na základě výsledků simulací pak je možné sestavit závislost chyby výpočtu pozice na rozlišení převodníku A/D. Z charakteristiky na obr. 35 pak lze odvodit dva závěry – potřebné bitové rozlišení je závislé na parametrech snímače, především počtu zubů na jeho kole, a minimální bitové rozlišení vstupního signálu by mělo být 8 bitů.



Obr. 35: Maximální chyba výpočtu pozice v závislosti na bitovém rozlišení signálů

Nyní je možné předchozí úlohu otočit a analyzovat vliv konečného rozlišení v úhlu na přesnost výpočtu pozice. I v tomto případě je analýza založena na numerických simulacích na velkém vzorku dat s matematickým modelem ideálního snímače a výsledkem bude závislost chyby na úhlovém rozlišení modelu snímače. Konečné rozlišení v úhlu $\varphi_{vw,res}$ pak definuje granularitu modelu snímače.

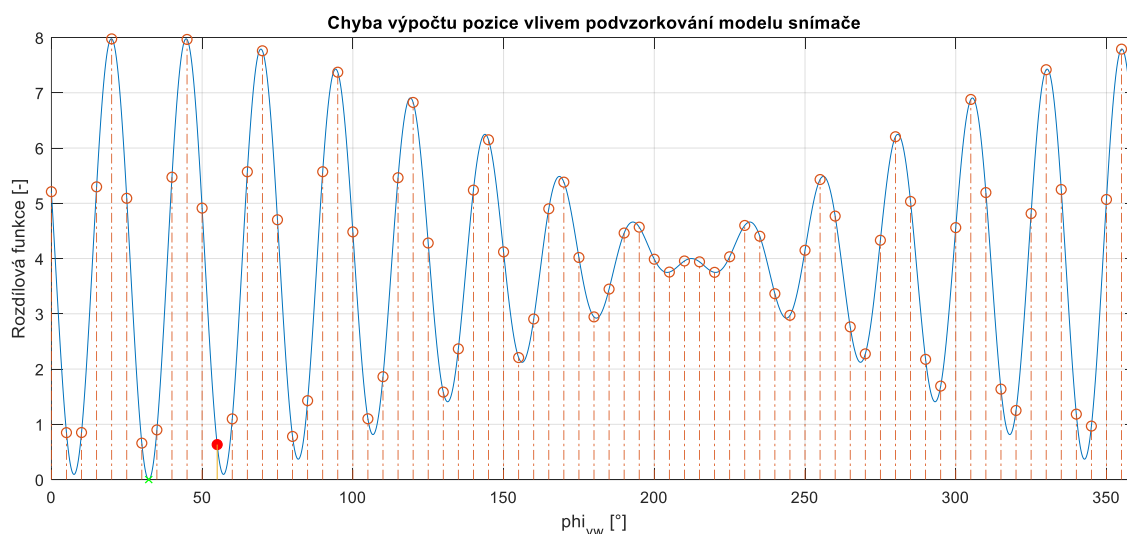


Obr. 36: Maximální chyba výpočtu pozice v závislosti na úhlovém rozlišení modelu

Závislost chyby na úhlovém rozlišení modelu snímače je vykreslena na obr. 36. Na této charakteristice je možné si povšimnout dvou jevů. Nejprve chyba výpočtu lineárně narůstá s úhlovým rozlišením modelu snímače až do bodu, kdy naroste na enormní hodnoty. V lineární části charakteristiky je sklon křivky $0,5^\circ$ chyby na 1° rozlišení, tedy maximální chyba je přesně polovina úhlového rozlišení nezávisle na počtu zubů na kole snímače. Toto je přirozený důsledek kvantování v úhlu. Pro lepší pochopení je možné zvážit modelový případ. Uvažujme rozlišení modelu snímače $\varphi_{vw,res} = 1^\circ$. Pak i možné hodnoty nalezené pozice budou dány řadou diskrétních hodnot $1^\circ, 2^\circ, 3^\circ, \text{atd.}$ Pokud se snímač pozice nachází například na pozici $\varphi_{sw} = 0,4^\circ$, pak bude vypočtena nejbližší možná pozice z řady diskrétních hodnot, a to pozice $\varphi_{vw} = 0^\circ$. V takové případě je chyba výpočtu $|\varphi_{sw} - \varphi_{vw}| = 0,4^\circ - 0^\circ = 0,4^\circ$. Není tedy možné, aby maximální chyba byla menší než polovina rozlišení.

Druhý jev pozorovaný na průběhu závislosti chyby výpočtu pozice na úhlovém rozlišení modelu snímače je skokový nárůst chyby při nějaké hodnotě úhlové rozlišení, přičemž tato hodnota je zřejmě závislá na počtu zubů na kole snímače. Tento druh chyby nastává v případě, že model snímače obsahuje nedostatečné množství vzorků, a tím dochází k podvzorkování rozdílové funkce. Kvůli tomu je v každé její periodě nedostatečný počet vzorků a je tedy možné, že takto vypočtené hodnoty v periodě s globálním minimem jsou vyšší než v jiné periodě. Toto je ukázáno na obr. 37, kde skutečné globální minimum rozdílové funkce (a tedy úhel natočení snímače pozice) je označeno zeleným křížkem a minimální hodnota podvzorkované rozdílové funkce (nalezené globální minimum) červeným kolečkem. Tento jev je třeba brát v úvahu především v případě snižování granularity modelu snímače při výpočtu v režimu

úplného prohledávání. V důsledku lze konstatovat, že existuje dolní hranice úhlového rozlišení, pod níž numerická metoda přestává fungovat a není tedy vhodná pro aplikace, kde je požadováno jen nízké rozlišení vypočtené pozice.



Obr. 37: Chyba výpočtu pozice vlivem podvzorkování modelu snímače

3.6 Přesnost výpočtu pozice numerickou metodou

V předchozích kapitolách byla numerická metoda detailně rozebrána, popsány její jednotlivé části a identifikovány možné zdroje chyb při výpočtu pozice. Jako hlavní zdroje možných nepřesností při výpočtu pozice byly identifikovány

- nepřesnost zjednodušeného modelu vzhledem k reálným průběhům snímače,
- konečné rozlišení vstupních dat a zároveň konečné rozlišení hodnot modelu snímače a
- konečné úhlové rozlišení modelu snímače.

Přestože jednotlivé dílčí chyby byly v předchozích úlohách také kvantifikovány, výslednou chybu vypočtené pozici nelze získat pouhým součtem jednotlivých chyb a je třeba provést simulace s rozmítáním jednotlivých parametrů. Snímač pozice je v těchto simulacích modelován pomocí předpisů v kapitole 1.1.2 a zahrnuje vlastnosti snímače identifikované v kapitole 1.1.1. Jedná se o stejný matematický model, který byl použit k určení chyb modelu snímače v kapitole 3.1.3. Konečné rozlišení dat snímače bylo provedeno zaokrouhlením hodnot dle bitového rozlišení a stejným způsobem byly zaokrouhleny koeficienty modelu snímače. Konečného úhlové rozlišení modelu snímače pak bylo dosaženo jeho podvzorkováním vzhledem k ideálnímu průběhu. Při výpočtu pozice byly využity také obě metody výpočtu podobnosti, součet absolutních hodnot rozdílů z kapitoly 3.2.1 i součet čtverců rozdílů z kapitoly 3.2.2.

Simulace s vybranými parametry byla nejprve provedena jen s využitím metody v režimu úplného prohledávání, a to pro všechny pozice, a následně byl výpočet zopakován v režimu zrychleného prohledávání. Při porovnání výsledků se mezi oběma způsoby výpočtu neobjevil žádný rozdíl a přesnost tedy nezávisí na použité režimu. Zbývající simulace pak byly vždy provedeny v souladu s návodem pro přepínání režimů na obr. 26. Počáteční pozice byla vypočtena v režimu úplného prohledávání a všechny následující pozice pak v režimu zrychleného prohledávání.

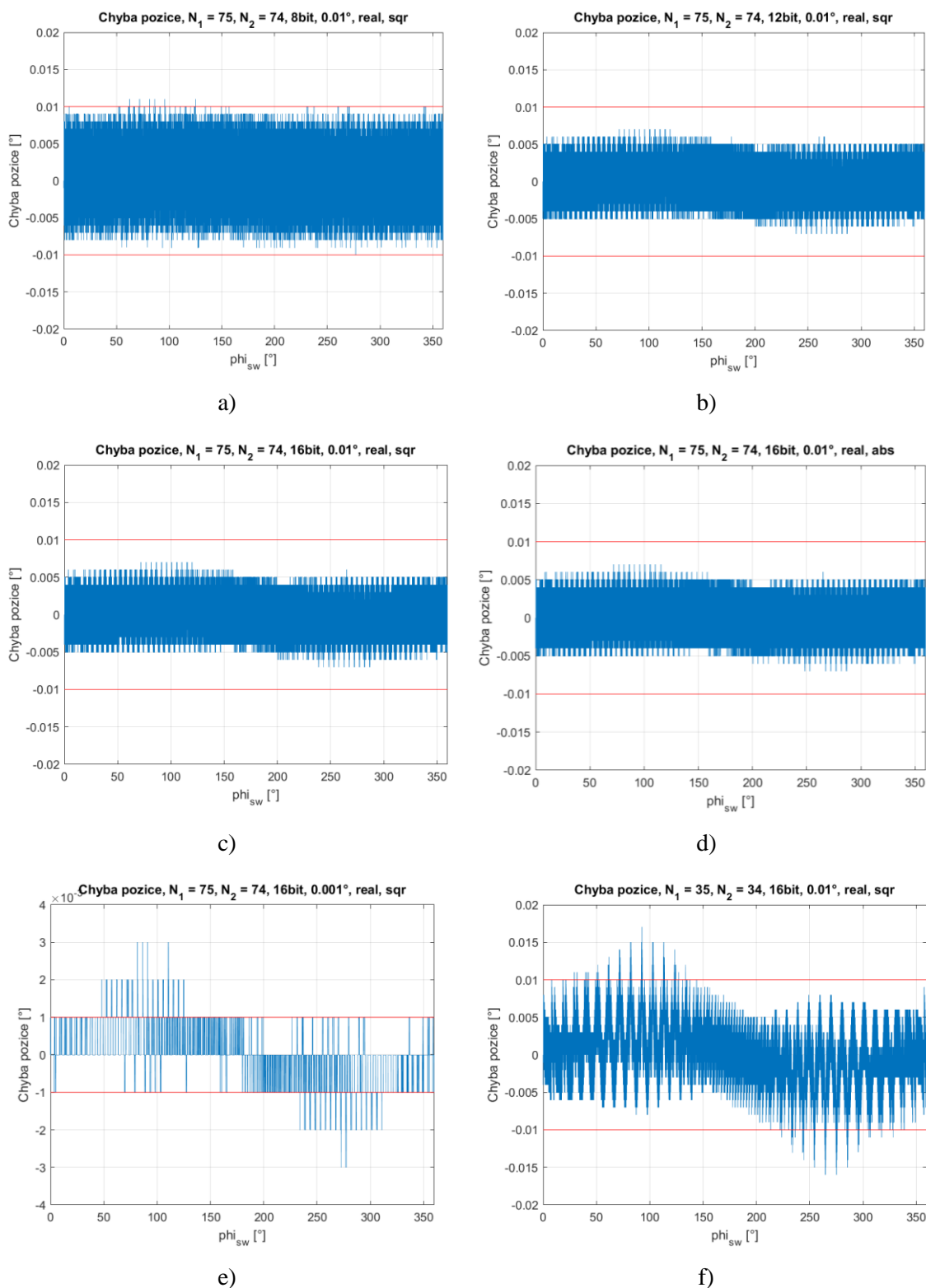
Při rozmítání všech parametrů je výsledkem velké množství výsledků dané počtem kombinací parametrů. V této kapitole jsou ukázány jen výsledky vybraných simulací (obr. 38), z kterých lze vyvodit důležité závěry a potvrdit či vyvrátit poznatky z předchozích kapitol. Výsledky dalších simulací pak lze nalézt v příloze A.

První závěr, který lze z výsledků simulace vyvodit se týká bitového rozlišení. Na základě analýzy v kapitole 3.5 bylo minimální rozlišení signálu, při kterém není ovlivněna přesnost výpočtu, stanoveno na 8 bitů. Při porovnání obr. 38 a) a obr. 38 b) je však patrné, že výsledná přesnost je při nižším rozlišení horší. Jako dostatečné rozlišení se jeví 12 bitů, protože chyba pozice je prakticky stejná jako v případě 16-bitového rozlišení na obr. 38 c).

Chyba určení pozice s výpočtem podobnosti jako součtem čtverců rozdílů (obr. 38 c)) a součtem absolutních hodnot rozdílů (obr. 38 d)) je v obou případech prakticky stejná. Zdá se, že volba způsobu výpočtu podobnosti má na přesnost pozice zanedbatelný vliv.

Další závěr, který lze na základě naměřených dat učinit, je nižší přesnost vypočtené pozice v případě snímače s nižším počtem zubů (obr. 38 f)). Toto je v souladu s tvrzením výrobce snímače [5] a zároveň je tím potvrzena přesnost metody, kdy výrobce uvádí, že se snímačem s parametry jako na obr. 38 d) lze dosáhnout přesnosti pozice odpovídající 16-bitovému úhlovému rozlišení, což je přibližně $0,005^\circ$. Na tomto místě je pak možné uvažovat nad jiným důvodem pro horší přesnost vypočtené pozice v případě snímače s menším počtem zubů. Počet zubů přímo ovlivňuje délku úseků v modelu snímače, které v tomto případě mohou být příliš dlouhé pro přesnou aproximaci měnící se charakteristiky amplitudy a fáze.

NOVÁ METODA ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ ZE SNÍMAČE ABSOLUTNÍ POZICE



Obr. 38: Chyba výpočtu pozice pro vybrané parametry

Poslední poznatkem, který lze z výsledků vyvodit, je platnost tvrzení o limitu přesnosti vypočtené pozice daným úhlovým rozlišení modelu snímače. Chyba vypočtené pozice na obr. 38 d) je jen nepatrně vyšší než $0,005^\circ$, což je limit přesnosti při úhlovém rozlišení $0,01^\circ$. Je tedy možné konstatovat, že chyby modelu při dostatečně přesné

aproximaci jsou při výpočtu pozice zanedbatelné. Toto je nejvíce patrné při ještě jemnějším rozlišení $0,001^\circ$ modelu snímače jako na obr. 38 e), kde chyba vypočtené pozice kopíruje charakteristiku parametrů modelu a je tedy dominantně způsobena chybou modelu snímače. Taková chyba je však velmi malá a v případě že není požadováno takové extrémní rozlišení, je prakticky zanedbatelná.

3.7 Shrnutí

V této kapitole byla představena nová numerická metoda vyhodnocení signálů snímače absolutní pozice založeném na Vernierově principu. Oproti dnes používaným přístupům založeným na interpolaci úhlu v periodě a následném aplikaci Vernierova principu tato metoda modeluje průběhy snímače a hledá nejlepší podobnost mezi modelem a hodnotami reálného snímače.

Numerická metoda je složena ze dvou klíčových částí. Prvním z nich je model snímače, který, jak bylo ukázáno dříve, je možné vytvořit různými způsoby. Jako nejpřívětivější způsob se jeví zjednodušený model snímače. Podle simulací má chyba zjednodušeného modelu zanedbatelný vliv na přesnost výpočtu pozice a vzhledem k výhodám především při implementaci a možnosti automatické aktualizace koeficientů během života lze konstatovat, že se jedná o vhodný způsob generování modelu.

Druhou klíčovou částí numerické metody je způsob výpočtu podobnosti. V předchozím textu byly popsány dvě možnosti. Na základě provedených simulací se však nepodařilo prokázat, že by jedna z těchto možností poskytovala lepší výsledky, ať už vzhledem k přesnosti vypočtené pozice či robustnosti výpočtu. Volba metody výpočtu podobnosti je tedy na případném uživateli.

Dále bylo ukázáno, jak je možné numerickou metodu výpočtu optimalizovat pro efektivní implementaci v digitálních obvodech, a to jak z hlediska potřebné paměti, tak i z hlediska doby výpočtu. Zkrácení doby výpočtu bylo dosaženo využitím dvou režimů prohledávání, režimu úplného prohledávání modelu a režimu zrychleného prohledávání modelu. Jak bylo následně ukázáno, numerická metoda výpočtu pozice je v režimu zrychleného prohledání velmi robustní vůči změnám parametrů snímače, pokud je velikost prohledávané oblasti jen malá. Zároveň je však nutné zvolit dostatečně velkou oblast prohledávání, aby se v ní nacházela následující pozice. Tyto dva požadavky lze spojit do jediného předpisu (32), jenž definuje omezení kladené na velikost prohledávané oblasti v režimu zrychleného prohledávání.

$$\frac{\omega_{max}}{T_{FM}} < \varphi_{sw,FM_area} < \frac{|P_1 - P_2|}{2} \quad (32)$$

Dle výsledků analýz robustnosti provedených v této kapitole lze konstatovat, že první cíl práce byl splněn. Numerická metoda při splnění několika málo podmínek je velmi tolerantní vůči změnám parametrů snímače, a dokonce je schopná poskytovat informaci o pozici i při ztrátě jednoho ze signálů.

Přesnost a rozlišení pozice vypočtené numerickou metodou je limitována několika faktory. Tím hlavním faktorem je však úhlové rozlišení modelu snímače pozice, které vždy určuje spodní hranici úhlového rozlišení. Úhlové rozlišení spolu s velikostí prohledávané oblasti přímo ovlivňují dobu výpočtu jedné pozice. Pokud je tedy požadováno vysoké úhlové rozlišení, je třeba zvolit menší oblast prohledávání nebo akceptovat delší dobu výpočtu jedné pozice. Tato vlastnost numerické metody bude hlavním omezujícím faktorem při implementaci do obvodu FPGA a bude blíže rozebrána v následující kapitole. Je však třeba zdůraznit, že numerická metoda v principu umožňuje dosáhnout libovolného úhlového rozlišení vypočtené pozice a druhý požadavek cíle této práce je také splněn.

4 Implementace numerické metody v FPGA

Jedním z požadavků při vymezení cíle dizertační práce bylo zohlednit při návrhu metody její vhodnost pro implementaci do obvodu FPGA. Tato kapitola se bude věnovat popisu možností implementace založených na poznatcích z předchozích kapitol. Bude zde vycházeno z předpisů pro dílčí funkce numerické metody, a především pak z poznatků a výpočetní sekvence představených v kapitole 3.3. Nejprve bude představena obecná struktura výpočtu pozice vycházející z algoritmu vyobrazeném na diagramu na obr. 27. Algoritmus výpočtu bude rozebrán na dílčí operace a tomu odpovídající funkční bloky. Následně budou představeny některé architektury implementujícího výpočet pozice numerickou metodou a zhodnoceny jejich výhody či nevýhody. V poslední části kapitoly bude provedena vzorová implementace modulu výpočtu pozice do obvodu FPGA. Tato práce si neklade za cíl představit všechny možné struktury a diskutovat jejich výhody a nevýhody. Budou zde ukázány jen některé zvolené možnosti, které autor považuje za přijatelné z hlediska náročnosti implementace.

Na tomto místě je třeba také zvolit, který model snímače a funkce výpočtu podobnosti budou implementovány. Na základě poznatků z předchozí kapitoly byl pro vzorovou implementaci zvolen zjednodušený model (kapitola 3.1.3) a funkce výpočtu podobnosti založené na druhé mocnině rozdílů (kapitola 3.2.2) z důvodů preferencí autora.

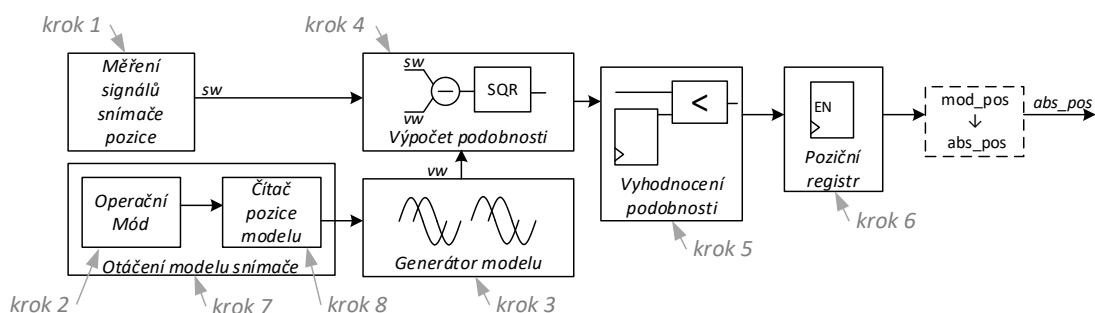
4.1 Obecná struktura výpočtu pozice v FPGA

Obecnou strukturu výpočtu pozice lze odvodit rozбором sekvence výpočtu numerické metody, jak je znázorněn na obr. 27. Sekvence výpočtu je popsána takovým způsobem, že jeho jednotlivé kroky odpovídají dílčím operacím nutným pro výpočet pozice. Obecnou strukturu tedy definujeme tak, že jednotlivé funkční bloky reflektují jednotlivé kroky z algoritmu na obr. 27, které jsou

- měření dat snímače pozice (krok 1),
- nastavování úhlu modelu snímače (krok 8) je při implementaci do obvodu FPGA realizováno pomocí čítače jako ukazatele na pozici modelu. Na základě hodnoty tohoto čítače zároveň probíhá detekce ukončení výpočtu (krok 7). Inicializace proměnných (krok 2) je prováděna při spuštění výpočtu a v obvodech FPGA je realizována kombinační logikou, která na základě vstupů nastaví počáteční hodnoty čítače pozice modelu a další registrů pro detekci konce výpočtu.

- generování průběhů modelu senzoru na pozici určené čítačem pozice modelu (krok 3),
- vyhodnocení podobnosti (krok 4) reprezentující výpočet parciálních rozdílů s následnou aplikací funkce pro výpočet podobnosti a porovnání vypočtené podobnosti s předchozím nejmenším rozdílem (krok 5),
- poziční registr uchovává hodnotu, při které byla nalezena nejlepší podobnost (krok 6).

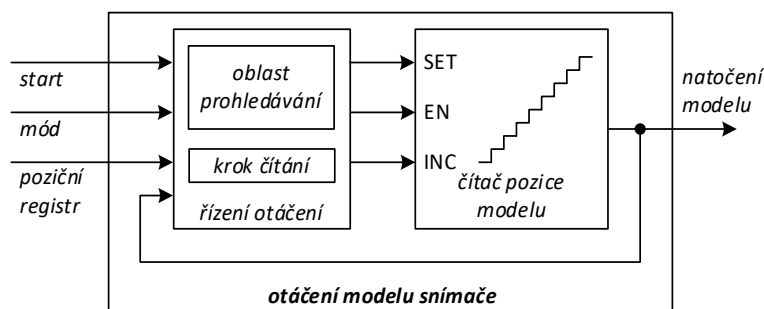
Spojením výše definovaných bloků a toku dat lze sestavit obecné schéma výpočtu pozice v obvodu FPGA (obr. 39). Abstraktní schéma poskytuje obecný náhled na jednotlivé části výpočtu, postrádá však detaily implementace jednotlivých bloků. Každý z těchto bloků lze pak implementovat rozličnými způsoby, přičemž je třeba hledat kompromis mezi množstvím nutných zdrojů a přesností a rychlostí výpočtu.



Obr. 39: Obecná struktura výpočtu pozice v obvodu FPGA

Měření signálů snímače pozice je obvykle realizováno měřicím řetězcem skládajícího se ze zesilovače, filtru dolní propusti, převodníku A/D a řídicí logiky v obvodu FPGA. Vzhledem k tomu, že schéma zapojení řetězce závisí především na konkrétní aplikaci (např. na typu použitého převodníku A/D, rychlosti otáčení snímače), nebude tato část dále rozebírána v této kapitole. V kapitole 5 pak čtenář nalezne jednu možnou implementaci, která byla zvolena pro aplikaci, kde je tato metoda použita v praxi.

Otáčení modelu snímače je realizováno pomocí čítače pozice modelu, který definuje úhel natočení modelu. Při přičítání nebo odečítání čítače pozice pak dochází k rotaci modelu snímače. Čítač pozice je ovládán blokem pro řízení otáčení pomocí několika kontrolních signálů, které umožňují nastavit počáteční hodnotu čítače, velikost kroku přičítání (inkrementu) a povolení čítání.



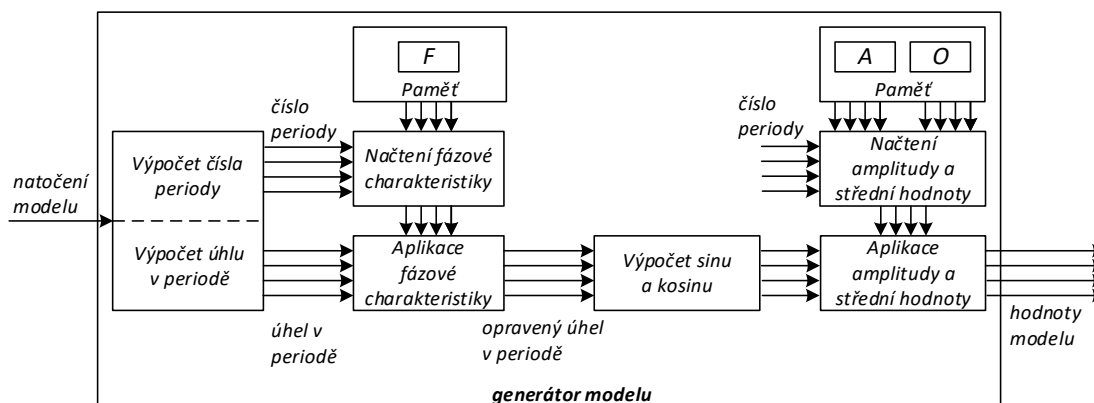
Obr. 40: Obecné schéma řízení otáčení modelu

Počáteční hodnotu čítače (vstup SET) je třeba nastavit vždy před začátkem nového výpočtu pozice. Tato hodnota pak závisí na režimu výpočtu. V případě režimu úplného prohledávání je předpokládáno, že předchozí pozice není známa nebo není správně vypočtena, a počáteční hodnota je nastavena na nějakou definovanou hodnotu, v nejjednodušším případě na hodnotu 0° . U režimu zrychleného prohledávání je brána v potaz předchozí známá pozice a počáteční hodnota čítače je nastavena dle velikosti *oblasti prohledávání*. V obou režimech je pak třeba sledovat, zda byly čítačem vygenerovány všechny pozice v oblasti prohledávání. Pokud je tato podmínka splněna, čítání čítače je zastaveno, a následně jsou ukončeny i další kroky výpočtu pozice.

Krok čítání definuje o kolik bude hodnota čítače zvýšena během jedné periody čítání a tím ovlivnit dobu výpočtu a přesnost pozice. Je tedy možné nastavit větší krok čítání v režimu úplného prohledávání a snížit granularitu modelu, a v důsledku i čas výpočtu.

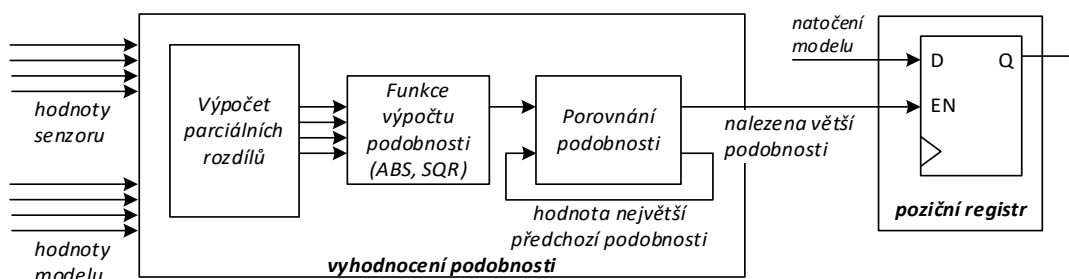
Generátor modelu, jak už název napovídá, zajišťuje výpočet hodnot modelu na dané pozici. Vstupem generátoru je hodnota pozičního čítače, pro kterou má být vypočtena hodnota modelu. Jak bylo uvedeno výše, v této části bude uvažováno generování zjednodušeného modelu. Při výpočtu zjednodušeného modelu je několik kroků, které musí generátor provést. Tyto kroky vycházejí z předpisu (12).

Generátor modelu nejprve vypočte *číslo periody* (dle předpisu (13)) a *úhel v periodě*. Číslo periody je různé pro každý průběh ($\sin_{N1_{sw}}$, $\cos_{N1_{sw}}$, $\sin_{N2_{sw}}$, $\cos_{N2_{sw}}$) a nese informaci o pořadí periody od pozice 0° a obecně bude v rozsahu $0 \dots N_1-1$ a $0 \dots N_2-1$. Úhel v periodě pak definuje natočení modelu v rámci dané periody sinusové nebo kosinového průběhu a jeho hodnota je různá pro každý průběh. Konkrétní způsob výpočtu těchto hodnot závisí na reprezentaci pozice pomocí pozičního čítače.



Obr. 41: Obecné schéma generátoru modelu

Dalším krokem při generování modelu je *načtení fázové charakteristiky* z paměti a její následná *aplikace* na úhel v periodě. Ve zjednodušeném modelu je fázová charakteristika konstantní pro celou periodu, adresa v paměti tedy bude odpovídat příslušnému číslu periody. Aplikací fázové korekce je vstupní úhel v periodě změněn na *opravený úhel v periodě*, podle kterého je následně *vypočtena hodnota sinu a kosinu*. Ta je však ideální z hlediska amplitudy a střední hodnoty, jinými slovy obsahuje jednotkovou amplitudu a nulovou střední hodnotu. Posledním krokem při výpočtu modelu je pak *načtení hodnoty amplitudy a střední hodnoty* dle vypočteného čísla periody a *aplikace hodnot amplitudy a střední hodnoty* na ideální hodnotu sinu.



Obr. 42: Schéma výpočtu podobnosti

S vypočtenými *hodnotami modelu* pro danou pozice následně pracuje blok **vyhodnocení podobnosti**. Druhým datovým vstupem výpočtu jsou hodnoty signálů snímače poskytované výše zmíněným blokem *měření signálů snímače pozice*. Kromě samotného výpočtu podobnosti, je v tomto bloku také zohledněno hledání největší podobnosti přes celou oblast prohledávání. Podobně jako při návrhu modelu snímače, i zde bude obecné schéma *výpočtu podobnosti* vycházet z předpisů (19) a (23) pro výpočet parciálních rozdílů a výpočet podobnosti jako součet čtverců rozdílů. Obecné schéma obsahující dílčí kroky výpočtu jako na obr. 42.

Výpočet podobnosti začíná výpočtem *parciálních rozdílů* jakožto rozdílů mezi odpovídajícími si vzorky senzoru a modelu. Na výsledné parciální rozdíly je posléze aplikována *funkce výpočtu podobnosti* a výsledkem tohoto kroku je hodnota podobnosti, která je následně vyhodnocena navazujícím funkčním blokem, kde dochází k *porovnání podobnosti* s hodnotou největší přechozí podobnosti. Pokud je nová hodnota podobnosti větší, pak dojde k nahrazení *hodnoty největší předchozí podobnosti* hodnotou novou. Zároveň je poskytnuta informace o této události *pozičnímu registru*, který aktualizuje svoji hodnotu na aktuální hodnotu natočení modelu snímače.

Posledním blokem naznačeným ve schématu na obr. 39 je *konverze pozice modelu na absolutní pozice*. V obecném případě může být reprezentace pozice v *pozičním registru* odlišná od očekávaného formátu výstupního slova. Přepočtení na platnou hodnotu pozice probíhá až na základě tohoto registru a konvertovaná hodnota není uvnitř výpočtu pozice dále nijak využita. Požadavky na formát pozice se budou lišit podle zamýšlené aplikace, lze uvažovat různé reprezentace čísel (číslo v pevné řádové čárce, číslo v plovoucí řádové čárce) či pozici uváděnou ve stupních nebo radiánech. V nejjednodušším případě je pak reprezentace pozičního čítače stejná jako reprezentace pozice a tuto operaci lze tedy vynechat.

4.2 Architektura modulu výpočtu pozice v FPGA

Před samotnou implementací do obvodu FPGA je třeba zvolit vhodnou architekturu modulu pro výpočet pozice. Volba architektury je vždy kompromisem mezi mnoha parametry jako propustností, zpožděním při výpočtu, spotřebou zdrojů v obvodu FPGA či maximálním pracovním kmitočtem. Nezávisle na zvolené architektuře je však nezbytné, aby byla zachovány všechny vlastnosti metody výpočtu, především přesnost vypočtené pozice a tolerance vůči změně parametrů snímače. Každá architektura také musí obsahovat všechny funkční bloky identifikovány v kapitole 4.1, neboť tyto bloky implementují dílčí části numerické metody a absence, byť i jednoho z nich, by zcela jistě vedla k nefunkčnosti. Naopak vnitřní struktura každého tohoto bloku a způsob vzájemného předávání dat se pak mohou lišit v závislosti na architektuře modulu. V této kapitole budou představeny různé architektury lišící se svými vlastnostmi, především pak dobou výpočtu jedné pozice a množstvím požadovaných zdrojů v obvodu FPGA. Je třeba zdůraznit, že se nejedná o úplný výčet všech možností a zcela jistě lze nalézt jiný způsob, jak provést implementaci. Vybrané architektury, které budou v této kapitole představeny, budou porovnány z hlediska očekávané doby

výpočtu při vyhodnocení jednoho úhlu modelu snímače a množství zdrojů v obvodu FPGA potřebných pro jejich implementaci. Množství zdrojů bude odhadováno na základě počtu registrů, které jsou třeba pro ukládání dat.

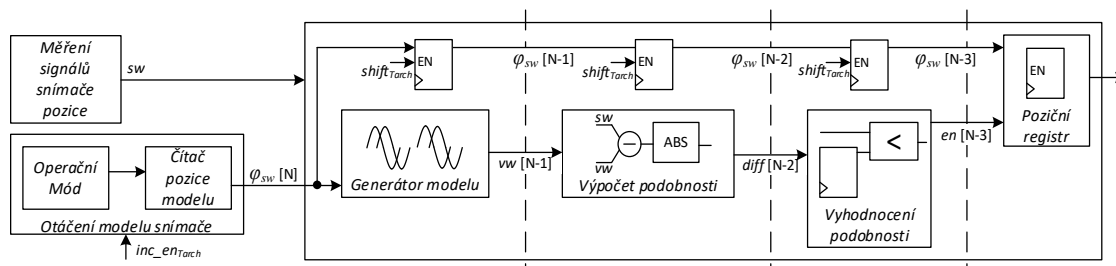
Nejjednodušší architektura výpočtu pozice vychází přímo z blokového schématu na obr. 39. Jedná se o *sekvenční výpočet*, při kterém je při výpočtu postupováno následujícím způsobem: Nejdříve jsou vytvořeny hodnoty modelu, v následujícím kroku je vypočtena hodnota podobnosti a v posledním kroku provedeno vyhodnocení podobnosti. Potom se výpočet přesune na další úhel a probíhá znovu. Jedná se tedy o přímou implementaci sekvence z obr. 27. Doba výpočtu jednoho vzorku je pak součet doby výpočty každé dílčí části podle (33).

$$T_{arch,seq} = T_{model} + T_{podobnost} + T_{vyhodnoceni} \quad (33)$$

Taková implementace je nejefektivnější z hlediska využití zdrojů. Pro práci s daty totiž stačí nejmenší množství registrů a veškeré aritmetické operace lze provádět na aritmetické jednotce sdílené mezi všemi funkčními bloky. Taková architektura však bude mít nejhorší výpočetní výkon, protože výpočet je prakticky identický se způsobem, jak by byl prováděn v mikroprocesoru a nejsou zde využity žádné výhody, které přináší použití obvodu FPGA.

Při hledání lepšího způsobu implementace výpočtu pozice je potřeba nejdříve zdůraznit některé specifika vztahující se k návrhu pro obvody FPGA. Každá dílčí operace, např. sčítání, násobení, čtení z paměti nebo celý funkční blok je implementován pomocí dedikované logiky. Jako příklad může posloužit blok generátoru modelu. Tento blok bude implementován jako samostatný modul, který provádí požadovanou funkci. Pokud je potřeba vypočíst novou hodnotu modelu snímače, pak je tento blok spuštěn, provede všechny operace k výpočtu jednotlivých hodnot a následně svoji činnost ukončí. V době, kdy probíhá výpočet jiného funkčního bloku, například výpočtu podobnosti, je generátor modelu neaktivní, avšak stále přítomen v obvodu FPGA. Pokud neexistuje principiální omezení, například potřeba nových dat od jiného bloku před spuštěním vlastní funkce, je možné vygenerovat další hodnotu modelu, zatímco předchozí data jsou ještě zpracovávána dalším blokem. V důsledku pak má další funkční blok nová data k dispozici dříve. Tento způsob optimalizace doby výpočtu se nazývá zřetězení (angl. pipelining).

Nyní je nutné identifikovat, zda je v sekvenci výpočtu omezení, které by bránilo zřetězení sktruktury výpočtu. Takové omezení je v diagramu toku dat reprezentováno smyčkou, kdy pro výpočet další hodnoty je potřeba informace o hodnotě předchozí. Při bližším pohledu na blokové schéma na obr. 39 je vidět, že mezi jednotlivými funkčními bloky není žádná smyčka – generátor modelu pro svou funkci potřebuje pouze informaci o úhlu natočení, výpočet podobnosti hodnoty modelu a hodnoty snímače a vyhodnocení podobnosti pouze hodnotu podobnosti na daném úhlu. Jediná smyčka, která se v celém výpočtu vyskytuje pochází z algoritmu výpočtu na obr. 27 a jedná se o inkrementaci hodnoty čítače po provedení všech výpočtů na daném úhlu natočení modelu. Tato smyčka však byla do sekvence výpočtu uměle zanesena, neboť se jednalo o předpis pro čistě sekvenční výpočet tak, jak by byl realizován například pomocí mikroprocesoru, a nebyla známá žádná informace o časování. Při implementaci do obvodu FPGA je pak možné snadno určit dobu, po kterou trvají jednotlivé výpočty a otáčení modelu (inkrementaci čítače) provádět s konstantní periodou odpovídající době nejdlejší části výpočtu podle (34). Takto je možné zcela eliminovat tuto smyčku ve výpočtu pozice.



Obr. 43: Architektura jednoduchého zřetězení výpočtu pozice

Architektura založená na periodickém otáčení modelu bude nazývána *jednoduché zřetězení výpočtu* a její struktura je na obr. 43. Funkční bloky jsou v tomto případě doplněny posuvným registrem, který nese informaci o úhlu natočení v každém stupni zřetězení. K posunu hodnoty úhlu v registrech dochází periodicky se stejnou periodou jako inkrementace čítače pozice modelu. Množství potřebných zdrojů je oproti sekvenční architektuře vyšší, neboť hodnoty vypočtené každým blokem musí být uloženy v registrech k tomu určených a tyto datové registry nelze mezi jednotlivými bloky sdílet. Navíc je součástí této architektury posuvný registr, který dále zvyšuje počet požadovaných registrů. Doba výpočtu jednoho vzorku podobnosti je v porovnání s předchozím případem menší a je dána periodou čítání dle (34).

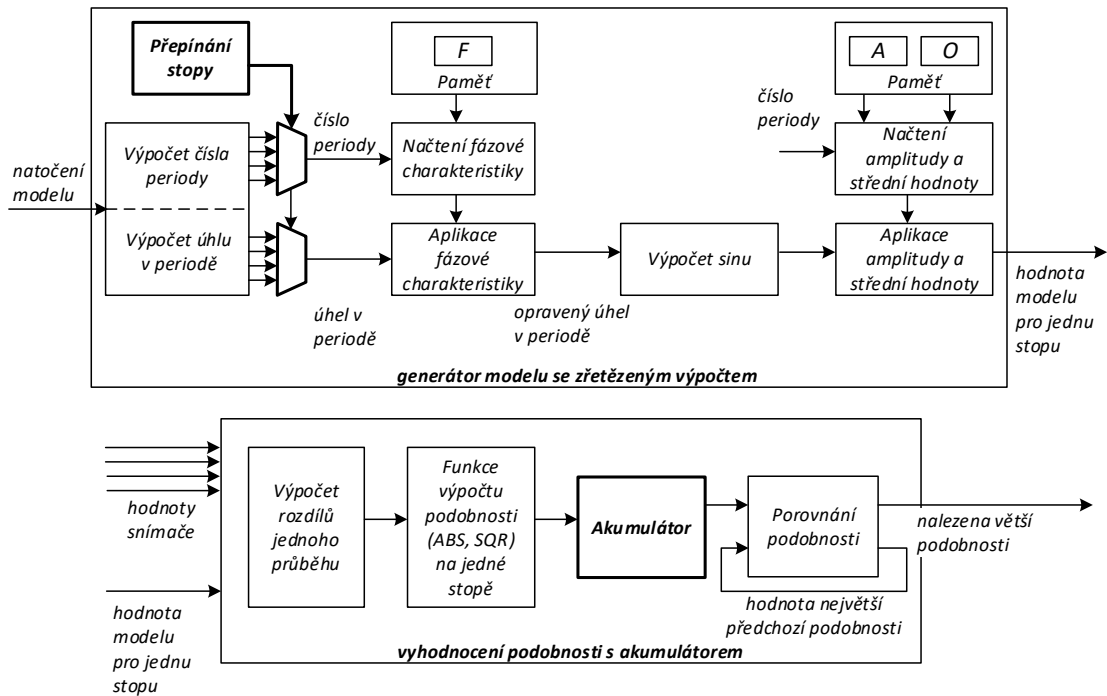
$$T_{arch,sp} = \max(T_{model}, T_{podobnost}, T_{vyhodnoceni}) \quad (34)$$

Architekturu s jednoduchým zřetězením lze ještě dále optimalizovat z hlediska doby výpočtu jednoho vzorku podobnosti. Při bližším pohledu na bloková schémata na obr. 41 a obr. 42 je vidět, že ani v jednotlivých funkčních blocích se nevyskytuje žádná smyčka a je tedy možné sáhnout ke zřetězení výpočtu i uvnitř těchto bloků. Taková architektura bude nazývána *úplné zřetězení výpočtu* a umožňuje vypočítat hodnotu podobnosti v každém hodinovém taktu. Její struktura je pak podobná té na obr. 43, přičemž délka posuvného registru bude odpovídat celkovému počtu stupňů zřetězení a inkrementace čítače pozice probíhá v každém hodinovém cyklu. Doba výpočtu jedné pozice je pak podle (35) přesně perioda hodinového signálu a je to nejlepší hodnota kterou lze díky zřetězení dosáhnout. Využití zdrojů však bude v porovnání s předchozími architekturami největší, neboť je třeba v průběhu výpočtu ukládat všechna data mezi jednotlivými stupni.

$$T_{arch,fp} = \frac{1}{f_{clk}} \quad (35)$$

Předtím, než bude diskutováno další možné zrychlení výpočtu pozice, bude představena ještě jedna architektura odvozená z úplného zřetězení výpočtu. Generátor modelu i výpočet podobnosti pracují se čtveřicí dat, tedy počtem signálů, které jsou generovány snímačem pozice během otáčení. V předchozím případě model snímače generoval v každém hodinovém cyklu čtveřici nových hodnot a výpočet podobnosti je následně vyhodnocoval. Přestože výpočet uvnitř jednotlivých bloků byl označen jako zřetězený, tyto bloky ve skutečnosti obsahovaly jistou paralelizaci výpočtů. Na základě obr. 41 a obr. 42 lze snadno rozpoznat, že posloupnost výpočtu pro jednotlivé stopy je identická. Pro další úsporu potřebných zdrojů v obvodu FPGA je možné datovou cestu sdílet pro všechny čtyři stopy. Architektura založená na tomto přístupu bude nazývána *úplné zřetězení výpočtu se zřetězením datové cesty* a její struktura je na obr. 44.

Tato architektura výpočtu pozice je oproti předchozím strukturám doplněna dvěma novými funkčními bloky, ovladačem přepínání stop v generátoru modelu a akumulátorem podobností na jednotlivých stopách v bloku vyhodnocení podobnosti. Díky plně zřetězenému výpočtu v datové cestě probíhá přepínání stopy s periodou hodinového signálu, výpočet hodnot modelu na jednom úhlu natočení tedy trvá čtyři hodinové takty. Akumulátor podobností na jednotlivých stopách provádí postupný součet hodnot podobností jednotlivých signálů pro jeden úhel natočení modelu a při přechodu na další úhel dojde k resetování hodnoty akumulárního registru.



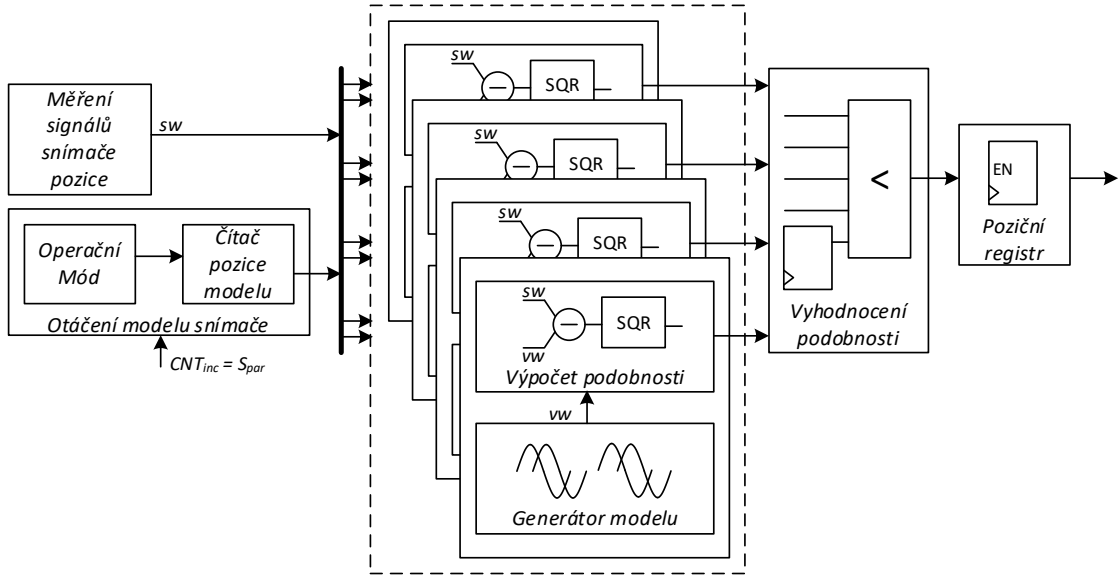
Obr. 44: Architektura plného zřetězení výpočtu pozice se zřetězením datové cesty

Za předpokladu, že oba zřetězené bloky obsahují nejvíce logiky, pak je možné tímto způsobem snížit spotřebu zdrojů téměř na čtvrtinu oproti předchozí architektuře plného zřetězení výpočtu za cenu prodloužení doby výpočtu na dobu (36). Tato architektura představuje kompromisem mezi rychlostí výpočtu a spotřebou zdrojů v obvodu FPGA.

$$T_{arch,fpst} = \frac{4}{f_{clk}} \quad (36)$$

V případě plného zřetězení výpočtu pozice bylo možné dosáhnout rychlosti výpočtu jedné hodnoty podobnosti za hodinový takt. Pokud by bylo třeba ještě nadále zvýšit výpočetní výkon reprezentován jako počet vyhodnocených úhlů modelu snímače za danou dobu, je možné zvážit další techniku optimalizace výpočtu z hlediska jeho doby, a to paralelizaci. Tato metoda je, podobně jako zřetězení výpočtu, limitována přítomností smyček v toku dat. Už v předchozích však odstavcích bylo ukázáno, že jedinou smyčkou ve výpočtu lze odstranit a nahradit konstantní periodou inkrementace čítače pozice modelu. Zdá se tedy, že i paralelizace výpočtu je možná.

Příklad *paralelní architektury výpočtu pozice* je na obr. 45, kde je paralelizace výpočtu realizována pomocí více bloků plně zřetězeného generátoru modelu a výpočtu podobnosti. Čítač pozice modelu je v každém hodinovém taktu inkrementován o stupeň paralelizace S_{par} a každá z paralelních cest počítá podobnost na jiném úhlu natočení modelu. Vyhodnocení podobnosti je prováděno zároveň na hodnotách podobnosti vypočtených každou datovou cestou.


 Obr. 45: Příklad paralelní architektury výpočtu pozice pro $S_{par} = 4$

Stupeň paralelizace S_{par} závisí na požadavcích na dobu výpočtu jednoho vzorku a také ji přímo ovlivňuje podle vztahu (37). Horní hranice stupně paralelizace S_{par} je pak limitována pouze dostupnými zdroji v obvodu FPGA.

$$T_{arch,par} = \frac{1}{S_{par} * f_{clk}} \quad (37)$$

Samotná volba architektury závisí především na parametrech systému. Klíčovým parametrem ovlivňujícím tuto volbu je velikost prohledávané oblasti v režimu zrychleného prohledávání. Nejprve je tedy třeba určit velikost této oblasti podle (32) a v závislosti na úhlovém rozlišení modelu snímače stanovit, kolik vzorků modelu N_{FM} je při výpočtu pozice třeba celkem vyhodnotit podle (38). Následně, v závislosti na pracovní frekvenci obvodu FPGA a periodě výpočtu pozice, lze určit počet hodinových taktů N_{clk} , které jsou pro výpočet pozice k dispozici podle (39). Poměr počtu vzorků, které je třeba vypočítat, a počtu hodinových cyklů, které jsou pro celý výpočet k dispozici, udává potřebný výpočetní výkon pro danou aplikaci, tedy kolik vzorků je potřeba vyhodnotit v jedné periodě hodinového signálu.

$$N_{FM} = \frac{\varphi_{sw,FM_area}}{\varphi_{sw,res}} \quad (38)$$

$$N_{clk} = T_{FM} * f_{clk} \quad (39)$$

$$\frac{N_{FM}}{N_{clk}} < T_{arch,max} * f_{clk} \quad (40)$$

$$T_{arch,max} > \frac{N_{FM}}{N_{clk} * f_{clk}} \quad (41)$$

Ze vztahu (40) tak lze odvodit maximální dobu výpočtu jednoho vzorku (41) a podle této hodnoty posléze zvolit vhodnou architekturu. Souhrn architektur přestavených v této kapitole společně s dobou výpočtu jednoho vzorku jako hranicí, do které je takovou architekturu možné použít, je možné nalézt v tab. 4.

Tab. 4: Volba architektury v závislosti na maximální době výpočtu

$T_{arch,max}$	Architektura
$\leq T_{arch,seq}$	Sekvenční
$\leq T_{arch,sp}$	Částečně zřetěžená
$\leq 4 * T_{clk}$	Plně zřetěžená se sekvenčním generováním modelu
$\leq 1 * T_{clk}$	Plně zřetěžená
$> 1 * T_{clk}$	Paralelní

4.3 Návrh modulu výpočtu pozice

V této kapitole bude představena vzorová implementace modulu výpočtu pozice v obvodu FPGA. Pro ukázkou byla zvolena architektura úplného zřetězení výpočtu se zřetězením datové cesty z důvodu nejlepšího poměru rychlosti výpočtu k množství potřebných zdrojů. Zároveň se jedná o architekturu s nejsložitější vnitřní strukturou kvůli nutnosti přepínání stopy v datové cestě. Většina poznatků uvedených v této kapitole lze však snadno aplikovat i na další architektury.

4.3.1 Reprezentace čísel v modulu výpočtu pozice

Před samotnou implementací modulu pro výpočet pozice je nejprve nutné rozhodnout, jakým způsobem budou reprezentovány hodnoty v průběhu výpočtu a jaký formát čísel bude použit. Toto se týká jak úhlu natočení modelu snímače, tak i jeho hodnot a následného výpočtu podobnosti.

Nejprve je třeba zvážit, jakým způsobem je možné úhel reprezentovat a jaké jsou implikace pro další funkční bloky. Ve výpočtech a simulacích v předchozích kapitolách byl úhel vždy uveden v radiánech nebo ve stupních. Taková reprezentace úhlu by byla zřejmě možná i při implementaci do obvodu FPGA, přičemž hodnoty úhlu lze uložit jak ve formátu pevné řádové čárky, tak i plovoucí řádové čárky. V případě této volby reprezentace úhlu je pak s jeho hodnotou v navazujících blocích pracováno následujícím způsobem.

Výpočet úhlu v periodě vychází z předpisu (12), kdy je hodnota úhlu vynásobena počtem zubů na daném průběhu a přičtena fázová charakteristika. Výsledná hodnota úhlu v periodě však může být větší než 2π (nebo 360°) a přestože to z předpisu (12) nemusí být na první pohled patrné, před výpočtem funkce sinus je třeba provést modulární redukci. Výpočet čísla periody pak vychází z předpisu (13), kdy je hodnota úhlu násobena počtem zubů na daném průběhu a dělena hodnotou 2π (nebo 360°) a následně je třeba provést zaokrouhlení na nejbližší menší celé číslo.

Takový způsob reprezentace úhlu tedy není efektivní a vyžaduje operace, jejichž implementace do obvodu FPGA je poměrně náročná jak z hlediska využití plochy, tak i doby výpočtu. Je však možné upustit od reprezentace úhlu v jednotkách přirozených v reálném světě a zvolit reprezentaci, která je obvyklá v digitálních obvodech. Takovou reprezentací je řada celých čísel, kterým lze přiřadit hodnotu úhlu podle mapování (42). Jak bude následně ukázáno, při vhodné volbě bitové šířky a maximální hodnoty čítače lze operace jako dělení a modulární redukce nahradit výrazně jednoduššími operacemi.

$$\langle 0^\circ, 360^\circ \rangle \rightarrow [0, CNT_{360^\circ} - 1] \quad (42)$$

Hodnoty modelu a následně hodnoty podobnosti lze stejně jako úhel reprezentovat různými způsoby, nejčastěji čísla ve formátu pevné řádové čárky či plovoucí řádové čárky. Zvolené reprezentaci čísel je pak třeba uzpůsobit i provádění aritmetických operací jako násobení, sčítání a odčítání. Obecně platí, že aritmetické operace v plovoucí řádové čárce jsou složitější v porovnání s výpočty v pevné řádové čárce a v obvodech FPGA tedy náročnější jak na plochu, tak i na dobu výpočtu. Pokud to tedy je možné, reprezentace čísel ve formátu pevné řádové čárky by měla být upřednostněna.

Volba formátu čísel však nezáleží pouze na preferencích uživatele, ale také na formátu vstupních dat nebo výsledku. V tomto případě je však výsledkem hodnota podobnosti mezi modelem snímače a signály snímače, což je bezrozměrná veličina, a tedy jediný požadavek na jeho formát je ten, aby jednotlivé hodnoty byly navzájem snadno porovnatelné, tedy ve stejném formátu. Pro volbu formátu čísel pro výpočty tak bude rozhodující formát vstupních dat. V reálné aplikaci jsou signály snímače měřeny pomocí převodníku A/D, který navrácí hodnoty jako celé číslo, které lze chápat též jako číslo v pevné řádové čárce s řádovou čárkou umístěnou za spodním bitem. Počet bitů, na které převodník A/D převádí spojitý signál, také určuje potřebnou bitovou šířku čísel, neboť při nižším rozlišení by byla do výpočtu zanesena chyba způsobena

nepřesností hodnot modelu. Naopak v případě vyššího rozlišení bude model snímače „přesnější“ než signály snímače, což však neznamená vyšší přesnost vypočtené pozice (jak bylo ukázáno v kapitole 3.6). Optimální bitová šířka pro výpočty při generování modelu a vyhodnocení podobnosti je tedy dána počtem bitů použitého převodníku A/D.

4.3.2 Návrh parametrů dílčích bloků

Prvním funkčním blokem vyskytující se ve struktuře výpočtu pozice a jehož parametry je třeba definovat, je otáčení modelu snímače. Tento blok obsahuje dvě dílčí části, řízení otáčení a čítač pozice modelu. Zatímco část řízení otáčení je logika zajišťující spuštění a ukončení výpočtu a nastavení parametrů výpočtu, parametry čítače pozice modelu přímo ovlivňují výsledné úhlové rozlišení vypočtené pozice a především způsob, jakým je vypočteno číslo periody a úhel v periodě.

Čítač, jako základní součástku v digitálních obvodech, je možné definovat pomocí několik základních parametrů. Prvním z nich je bitová šířka čítače (CNT_{BW}), která přímo definuje úhlové rozlišení vypočtené pozice a musí být zvolena tak, aby byla stejná nebo větší než požadovaná bitová šířka vypočtené pozice podle (43). S bitovou šířkou je pak spojena i maximální hodnota čítače, tedy modul čítače (CNT_{MOD}), který určuje poslední pozici v modelu senzoru odpovídající úhlu 360° a podle (42) definuje mapování mezi skutečným úhlem a pozicí v modelu snímače.

$$CNT_{BW}[bit] \geq \left\lceil \log_2 \frac{360^\circ}{\varphi_{res}} \right\rceil \quad (43)$$

Pro vzorový návrh pozičního čítače bude uvažován nejjednodušší případ, kdy bitová šířka bude minimální možná, tak aby splňovala podmínku (43), modul čítače bude dán přímo bitovou šířkou dle (44) a úhel natočení modelu snímače je pak na hodnotu pozičního čítače mapován vztahem (45).

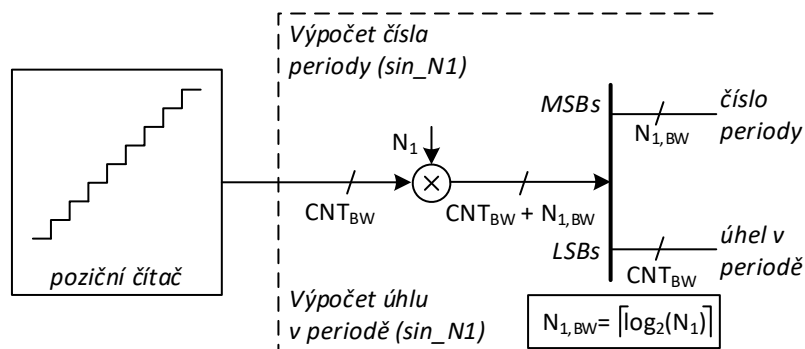
$$CNT_{MOD} = 2^{CNT_{BW}} \quad (44)$$

$$(0^\circ, 360^\circ) \rightarrow [0, CNT_{MOD} - 1]. \quad (45)$$

Nyní je třeba vyšetřit, jakým způsobem bude s takovou reprezentací pozici pracováno v navazujících blocích, kterými jsou výpočet čísla periody a výpočet úhlu v periodě. Jak už bylo uvedeno v předchozí kapitole, při výpočtu úhlu v periodě je třeba provést násobení úhlu počtem zubů na daném průběhu a následně modulární redukci tak, aby byl výsledek v intervalu $[0, CNT_{MOD} - 1]$. Ve zde uvažovaném případě je však modul dle (44) mocnina čísla 2, a taková operace vyžaduje pouze odstranění horních bitů, které mají vyšší index než $CNT_{BW} - 1$.

Při výpočtu čísla periody bylo třeba provést násobení úhlu počtem zubů na daném průběh a následně tuto hodnotu vydělit 2π (nebo 360°) a zaokrouhlit směrem dolů. Díky mapování (45) jsou však tyto hodnoty reprezentovány modulem čítače CNT_{MOD} a dělení včetně zaokrouhlení je tedy jen bitový posun o daný počet bitů CNT_{BW} .

Oba uvedené výpočty mají společnou operaci násobení, kterou lze sdílet, přičemž každý z výpočtů využívá jinou část výsledku. Složitě výpočty, které by byly třeba při reprezentaci úhlu v radiánech nebo stupních, pak lze nahradit jednoduchou strukturou, jejíž příklad pro průběh $\sin_{N1_{sw}}$ je na obr. 46. Pro průběh $\sin_{N2_{sw}}$ je pak možné takovou strukturu snadno upravit záměnou násobení číslem N_1 za N_2 . Struktura pro výpočet úhlu pro $\cos_{N1_{sw}}$ a $\cos_{N2_{sw}}$ je pak doplněna o přičtení konstantní hodnoty ($\frac{\pi}{2}$ v předpisu (12) i $\frac{1}{4}$ v předpisu (13) jsou v této reprezentaci stejná čísla).



Obr. 46: Výpočet čísla periody a úhlu v periodě pro průběh \sin_{N1}

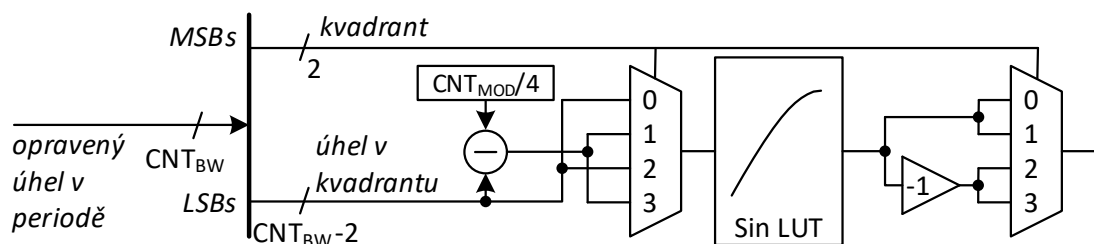
Hodnota úhlu v periodě je v následujícím kroku výpočtu opravena o fázovou charakteristiku snímače. Aplikace fázové charakteristika je provedena jako přičtení hodnoty úhlu, jehož hodnota je načtena z paměti dle čísla periody. Bude tedy výhodné, pokud reprezentace hodnoty fázové charakteristiky bude ve stejném formátu jako úhel v periodě a bude tak možné se vyhnout konverzi z jiné reprezentace úhlu.

Fázová charakteristika udává posun začátku periody reálného průběhu sinu oproti ideální pozici a může být kladná (signál snímače „předbíhá“ ideální průběh) i záporná (signál snímače je „zpožděný“ za skutečným průběhem). Díky periodičnosti funkce sinus je však záporná hodnota identická s nějakou kladnou hodnotou na jiném úhlu v periodě a fázovou charakteristiku lze tedy reprezentovat pomocí kladných čísel. Při aplikaci fázové charakteristiky se pak může stát, že vypočtený opravený úhel je větší než rozsah reprezentace úhlu a výpočet je třeba doplnit modulární redukcí. Díky zvolené reprezentaci úhlu je taková operace stejná, jako při výpočtu úhlu

v periodě, a správný výsledek opravy úhlu je získán odstraněním horních bitů. Pro tuto operaci je tedy třeba sčítačka kladných čísel s bitovou šířkou CNT_{BW} .

Podle hodnoty opravného úhlu v periodě je následně proveden výpočet hodnoty sinu. Tento výpočet lze implementovat různými způsoby, například pomocí algoritmu CORDIC [20], výpočtem Taylorovi řady [21] nebo pomocí náhledové tabulky (LUT). V případě algoritmu CORDIC či výpočtu Taylorova rozvoje se jedná o iterativní postup a počet kroků výpočtu je závislý na požadované přesnosti výsledku. V principu lze výpočty v obou metodách zřetěžit pro dosažení propustnosti jednoho vzorku za hodinový takt tak, aby nebyla ovlivněna propustnost celého modulu výpočtu pozice, ovšem za cenu nárůstu využití plochy. Vzhledem k faktu, že hodnota sinu je třeba v každém kroku výpočtu, je výhodnější použít poslední uvedený způsob, kterým je výpočet hodnoty sinu pomocí náhledové tabulky. V takovém případě je proces samotného výpočtu nahrazen čtením z paměti, která obsahuje hodnoty sinu na předem stanovených úhlech a složitou logiku lze nahradit například blokovou pamětí SRAM, kterých je v dnešních obvodech FPGA dostatek [19]. Velikost náhledové tabulky LUT_{SIZE} je tak definována požadovaným úhlovým rozlišením a v případě reprezentace úhlu pomocí celých čísel je počet vzorků v náhledové tabulce roven maximální hodnotě čítače CNT_{MOD} .

Taková náhledová tabulka však bude obsahovat velké množství hodnot a je na místě hledat způsob, jak její velikost snížit. První možností je využít symetrii mezi jednotlivými kvadranty periody sinusoidy, tedy že průběh v druhém kvadrantu periody je zrcadlově symetrický k průběhu v prvním kvadrantu a průběhy ve třetím a čtvrtém kvadrantu jsou záporné hodnoty kopírující průběhy v prvních dvou kvadrantech. Je tedy možné v náhledové tabulce uložit jen hodnoty jednoho kvadrantu. Při čtení z tabulky pak je třeba z hodnoty úhlu určit číslo kvadrantu a na jeho základě upravit adresu a následně i hodnotu načtenou z tabulky. Schéma takového rozšíření jednoduché náhledové tabulky je na obr. 47.



Obr. 47: Výpočet hodnoty sinu pomocí náhledové tabulky (LUT)

Tato úprava náhledové tabulky umožňuje zmenšit velikost potřebné paměti na čtvrtinu bez postihu úhlového rozlišení. Avšak i po této úpravě může být tabulka stále příliš velká pro implementaci. V takovém případě je třeba sáhnout ke snížení úhlového rozlišení. Zde je třeba si uvědomit, že náhledová tabulka má konečné rozlišení i v amplitudě a vlivem zaokrouhlením čísel se ve velké náhledové tabulce vyskytují stejné hodnoty na několika sousedních pozicích. Pokud je tedy velikost náhledové tabulky snížena, chyba hodnoty v ní uložené se bude pohybovat na úrovni spodních bitů a vliv na celkovou přesnost výpočtu bude jen zanedbatelný.

Jak bylo stanoveno v předchozí kapitole, všechny následující výpočty budou probíhat v pevné řádové čárce s rozlišením čísel $DATA_{BW}$, jehož hodnota je dána rozlišením převodníku A/D. S tímto rozlišením jsou uloženy jak hodnoty sinu v náhledové tabulce, tak i amplitudy a střední hodnoty v příslušných pamětech. Prvním krokem při samotném výpočtu modelu je násobení hodnoty sinu s hodnotou amplitudy v aktuální periodě modelu snímače. Hodnota sinu je po načtení z náhledové tabulky znaménkové čísla v rozsahu ± 1 , avšak reprezentována v pevné řádové čárce s pozicí řádové čárky před horním (znamínkovým) bitem. Hodnota amplitudy je pak celé číslo odpovídající reprezentaci signálů snímače po zesílení a převodu do číslicové domény. Takové číslo lze také chápat jako číslo ve formátu pevné řádové čárky s řádovou čárkou umístěnou za posledním bitem. Násobení takových dvou čísel v pevné řádové čárce s rozdílnou pozicí řádové čárky bude probíhat podle (46). Výsledná hodnota této operace je větší o faktor $2^{-DATA_{BW}}$ a před dalšími operacemi musí mít výsledek násobení tímto faktorem vydělen neboli posunut o počet bitů $DATA_{BW}$.

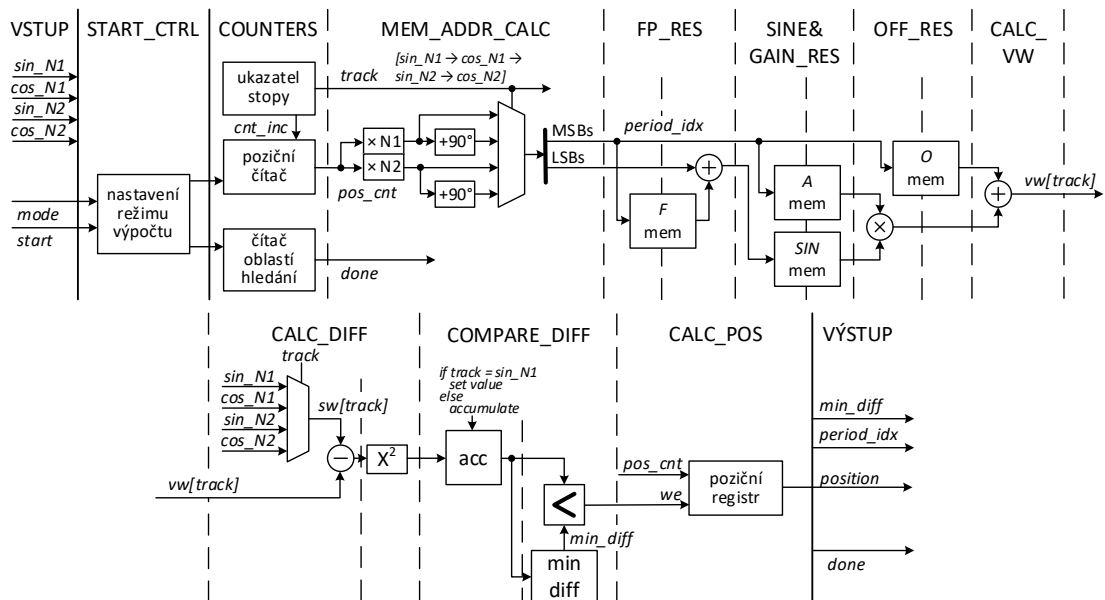
$$SINE_{LUT} * 2^{-DATA_{BW}} * A_{MEM} * 2^0 = (SINE_{LUT} * A_{MEM}) * 2^{-DATA_{BW}} \quad (46)$$

Posledním krokem při generování modelu je přičtení střední hodnoty v dané periodě modelu snímače. Střední hodnota je v paměti uložena v reprezentaci signálů snímače (tedy stejný formát jako hodnota amplitudy v paměti) a po korekci výsledku násobení je vypočtená hodnota modelu snímače ve stejné reprezentaci jako signály snímače bez potřeby dalších úprav výsledku.

Díky předchozím krokům je poslední část výpočtu, kterou je vyhodnocení podobnosti, triviální a zahrnuje pouze operace odčítání, násobení (pro výpočet druhé mocniny) a porovnání celých čísel.

4.3.3 Struktura modulu výpočtu pozice a výsledky implementace

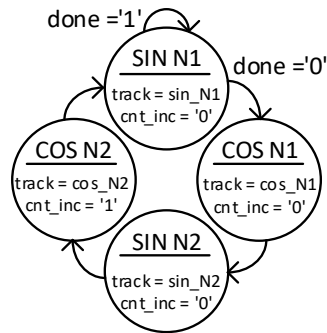
V předchozí kapitole byly určeny parametry dílčích bloků. Na tomto místě budou tyto poznatky využity při konkrétní implementaci plně zřetěženého modulu se zřetěžením datové cesty. Hlavní vlastností této architektury je rozdělení výpočtu na jednotlivé fáze pro dosažení maximální propustnosti dat, přičemž datová cesta pro výpočet hodnot modelu na dané pozici je sdílána pro všechny čtyři průběhy a volba průběhu je přepínána v čase. Schéma takové struktury je znázorněno na obr. 48. Jednotlivé fáze výpočtu jsou naznačeny svislou čárkovanou čarou, přičemž výpočty v každé fázi jsou provedeny v jednom hodinovém taktu. Kromě datových signálů, které jsou na obr. 48 zakresleny, jsou do každé fáze posouvány i řídicí signály.



Obr. 48: Schéma modulu výpočtu pozice

První částí výpočetního modulu je START_CTRL. Jedná se o blok kombinační logiky, který dekoduje režim výpočtu do nastavení počáteční hodnoty pozičního čítače a hodnoty čítače oblasti prohledávání a také povolí činnost všech následujících bloků.

Fáze výpočtu COUNTERS implementuje veškerou logiku nutnou pro otáčení modelu snímače, především tedy poziční čítač (modelu snímače) a čítač oblasti prohledávání, který podle nastavení režimu výpočtu čítá počet úhlů, na kterých byl modelu již vygenerován. Posledním blokem v této fázi výpočtu je ukazatel stopy, který zajišťuje přepínání aktuálně generovaného průběhu modelu. Jedná se o jednoduchý stavový automat podle stavového diagramu na obr. 49, který navíc řídí inkrementaci pozičního čítače potom, co byly průběhy všech stop na dané pozici vygenerovány.



Obr. 49: Stavový diagram ukazatele stopy

V následující fázi výpočtu MEM_ADDR_CALC je vypočteno číslo periody a hodnota úhlu v periodě. Tento výpočet je implementován v souladu s poznatkami z předchozí kapitoly (viz. obr. 46), tedy hodnota pozičního čítače je násobena počtem zubů daného průběhu a výsledné číslo je následně rozděleno na MSbs a LSbs část, přičemž na tomto místě ještě nedochází k redukci bitové šířky úhlu v periodě.

Další fáze výpočtu, FP_RES, SINE&GAIN_RES, OFF_RES a CALC_VW, postupně implementují všechny aritmetické operace nutné pro vypočtení hodnoty jednoho vzorku modelu snímače. Způsob implementace a bitové rozlišení jednotlivých operací se nijak neliší od popisu z přechodící kapitoly.

Výpočet podobnosti probíhá ve fázi výpočtu nazvané CALC_DIFF. Podle ukazatele stopy je vybrán vstupní signál ze snímače pozice a vypočten rozdíl s hodnotou modelu. Tato hodnota je pak umocněna pomocí násobičky. Výsledná hodnota podobnosti daného průběhu je akumulována v další fázi výpočtu nazvané COMPARE_DIFF. Akumulátor podobnosti jednotlivých průběhů pracuje ve dvou režimech. Pokud je aktuální stopa výpočtu sin_N1, akumulátor je nastaven hodnotou podobnosti (toto je ekvivalentní operace k vynulování registru akumulátoru před akumulací). Pro další stopy jsou pak hodnoty podobnosti dané stopy vždy přičteny. Samotné porovnání podobnosti modelu na daném úhlu s předchozí největší podobností je provedena, pokud je stopa výpočtu cos_N2, neboť tehdy jsou všechny dílčí podobnosti už sečteny v akumulátoru. V případě nalezení větší podobnosti (či menší rozdílnosti) je aktuální pozice modelu uložena v pozičním registru v poslední fázi výpočtu CALC_POS.

Tento modul výpočtu pozice byl popsán v jazyce VHDL a implementován do obvodu FPGA. Pro ověření funkčnosti a parametrů byl jako cílový obvod zvolen Spartan 6 (xc6slx45) od firmy Xilinx. Implementace byla provedena v návrhovém prostředí

Xilinx ISE Design Suite 14.7 s nástrojem pro syntézu XST pro různé konfigurace výpočetního modulu, ať už se jedná o bitové šířky vstupních dat (a tomu odpovídající bitové šířky vnitřních signálů) či úhlového rozlišení modelu. Výsledky implementace, tedy množství potřebných zdrojů v obvodu a maximální dosažená pracovní frekvence, jsou shrnuty v tabulce tab. 5.

Tab. 5: Využití zdrojů a maximální pracovní kmitočet pro FPGA Xilinx Spartan 6

75/74	$\varphi_{sw,res}$ [bit]	16				18			
	LUT _{SIZE} [-]	12		16		14		18	
	DATA _{BW} [-]	12	16	12	16	12	16	12	16
	FF [-]	437	501	441	505	455	519	461	525
	LUT [-]	469	531	458	520	550	611	523	589
	BRAM [-]	3	3	13	17	5	6	46	62
	MULT [-]	5	5	5	5	5	5	5	5
	f_{clk} [MHz]	103.3	103.3	101.5	101.5	96.7	96.7	100.8	100.8
55/54	$\varphi_{sw,res}$ [bit]	14				16			
	LUT _{SIZE} [-]	10		14		12		16	
	DATA _{BW} [-]	12	16	12	16	12	16	12	16
	FF [-]	413	475	417	479	437	501	441	505
	LUT [-]	514	576	543	605	445	507	445	507
	BRAM [-]	2	2	5	6	3	3	13	17
	MULT [-]	3	3	3	3	5	5	5	5
	f_{clk} [MHz]	109.6	109.6	101.1	101.1	108.7	108.7	98.6	98.6
35/34	$\varphi_{sw,res}$ [bit]	12				14			
	LUT _{SIZE} [-]	10		12		10		14	
	DATA _{BW} [-]	12	16	12	16	12	16	12	16
	FF [-]	400	460	399	459	414	476	420	482
	LUT [-]	440	502	461	522	443	505	480	542
	BRAM [-]	2	2	3	3	2	2	5	6
	MULT [-]	3	3	3	3	3	3	3	3
	f_{clk} [MHz]	127.9	127.9	122.9	122.9	127.4	127.4	123.8	123.8

5 Výpočet pozice v reálné aplikace

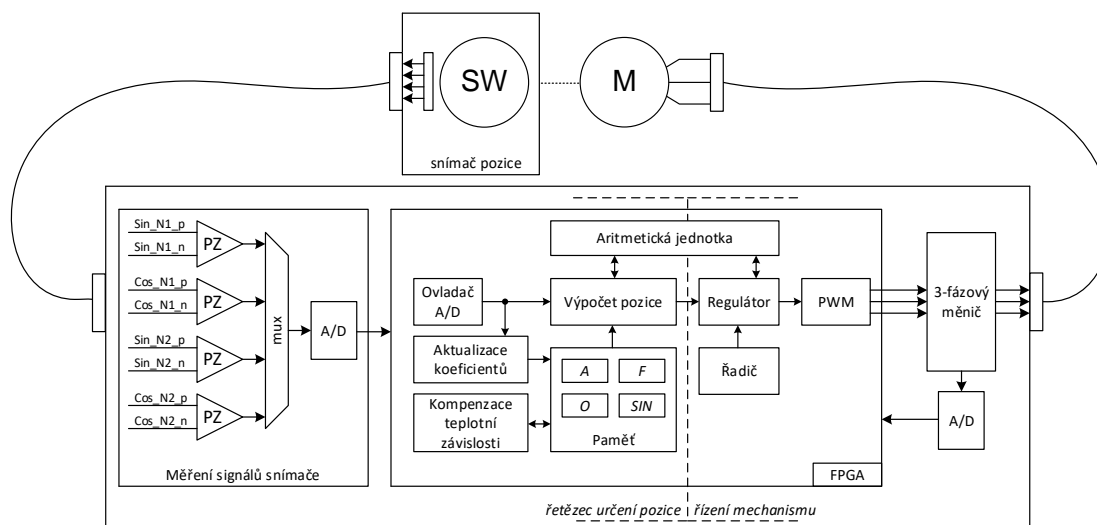
Metoda představená v této práci byla vyvinuta pro systém určený k řízení synchronního motoru v uzavřené smyčce využívající vektorové řízení pro dosažení maximální efektivity a přesnosti řízení motoru. Na celý systém se vztahuje sada požadavků, z nichž jsou pro výpočet pozice důležité následující:

- nominální úhlová rychlost otáčení mechanismu 12 otoček za minutu (RPM), maximální rychlost o 20% vyšší,
- přesnost vypočtené pozice lepší než $0,015^\circ$,
- rozsah provozních teplot od -20° po $+40^\circ$,
- maximální autonomie s minimální nutností zásahu operátora
- a s tím spojená vysoká spolehlivost do celou dobu života systému stanovaná na minimálně sedm let.

Čtenář si jistě povšimne, že tyto požadavky na výpočet pozice jsou podobné těm, které byly stanoveny jako cíle práce v kapitole 2. Při rozboru výše uvedených požadavků vyšlo najevo, že právě kombinace velkého teplotního rozsahu a vysoké spolehlivosti bez nutnosti zásahu operátora je obtížné dosáhnout pomocí metod výpočtu pozice, které byly představeny v kapitole 1.2. Hybatelem vývoje nové metody představené v této práci byla tedy snaha navrhnout spolehlivý a robustní systém výpočtu pozice. Splnění požadavků bylo demonstrováno množstvím analýz a testů. V této práci budou představeny testy, které se k výpočtu pozice vztahují, a následně budou prezentovány jejich výsledky. Veškeré testy vztažené k výpočtu pozice byly provedeny s tímto systémem a bude tedy vhodné nejprve představit ty jeho části, které byly důležité právě pro testování výpočtu pozice.

Samotný systém lze rozdělit na dvě klíčové části, řetězec určení pozice a část pro řízení motoru (obr. 50). Řetězec určení pozice zahrnuje snímač absolutní pozice, diskrétní obvody pro zesílení a převod spojitého signálu na signál digitální a v obvodu FPGA se nachází samotný výpočet pozice numerickou metodou a dva podpůrné bloky, modul pro automatickou aktualizaci koeficientů a modul pro kompenzaci teplotní závislosti čtecí hlavy snímače. Část pro řízení mechanismu pak implementuje regulační soustavu pro řízení na pozici, generátor PWM signálů, 3-fázový měnič a samotný motor umístěný v mechanismu. Vzhledem k tématu této práce bude další text popisovat pouze

části řetězce týkající se určení pozice. Struktura a parametry řídicí části nebudou v práci dále rozvedeny.



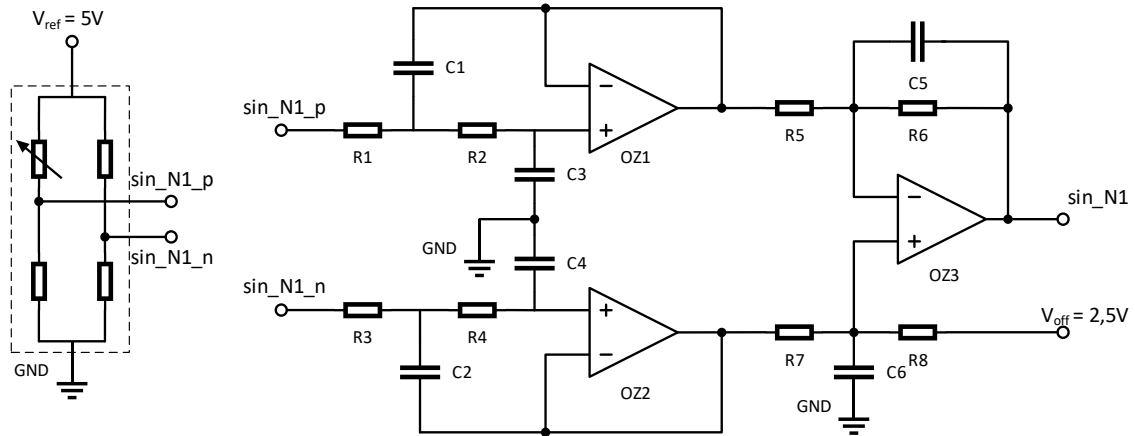
Obr. 50: Zjednodušená struktura systému pro testování výpočtu pozice

Snímač pozice je snímač absolutní pozice Vernierova typu se čtecí hlavou s magnetorezistivním elementem. Jedná se o stejný typ snímače, který byl blíže představen v kapitole 1.1. V této aplikaci byl pak zvolen snímač s následujícími parametry:

- počet zubů na hlavní stopě 75 ($N_1 = 75$),
- počet zubů na noniové stopě 74 ($N_2 = 74$),
- rozdílové výstupní signály,
- amplituda výstupního napětí maximálně 100 mV.

Prvním funkčním blokem v celém výpočetním řetězci je *měření signálů snímače* zajišťující převod rozdílového výstupního napětí snímače na souhlasné napětí, jeho zesílení, filtraci a převod do digitální domény pomocí převodníku A/D. Vstupní část obvodu, zajišťující převod rozdílového napětí, jeho zesílení a filtraci, je realizována pomocí přístrojového zesilovače s integrovaným filtrem dolní propusti. Tento typ zesilovače byl zvolen především kvůli vysoké vstupní impedanci, díky níž nejsou výstupní signály snímače pozice zatíženy a nedochází k zanesení další chyby. Schéma zapojení zesilovače je na obr. 51.

První stupeň přístrojového zesilovače je tvořen párem operačních zesilovačů zapojenými jako sledovač. Tato část obvodu slouží především pro impedanční oddělení snímače od rozdílového zesilovače ve druhém stupni a zároveň provádí filtraci signálu. Druhý stupeň pak funguje jako rozdílový zesilovač s konstantním zesílením.



Obr. 51: Schéma měřicího obvodu jednoho signálu snímače

Při volbě zesílení přístrojového zesilovače, je třeba vzít v potaz rozsah vstupních signálů, který je dán amplitudou a střední hodnotou signálů snímače. Dle informace od výrobce [5] je amplituda rozdílových signálů $60 \text{ mV} \pm 50 \%$ a střední hodnota posunuta nejvýše o $\pm 20 \%$ z rozsahu. Na základě těchto informací lze odhadnout maximální zesílení, při kterém ještě nedojde k saturaci vstupních signálů.

Nejvyšší hodnotu offset V_{off} lze z předchozích hodnot vypočíst podle (47)

$$V_{off} = V_{pp} * 0,2 = 2 * V_{ampl} * 1,5 * 0,2 = 2 * 0,06 * 1,5 * 0,2 = 36 \text{ mV} \quad (47)$$

a následně také určit maximální rozsah signálu podle (48).

$$V_{sens,max} \leq V_{ampl} * 1,5 + V_{off} = 0,09 + 0,036 \leq 126 \text{ mV} \quad (48)$$

Maximální zesílení A_V , při kterém nedojde k saturaci signálu, je pak dáno podle (49).

$$A_V \leq \left[\frac{V_{ref} - V_{off}}{V_{sens,max}} = \frac{5 - 2,5}{0,126} \right] \leq 20 \quad (49)$$

Zesílení přístrojového zesilovače je nastaveno hodnotami odporů ve zpětné vazbě rozdílového zesilovače ve druhém stupni. Zvolené hodnoty odporů jsou uvedeny v tab. 6 a zesilovač s těmito součástkami má zisk A_V vypočtený v (50).

$$A_V = \frac{R_5 + R_6}{R_5} * \frac{R_8}{R_7 + R_8}$$

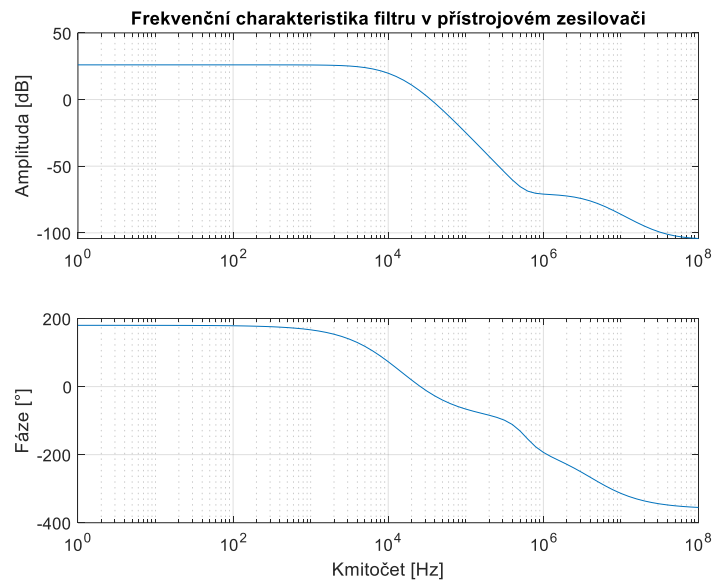
$$\text{pokud } R_5 = R_7, R_6 = R_8, \text{ potom} \quad (50)$$

$$A_V = \frac{R_5 + R_6}{R_5} * \frac{R_6}{R_5 + R_6} = \frac{R_6}{R_5} = \frac{220 \text{ k}\Omega}{11 \text{ k}\Omega} = 20$$

Tab. 6: Hodnoty součástek v měřicím obvodu signálu snímače

Součástka	Hodnota	Součástka	Hodnota
R ₁ , R ₃	20 kΩ	C ₁ , C ₃	1 nF
R ₂ , R ₄	10 kΩ	C ₂ , C ₄	1 nF
R ₅ , R ₇	11 kΩ	C ₅ , C ₆	27 pF
R ₆ , R ₈	220 kΩ		

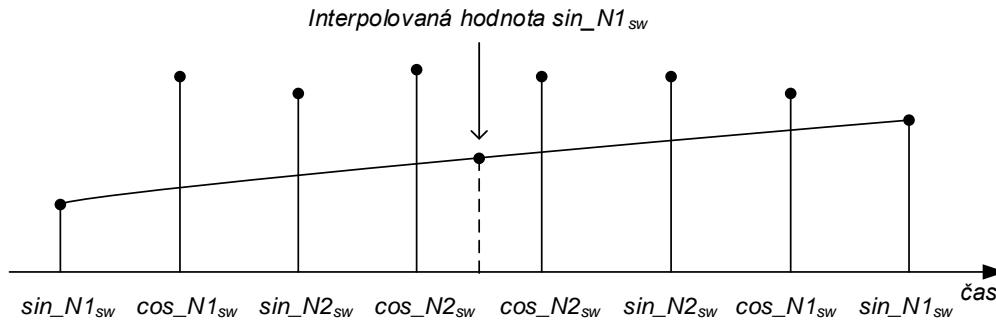
Součástí prvního stupně přístrojového zesilovače je také filtr dolní propusti. Úkolem tohoto filtru je především odstranit vysokofrekvenční šum, který by mohl být indukován na kabeláži spojující snímač s elektronikou. Zároveň je však nezbytné, aby i při maximální povolené rychlosti otáčení mechanismu nezpůsobil zřetelný útlum či fázový posun signálů ze snímače. Frekvenční charakteristika filtru s hodnotami součástek, jak jsou uvedeny v tab. 6, je na obr. 52.



Obr. 52: Frekvenční charakteristika přístrojového zesilovače s integrovaným filtrem

Zesílené signály snímače jsou následně přivedeny na vstup převodníku A/D. V této aplikaci byl zvolen 12-bitový převodník v souladu s poznatky z kapitoly 3.6 s osmivstupým analogovým multiplexorem. Převodník A/D je ovládán z obvodu FPGA dedikovaným blokem, který generuje časování řídicích signálů a zajišťuje přepínání jednotlivých vstupů. Vzhledem k tomu, že signály jsou měřeny a načítány postupně, je mezi jednotlivými vzorky časový rozdíl a v důsledku toho každý vzorek při otáčení kola snímače reprezentuje jinou pozici. V takovém případě by však model snímače závisel na rychlosti otáčení. Tento jev je kompenzován sekvencí měření implementovanou v ovladači A/D. Ovladač převodníku A/D nejprve měří signály

v pořadí $\sin_{N1_{sw}} \rightarrow \dots \rightarrow \cos_{N2_{sw}}$ a následně provede měření v opačném pořadí, tedy $\cos_{N2_{sw}} \rightarrow \dots \rightarrow \sin_{N1_{sw}}$. Každá dvojice vzorků je následně lineárně interpolována čili je vypočtena jejich střední hodnota. Pokud je dodrženo stejné časování pro první i druhou část sekvence, jsou všechny hodnoty interpolovány pro stejný čas. Taková sekvence je zobrazena na obr. 53. Naměřené hodnoty jsou následně využity pro dva účely. Je z nich vypočtena pozice metodou představenou v této práci a zároveň jsou použity pro automatickou aktualizaci koeficientů.

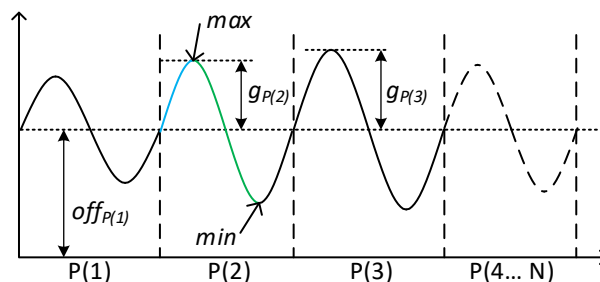


Obr. 53: Sekvence měření signálů pozičního snímače

Modul *výpočtu pozice* implementuje numerickou metodu výpočtu pozice. Jedná se o stejný modul, jehož architektura a parametry byly detailně rozebrán v kapitole 4. Výpočet pozice v režimu zrychleného prohledávání je prováděn s periodou přibližně $85\mu s$ a velikost prohledávané oblasti je stanovena na $0,15^\circ$ při kmitočtu hodinového signálu 50 MHz.

Automatická *aktualizace koeficientů* snímače probíhá vždy, nezávisle na tom, zda se mechanismus otáčí. Postup výpočtu nových koeficientů je stejný pro všechny čtyři průběhy. Na tomto místě bude popsán postup pro výpočet koeficientů jednoho signálu, přičemž stejný způsob je použit i pro tři zbývající signály snímače.

Funkce automatické aktualizace koeficientů byla naznačena už na konci kapitoly 3.1.3. Tento modul využívá informaci o vypočtené pozice, jmenovitě číslo periody, ve které se snímač aktuálně nachází, a sleduje každá nově naměřená data a porovnává je s předchozí hodnotou. K tomuto slouží dva registry, které uchovávají doposud největší a nejmenší hodnotu signálu v aktuální periodě a při přechodu do další periody jsou hodnoty v registrech vymazány. V typickém případě se hodnoty v těchto registrech mění tak, jak je naznačeno na obr. 54. Modrou barvou je naznačena průběžná aktualizace registru maximální hodnoty a zelenou barvou pak aktualizace registru minimální hodnoty.



Obr. 54: Princip automatické aktualizace koeficientů

Při detekci konce periody dojde k výpočtu koeficientů amplitudy a střední hodnoty podle předpisů (15) a (16) a k zápisu nových koeficientů do paměti. Současně se zápisem koeficientů také dochází k uložení aktuální teploty naměřené v blízkosti čtecí hlavy snímače pozice.

Kompensace teplotní závislosti magnetorezistivního elementu snímače pozice je doplňková funkce, jejíž úkolem je minimalizovat rozdíl mezi modelem snímače, jehož charakteristiky byly vypočteny pro určitou teplotu, a průběhem snímače při odlišné teplotě. Zmenšení chyby modelu je dosaženo opravou jeho koeficientů, především pak amplitudy, která se s teplotou mění nejvíce.

Modul kompenzace pracuje s dvojicí informací, a to s rozdílem mezi aktuální teplotou měřenou v blízkosti čtecí hlavy pozičního snímače a teplotou, pro kterou byly koeficienty modelu snímače vypočteny či aktualizovány, a s teplotním gradientem amplitudy jednotlivých signálů snímače. Teplotní charakteristika magnetorezistivního elementu je v rozsahu teplot uvedeném na začátku této kapitoly přibližně lineární. Korekce amplitudy je pak provedena jako lineární interpolace amplitudy jednotlivých průběhů dle předpisu (51).

$$g_{T_1} = g_{T_2} + \nabla_g * (T_1 - T_2) \quad (51)$$

Kde:

g_{T_1} a g_{T_2} jsou hodnoty amplitudy při teplotách T_1 a T_2

T_1 je aktuální teplota v blízkosti čtecí hlavy pozičního snímače

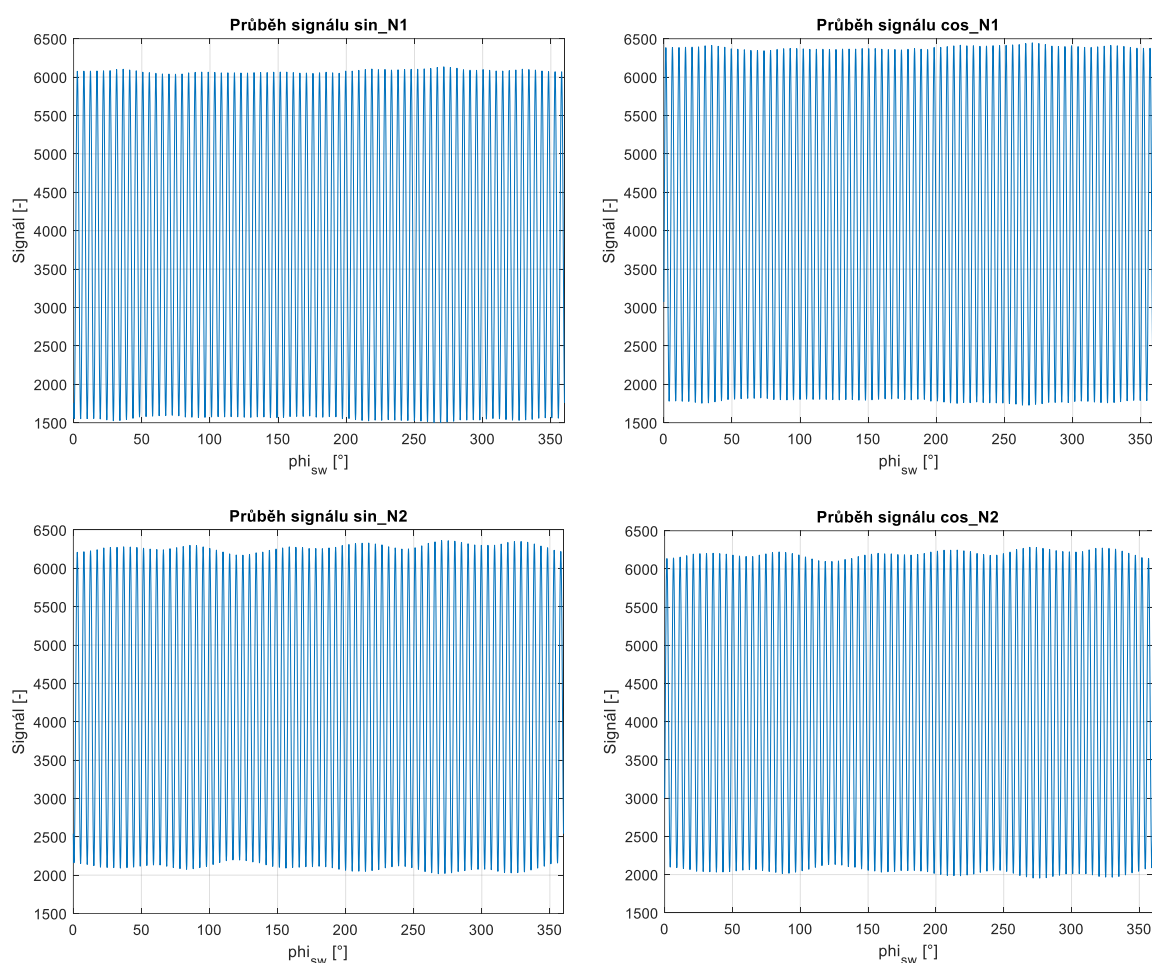
T_2 je teplota, při kterých byly koeficienty vypočteny nebo aktualizovány

∇_g je teplotní gradient amplitudy snímače, obecně různý pro každý signál

Úkolem tohoto modulu není vytvořit co nejpřesnější model snímače, ale snížit rozdíl mezi koeficienty tak, aby byla zachována robustnost metody v režimu úplného prohledávání, tedy aby rozdíl mezi modelem a snímačem nebyl větší než 2 %, jak bylo stanoveno na základě analýz v kapitole 3.4.1.

5.1 Počáteční kalibrace

Prvním krokem, který je nutné provést při použití numerické metody, je sestavení modelu snímače, aby odpovídal průběhům skutečného snímače pozice osazeném na mechanismu. Pro sestavení modelu je třeba určit koeficienty snímače přes celou otočku. Toto je možné provést jen měřením všech signálů a následným výpočtem koeficientů. Na tomto místě je třeba zdůraznit, že každý jednotlivý mechanismus je osazen jiným snímačem pozice, a který tedy generuje mírně odlišné průběhy přes celou otočku kvůli výrobním tolerancím a sesazení kola snímače a čtecí hlavy. Je tedy naprosto nezbytné provést počáteční kalibraci pro každý mechanismus.

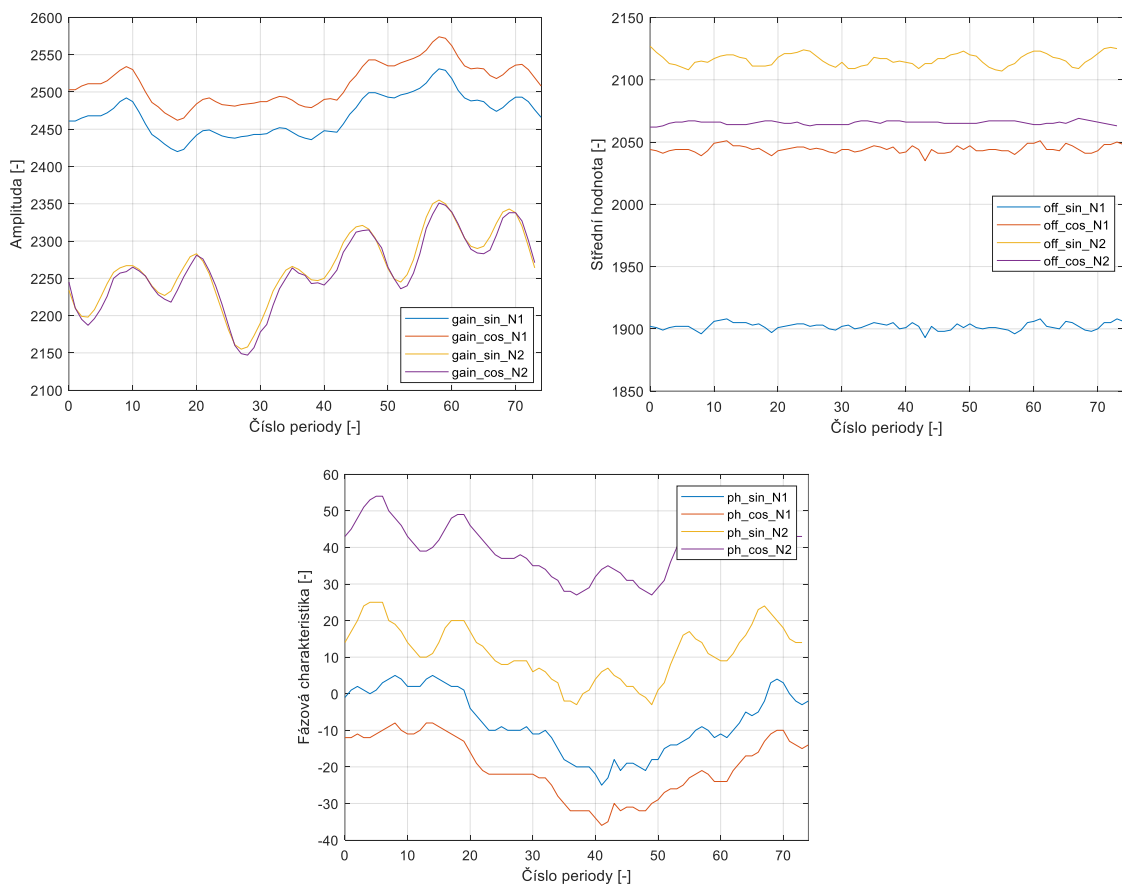


Obr. 55: Ukázka průběhů signálů snímače

Pro určení koeficientů amplitudy a střední hodnoty je použita podobná metoda, jako pro automatickou aktualizaci koeficientů, protože je nezávislá na rychlosti otáčení. V každé periodě je detekováno maximum a minimum a z něj jsou vypočteny příslušné hodnoty dle předpisů (15) a (16). V tomto okamžiku však ještě neexistuje model snímače, pomocí kterého by bylo možné detekovat začátek a konce periody, a z tohoto

důvodu je třeba tuto operaci provést jiným způsobem. Takový způsob byl již nastíněn v kapitole 3.1.3 a jedná se o detekci kvadrantů v signálech. Určení čísla periody je pak provedeno jiným způsobem. V průbězích signálů sin_N1_{sw} a sin_N2_{sw} se hledá úhel, na kterém je nejmenší úhlová vzdálenost mezi přechody mezi periodami. Tento bod je pak označen za virtuální úhel $\varphi_{vw} = 0^\circ$ a označuje začátek číslování period.

Zatímco výpočet amplitudy a střední hodnoty je nezávislý na rychlosti otáčení mechanismu, pro stanovení fázové charakteristiky toto neplatí. Fázová charakteristika popisuje úhlovou chybu snímače vzhledem ke skutečné pozici mechanismu. Pro její stanovení je třeba zajistit konstantní rychlost otáčení nebo znát skutečnou pozici mechanismu. Během kalibrace se však ukázalo, že dosažení konstantní rychlosti otáčení není možné bez řízení v uzavřené smyčce, které je však závislé na pozici. Mechanismus tedy bylo třeba doplnit referenčním enkodérem pozice s vysokou přesností pro účely kalibrace a testování přesnosti výpočtu pozice (obr. 58). Podle referenční pozice pak lze průběhy korigovat a určit fázovou charakteristiku. Ukázka průběhů signálů snímače naměřené na jednom z mechanismů lze nalézt na obr. 55 a vypočtené charakteristiky modelu snímače odpovídající těmto průběhům na obr. 56.

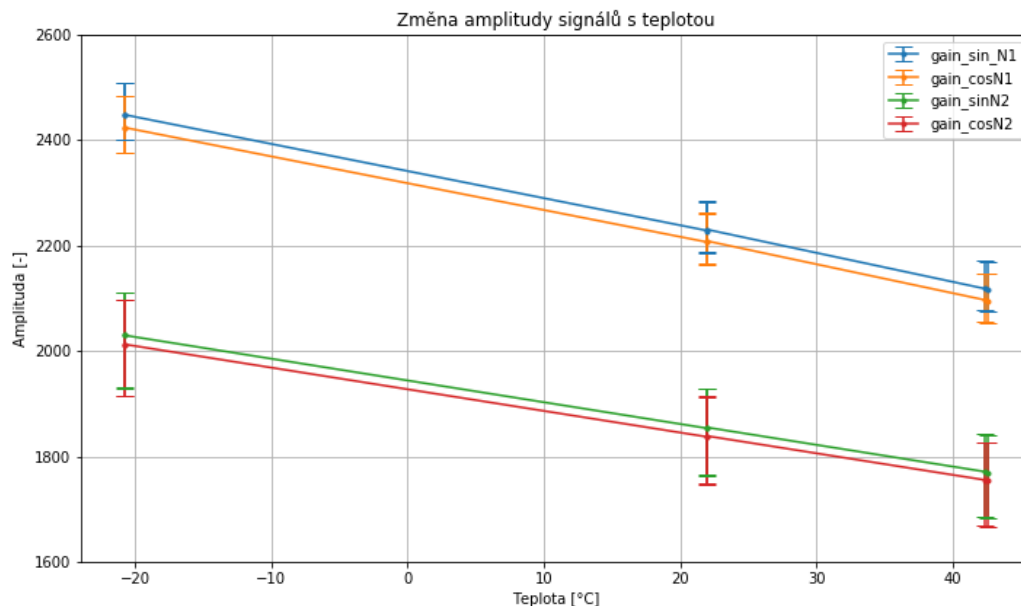


Obr. 56: Průběhy charakteristik modelu snímače

Čtenáře na tomto místě možná napadne, proč nebyla k určení pozice $\varphi_{vw} = 0^\circ$ využita pozice referenčního enkodéru. Je to z toho důvodu, že ani referenční enkodér neposkytuje informaci o skutečné absolutní pozici mechanismu (tedy úhel 0° referenčního snímače a úhel 0° mechanismu nejsou přesně sesazeny) a ta je určena jiným způsobem až v průběhu dalších systémových testů. Vypočtená pozice je pak korigována konstantní hodnotou $\varphi_{vw,off}$ vypočtené dle (52).

$$\varphi_{vw,off} = \varphi_{sw,0^\circ} - \varphi_{vw,0^\circ} \quad (52)$$

Posledním parametrem, který je třeba určit před samotným testováním je teplotní gradient amplitudy jednotlivých signálů snímače ∇_g . Pro výpočet gradientu je třeba zjistit hodnoty amplitudy pro různé teploty. Je tedy nutné umístit mechanismus do teplotní komory a krokovat teplotu pro získání dostatku dat na vytvoření teplotní charakteristiky. Po prvním měření se však ukázalo, že charakteristika vykazuje jen minimální odchylky od očekávané lineární závislosti a vzhledem k toleranci metody vůči chybám snímače je možné tyto odchylky zcela zanedbat. Díky tomu pak stačí pro vytvoření přibližné charakteristiky změřit hodnoty amplitudy jednotlivých signálů jen pro okrajové teploty. Výsledná teplotní charakteristika, ze které lze odečíst teplotní gradient amplitudy ∇_g je na obr. 57.



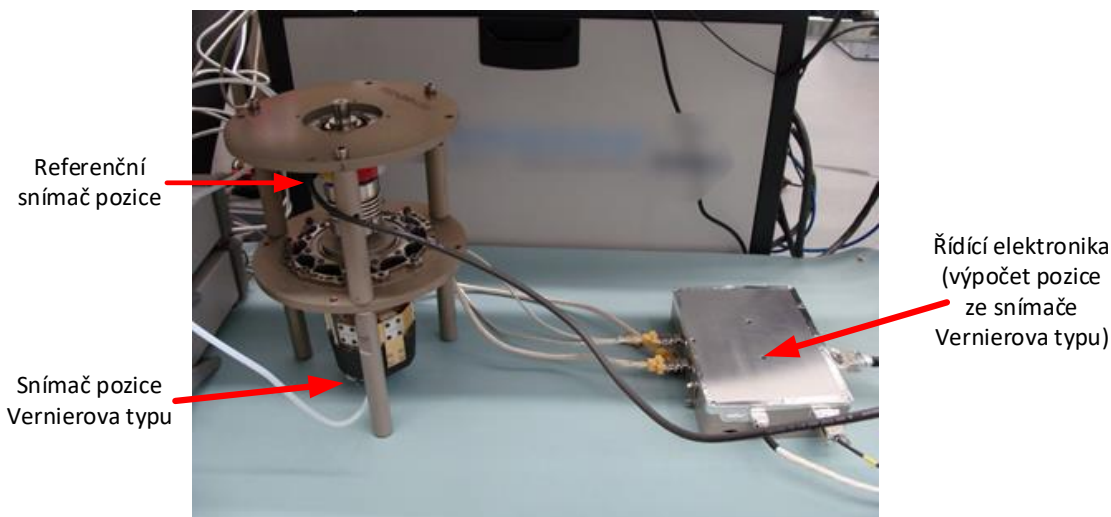
Obr. 57: Teplotní charakteristika snímače pozice

5.2 Testování

System složený z mechanismu a řídicí elektroniky byl podroben velkému množství testů, počínaje testy funkcionality dílčích částí a následně i celku, a konče řadou environmentálních testů, zahrnující vibrační testy, termovakuové (TVAC) testy a testy elektromagnetické kompatibility (EMC). V této kapitole budou představeny pouze testy, které se nějakým způsobem týkají výpočtu pozice. Jedná se o sadu testů, při které je ověřena přesnost výpočtu pozice vzhledem k referenčnímu enkodéru a následně i spolehlivost výpočtu pozice (nebo také robustnost metody) přes celý teplotní rozsah. Při vyhodnocení testů pak budou dosažené výsledky porovnány s požadavky uvedenými na začátku kapitoly 5.

5.2.1 Přesnost výpočtu pozice vzhledem k referenčnímu snímači

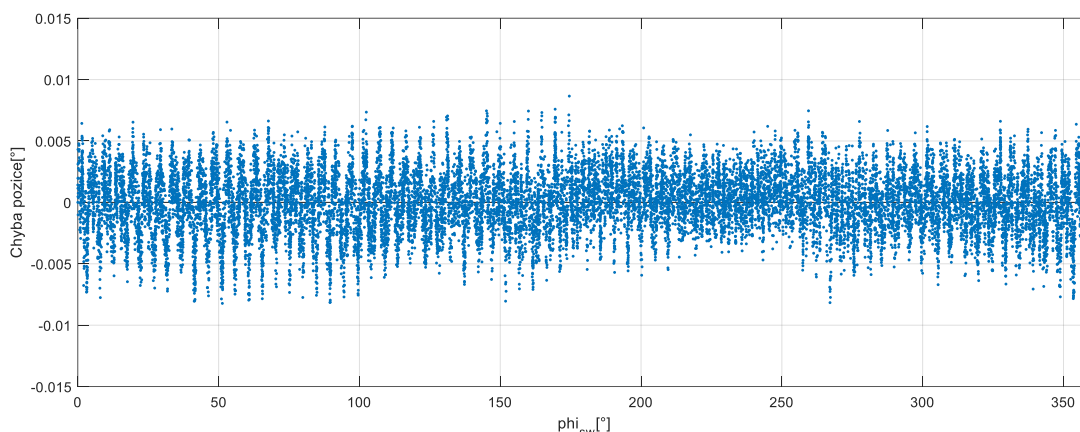
Prvním testem, který byl s mechanismem proveden, bylo ověření přesnosti výpočtu pozice vzhledem k referenčnímu senzoru pozice. Jako referenční senzor pozice byl použit optický snímač typ RCN 2580 od společnosti Heidenhain s úhlovým rozlišením pozice až $\pm 2,5''$ který byl pevně spojen s mechanismem osazeným snímačem pozice Vernierova typu, jak lze vidět na obr. 58.



Obr. 58: Mechanismus s připojeným referenčním snímačem pozice

Během tohoto testu byl mechanismus postupně otáčen, přičemž v průběhu otáčení byla neustále počítána nová pozice pomocí numerické metody i referenčního senzoru. V průběhu testování se ukázalo, že není možné dostatečně přesně synchronizovat výpočet pozice pomocí numerické metody v FPGA a elektroniky zpracovávající data z referenčního snímače pozice a výsledek byl zatížen chybou. Aby byl potlačen vliv zpoždění, mechanismus byl postupně otáčen a zastaven na různých pozicích,

na nichž byla následně určena pozice pomocí obou snímačů. Chyba vypočtené pozice změřena tímto způsobem je vynesena na obr. 59.



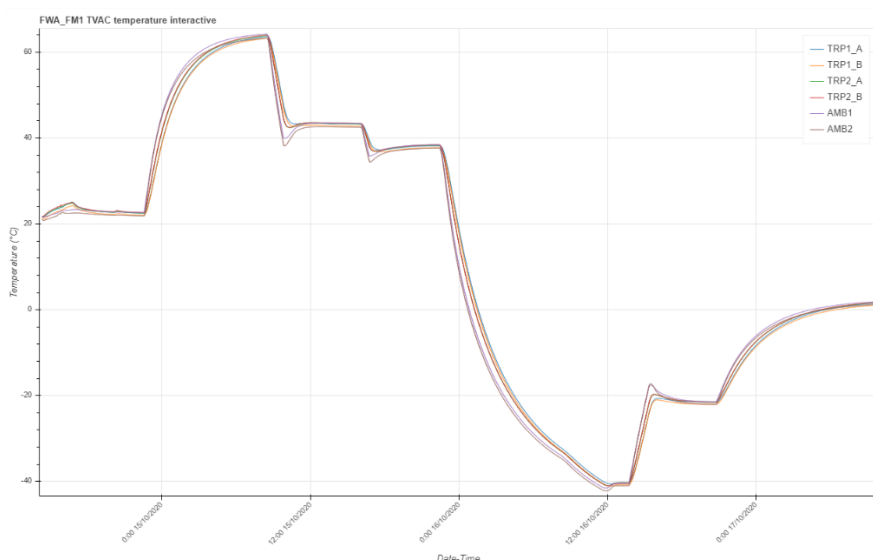
Obr. 59: Chyba pozice vzhledem k referenčnímu snímači pozice

Maximální chyba výpočtu pozice numerickou metodou byla v tomto testu určena jako $0,0087^\circ$ a požadavek na přesnost výpočtu pozice stanovený na začátku této kapitoly byl tedy splněn. Zároveň je možné si povšimnout, že chyba určení pozice na většině z testovaných úhlů je v intervalu $\pm 0,0055^\circ$, což odpovídá 16-bitovému rozlišení, s kterým je pozice počítána.

5.2.2 Termovakuové testy

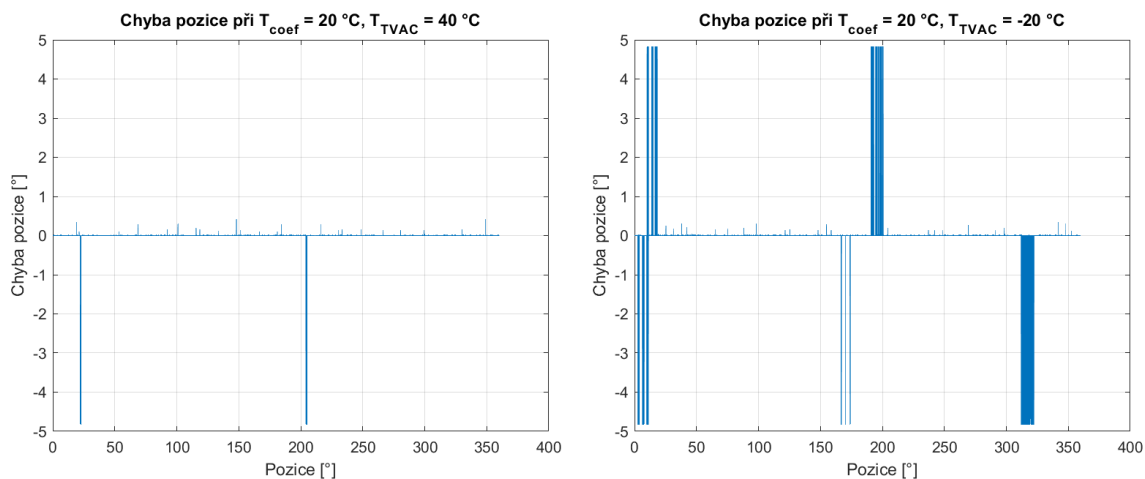
Počáteční kalibrace koeficientů modelu snímače i předchozí test přesnosti výpočtu pozice byly provedeny při pokojové teplotě. Jak už bylo uvedeno v předchozích kapitolách, charakteristika magnetorezistivního elementu snímače pozice je závislá na teplotě, a tedy i průběhy signálů snímače se s teplotou mění. Výpočet pozice numerickou metodou je v této aplikaci doplněn kompenzací teplotní charakteristiky, avšak ta není dokonalá a nedokáže zajistit přesnou korekci. Dalším testem, kterému byl mechanismus podroben, je test v TVAC komoře, přičemž jedním ze sledovaných parametrů je spolehlivost vypočtené pozice v režimu úplného prohledávání. Během tohoto testu byl mechanismus nejprve vystaven vysoké teplotě a následně nízké teplotě podle teplotního profilu na obr. 60.

Výpočet pozice v režimu úplného prohledávání s kompenzací teplotní charakteristiky byl testován při teplotě $+40^\circ\text{C}$ a -20°C . Vzhledem k tomu, že je prakticky nemožné ověřit všechny pozice, bylo otestováno jen několik desítek náhodných pozic.



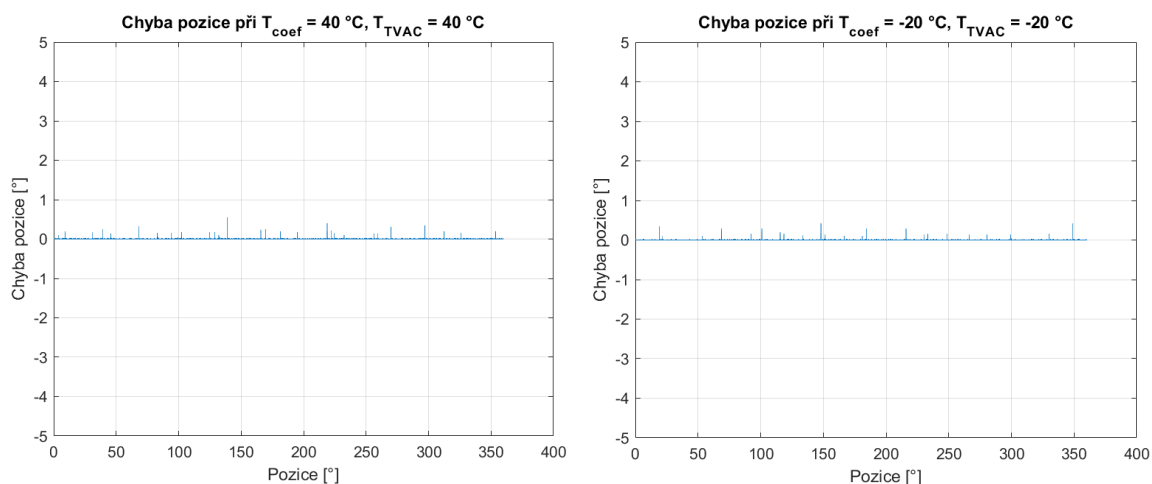
Obr. 60: Teplotní profil komory během TVAC testů

V průběhu těchto testů byly také naměřeny hodnoty snímače pozice přes několik otoček a pro ověření spolehlivosti výpočtu pozice na všech dalších úhlech natočení byla následně provedena simulace s bitově přesným modelem algoritmu. Výsledky simulací bez teplotní kompenzace a s teplotní kompenzací jsou uvedeny na obr. 61 a obr. 62. V simulaci modelu bez teplotní kompenzace byly použity koeficienty získané při počáteční kalibraci modelu snímače při teplotě přibližně 20 °C a pro simulace s teplotní kompenzací byly počáteční koeficienty korigovány podle předpisu (51).



Obr. 61: Spolehlivost metody bez kompenzace teplotní závislosti amplitudy

NOVÁ METODA ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ ZE SNÍMAČE ABSOLUTNÍ POZICE



Obr. 62: Spolehlivost metody s kompenzací teplotní závislosti amplitudy

Chyba pozice větší než 4° na obr. 61 znamená, že pozice byla vypočtena ve špatné periodě, tedy že určení pozice není dostatečně robustní přes celý teplotní rozsah. Pokud je však numerická metoda doplněna teplotní kompenzací, výpočet pozice je spolehlivý přes celý teplotní rozsah, jak je shrnuto v tab. 7. Tímto je požadavek na spolehlivost výpočtu po celou dobu života splněn.

Tab. 7: Spolehlivost výpočtu pozice přes teplotní rozsah

T_{coef}	T_{TVAC}	Počet úhlů			Chyba určení pozice	
		Celkem	Chybně	Správně		
20 °C	40 °C	165 468	526	164 942	0,32 %	bez kompenzace
20 °C	-20 °C	197 214	4 171	193 043	2,12 %	bez kompenzace
40 °C	40 °C	165 468	0	165 468	0 %	s kompenzací
-20 °C	20 °C	193 611	0	193 611	0 %	s kompenzací

6 Závěr

Předložená dizertační práce se věnovala vývoji nové metody výpočtu pozice ze signálů snímače absolutní pozice využívají Vernierova principu. Jako každé zařízení, ani takový snímač pozice není v reálném světě ideální a vyskytují se v něm přirozeně chyby ovlivňující průběhy výstupních signálů, které v důsledku mohou vést k horší přesnosti vypočtené pozice. Tradiční přístupy ke zpracování signálů tohoto snímače byly představeny v úvodu této práce. Hlavním znakem těchto metod je snaha o korekci chyb snímače předtím, než je ze signálů snímače dekodována informace o pozici. Toto je však také největším nedostatkem těchto metod, neboť pokud kompenzace není dokonalá a korigované signály se tedy liší od průběhů ideálního snímače pozice, chyba vypočtené pozice je přímo úměrná zbytkové chybě.

Oproti doposud běžně využívaným způsobům výpočtu se nová metoda liší už v základním konceptu přístupu k řešení této problematiky. Na chyby snímače nahlíží spíše jako na jeho vlastnosti, neboť i průběhy neideálního snímače stále nesou úplnou informaci o skutečném úhlu natočení. Namísto korekce signálů jsou vlastnosti snímače modelovány a v takovém modelu je hledána největší podobnost k hodnotám signálů skutečného snímače pozice na libovolném úhlu natočení. Vzhledem k absenci jednoznačného matematického předpisu pro převod hodnot signálů na úhel natočení tato metoda spíše reprezentuje numerické řešení problému.

Takto navržená metoda je však náročná z hlediska potřebného výpočetního výkonu pro určení každé nové pozice. V práci byly diskutovány některé možnosti, jak samotný výpočet pozice optimalizovat z hlediska doby výpočtu. Největší vliv na zkrácení doby výpočtu mělo omezení oblasti prohledávání modelu. Jak se posléze ukázalo, taková optimalizace má vedlejší efekt a takto implementovaný výpočet zajišťuje, že numerická metoda je velmi tolerantní k chybám snímače, či lépe řečeno ke změně vlastností snímače v průběhu života. Tato vlastnost byla demonstrována i na extrémním případě, jakým ztráta jednoho ze signálů snímače jistě je. Zatímco dosavadní způsoby výpočtu pozice v takovém případě zcela selhaly, numerická metoda dokázala stále dostatečně přesně určit skutečnou pozici. První cíl práce, kterým bylo vyvinout metodu robustní vůči chybám snímače, byl tedy splněn.

Další část práce se zabývala návrhem hardwarové struktury pro implementaci v obvodě FPGA. Výpočet pozice touto novou metodou se podařilo pro tyto účely upravit tak, že vyžaduje pouze elementární operace, které je navíc možné zřetězit a případně i paralelizovat. Na základě toho byly odvozeny různé architektury vhodné pro obvody FPGA, jež se liší dobou výpočtu a množstvím potřebným hardwarových zdrojů. Prakticky libovolně krátké doby výpočtu nové pozice pak lze dosáhnout volbou vhodné architektury s velkou mírou paralelizace. Cenou za to ovšem může být značný nárůst množství potřebných zdrojů a volba architektury by měla být kompromisem vycházejícím z požadavků kladených na cílovou aplikaci. V této části práce byla detailně představena implementace jedné konkrétní architektury, která dosahuje optimálního poměru doby výpočtu k množství potřebných hardwarových zdrojů. Díky možnosti snadno modifikovat architekturu výpočtu pro různé systémy lišícími se požadavky na parametry výpočtu pozice lze i zde konstatovat, že druhý cíl práce byl splněn.

V poslední části práce byla představena aplikace, ve které je tato nová metoda použita, a uvedeny testy vztahující se k výpočtu pozice, kterým byl takový systém podroben. Prvním testem bylo ověření přesnosti výpočtu pozice vzhledem k referenčnímu enkodéru s vysokým úhlovým rozlišením. Maximální chyba výpočtu pozice byla určena jako $0,0087^\circ$, přičemž chyba pozice na většině testovaných úhlech byla v intervalu $\pm 0,0055^\circ$. Taková chyba odpovídá bitovému rozlišení pozice 16 bitů a což je rozlišení, kterého je dle informací od výrobce možné dosáhnout s tímto typem snímače.

Dalším testem, kterému byl systém určení pozice byl také podroben, bylo ověření spolehlivosti výpočtu pozice při změně parametrů snímače vlivem teploty. Po prvních testech se ukázalo, že model snímače je třeba doplnit teplotní charakteristikou magnetorezistivního elementu pro spolehlivé určení počáteční pozice. Pokud však počáteční pozice byla určena správně, další úhly natočení snímače v průběhu otáčení byly vždy vypočteny správně nezávisle na teplotě okolí. Tímto testem tak bylo prokázáno, že tato nová metoda je dostatečně robustní i při použití v reálném systému.

Seznam použité literatury

- [1] GABRIEL, Rupprecht, Werner LEONHARD a Craig J. NORDBY. Field-Oriented Control of a Standard AC Motor Using Microprocessors. In: *IEEE Transactions on Industry Applications* [online]. 1980, 2021, s. 186-192 [cit. 2021-10-30]. ISSN 0093-9994. Dostupné z: doi:10.1109/TIA.1980.4503770
- [2] NYCE, David S. *Position Sensors*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2016. ISBN 9781119069089.
- [3] WEKHANDE, S. a V. AGARWAL. High-Resolution Absolute Position Vernier Shaft Encoder Suitable for High-Performance PMSM Servo Drives. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 2006, **55**(1), 357-364. ISSN 0018-9456. Dostupné z: doi:10.1109/TIM.2005.862020
- [4] KWAN, Alistair. Vernier scales and other early devices for precise measurement. In: *American Journal of Physics* [online]. 2011, s. 368-373 [cit. 2021-6-30]. ISSN 0002-9505. Dostupné z: doi:10.1119/1.3533717
- [5] GIEBELER, C., D. J. ADELERHOF, A. E. T. KUIPER, J. B. A. VAN ZON, D. OELGESCHLÄGER a G. SCHULZ. Robust GMR sensors for angle detection and rotation speed sensing. In: *Sensors and Actuators* [online]. 2001, s. 16-20 [cit. 2021-6-30].
- [6] ABSOLUTE ENCODER for AEROSPACE and Hi-Rel APPLICATIONS [online]. Mnichov: Maccon, 2019 [cit. 2021-6-30]. Dostupné z: https://www.maccon.de/fileadmin/redaktion/downloads/Produkte/Weltraum/MR_Sensor_Datasheet_G.pdf
- [7] BOLOGNINI, A., N. SCHEIDEGGER a V. DVORAK. CONTACTLESS MEDIUM ACCURACY ABSOLUTE POSITION SENSOR [online]. 2021 [cit. 2021-10-30]. Dostupné z: <https://www.esmats.eu/esmatspapers/pastpapers/pdfs/2021/bolognini.pdf>

- [8] GARCIA-TORRES, Jose, Elisa VALLÉS a Elvira GÓMEZ. Temperature dependence of GMR and effect of annealing on electrodeposited Co–Ag granular films. In: *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* [online]. 2010, s. 3186-3191 [cit. 2021-6-30]. ISSN 03048853. Dostupné z: doi:10.1016/j.jmmm.2010.05.058
- [9] ZHANG, Zijian, Yangyang DONG, Fenglei NI, Minghe JIN a Hong LIU. A Method for Measurement of Absolute Angular Position and Application in a Novel Electromagnetic Encoder System. In: *Journal of Sensors* [online]. 2015, s. 1-10 [cit. 2021-6-30]. ISSN 1687-725X. Dostupné z: doi:10.1155/2015/503852
- [10] NGUYEN, Ton Hoang, Ha Xuan NGUYEN, Thuong Ngoc-Cong TRAN, Jae Wan PARK, Kien Minh LE, Vinh Quang NGUYEN a Jae Wook JEON. An Effective Method to Improve the Accuracy of a Vernier-Type Absolute Magnetic Encoder. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. 2021, s. 7330-7340 [cit. 2021-6-30]. ISSN 0278-0046. Dostupné z: doi:10.1109/TIE.2020.3000087
- [11] STRITZKE, B., Ch. BRODE a M. DANOWSKI. Highly flexible absolute integrated encoder system on GMR-basis. In: *Proceedings SENSOR 2013* [online]. AMA Service GmbH, Von-Münchhausen-Str. 49, 31515 Wunstorf, Germany, 2013, 2013, s. 132-137 [cit. 2021-6-30]. ISSN 0002-9505. Dostupné z: doi:10.5162/sensor2013/A6.2
- [12] HUNG VAN HOANG, B., Ch. HIEU TUE LE a M. JAE WOOK JEON. A new approach based-on advanced adaptive digital PLL for improving the resolution and accuracy of magnetic encoders. In: *2008 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems* [online]. IEEE, 2008, 2008, s. 3318-3323 [cit. 2021-6-30]. ISBN 978-1-4244-2057-5. ISSN 0002-9505. Dostupné z: doi:10.1109/IROS.2008.4651111
- [13] ZHANG, Zijian, Fenglei NI, Yangyang DONG, Chuangqiang GUO, Minghe JIN a Hong LIU. A Novel Absolute Magnetic Rotary Sensor. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. IEEE, 2015, 2008, s. 4408-4419 [cit. 2021-6-30]. ISBN 978-1-4244-2057-5. ISSN 0278-0046. Dostupné z: doi:10.1109/TIE.2014.2387794

- [14] ZHANG, Zijian, Fenglei NI, Yangyang DONG, Minghe JIN a Hong LIU. A novel absolute angular position sensor based on electromagnetism. In: *Sensors and Actuators A: Physical*. 2013, s. 196-203. ISSN 09244247. Dostupné z: doi:10.1016/j.sna.2013.01.040
- [15] ELARA, Jorge, Jianhong XU a Ambrish CHANDRA. A Novel Algorithm Based on Polynomial Approximations for an Efficient Error Compensation of Magnetic Analog Encoders in PMSMs for EVs. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2016, s. 3377-3388. ISSN 0278-0046. Dostupné z: doi:10.1109/TIE.2016.2524409
- [16] HUNG VAN HOANG, HIEU TUE LE a JAE WOOK JEON. A new approach based-on advanced adaptive digital PLL for improving the resolution and accuracy of magnetic encoders. In: *2008 IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems*. IEEE, 2008, 2008, s. 3318-3323. ISBN 978-1-4244-2057-5. ISSN 0278-0046. Dostupné z: doi:10.1109/IROS.2008.4651111
- [17] EMURA, T. a LEI WANG. A high-resolution interpolator for incremental encoders based on the quadrature PLL method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics* [online]. **47**(1), 84-90 [cit. 2021-9-8]. ISSN 02780046. Dostupné z: doi:10.1109/41.824129
- [18] NGUYEN, Ha Xuan, Thuong Ngoc-Cong TRAN, Jae Wan PARK a Jae Wook JEON. Auto-calibration and noise reduction for the sinusoidal signals of magnetic encoders. In: *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society* [online]. IEEE, 2017, 2017, s. 3286-3291 [cit. 2021-9-8]. ISBN 978-1-5386-1127-2. Dostupné z: doi:10.1109/IECON.2017.8216556
- [19] XILINX. *7 Series FPGAs Data Sheet: Overview* [online]. In: . 2020 [cit. 2021-06-30]. Dostupné z: https://www.xilinx.com/support/documentation/data_sheets/ds180_7Series_Overview.pdf
- [20] LI, Junwei, Jiandong FANG, Bajin LI a Yudong ZHAO. Study of CORDIC algorithm based on FPGA. In: *2016 Chinese Control and Decision Conference (CCDC)* [online]. IEEE, 2016, 2016, s. 4338-4343. ISBN 978-1-4673-9714-8. Dostupné z: doi:10.1109/CCDC.2016.7531747

- [21] LEE, B. a N. BURGESS. *Some results on taylor-series function approximation on FPGA* [online]. In: . IEEE, 2003, 1991, s. 2198-2202. ISBN 0-7803-8104-1. Dostupné z: doi:10.1109/ACSSC.2003.1292370

Seznam použitých symbolů, veličin a zkratek

Obecné zkratky

A/D	(Převodník) analogové úrovně na digitální
A_V	Zisk zesilovače
b	Bit
B	Byte
BRAM	Bloková paměť RAM
CNT_{BW}	Bitová šířka pozičního čítače
CNT_{MOD}	Maximální hodnota pozičního čítače
CORDIC	COordinate ROTation DIgital Computer
$DATA_{BW}$	Bitová šířka dat
e_{FD}	Chyba fáze u fázového detektoru
EM	Režim úplného prohledávání (Exhaustive Mode)
EMC	Elektromagnetické kompatibilita
f_{clk}	Kmitočet hodinového signálu
FF	Klopný obvod typu D (Flip-Flop)
FM	Režim zrychleného prohledávání (Fast Mode)
FPGA	Programovatelné hradlové pole (Field Programmable Gate Array)
K_{VCO}	Zisk oscilátoru řízeného napětím
LSb	Nejméně významný bit
LUT	Náhledová tabulka (Look-Up Table)
LUT_{FC}	Náhledová tabulka pro fázovou korekci
LUT_{SIZE}	Velikost náhledové tabulky
MR	Magnetorezistivní
MSB	Nejvýznamnější bit
MULT	Hardwarová násobička
N_1	Počet zubů na první stopě snímače pozice
N_2	Počet zubů na druhé stopě snímače pozice
PI	Proporčně-Integrační (regulátor)
PWM	Pulsně-šířková modulace
RPM	Otáčky za minutu
sw	Snímač pozice (<i>Sensor wheel</i>)
T_{arch}	Doba výpočtu jednoho vzorku pro různé architektury
T_{clk}	Perioda hodinového signálu
T_{FM}	Doba výpočtu pozice v režimu zrychleného prohledávání
TOL_{EM}	Tolerance metody ke změně parametrů snímače [%]
TVAC	
VCO	Napětím řízený oscilátor (Voltage Controlled Oscillator)
VHDL	VLSI Hardware Description Language
vw	Model snímače pozice (<i>Virtual wheel</i>)
φ_{sw}	Úhel natočení snímače pozice
φ_{vw}	Úhel natočení modelu snímače
φ_{vw,FM_area}	Velikost prohledávané oblasti v režimu zrychleného prohledávání
$\varphi_{vw,off}$	Korekce úhlu 0° mechanismu
$\varphi_{vw,res}$	Úhlové rozlišení pozice
ω_{max}	Maximální rychlost otáčení mechanismu

Zkratky a symboly vztahované ke snímači pozice Vernierova typu

$\varphi_{sw,N1}$	Úhel v periodě snímače – stopa N_1
$\varphi_{sw,N2}$	Úhel v periodě snímače – stopa N_2
$\sin_{N1_{sw}}$	Signál snímače pozice - sinus stopy N_1
$\cos_{N1_{sw}}$	Signál snímače pozice - kosinus stopy N_1
$\sin_{N2_{sw}}$	Signál snímače pozice - sinus stopy N_2
$\cos_{N2_{sw}}$	Signál snímače pozice - kosinus stopy N_2
$\sin_{N1_{sw}}(\varphi_{sw})$	Hodnota signálu snímače na pozici φ_{sw} - sinus stopy N_1
$\cos_{N1_{sw}}(\varphi_{sw})$	Hodnota signálu snímače na pozici φ_{sw} - kosinus stopy N_1
$\sin_{N2_{sw}}(\varphi_{sw})$	Hodnota signálu snímače na pozici φ_{sw} - sinus stopy N_2
$\cos_{N2_{sw}}(\varphi_{sw})$	Hodnota signálu snímače na pozici φ_{sw} - kosinus stopy N_2
g_T	Střední amplituda signálů snímače při teplotách T_1 a T_2
$g_{sw,\sin_{N1}}$	Amplituda signálu snímače pozice - sinus stopy N_1
$g_{sw,\cos_{N1}}$	Amplituda signálu snímače pozice - kosinus stopy N_1
$g_{sw,\sin_{N2}}$	Amplituda signálu snímače pozice - sinus stopy N_2
$g_{sw,\cos_{N2}}$	Amplituda signálu snímače pozice - kosinus stopy N_2
$o_{sw,\sin_{N1}}$	Střední hodnota signálu snímače pozice - sinus stopy N_1
$o_{sw,\cos_{N1}}$	Střední hodnota signálu snímače pozice - kosinus stopy N_1
$o_{sw,\sin_{N2}}$	Střední hodnota signálu snímače pozice - sinus stopy N_2
$o_{sw,\cos_{N2}}$	Střední hodnota signálu snímače pozice - kosinus stopy N_2
$p_{sw,\sin_{N1}}$	Fázová charakteristika signálu snímače pozice - sinus stopy N_1
$p_{sw,\cos_{N1}}$	Fázová charakteristika signálu snímače pozice - kosinus stopy N_1
$p_{sw,\sin_{N2}}$	Fázová charakteristika signálu snímače pozice - sinus stopy N_2
$p_{sw,\cos_{N2}}$	Fázová charakteristika signálu snímače pozice - kosinus stopy N_2
T	Teplota prostředí
∇_g	Teplotní gradient amplitudy snímače pozice

Zkratky a symboly vztahované k modelu snímače pozice

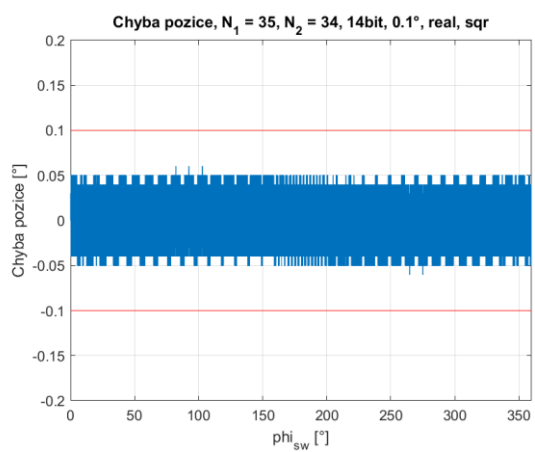
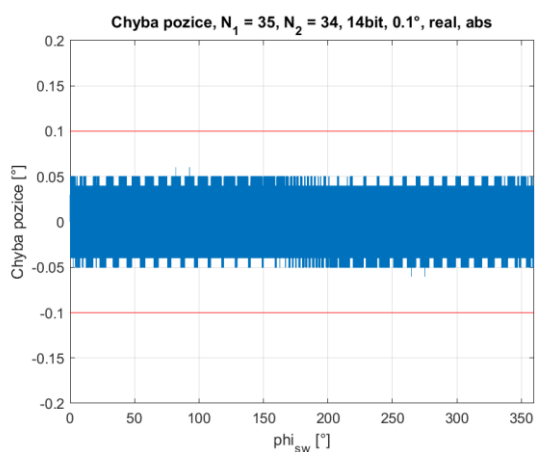
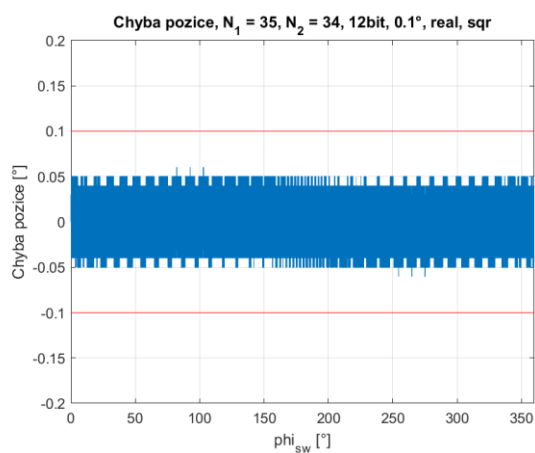
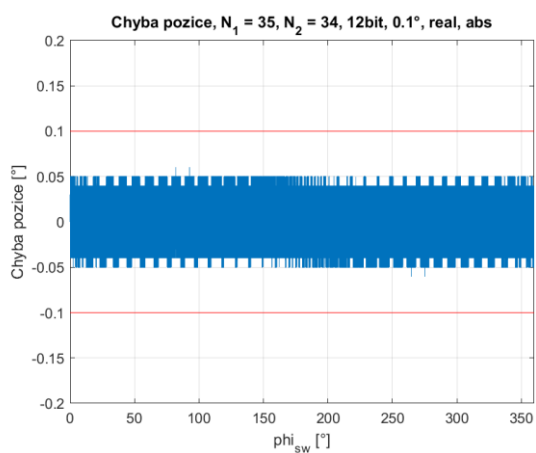
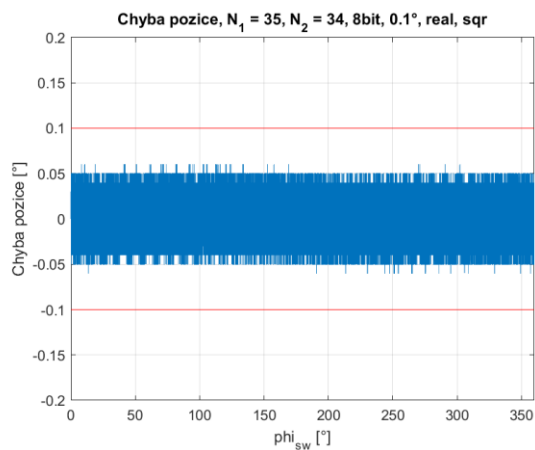
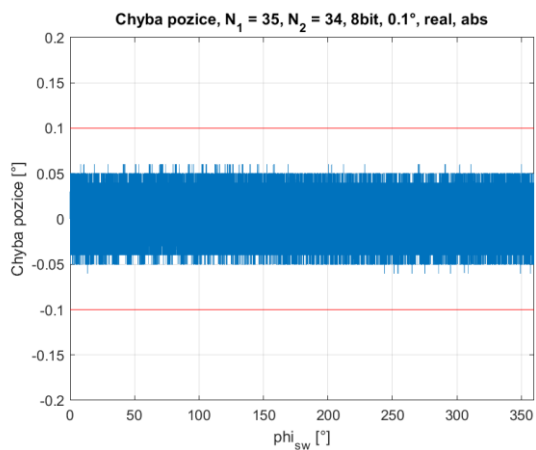
$\sin_{N1_{vw}}$	Signál modelu snímače - sinus stopy N_1
$\cos_{N1_{vw}}$	Signál modelu snímače - kosinus stopy N_1
$\sin_{N2_{vw}}$	Signál modelu snímače - sinus stopy N_2
$\cos_{N2_{vw}}$	Signál modelu snímače - kosinus stopy N_2
$\sin_{N1_{vw}}(\varphi_{vw})$	Hodnota modelu snímače na pozici φ_{vw} - sinus stopy N_1
$\cos_{N1_{vw}}(\varphi_{vw})$	Hodnota modelu snímače na pozici φ_{vw} - kosinus stopy N_1
$\sin_{N2_{vw}}(\varphi_{vw})$	Hodnota modelu snímače na pozici φ_{vw} - sinus stopy N_2
$\cos_{N2_{vw}}(\varphi_{vw})$	Hodnota modelu snímače na pozici φ_{vw} - kosinus stopy N_2
$g_{sw,\sin,N1}(P_{\sin,N1})$	Amplituda signálu modelu snímače pozice - sinus stopy N_1
$g_{sw,\cos,N1}(P_{\cos,N1})$	Amplituda signálu modelu snímače pozice - kosinus stopy N_1
$g_{sw,\sin,N2}(P_{\sin,N2})$	Amplituda signálu modelu snímače pozice - sinus stopy N_2
$g_{sw,\cos,N2}(P_{\cos,N2})$	Amplituda signálu modelu snímače pozice - kosinus stopy N_2
$o_{sw,\sin,N1}(P_{\sin,N1})$	Střední hodnota modelu signálu snímače pozice - sinus stopy N_1
$o_{sw,\cos,N1}(P_{\cos,N1})$	Střední hodnota modelu signálu snímače pozice - kosinus stopy N_1
$o_{sw,\sin,N2}(P_{\sin,N2})$	Střední hodnota modelu signálu snímače pozice - sinus stopy N_2
$o_{sw,\cos,N2}(P_{\cos,N2})$	Střední hodnota modelu signálu snímače pozice - kosinus stopy N_2
$p_{sw,\sin,N1}(P_{\sin,N1})$	Fázová charakteristika modelu signálu snímače pozice - sinus stopy N_1
$p_{sw,\cos,N1}(P_{\cos,N1})$	Fázová charakteristika modelu signálu snímače pozice - kosinus stopy N_1
$p_{sw,\sin,N2}(P_{\sin,N2})$	Fázová charakteristika modelu signálu snímače pozice - sinus stopy N_2
$p_{sw,\cos,N2}(P_{\cos,N2})$	Fázová charakteristika modelu signálu snímače pozice - kosinus stopy N_2
$P_{\sin,N1}$	Číslo periody v modelu snímače - sinus stopy N_1
$P_{\cos,N1}$	Číslo periody v modelu snímače - kosinus stopy N_1
$P_{\sin,N2}$	Číslo periody v modelu snímače - sinus stopy N_2
$P_{\cos,N2}$	Číslo periody v modelu snímače - kosinus stopy N_2
$ P_1 - P_2 $	Střední vzdálenost sousedních period

Zkratky a symboly vztahované k výpočtu podobnosti

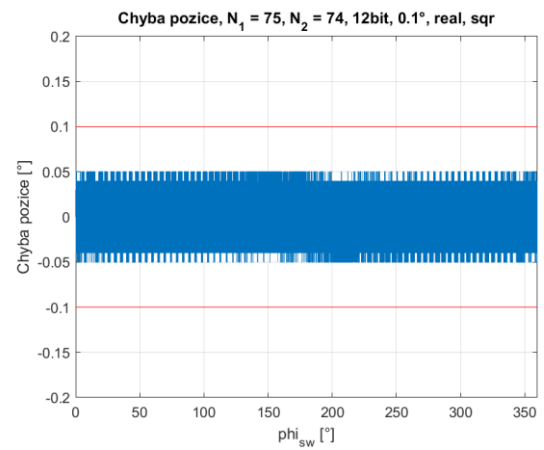
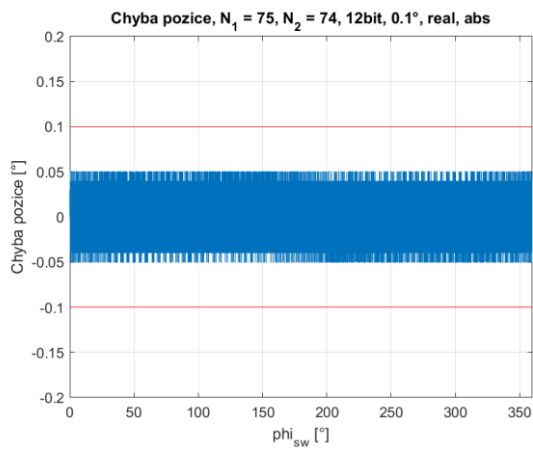
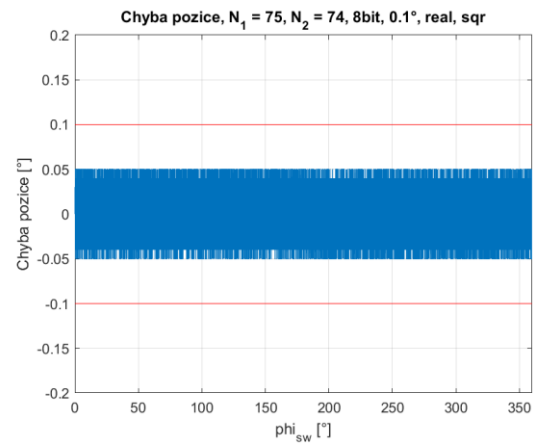
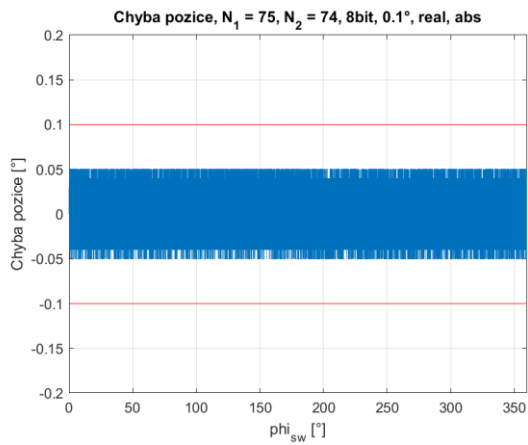
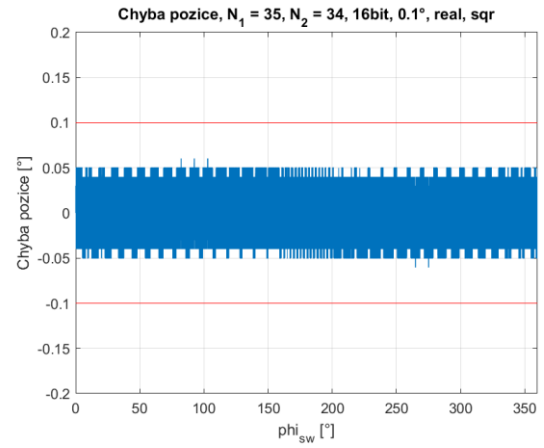
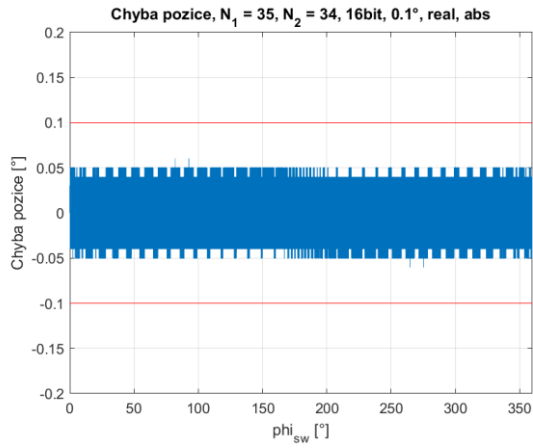
$\Delta_{\sin,N1}(\varphi_{sw})$	Parciální rozdíl mezi snímačem a modelem snímače - sinus stopy N_1
$\Delta_{\cos,N1}(\varphi_{sw})$	Parciální rozdíl mezi snímačem a modelem snímače - kosinus stopy N_1
$\Delta_{\sin,N2}(\varphi_{sw})$	Parciální rozdíl mezi snímačem a modelem snímače - sinus stopy N_2
$\Delta_{\cos,N2}(\varphi_{sw})$	Parciální rozdíl mezi snímačem a modelem snímače - kosinus stopy N_2
$\delta_{sw,vw}(\varphi_{sw})$	Rozdílová funkce na úhlu natočení snímače pozice φ_{sw}
$\delta_{sw,vw,abs}(\varphi_{sw})$	Rozdílová funkce při součtu absolutních hodnot parciálních rozdílů
$\delta_{sw,vw,sqr}(\varphi_{sw})$	Rozdílová funkce při součtu čtverců parciálních rozdílů

Přílohy

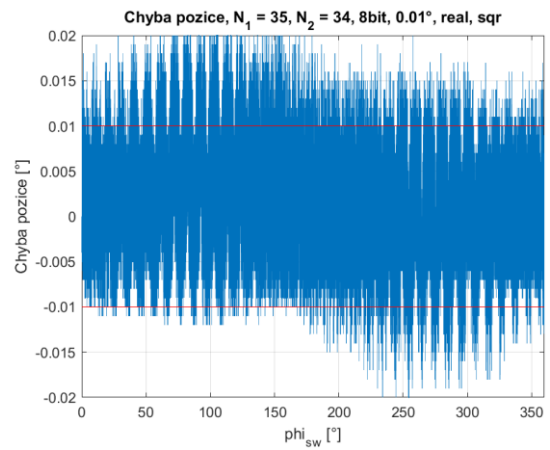
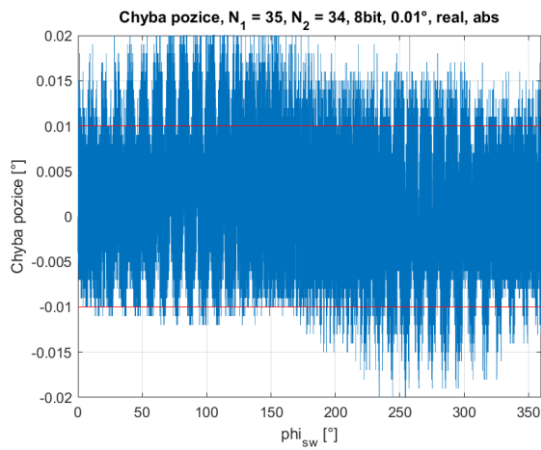
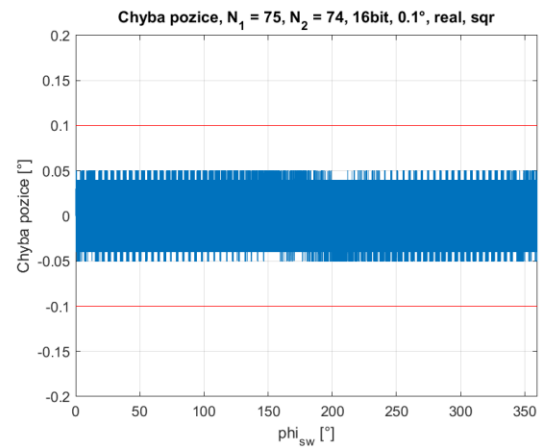
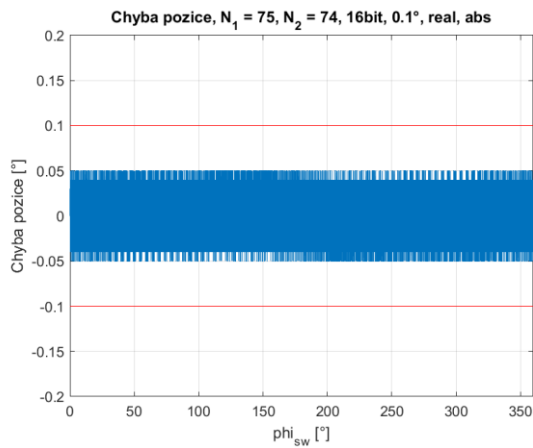
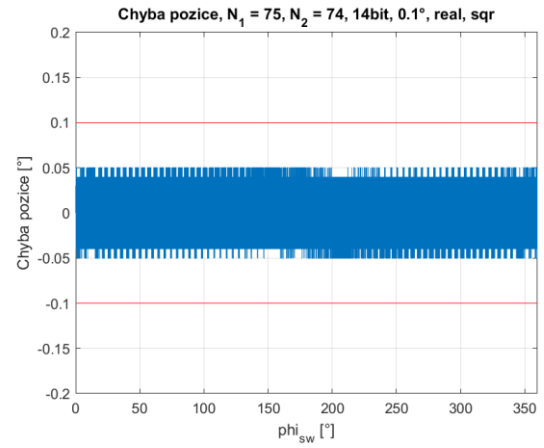
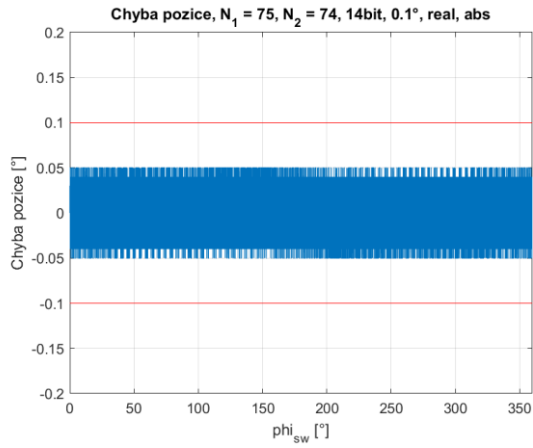
A. Simulace přesnosti vypočtené pozice v závislosti na různých parametrech



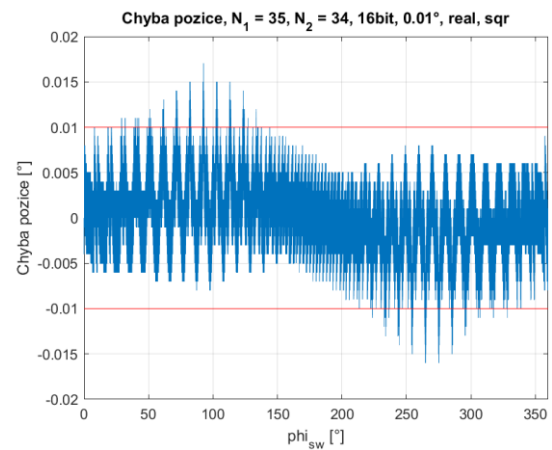
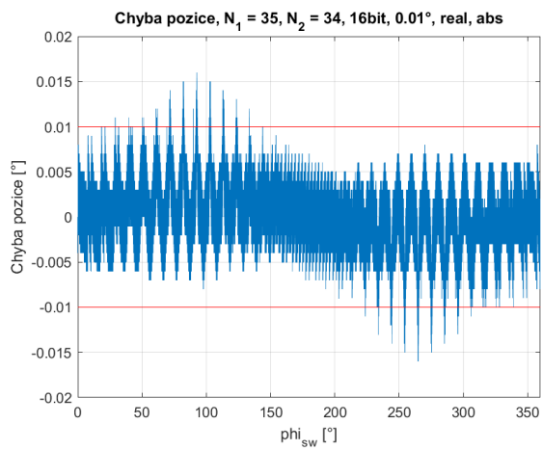
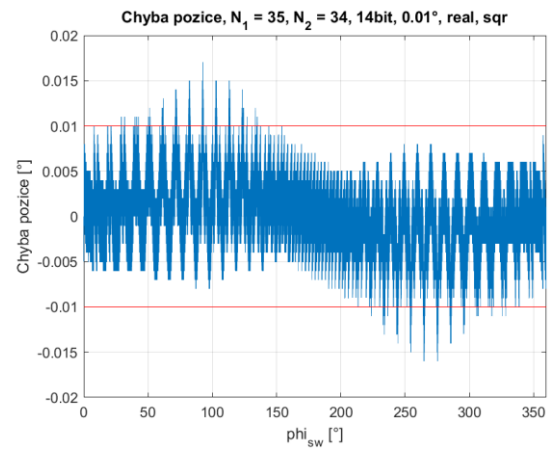
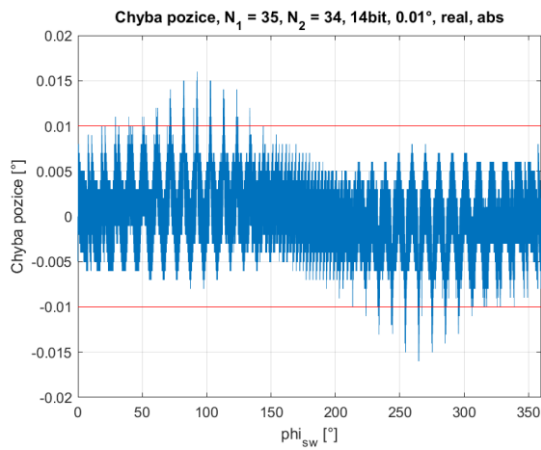
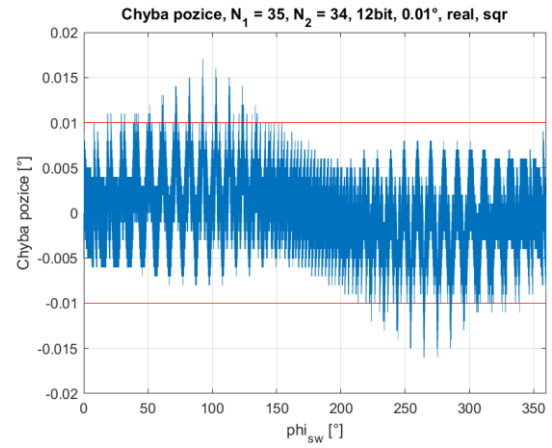
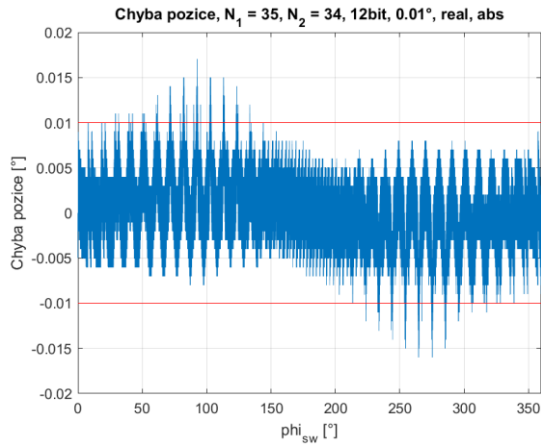
NOVÁ METODA ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ ZE SNÍMAČE ABSOLUTNÍ POZICE



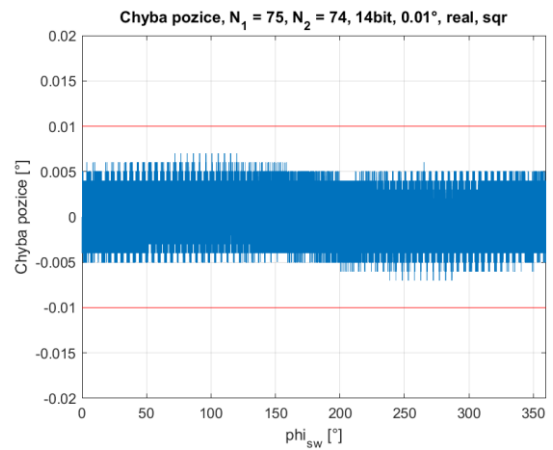
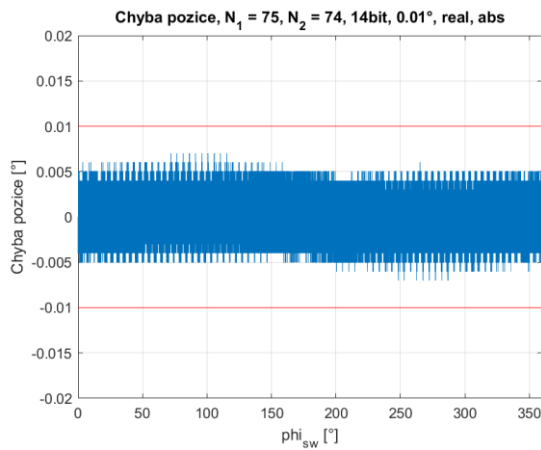
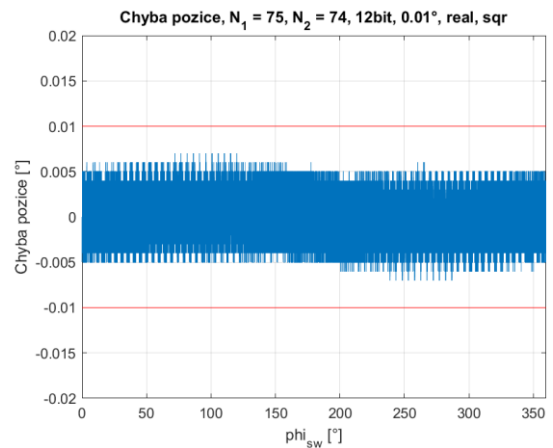
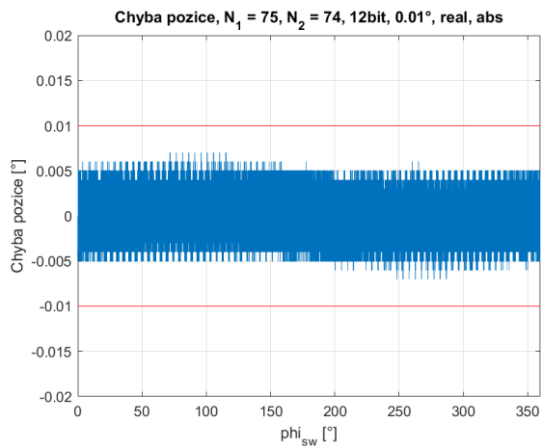
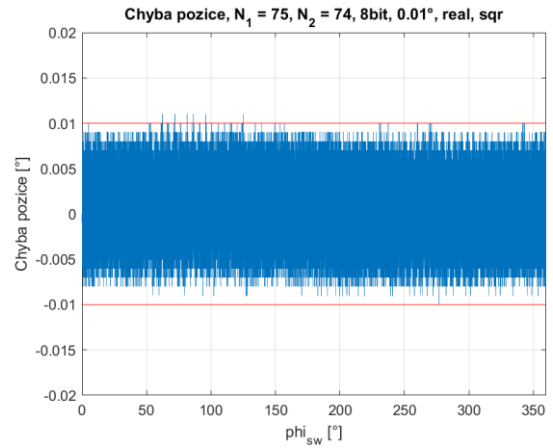
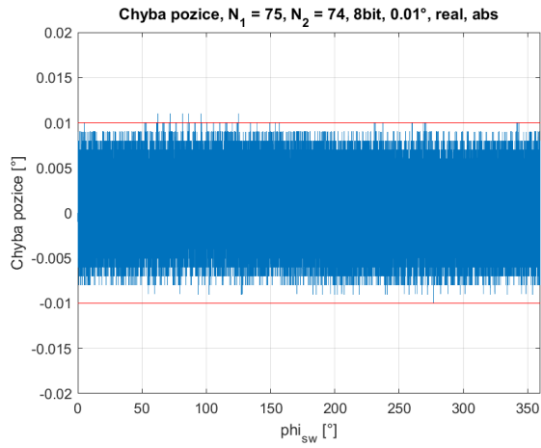
NOVÁ METODA ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ ZE SNÍMAČE ABSOLUTNÍ POZICE



NOVÁ METODA ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ ZE SNÍMAČE ABSOLUTNÍ POZICE



NOVÁ METODA ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ ZE SNÍMAČE ABSOLUTNÍ POZICE



NOVÁ METODA ZPRACOVÁNÍ SIGNÁLŮ ZE SNÍMAČE ABSOLUTNÍ POZICE

