

**KATEDRA ELEKTRICKÝCH  
POHONŮ A TRAKCE**

**ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ  
TECHNICKÉ V PRAZE**

**FAKULTA ELEKTROTECHNICKÁ**



**ŘÍZENÍ LINEÁRNÍHO  
POHONU POMOCÍ  
STM32F303RE**

**DIPLOMOVÁ PRÁCE**

**KVĚTEN 2022**

**VÁCLAV  
ANDRÝSEK**



## I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Andrýsek** Jméno: **Václav** Osobní číslo: **474369**  
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**  
Zadávající katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**  
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**  
Specializace: **Elektrické pohony**

## II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

**Řízení lineárního pohonu pomocí STM32F303RE**

Název diplomové práce anglicky:

**Control of Linear Drive by STM32F303RE**

Pokyny pro vypracování:

- 1) Navrhněte algoritmus pro detekci polohy lineárního pohonu pomocí hallových senzorů
- 2) Navrhněte regulační strukturu prototypu lineárního pohonu
- 3) Implementujte bloky kódu pro řízení třífázového PMSM motoru
- 4) Navrhněte algoritmus polohového řízení lineárního motoru

Seznam doporučené literatury:

dodá vedoucí

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

**doc. Ing. Jan Bauer, Ph.D., katedra elektrických pohonů a trakce FEL**

Jméno a pracoviště druhé(ho) vedoucí(ho) nebo konzultanta(ky) diplomové práce:

Datum zadání diplomové práce: **02.02.2022**

Termín odevzdání diplomové práce: \_\_\_\_\_

Platnost zadání diplomové práce: **30.09.2023**

\_\_\_\_\_  
doc. Ing. Jan Bauer, Ph.D.  
podpis vedoucí(ho) práce

\_\_\_\_\_  
podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

\_\_\_\_\_  
prof. Mgr. Petr Páta, Ph.D.  
podpis děkana(ky)

## III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

Diplomant bere na vědomí, že je povinen vypracovat diplomovou práci samostatně, bez cizí pomoci, s výjimkou poskytnutých konzultací. Seznam použité literatury, jiných pramenů a jmen konzultantů je třeba uvést v diplomové práci.

\_\_\_\_\_  
Datum převzetí zadání

\_\_\_\_\_  
Podpis studenta



## PODĚKOVÁNÍ

---

Děkuji doc. Ing. Janu Bauerovi, Ph.D. za veškerou ochotu během studia, za poskytnuté konzultace a za cenné rady, které mi pomohly vypracovat tuto práci.

Děkuji také své rodině za podporu při studiu.

## PROHLÁŠENÍ

---

Prohlašuji, že jsem předloženou práci vypracoval samostatně a že jsem uvedl veškeré použité informační zdroje v souladu s Metodickým pokynem o dodržování etických principů při přípravě vysokoškolských závěrečných prací.

V Praze dne 16. května 2022

.....

## ABSTRAKT

---

Tato diplomová práce se zabývá uvedením prototypu lineárního pohonu do provozu, který snímá polohu s pomocí hallových sond z magnetického pole od permanentních magnetů. V teoretické části jsou popsány základní způsoby řízení synchronního stroje, v praktické části jsou popsány způsoby snímání magnetického pole a polohování. Výsledkem jsou spustitelné soubory v prostředí STM32CubeIDE, které uvedou do provozu kit NUCLEOF303RE, a grafické zobrazení průběhů polohy, úhlové rychlosti a složek proudů vypočítaných Parkovou transformací.

**Klíčová slova:** lineární pohon, poloha, hallové sondy, NUCLEO-F303RE, synchronní motor, permanentní magnety

## ABSTRACT

---

The aim of this diploma thesis is to make a functional a prototype of linear drive that senses a position using Hall sensors from the magnetic field of permanent magnets. The theoretical part describes the basic control methods of the synchronous machine, while the practical part describes the magnetic field sensing and positioning methods. The result are executable files in the STM32CubeIDE environment that will make the NUCLEOF303RE kit functional, and graphs of the position, angular velocity and current axis calculated by the Park transformation.

**Keywords:** linear drive, position, hall sensors, NUCLEO-F303RE, synchronous machine, permanent magnets

# OBSAH

ÚVOD .....	1
KAPITOLA 1: TEORIE ŘÍZENÍ LINEÁRNÍHO POHONU.....	2
1.1 DEFINICE LINEÁRNÍHO MOTORU A POUŽITÝ PŘÍPRAVEK LINEÁRNÍHO POHONU.....	2
1.2 MATEMATICKÉ TRANSFORMACE.....	2
1.3 ŘÍZENÍ SYNCHRONNÍHO MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY.....	3
1.4 TŘÍFÁZOVÝ STŘÍDAČ NAPĚŤOVÉHO TYPU.....	3
1.4.1 Spínací kombinace.....	4
1.4.2 Modulace prostorového vektoru.....	5
1.5 ŘÍDICÍ POČÍTAČ TŘÍFÁZOVÉHO NAPĚŤOVÉHO STŘÍDAČE .....	6
1.6 REGULÁTOR.....	7
1.7 SNÍMÁNÍ TRANSFORMAČNÍHO ÚHLU .....	7
KAPITOLA 2: ALGORITMUS DETEKCE POLOHY POMOCÍ HALLOVÝCH SENZORŮ .....	8
2.1 VLASTNOSTI MAGNETICKÉHO POLE VYVOLANÉHO PERMANENTNÍMI MAGNETY.....	8
2.2 STANOVENÍ NULOVÉ SOUŘADNICE .....	11
2.3 PŘEVOD ÚHLU VYPOČÍTANÉHO ARKUSTANGENTOVOU METODOU DO POLOHOVÉ SOUŘADNICE .....	13
2.4 ZPŘESNĚNÍ SNÍMÁNÍ POLOHOVÉ SOUŘADNICE.....	13
2.5 NEPŘESNOSTI SNÍMÁNÍ POLOHY .....	14
KAPITOLA 3: REGULAČNÍ STRUKTURA PROTOTYPU LINEÁRNÍHO POHONU.....	16
3.1 POPIS REGULAČNÍ STRUKTURY.....	17
3.2 STRUKTURA REGULÁTORŮ PROUDU .....	18
3.3 KOREKCE TAKTOVACÍHO ZPOŽDĚNÍ.....	18
3.4 STANOVENÍ SKUTEČNÉHO SNÍMANÉHO PROUDU EXTERNÍM MĚŘIDLEM.....	18
KAPITOLA 4: ALGORITMUS POLOHOVÉHO ŘÍZENÍ LINEÁRNÍHO POHONU .....	19
4.1 OBLAST ROZJEZDU .....	20
4.2 OBLAST BRZDY .....	20
4.3 VNITŘNÍ OBLAST.....	22
4.4 PORUCHOVÁ FUNKCE .....	23
4.5 MODULAČNÍ PERIODA, ZPŮSOB MĚŘENÍ PROUDŮ A OFFSET MĚŘENÍ PROUDŮ .....	24
KAPITOLA 5: NAMĚŘENÉ PRŮBĚHY A HODNOTY .....	26
5.1 DOSAŽENÝ PŘEKMIT A DOBA SPLNĚNÍ TOLERANČNÍHO PÁSMU.....	26
5.2 DOSAŽENÍ SATURACE PROUDOVÉHO REGULÁTORU.....	28
5.3 REGULAČNÍ DĚJE A SNÍMANÁ POLOHA .....	29
5.4 VLIV SNÍMÁNÍ POLOHY NA VÝPOČET A FILTR ÚHLOVÉ RYCHLOSTI.....	33
5.5 VLIV SNÍMÁNÍ POLOHY NA REGULACI.....	35
5.6 VYTÍŽENOST HLAVNÍ PROGRAMOVÉ SMYČKY .....	37
ZÁVĚR .....	40
LITERATURA .....	42
PŘÍLOHA A: SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK.....	43
A.1 SEZNAM SYMBOLŮ .....	43
A.1.1 Seznam zkratk .....	44

<b>PŘÍLOHA B: PŘÍPRAVEK LINEÁRNÍHO POHONU.....</b>	<b>45</b>
<b>PŘÍLOHA C: SEZNAM DIGITÁLNÍHO OBSAHU.....</b>	<b>46</b>
<b>C.1 SOFTWARE VYTVOŘENÝ AUTOREM.....</b>	<b>46</b>
<b>C.2 SOFTWARE AUTOMATICKY GENEROVANÝ VÝVOJOVÝM PROSTŘEDÍM.....</b>	<b>46</b>



## SEZNAM OBRÁZKŮ

Obr. 1-1 Fázorové diagramy synchronního motoru s permanentními magnety .....	3
Obr. 1-2 Střídač napětového typu doplněný bočnickovými rezistory .....	4
Obr. 1-3 Základní vektory napětí .....	5
Obr. 1-4 Modulace prostorového vektoru.....	6
Obr. 2-1 Průběh výstupů z hallových sond u měřeného vzorku č. 3 .....	8
Obr. 2-2 Hodnoty průměrných lokálních maxim a minim v závislosti na polohové souřadnici.....	9
Obr. 2-3 Způsob výpočtu středů mezi jednotlivými průměrnými maximy a minimy z obr. 2-2 .....	10
Obr. 2-4 Zobrazené středy mezi jednotlivými průměrnými maximy a minimy z obr. 2-3 .....	10
Obr. 2-5 Převedený signál z obr. 2-1 do normované podoby .....	11
Obr. 2-6 Graf závislosti polohy v oblasti zeslabeného magnetického pole u měřeného vzorku č. 3.....	12
Obr. 2-7 Graf závislosti součtu kvadrátů normovaných vstupů z hallových sond u měřeného vzorku č. 3.....	13
Obr. 2-8 Korekční funkce závislá na nekorigované polohové souřadnici .....	14
Obr. 2-9 Průběh maximální měřené odchylky od korekční funkce zobrazené v obr. 2-8.....	15
Obr. 3-1 Regulační struktura prototypu lineárního pohonu .....	17
Obr. 4-1 Struktura polohových oblastí pro dosažení cílové polohy .....	19
Obr. 4-2 Řízení pohonu v oblastech zobrazených v obr. 4-1 .....	20
Obr. 4-3 Realizace polohového regulátoru .....	22
Obr. 4-4 Průběhy úhlové rychlosti, polohy a proudu při vyhodnocení poruchy.....	24
Obr. 5-1 Průběhy hodnot vypočítaných mikroprocesorem při polohování jezdce o max. vzdálenost.....	28
Obr. 5-2 Průběhy hodnot vypočítaných mikroprocesorem při polohování jezdce o 29 rad. ....	30
Obr. 5-3 Detail obr. 5-2 pro průběh filtrované polohy a zobrazení nefiltrované polohy .....	31
Obr. 5-4 Průběhy hodnot vypočítaných mikroprocesorem při polohování jezdce o 4 rad. ....	32

## SEZNAM TABULEK

Tab. 1-1 Základní vektory napětí a jejich příslušné spínací kombinace .....	4
Tab. 5-1 Dosažený překmit a splnění tolerančního pásma v závislosti na polohové vzdálenosti .....	27

Obr. 5-5 Detail obr. 5-4 pro průběh filtrované polohy a zobrazení nefiltrované polohy .....	33
Obr. 5-6 Nestability snímání úhlové rychlosti při polohování o 17 rad. ....	34
Obr. 5-7 Nestability snímání úhlové rychlosti při polohování o 20 rad. ....	34
Obr. 5-8 Nestability snímání úhlové rychlosti při polohování o 23 rad. ....	34
Obr. 5-9 Nestability snímání úhlové rychlosti při polohování o 26 rad. ....	34
Obr. 5-10 Nestability snímání úhlové rychlosti při polohování o 29 rad. ....	35
Obr. 5-11 Nestability snímání úhlové rychlosti při polohování o 32 rad. ....	35
Obr. 5-12 Nestability snímání úhlové rychlosti při polohování o 35 rad. ....	35
Obr. 5-13 Vliv nestability snímání polohy na regulaci při polohování o 17 rad. ....	36
Obr. 5-14 Vliv nestability snímání polohy na regulaci při polohování o 20 rad. ....	36
Obr. 5-15 Vliv nestability snímání polohy na regulaci při polohování o 23 rad. ....	36
Obr. 5-16 Vliv nestability snímání polohy na regulaci při polohování o 26 rad. ....	36
Obr. 5-17 Vliv nestability snímání polohy na regulaci při polohování o 29 rad. ....	37
Obr. 5-18 Vliv nestability snímání polohy na regulaci při polohování o 32 rad. ....	37
Obr. 5-19 Vliv nestability snímání polohy na regulaci při polohování o 35 rad. ....	37
Obr. 5-20 Vytíženost hlavní programové smyčky .....	38
Obr. 5-21 Vytíženost hlavní programové smyčky při aktivním polohovém regulátoru .....	39
Obr. B-1 Přípravek lineárního pohonu .....	45

## ÚVOD

Elektrické stroje nenacházejí uplatnění pouze v zajištění otáčivé rychlosti, ale vhodnou úpravou konstrukce klasického točivého střídavého stroje lze docílit pohybu po přímce a využít přitom principy řízení a regulace odpovídající točivému stroji, což je označeno jako lineární pohon.

Cílem této práce je zprovoznit řízení lineárního pohonu, který snímá polohu s pomocí hallových senzorů z magnetického pole stacionární části, a to prostřednictvím napěťového střídače, napájecího zdroje a vývojového kitu NUCLEO. Znalost polohy je v případě lineárního pohonu nezbytná nejen pro orientaci na polohové ose, ale taktéž pro principy regulace proudů, které tento stroj napájí.

Mikroprocesory dávají programátorům široké možnosti realizace řídicích způsobů, které by byly analogovým řízením těžko dosažitelné, navíc umožňují komunikovat s nadřazeným systémem a přepis stávajícího programu v mikroprocesoru za jiný trvá v řádu desítek vteřin, což je výhodné pro získávání různých dat a ladění algoritmů.

Rozvoj polovodičové a mikroprocesorové techniky v posledních desetiletích umožnil, aby se napěťový střídač řízený mikroprocesorem stal běžnou komponentou řízení střídavého stroje, tudíž je tohoto moderního způsobu řízení využito i v této práci.

Mezi hlavní cíle navržení lineárního pohonu patří přesné dosahování požadované polohy, stabilní chování, popř. i požadavky na dynamiku. Tyto parametry jsou silně ovlivněny přesnou znalostí polohy, k jejímuž stanovení nemusí být dostatečné pouze využít algoritmy na převod signálů ze senzorů na polohovou souřadnici, ale může být nutné navíc polohovou souřadnici korigovat [1].

## KAPITOLA 1: TEORIE ŘÍZENÍ LINEÁRNÍHO POHONU

### 1.1 Definice lineárního motoru a použitý přípravek lineárního pohonu

Lineární motor je elektrický stroj, který zajišťuje změnu polohy po přímce a je založen na principu rozvinutí statoru a rotoru klasického točivého střídavého stroje (asynchronního nebo synchronního) do přímky.

Použitý přípravek lineárního pohonu je rozvinutý střídavý synchronní stroj s permanentními magnety, který je na stacionární části vybaven permanentními magnety a na pohyblivé části má umístěné trojfázové vinutí zapojené do hvězdy společně s hallovými senzory.

Výhodou použití lineárního motoru místo klasického točivého stroje s mechanickým převodem na pohyb po přímce je možnost absence převodovky [1]. Mezi výhody použití permanentních magnetů pro synchronní stroj patří absence napájení buzení, což se při vysokých rychlostech může stát nevýhodou, protože se možnost dosažení odbuzení omezí pouze na nepřímý způsob.

Přípravek lineárního pohonu je napájen ze střídače napětového typu STEVAL-IPM15B, který vstupní stejnosměrné napájení získává ze zdroje AIM-TTI EX752M, jenž umožňuje proudové omezení a regulaci napětí. Řízení napětového střídače společně s vyhodnocením měřených proudů, vyhodnocením signálů z hallových sensorů a komunikací s uživatelem zajišťuje vývojový kit NUCLEO-F303RE.

### 1.2 Matematické transformace

Trojfázový střídavý proud a napětí jsou popsány průběhem tří složek (pro každou fázi jedna hodnota) v závislosti na čase. Pomocí Clarkové transformace lze transformovat tyto tři složky do dvou složek roviny ( $\alpha$ ,  $\beta$ ), čímž je dosaženo zjednodušení výpočtů, redukce počtu proměnných a přehlednosti (použitím Clarkové transformace vznikne rotující vektor, což souvisí s tím, že magnetické pole v synchronním stroji taktéž rotuje). Rotace vektoru v rovině ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) je nepřijatelná vzhledem k nutnosti regulace výstupních proudů, a z tohoto důvodu je nutná další transformace do roviny ( $d$ ,  $q$ ) (Parkova transformace), která v ustáleném stavu převede rotující vektor na dvě konstantní složky. Parkova transformace na rozdíl od Clarkové transformace vyžaduje transformační úhel  $\theta_k$ . Inverzní Parkova transformace převádí fázor zpět na rotující vektor a inverzní Clarkové transformace není v této práci využito vzhledem k práci v rovině ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) při sestavování výstupních signálů do střídače.

Rovnice (1-1) a (1-2) popisují Clarkovou transformaci fázových proudů. Transformační konstanta  $K$  je v celé práci zvolena  $K = 2/3$ , z čehož plyne rovnost amplitudy vektoru proudu v rovině ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) a amplitudy proudu tekoucího jednou fází.

$$i_{\alpha} = \frac{3}{2} \cdot K \cdot i_1 = i_1, \quad (1-1)$$

$$i_{\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot K \cdot (-i_2 + i_3) = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot (-i_2 + i_3). \quad (1-2)$$

Rovnice (1-3) a (1-4) popisují Parkovu transformaci vektoru proudu, která provádí rotaci vektoru proudu v rovině ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) v opačném smyslu, než je směr transformačního úhlu. Smyslem použití roviny ( $d$ - $q$ ) je rozklad fázoru proudu na složku, která má stejný směr jako orientace magnetického toku od permanentních magnetů (osu  $d$ ), a na složku, která je ke směru magnetického toku od permanentních magnetů kolmá (osu  $q$ ).

$$i_d = i_\alpha \cdot \cos(\vartheta_k) + i_\beta \cdot \sin(\vartheta_k), \quad (1-3)$$

$$i_q = i_\beta \cdot \cos(\vartheta_k) - i_\alpha \cdot \sin(\vartheta_k). \quad (1-4)$$

Rovnice (1-5) a (1-6) popisují inverzní Parkovu transformaci napětí a jde o opačný smysl rotace než v případě rovnic (1-3) a (1-4).

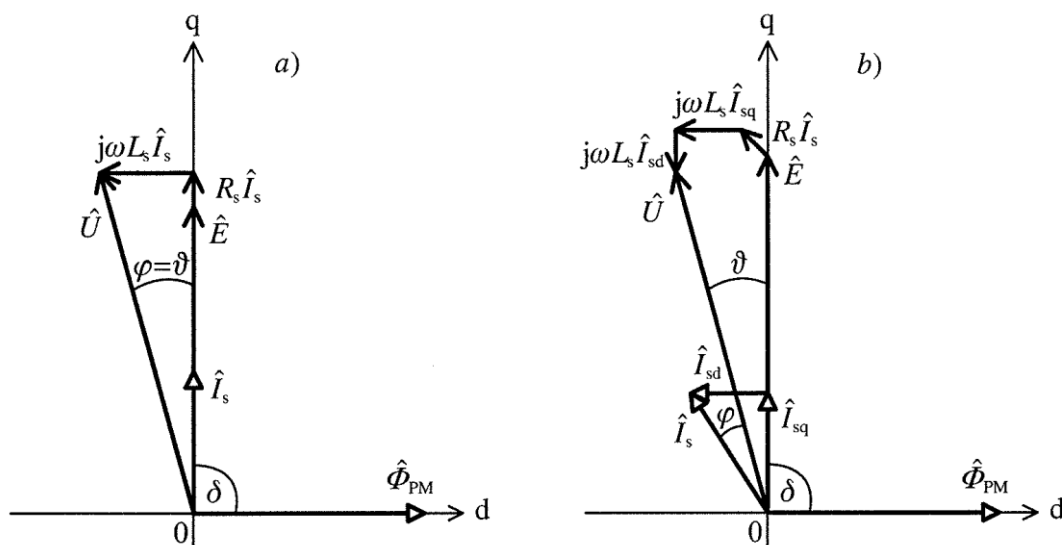
$$u_\alpha = u_d \cdot \cos(\vartheta_k) - u_q \cdot \sin(\vartheta_k), \quad (1-5)$$

$$u_\beta = u_q \cdot \cos(\vartheta_k) + u_d \cdot \sin(\vartheta_k). \quad (1-6)$$

### 1.3 Řízení synchronního motoru s permanentními magnety

Pro použitý přípravek lineárního pohonu je využito řízení synchronního motoru s permanentními magnety, které spočívá v regulaci jednotlivých složek proudu v osách d a q. V oblasti pro nízké úhlové rychlosti je proud v ose d regulován na nulovou hodnotu, aby mohl být veškerý proud směřován do osy q, čímž dojde k maximalizaci vyvinutého elektromagnetického momentu v případě točivého stroje a maximalizaci vyvinuté síly v případě lineárního pohonu.

Vlivem nenulové úhlové rychlosti vzniká v synchronním stroji indukované napětí, které narůstá s úhlovou rychlostí, čímž dojde při určité úhlové rychlosti k tomu, že napájecí napětí není dostatečně vysoké pro překonání tohoto indukovaného napětí. Pro dosažení vyšších úhlových rychlostí je nutné nepřímo snížit magnetický tok od permanentních magnetů zavedením proudu v záporném směru osy d (nepřímo odbudit), čímž dojde k poklesu indukovaného napětí a elektromagnetického momentu (v případě lineárního pohonu síly).



Obr. 1-1 Fázorové diagramy synchronního motoru s permanentními magnety:

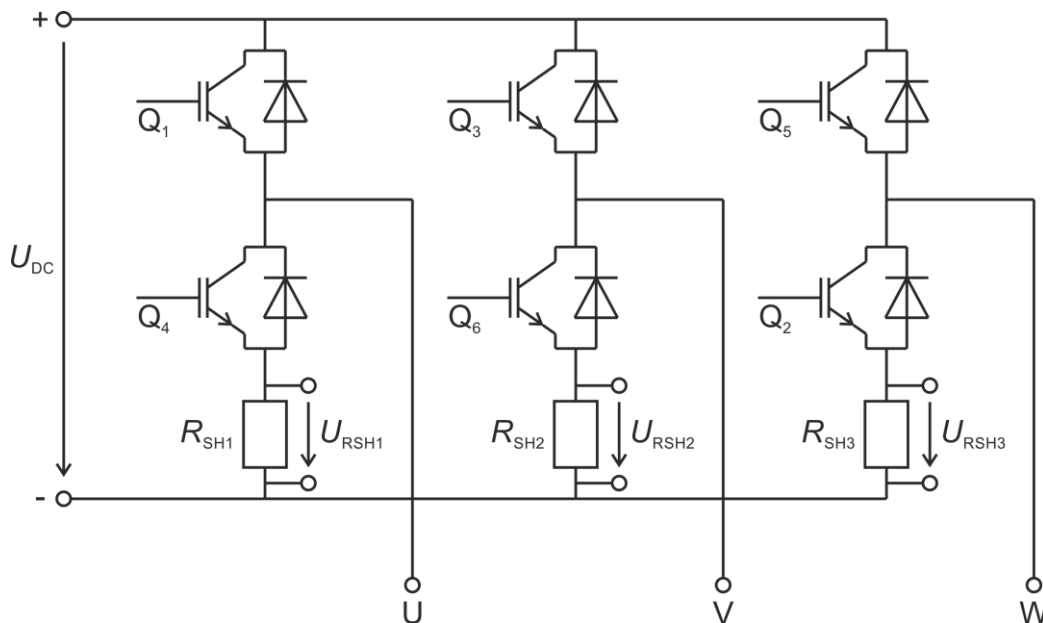
a) bez odbuzování, b) s nepříмым odbuzováním

Zdroj: [2]

### 1.4 Třífázový střídač napětového typu

Použitý přípravek lineárního pohonu je napájen ze třífázového napětového střídače, který je řízen pulzně šířkovou modulací (PWM). Schéma napětového střídače napájeného ze stejnosměrného meziobvodu je zobrazeno na obr. 1-2, kde  $Q_1$  až  $Q_6$  jsou vypínatelné součástky a každá má antiparalelně připojenou diodu.

V trojfázovém napěťovém střídači se nacházejí tři větve a každá tato větev přísluší jedné fázi může být připojena na kladný pól nebo na záporný pól stejnosměrného napájení. Vypínatelné součástky přísluší jedné fázi připouští pouze situaci, ve které je alespoň jedna z nich bezpečně vypnuta (doby sepnutí a vypnutí reálných součástek jsou konečné a je nutné na to brát ohled). Sepnutí horní a dolní vypínatelné součástky na jedné větvi má za následek zkrat stejnosměrného napájení střídače [2].



Obr. 1-2 Střídač napěťového typu doplněný bočníkovými rezistory  
Zdroj: [2], upraveno autorem

Napěťový střídač na obr. 1-2 je doplněn o rezistory na straně dolních vypínatelných součástek, označované jako bočníkové rezistory (shunt), jejichž smyslem je v závislosti na jimi protékaném proudem vytvářet úbytek napětí, který je vhodný pro převod do digitální podoby [3].

### 1.4.1 Spínací kombinace

Spínací kombinace v tab. 1-1 jsou založeny na principu sepnutí právě jedné vypínatelné součástky z každé větve napěťového střídače. Hodnota „0“ znamená sepnout dolní vypínatelnou součástku (připojit příslušnou fázi na záporný pól zdroje) a hodnota „1“ znamená sepnout horní vypínatelnou součástku (připojit fázi na kladný pól zdroje). Takových kombinací je 8, z nichž 2 jsou kombinace pasivní (připnutí všech tří fází na stejný pól, což znamená nulové generované napětí) a zbylých 6 kombinací je aktivních (vždy dvě fáze jsou připojeny na stejný pól, sdružené napětí mezi jednotlivými výstupními fázemi je v případě ideálních polovodičových součástek buď nulové nebo má amplitudu rovnou stejnosměrnému napájecímu napětí) [4].

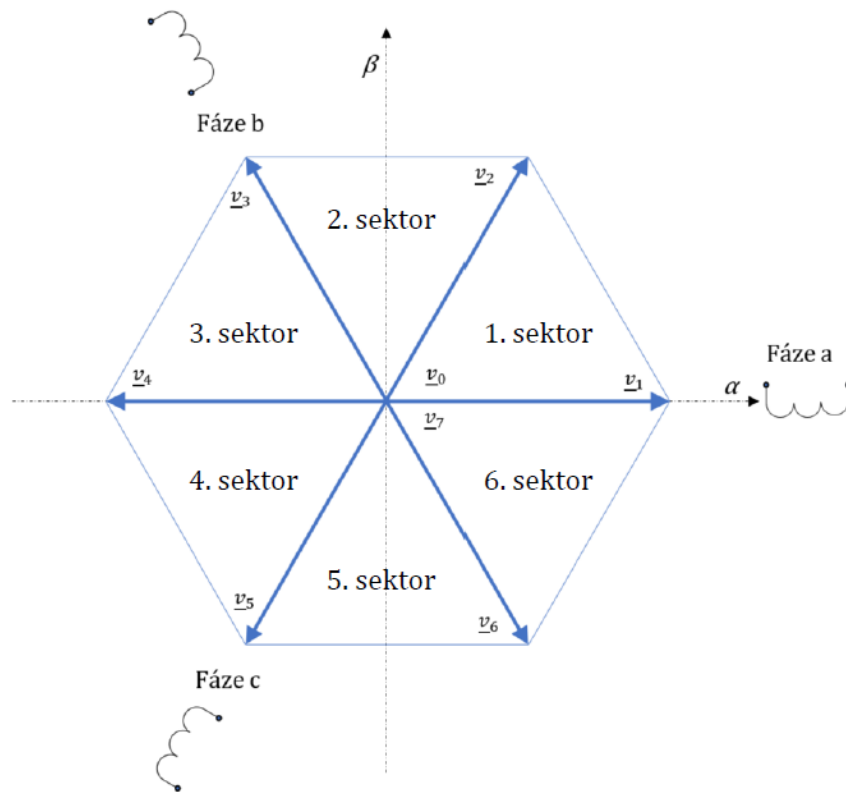
Tab. 1-1 Základní vektory napětí a jejich příslušné spínací kombinace [4]

Fáze	$\underline{v}_0$	$\underline{v}_1$	$\underline{v}_2$	$\underline{v}_3$	$\underline{v}_4$	$\underline{v}_5$	$\underline{v}_6$	$\underline{v}_7$
<b>a</b>	0	1	1	0	0	0	1	1
<b>b</b>	0	0	1	1	1	0	0	1
<b>c</b>	0	0	0	0	1	1	1	1

Nulový vektor  $\underline{v}_0$  zkratuje všechny tři fáze napájeného motoru na bočníkových rezistorech. Při sepnutí  $\underline{v}_0$  je úbytek napětí na každém z těchto rezistorů opačný vzhledem k orientaci proudu

tekoucího příslušnou fází do motoru (pomocí úbytku napětí na rezistoru se měří proud tekoucí do záporného pólu zdroje) [3]. Pro stanovení proudu tekoucího do motoru příslušné fáze pomocí sepnutí  $\underline{v}_0$  je nutné použít opačnou naměřenou hodnotu napětí na rezistoru příslušícímu dané fázi.

Na obr. 1-3 jsou znázorněny základní vektory napětí v rovině  $(\alpha, \beta)$ . Velikost každého aktivního vektoru je vzhledem k použité transformační konstantě  $K = 2/3$  rovna dvěma třetinám stejnosměrného napájecího napětí [4].

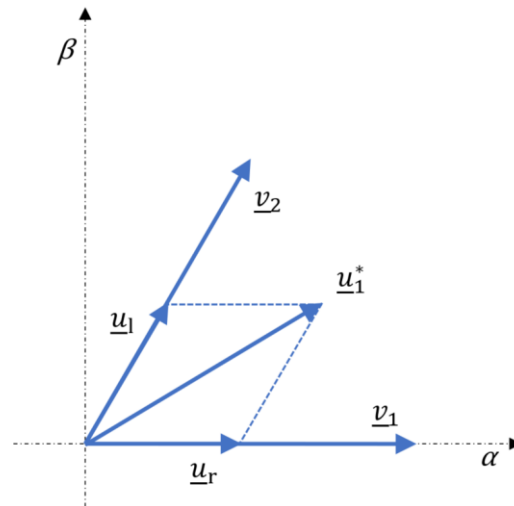


Obr. 1-3 Základní vektory napětí  
Zdroj: [4]

## 1.4.2 Modulace prostorového vektoru

Na střídač je kladen obecný požadavek na generaci i jiných napěťových vektorů, než je 8 základních. Modulace prostorového vektoru je založena na poměrném sepnutí sousedních napěťových vektorů v rámci modulační periody. Jde o nalezení lineární kombinace dvou odpovídajících základních aktivních napěťových vektorů a zbytek modulační periody je doplněn nulovým vektorem. Tento způsob, přestože ve skutečnosti negeneruje žádanou hodnotu napětí, ale rychle přepíná mezi napětími základních vektorů, je přijatelný, protože vinutí elektrického stroje má indukčnost, která filtruje průběh proudu [2].

Na obr. 1-4 je pro požadovaný vektor  $\underline{u}_1^*$  zobrazeno nalezení lineární kombinace ze dvou základních aktivních vektorů  $\underline{v}_1$  a  $\underline{v}_2$ , kde  $\underline{u}_1$  vzhledem k  $\underline{v}_2$  a  $\underline{u}_r$  vůči  $\underline{v}_1$  jsou kladnými násobky.



Obr. 1-4 Modulační prostorového vektoru  
Zdroj: [4]

Vzhledem k tomu, že při zanedbání ochranných dob polovodičových součástek (dead-time) může být součet poměrných sepnutí základních napětových vektorů nanejvýš roven jedné, je množina generovatelných vektorů omezena šestiúhelníkem zobrazeným na obr. 1-3. Při požadavku generace sinusových průběhů je tento šestiúhelník dále omezen na jeho kružnici vepsanou, jejíž poloměr je  $1/\sqrt{3}$  stejnosměrného napájecího napětí. Vzhledem ke konečným dobám sepnutí a vypnutí reálných polovodičových součástek je potřeba dále zajistit požadovanou minimální dobu trvání nulového vektoru (zmenšit poloměr vepsané kružnice), což vede k vynásobení poloměru kružnice hodnotou  $\lambda$ , kterou lze vypočítat podle rovnice (1-7), kde  $T_{0min}$  je požadovaná minimální doba trvání nulového vektoru a  $T_{PWM}$  je modulační perioda. Zavedením  $T_{0min}$  je zamezeno při generování hodnoty blízké maximální generovatelné hodnotě opětovnému sepnutí vypínatelné součástky, když součástka ještě nebyla bezpečně vypnuta [4].

$$\lambda = 1 - \frac{T_{0min}}{T_{PWM}} \quad (1-7)$$

## 1.5 Řídicí počítač třífázového napětového střídače

Řídicí počítač, jehož smyslem je zajištění řízení střídače, je speciální hardware vybavený mikroprocesorem a jeho perifériemi. Mezi základní vlastnosti řídicího hardware pro řízení elektrického pohonu patří schopnost generovat signály v přesných časových okamžicích, k čemuž je určena periferie časovače, převod externího analogového signálu na číslicový, což zajišťuje analogově-digitální (AD) převodník, a komunikace s nadřazeným systémem (jiným počítačem nebo člověkem) [5].

Časovač je vybaven čítačem, který svou hodnotu inkrementuje o jedna s každým vstupním impulzem na vstupu hodin [6], a compare registry, jejichž obsah se porovnává s aktuální hodnotou čítače, což v závislosti na nastavení vyvolává změnu výstupních logických signálů.

AD převodník nejprve zachycuje vzorek analogového signálu, který je následně převeden do digitální podoby omezením konečnou množinou oboru hodnot v závislosti na rozlišení AD převodníku.

Přerušování je možnost pozastavit současně probíhající sled instrukcí (právě probíhající instrukce se dokončí) a začít vykonávat jinou proceduru, po jejímž dokončení se bude pokračovat v dokončování původního sledu instrukcí. Přerušování může mít více priorit, kdy sled instrukcí z procedury na nižší hladině přerušování může být přerušeno procedurou z vyšší hladiny přerušování. Zdrojem přerušování může být např. událost na časovači (přetečení hodnoty čítače) nebo událost na AD převodníku (dokončení AD převodu) [5].



Direct memory access (DMA) je periferie mikroprocesoru zajišťující přenos dat nezávisle na instrukcích vykonávaných mikroprocesorem [6], což je výhodné např. při použití AD převodníku pro měření více kanálů rychle po sobě.

## 1.6 Regulátor

Regulátor je funkce, která na základě regulační odchylky vytváří akční veličinu s cílem dosáhnout v ustáleném stavu minimální nebo nulové regulační odchylky, popřípadě splnění nastaveného hysterezního pásma. Proporcionální a proporcionálně-derivační regulátor zanechávají trvalou regulační odchylku. Zahrnutí integrační složky umožňuje v ustáleném stavu eliminovat regulační odchylku v případě spojitého řízení na nulu. Derivační složka je silně náchylná na šum, což znamená nežádoucí reakce regulátoru na změny ve vstupní regulační odchylce, které neodpovídají reálné regulované soustavě [7].

Akční člen je zpravidla omezen svým regulačním rozsahem, což vede k nutnosti omezit výstup regulátorů. Problematická je v tomto případě integrační složka, která v případě, že dojde k omezení na výstupu regulátoru a nebylo dosaženo požadované hodnoty, v čase stále snižuje nebo zvyšuje svůj výstup. Smyslem Anti-Wind-Up zapojení je potlačení integrační složky v závislosti na sledovací (tracking) konstantě a rozdílu mezi omezenou akční veličinou a neomezenou akční veličinou [8].

## 1.7 Snímání transformačního úhlu

Snímání magnetického pole (a tím i polohy lineárního motoru) je možné pomocí hallových sond, jejichž princip je založen na Hallově jevu, kdy v případě vložení vodiče s proudem do magnetického pole kolmo na magnetické siločáry vznikne na vodiči napětí, které je kolmé na vodič a magnetické siločáry zároveň [9].

Snímání polohy ze dvou signálů, z nichž jeden je sinusový ( $u_{\sin}$ ) a druhý je kosinusový ( $u_{\cos}$ ), je možné pomocí arkustangentové metody, která je založena na definici funkce tangens pomocí podílu funkcí sinus a kosinus, a podle [10] lze psát

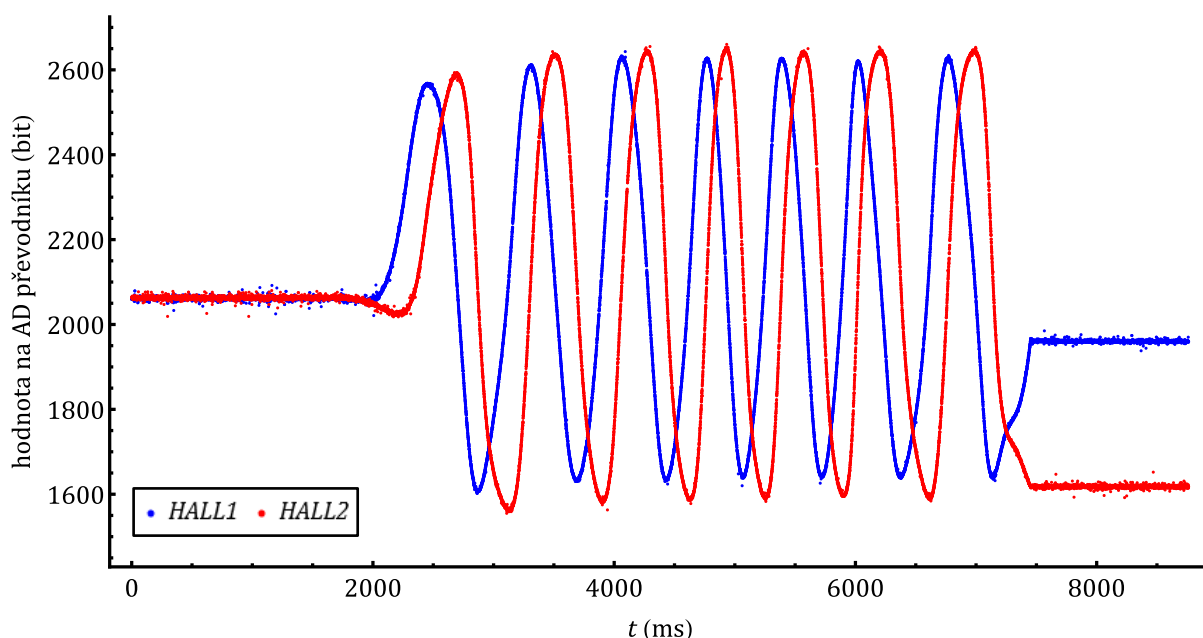
$$\vartheta_k = \arctan\left(\frac{u_{\sin}}{u_{\cos}}\right). \quad (1-8)$$

## KAPITOLA 2: ALGORITMUS DETEKCE POLOHY POMOCÍ HALLOVÝCH SENZORŮ

### 2.1 Vlastnosti magnetického pole vyvolaného permanentními magnety

V souboru „Analýza magnetického pole.nb“ jsou provedeny výpočty, které z dvaceti měřených vzorků manuálního projetí jezdce z krajní oblasti, která má zeslabené magnetické pole, do krajní oblasti, v níž magnetické pole zeslabené není, stanoví průměrné hodnoty lokálních maxim a minim pro výstupy na AD převodníku z obou hallových sond. Šum je zohledňován průměrováním právě analyzované hodnoty se sedmi předchozími a sedmi následujícími hodnotami.

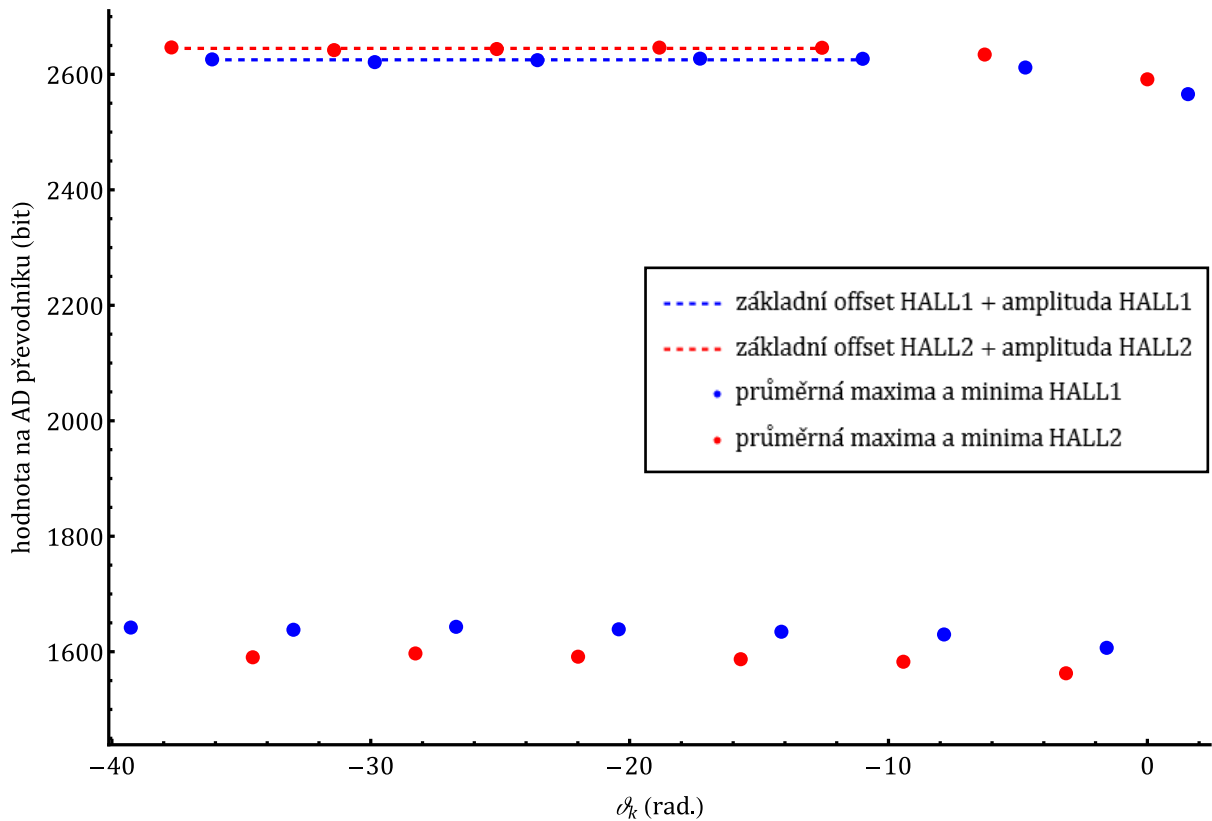
Na obr. 2-1 je zobrazen výstup z měřeného vzorku č. 3 bez filtrování hodnot, u něhož lze na levé straně pozorovat zeslabení magnetického pole a na pravé straně lze pozorovat dosažení krajní polohy bez zeslabení magnetického pole (došlo k prodlevě mezi startem měření a začátkem manuálního pohybu jezdce a k prodlevě mezi dosažením konečné krajní polohy a ukončením měření u každého vzorku).



Obr. 2-1 Průběh výstupů z hallových sond u měřeného vzorku č. 3

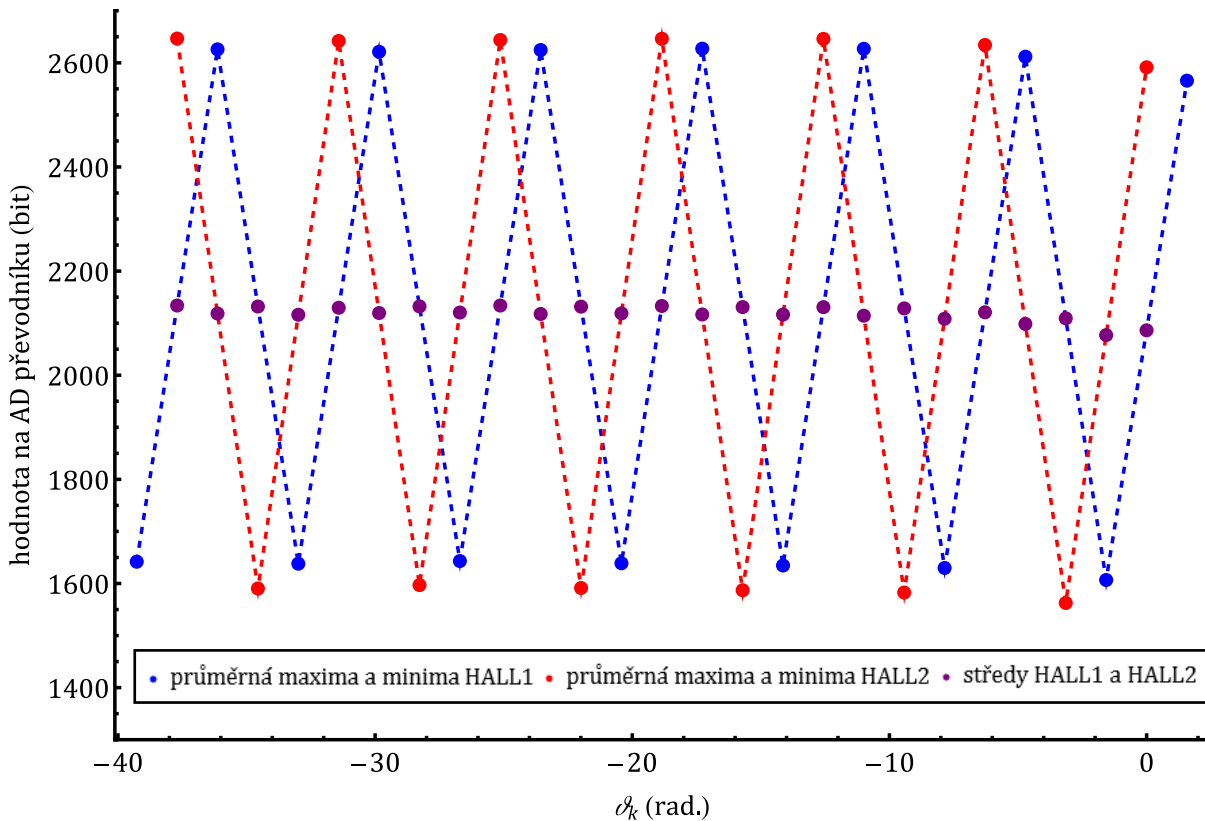
Pro výstup z každé hallové sondy je stanoven základní offset a očekávaná maximální hodnota, jíž je signál normovaný, k čemuž jsou využita průměrná lokální maxima a minima. Každému lokálnímu maximu a minimu lze přibližně přiřadit transformační úhel  $\vartheta_k$ , jehož nulová souřadnice je zvolena pro první lokální maximum *HALL2* (*HALL2* je kosinový průběh) ze strany zeslabeného magnetického pole v tomto případě za předpokladu, že hallové sondy snímají magnetické pole v takové fázi, jaká odpovídá úhlu natočení SMPM.

Na obr. 2-2 jsou po přiřazení polohové souřadnice zobrazeny hodnoty průměrných lokálních maxim a minim příslušících výstupům z hallových sond, která odpovídají nezeslabenému magnetickému poli (vyřazeno první lokální minimum *HALL2* zleva zobrazené v obr. 2-1 v čase  $t = 2\,200$  ms).



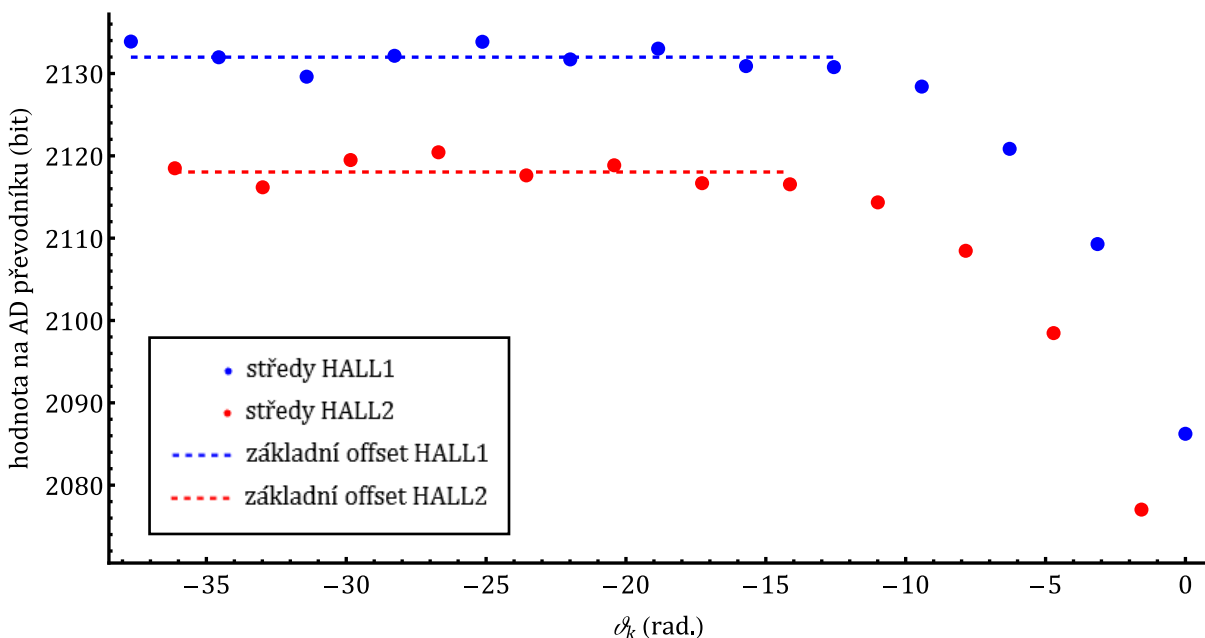
Obr. 2-2 Hodnoty průměrných lokálních maxim a minim v závislosti na polohové souřadnici

Z množiny průměrných lokálních maxim a minim jsou zprůměrovány vždy dva sousední body (maximum a minimum) a v obr. 2-3 je zobrazen způsob výpočtu středů mezi jednotlivými průměrnými maximy a minimy v závislosti na polohové souřadnici, kdy polohová souřadnice vzniklého středu vznikne stejně jako v případě hodnot na svislé ose průměrováním obou sousedních hodnot.



Obr. 2-3 Způsob výpočtu středů mezi jednotlivými průměrnými maximy a minimy z obr. 2-2

V obr. 2-4 jsou zobrazeny středů z obr. 2-3 a přerušovanou čarou je zobrazena volba hodnot, z nichž je vypočítán pro každý vstup základní offset jako průměr. Volba těchto intervalů hodnot respektuje požadavek na offset většiny sledovaných hodnot.



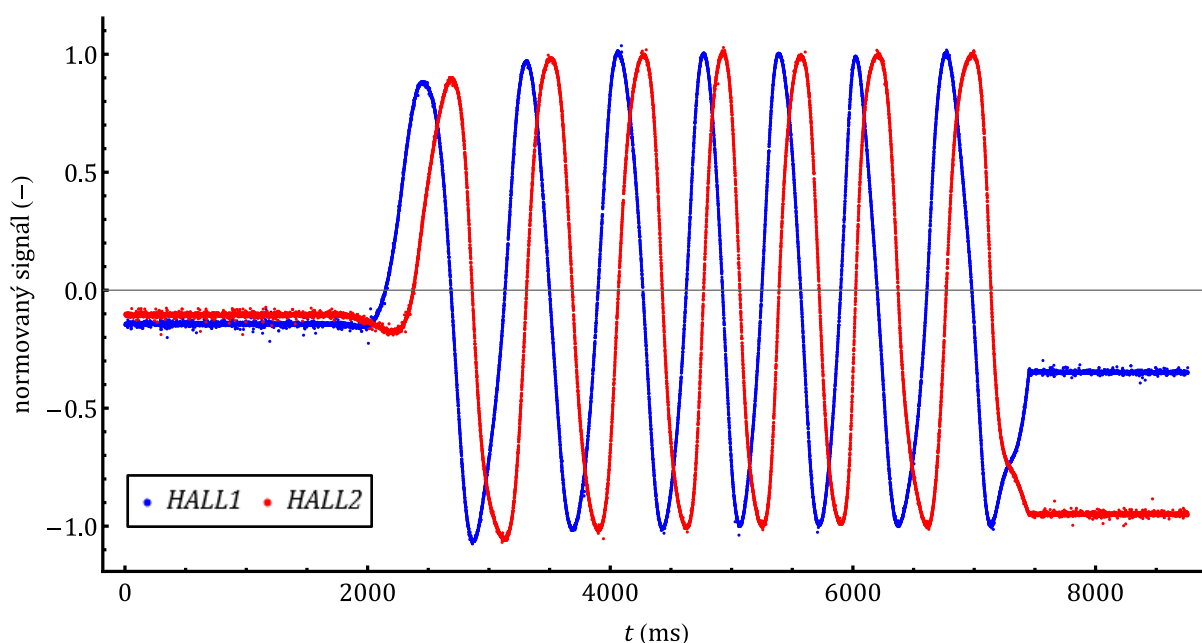
Obr. 2-4 Zobrazené středů mezi jednotlivými průměrnými maximy a minimy z obr. 2-3

V obr. 2-2 jsou navíc přerušovanými čarami vymezeny intervaly, z jejichž příslušících maxim jsou stanoveny normovací hodnoty (amplitudy) pro oba vstupy tak, že se nejprve od těchto hodnot odečte jejich offset znázorněný v obr. 2-4 a potom se vzniklé hodnoty ve zvoleném intervalu zprůměrují. Výběr intervalů průměrovaných hodnot v obr. 2-2 souvisí s výběrem

hodnot pro stanovení offsetu v obr. 2-4, kde interval průměrovaných maxim zahrnuje maxima, z nichž byly vypočítány středy zobrazené v obr. 2-4.

V případě hodnot blížících se počátku souřadnicového systému dochází ke změně offsetu, který se s rostoucí polohovou souřadnicí snižuje. V případě přičtení rozdílu mezi offsetem *HALL1* a offsetem *HALL2* k hodnotám na svislé ose středů *HALL2* dojde ke znázornění toho, že rozdíl offsetů je s respektováním poklesu obou offsetů i v oblasti blízko počátku přibližně konstantní. Toto je jedna z příčin deformace naměřených polohových hodnot, kterou lze popsat jako přičtení klesajícího offsetu k ideálně sinusovému signálu a stejného offsetu k ideálně kosinovému signálu v oblasti poloh blížících se definovanému počátku.

Na obr. 2-5 je převeden obr. 2-1 do normované podoby nejprve odečtením offsetu každého vstupu a potom jeho vydělením příslušnou amplitudou.



Obr. 2-5 Převedený signál z obr. 2-1 do normované podoby

## 2.2 Stanovení nulové souřadnice

Ze signálů z hallových sond lze pomocí základního odečtení offsetu a následného vydělení průběhů jejich amplitudami stanovit pomocí arkustangentové metody transformační úhel s nepřesností, která nemá na základní detekci polohy vliv. Je však nutné přičítat offset měřeného úhlu způsobený tím, že postavení hallových senzorů neodpovídá úhlu natočení SMPM, který vyšel ( $\pi/2 - 0,167$ ) rad.

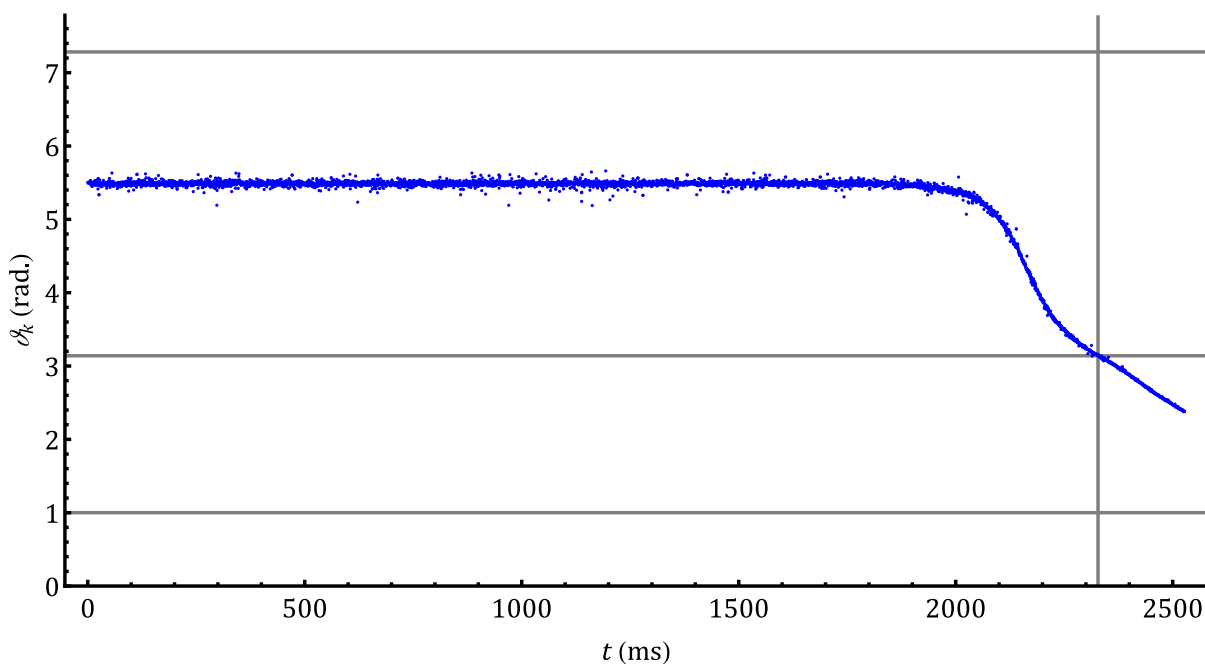
Arkustangentová metoda vypočítává transformační úhel  $\vartheta_k$  jen v omezeném rozsahu, což vede k nutnosti transformovat tento úhel do fyzikální skutečnosti, která odpovídá poloze jezdce, což je kromě Parkovy a Clarkové transformace využito také jako souřadnice polohy. V takovém případě je nutné bezpečně stanovit nulový bod na polohové souřadnici v inicializačním procesu.

Magnetické pole na ose, po níž se pohybuje lineární pohon, je záměrně zeslabené na jednom jejím konci, čehož je využito pro stanovení nulové polohy. Průběhy z hallových senzorů lze po základní kalibraci (pouze odečtení offsetu a normování) považovat za přibližně harmonické a platilo by v případě ideálně harmonických průběhů mimo oblast zeslabeného magnetického pole (OZMP)

$$1 = \sin^2 \vartheta_k + \cos^2 \vartheta_k. \quad (2-1)$$

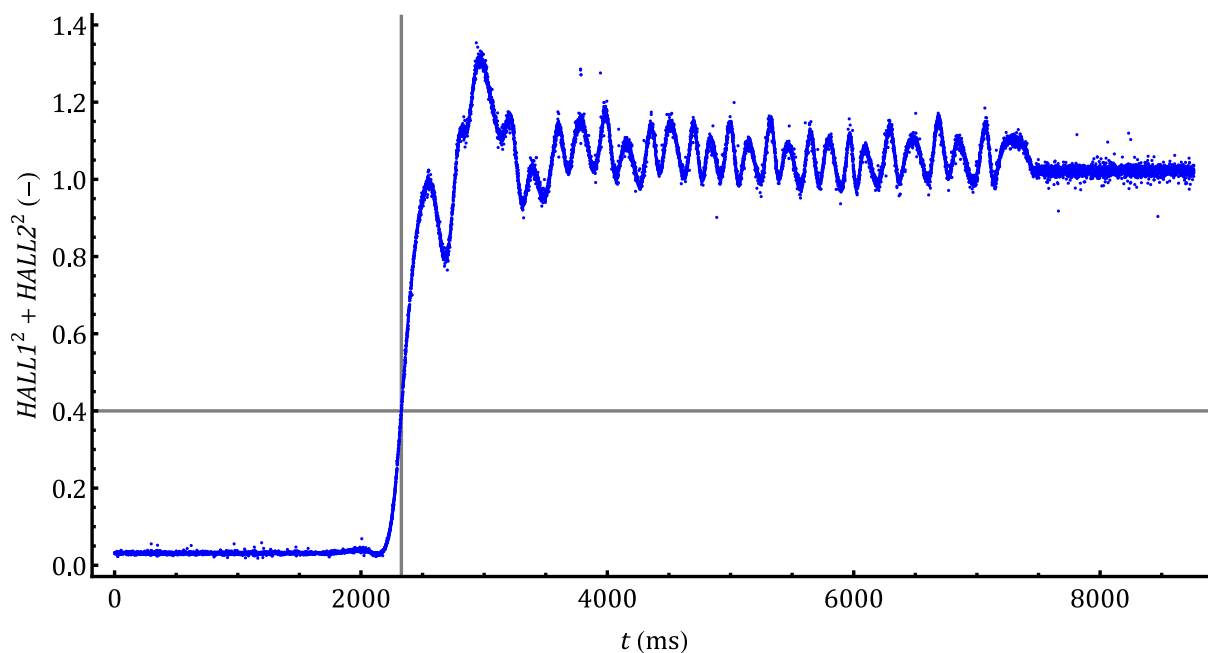
Rovnice (2-1) je využita k rozhodnutí, zda se jezdec nachází v oblasti se zeslabeným magnetickým polem či nikoliv, kdy součet kvadrátů jednoho ze signálů a druhého ze signálů je menší nebo roven konstantě MP\_LOW, která je stanovena jako 0,4 (-). Během inicializačního procesu je naměřená polohová souřadnice (je přičítán offset ( $\pi/2 - 0,167$ ) rad.) upravována na interval  $<1;2\pi + 1$ ) rad. a v OZMP nedosahuje polohová souřadnice hraničních hodnot tohoto intervalu, čímž je zajištěno bezpečné stanovení nulové souřadnice polohy v případě dosažení této oblasti jezdcem. Navíc je splnění podmínky  $\sin^2 \vartheta_k + \cos^2 \vartheta_k \leq 0,4$  ověřeno jejím prohlášením za platnou 30krát po sobě vzhledem k možnosti šumu. Proud v ose q je regulován na hodnotu, která směřuje pohyb jezdce směrem do oblasti, v níž dojde k určení nulové polohy.

Na obr. 2-6 je zobrazen průběh měřené polohy, která je rekonstruována z měřeného vzorku č. 3 a omezena na oblast OZMP v inicializačním procesu. Vodorovná přímka v hodnotě  $\vartheta_k = 3,14$  rad. vymezuje na polohové souřadnici hranici splnění podmínky  $\sin^2 \vartheta_k + \cos^2 \vartheta_k \leq 0,4$  (podmínka oblasti OZMP). Dále jsou v tomto grafu zobrazeny dvě vodorovné přímky vymezující hranice intervalu  $<1;2\pi + 1$ ) rad.



Obr. 2-6 Graf závislosti polohy v oblasti zeslabeného magnetického pole u měřeného vzorku č. 3

Na obr. 2-7 je zobrazen průběh součtu kvadrátů obou vstupů z hallových sond z obr. 2-1. Jediná svislá přímka v obr. 2-6 a v obr. 2-7 pro  $t = 2328$  ms vymezuje hranici OZMP na časové ose.



Obr. 2-7 Graf závislosti součtu kvadrátů normovaných vstupů z hallových sond u měřeného vzorku č. 3

### 2.3 Převod úhlu vypočítaného arkustangentovou metodou do polohové souřadnice

Transformace omezeného rozsahu úhlu vypočítaným arkustangentovou metodou podle (1-8) do polohové souřadnice odpovídající poloze jezdce je založena na vhodném přičtení nebo odečtení násobků  $2\pi$  k úhlu vypočítaném podle (1-8).

Při provozu lineárního pohonu jsou vyloučeny vysoké rychlosti pohybu, při nichž by s každou vzorkovací periodou byla změna měřené polohy větší než  $\pi/2$  rad. (a to i v případě, že by měřená poloha byla dodatečně korigována korekční funkcí popsanou v obr. 2-8). V případě, že arkustangentová metoda vypočítá hodnotu, k níž je přičten dosavadní celočíselný násobek  $2\pi$  rad., a tato hodnota polohy se od původní hodnoty liší o více než  $\pi$  rad., dojde ke změně dosavadního celočíselného násobku  $2\pi$  o jedna tak, aby se nová hodnota polohy vzhledem k původní hodnotě nelišila o více než  $\pi/2$  rad.

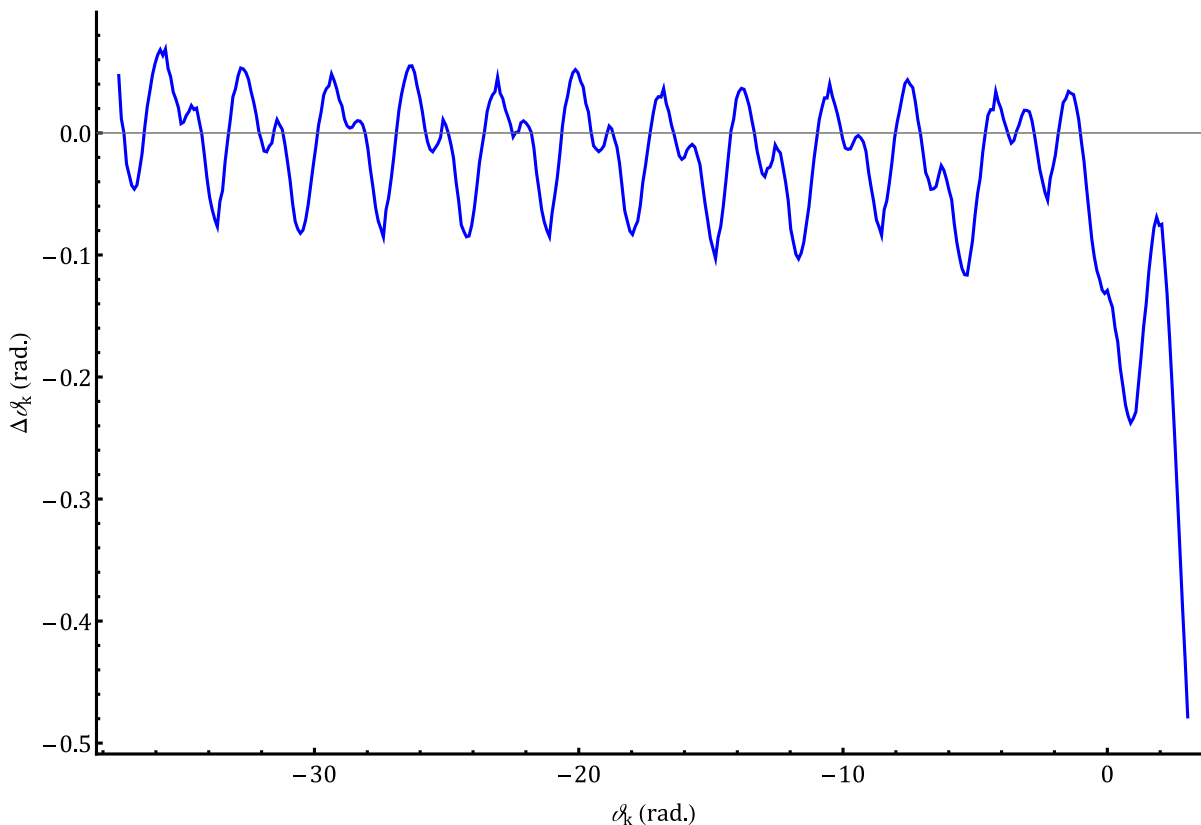
### 2.4 Zpřesnění snímání polohové souřadnice

Úhel snímáný arkustangentovou metodou vykazuje vzhledem ke skutečné poloze hallových senzorů a charakteru snímaného magnetického pole offset, který je závislý na poloze jezdce v rámci celé oblasti jeho poloh. Pro inicializační proces určení nulové polohy je dostačující korigovat vypočítaný úhel přičtením  $(\pi/2 - 0,167)$  rad. Dynamické pohyby jezdce a snížení tolerančního pásma na požadovanou cílovou polohu vyžadují stanovit funkci, která pro každou provozovanou souřadnici polohy vrací rozdíl mezi měřenou hodnotou a hodnotou blížící se skutečné hodnotě. Tato funkce je realizována stanovením odchylek ve 413 kalibračních bodech mezi sebou vzdálených o  $\pi/32$  rad. Tyto odchylky jsou interpolovány 1. řádem. Od nekorigované souřadnice polohy je hodnota korekční funkce v každém taktu odečtena.

Při stanovení kalibračních bodů byla na střídači pro každý bod sepnuta kombinace odpovídající sepnutí napětového vektoru, jehož úhel natočení v rovině alfa a beta souhlasí s kalibrovanou polohou. Jezdec najel při kalibraci na každou polohu kromě krajní polohy z obou stran (kvůli třecím silám), přitom při nájezdu (1. část kalibrace bodu) a při měření odchylky mezi generovaným úhlem na střídači a skutečnou polohou (3. část kalibrace bodu) byla hodnota generovaného napětí snížena kvůli tepelným ztrátám na vinutí, kvůli nezpůsobování překmitu při najíždění a kvůli tomu, že proud tekoucí vinutím ovlivňuje měřené výstupy z hallových sond.

Krátce po najetí jezdce do požadované polohy (2. část kalibrace bodu) došlo k dočasnému zesílení generovaného napětí kvůli zpřesnění polohy.

Na obr. 2-8 je zobrazena použitá korekční funkce sestavená interpolací 1. řádu mezi kalibračními body. Lze pozorovat nutnost korekce založené na absolutní poloze i mimo oblast blížící se OZMP. Měření bylo opakované 4x a korekční funkce je sestavena jako průměr.



Obr. 2-8 Korekční funkce závislá na nekorigované polohové souřadnici

Mezi další příčiny deformace snímané polohy patří kromě poklesu offsetu hallových senzorů v oblasti blízké OZMP nedokonalosti způsobené rozmezím hallových senzorů, které neodpovídá ideálnímu případu rozmezí  $\pi/2$  rad., dále nedokonalosti magnetického pole vyvolaného permanentními magnety, kdy permanentní magnety jsou vzájemně odlišné svým umístěním a intenzitou vyvolaného magnetického pole, dále magnetické pole vyvolané permanentními magnety není ideálně sinusové a přitom magnetické pole je snímáno v oblasti mimo skutečné postavení trojfázového vinutí.

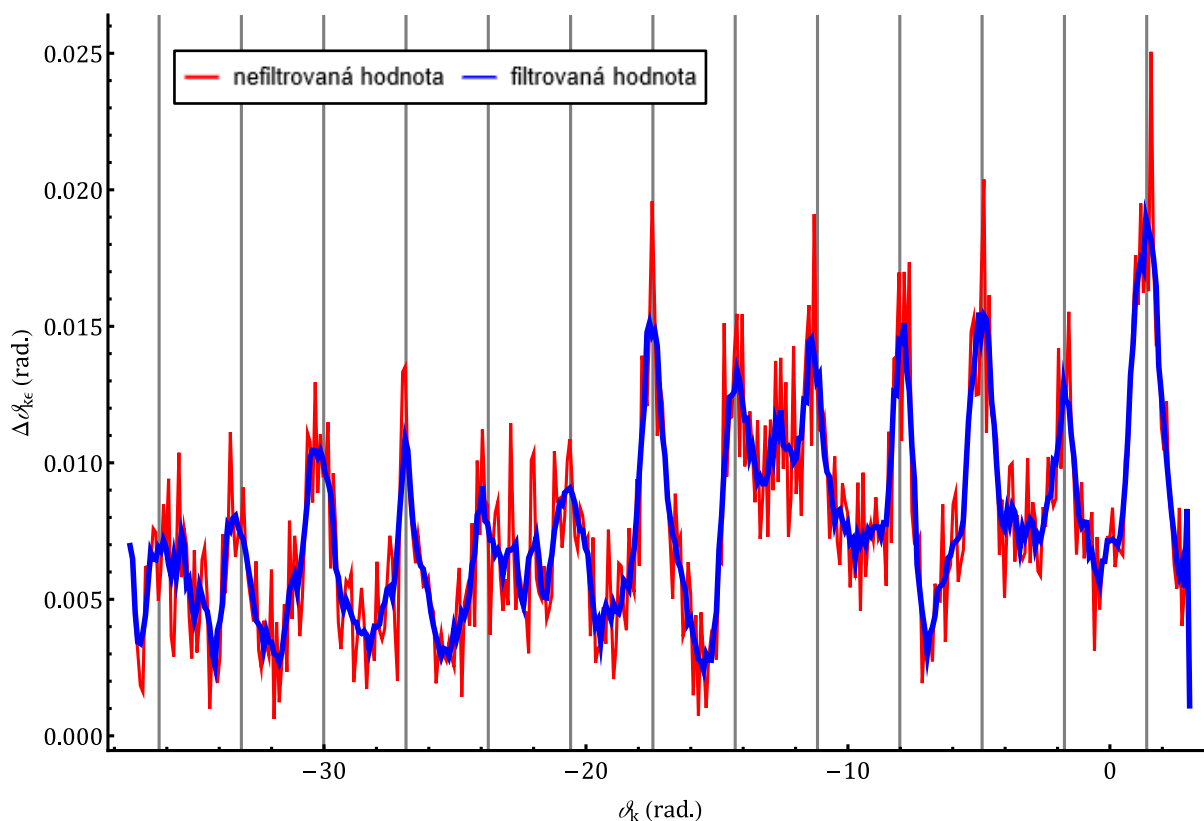
## 2.5 Nepřesnosti snímání polohy

Každé kalibrační měření snímalo pro každý kalibrační bod celkem 3400 hodnot (1700 při najetí jezdce z každé strany) ve vzájemných intervalech  $500 \mu\text{s}$ . I přesto, že byl jezdec umístěn na každém kalibračním bodě 1,7 s, došlo při opakování kalibračního měření k výrazným rozdílům. V obr. 2-9 je zobrazen průběh maximálního absolutního rozdílu mezi průměrnou hodnotou zobrazenou v obr. 2-8 a měřenou hodnotou, která má od průměrné hodnoty nejvyšší absolutní odchylku. V tomto grafu je zobrazen nefiltrovaný průběh a filtrovaný průběh, který byl sestaven průměrováním právě sestavované hodnoty s dvěma předchozími a dvěma následujícími hodnotami. Navíc jsou v tomto grafu zobrazeny svislé mřížky, které jsou mezi sebou vzdálené vždy o hodnotu  $\pi$  rad.

Obr. 2-9 zobrazuje, že při kalibraci dochází k chybám a že maxima těchto chyb se periodicky opakují v rámci  $\pi$ -násobku transformačního úhlu. Všechny svislé mřížky zobrazené v obr. 2-9



odpovídají bodům, kdy se hallová sonda č. 2 nachází v maximu nebo minimu (přitom hallová sonda č. 1 se nachází v nule).



Obr. 2-9 Průběh maximální měřené odchylky od korekční funkce zobrazené v obr. 2-8

Na základě obr. 2-9 usuzuji, že dochází k nepřesnostem snímání polohy pomocí hallových senzorů, které náhodně nastanou, ale filtrování měřených hodnot pro snímanou polohu nemusí v řádu jednotek sekund vzniklé nepřesnosti vyfiltrovat.

Nepředpokládám, že odchylky v obr. 2-9 byly z největší části způsobeny nepřesným najetím jezdce na požadovanou polohu, v takovémto případě bych očekával mnohem menší pravidelnost naměřených maximálních odchylek vzhledem k tomu, že rozdíl mezi maximy a minimy v obr. 2-9 je vysoký a poloha těchto maxim odpovídá lokálním extrémům na hallové sondě č. 2.

Nepředpokládám, že odchylky v obr. 2-9 byly z největší části způsobeny modulací, v takovémto případě bych očekával buď pravidelné rozdíly mezi maximy v intervalech  $\pi/3$  rad., anebo bych očekával přibližně konstantní průběh odchylek v závislosti na poloze.

Nepředpokládám, že odchylky v obr. 2-9 byly z největší části způsobeny nedostatečným upevněním hallových sond v jezdcí. V takovémto případě by nebylo možné pozorovat pravidelnost mezi maximy odchylek a rozdíl mezi maximy a minimy odchylek by nebyl poměrově vysoký.

Spuštěná PWM způsobuje na základě pozorování konstantní offset v měřených hodnotách z hallových sond, ale nepředpokládám, že to podstatným způsobem znehodnocuje snímání polohy náhodnými chybami. Tento offset nemá vliv na správnost detekce nulové polohy.

## KAPITOLA 3: REGULAČNÍ STRUKTURA PROTOTYPU LINEÁRNÍHO POHONU

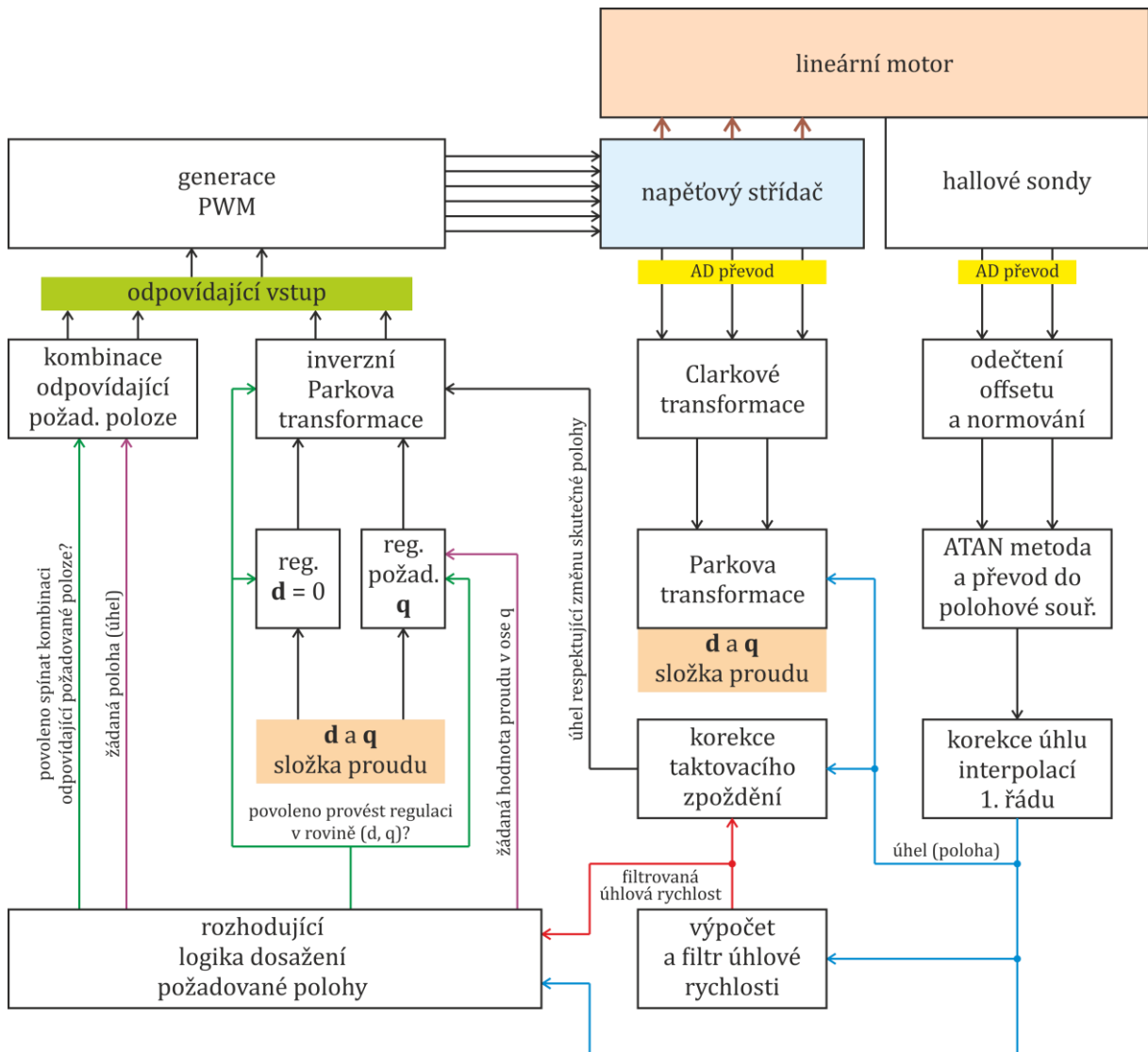
Velikost vzniklého protinapětí není dostatečně vysoká na to, aby nebylo možné vyvíjet elektromagnetickou sílu pro požadavek navyšování úhlové rychlosti během rozjezdu, čímž není vyžadováno použití metody odbuzování popsané v podkapitole 1.3.

V této práci jsou použity dva způsoby stanovení střídačem generovaného napětového vektoru, jejichž volba je závislá na vzdálenosti měřené polohové souřadnice od žádané polohové souřadnice a na logice přepínání obou těchto struktur v oblasti blízké žádané poloze, což je popsáno v kapitole 4.

První struktura je založena na plnění požadavku žádaného proudu v ose  $q$ , který se v závislosti na poloze dynamicky mění i do opačné polaritě, a na plnění požadavku nulového proudu v ose  $d$ , aby byl proud tekoucí vinutím smysluplně využit tak, jak je popsáno v 1.3. K zajišťování požadovaných hodnot proudů v obou osách  $d$  a  $q$  jsou využity PI regulátory, které mají experimentálně odladěné stejné konstanty a jsou ošetřeny proti unášení integrační složky. Vzájemně se tyto regulátory liší pouze v saturačních hodnotách, které jsou podle kapitoly 5 zvoleny tak, aby se regulátory do saturace dostaly jen výjimečně a aby v případě, že by se oba regulátory dostaly do saturace zároveň, byl splněn požadavek na splnění rovnice (1-7) s vysokou rezervou a aby byl dále splněn požadavek na dostatečné trvání nulového vektoru pro způsob měření proudů způsobem sepnutí  $\underline{v}_0$  na začátku modulační periody, který je pro měření proudu v této práci ve všech případech použit.

Druhá struktura je založena na generaci napětového vektoru, který není regulován a je konstantní. Tohoto je využito při polohování v hodnotách polohy blízkých žádané poloze. V této práci je v takových případech vždy generován vektor, který má konstantní amplitudu napětí a jeho prostorové natočení v rámci roviny  $(\alpha, \beta)$  odpovídá úhlu natočení žádané polohy (generaci takového vektoru označuji v této práci jako sepnutí definované kombinace). Výhodou tohoto způsobu polohování je efektivní dosahování žádané polohy z nízkých rychlostí, kterými se jezdec přibližuje požadované poloze, nevýhodou je směřování podstatné části proudu ve vinutí do osy  $d$ , což vede na vysoké hodnoty odběru proudu ze zdroje v porovnání s regulací zvláště v osách  $d$  a  $q$  při dosahování stejné vyvinuté síly pro polohování jezdce. Výhodou sepnutí definované kombinace je absence regulátoru a absence nutnosti transformace hodnot proudů do roviny  $(d, q)$ , což eliminuje nutnost znalosti polohy pouze pro tento proces. Znalost polohové souřadnice je stále nutná pro logiku přepnutí na předchozí popsanou paralelní strukturu.

Na obr. 3-1 je zobrazena navržená a implementovaná regulační struktura pro řízený prototyp lineárního pohonu.



Obr. 3-1 Regulační struktura prototypu lineárního pohonu

### 3.1 Popis regulační struktury

Podle obr. 3-1 jsou z hallových sond umístěných na jezdcích snímány dva vstupní kanály, které jsou převedeny do polohové souřadnice v obr. 3-1 označené jako „úhel (poloha)“, nejprve odečtením základního offsetu popsaném v kapitole 2, potom normovány amplitudami popsanými v kapitole 2, dále následuje výpočet transformačního úhlu a jeho převod do polohové souřadnice, která je korigována korekční funkcí 413 kalibračních bodů proložených interpolací 1. řádu. Na střídači jsou měřeny při sepnutí vektoru  $\underline{v}_0$  fázové proudy, které jsou transformovány do roviny  $(\alpha, \beta)$  s pomocí Clarkovy transformace. Parkovou transformací jsou převedeny dvě složky proudu v rovině  $(\alpha, \beta)$  do roviny  $(d, q)$ , v níž jsou regulovány jednotlivé složky. Výstupem regulátoru d-složky proudu je hodnota žádaného napětí v ose d a výstupem regulátoru q-složky proudu je hodnota žádaného napětí v ose q (obě napětí jsou počítány v poměrných jednotkách vzhledem ke stejnosměrnému napájecímu napětí střídače, které je 75,2 V). Tyto složky jsou inverzní Parkovou transformací transformovány do roviny  $(\alpha, \beta)$ , v níž jsou sestavovány vstupní signály do napěťového střídače.

V případě, že je použita struktura založená na spínání definované kombinace, regulátory proudů nejsou aktivní, ale dochází v nich k resetu akumulace integrační složky. Zelené šipky

v obr. 3-1 znamenají povolení vykonání bloku, černé, fialové, modré a červené šipky znamenají přenos hodnot typu float mezi bloky.

### 3.2 Struktura regulátorů proudu

P-složka obou PI regulátorů d a q složky proudu je použita z důvodu zrychlení regulace při velkých regulačních odchylkách oproti samostatné I-složce. D-složka je vynechána z důvodu šumu vstupní regulační odchylky. Navíc by D-složka v případě použití společně s dolnopropustním filtrem způsobovala zvýšené požadavky na napěťový rozsah zdroje (navíc by bylo nutné více dimenzovat vinutí na napěťové namáhání) a problematická by byla regulace v blízkosti přechodu do oblasti odbuzování, ke kterému se, jak je zobrazeno v kapitole 5, napětí generované zdrojem přibližuje, popřípadě je saturováno velmi krátce.

### 3.3 Korekce taktovacího zpoždění

Transformační úhel, který vyžaduje inverzní Parkova transformace, je korigován na přibližnou hodnotou polohy, které dosáhne lineární pohon za 2,35násobek modulační periody (přibližně 2,35násobek modulační periody trvá doba od okamžiku změření hodnot proudů a výstupů z hallových sond do okamžiku středu modulační periody, v níž je generován napěťový vektor regulovaný z těchto změřených hodnot). Tato korekce probíhá způsobem přičtení součinu okamžité filtrované úhlové rychlosti s časovou hodnotou 2,35násobku modulační periody.

V případě dosažené úhlové rychlosti  $320 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$  dojde při použité modulační periodě 500  $\mu\text{s}$  k přibližné změně polohy lineárního pohonu o  $21,5^\circ$ , což má bez korekce silný vliv na průběh regulace při vysokých rychlostech.

### 3.4 Stanovení skutečného snímaného proudu externím měřidlem

V navržené regulační struktuře jsou proudy snímány a ve výpočtech dosazovány v bitech. Přepočítání na skutečný proud je stanoveno pomocí proudové sondy a osciloskopu a je využit pouze k reprezentaci výsledků ve fyzikálních jednotkách. Za tímto účelem bylo využito proudového omezení, které umožňuje napájecí zdroj, přitom první fáze byla trvale (bez PWM) připojena k zápornému pólu zdroje přes bočníkový rezistor a zbývající dvě fáze byly připojeny na kladný pól zdroje. Při stanovení měřeného proudu zanedbávám nelinearity a rozdílnou citlivost jednotlivých kanálů měřených proudů, které jsou vzhledem k šumu zanedbatelné. Šum je zohledňován průměrováním měřených hodnot v čase.

Dojde-li při proudovém omezení k dosažení ustáleného stavu v takovémto případě zapojení, proud tekoucí ze zdroje je roven proudu tekoucímu první fází, protože změna napětí na kondenzátoru, který je paralelně připojen ke stejnosměrnému napájení střídače, je nulová. V tomto případě je vhodné umístit proudovou sondu na napájecí drát ze zdroje místo toho, aby se proud měřil na fázi tekoucí do motoru vzhledem k tomu, že přírody napájecích fází jsou v blízkosti, což ovlivňuje snímání proudu proudovou sondou.

Měření proudu je podle [3] ve střídači původně navrženo na měření proudů, které odpovídá rozsahu 20 A. Takovéto měření proudu by znamenalo příliš velký šum vzhledem k podstatně nižším reálným měřeným proudům, a z tohoto důvodu jsou na střídači odpory R29, R33, R34, R38, R39 a R43 popsané v [3] nahrazeny odpory o hodnotách 5,6 k $\Omega$  za účelem zvýšení citlivosti snímání proudu.

Přepočítání proudu vyšel jako průměr tří měření s omezením proudu na 0,2 A, 0,3 A a 0,4 A jako hodnota 0,00369 A/bit.

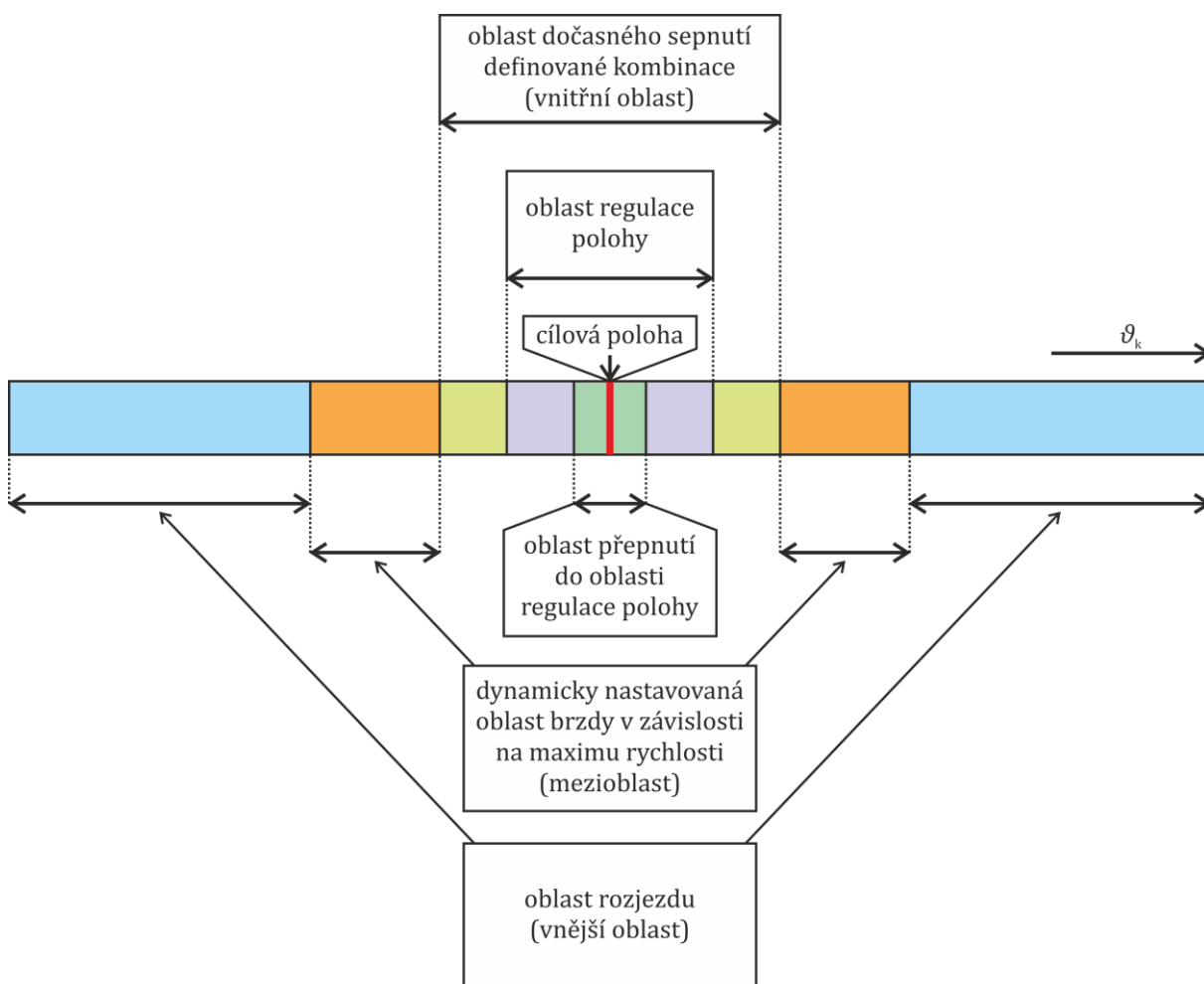
## KAPITOLA 4: ALGORITMUS LINEÁRNÍHO POHONU

## POLOHOVÉHO

## ŘÍZENÍ

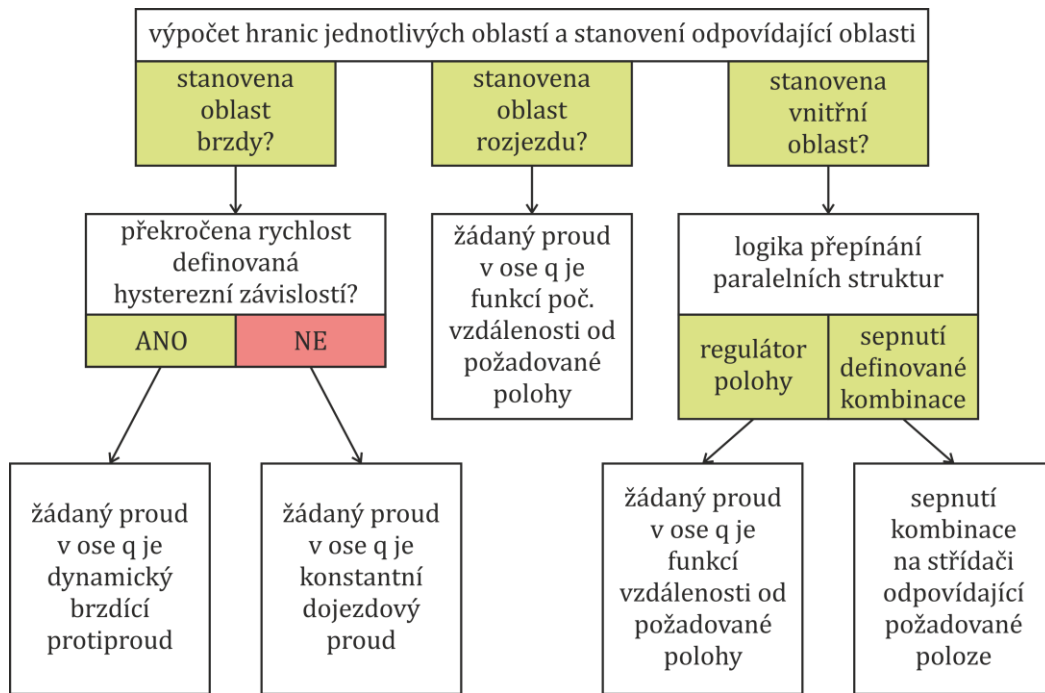
Polohové řízení lineárního pohonu je založeno v případě dostatečné vzdálenosti mezi žádanou a výchozí polohou na principu rozjezdu, brzdy, pomalého dojezdu do oblasti blízké žádané poloze, dosažení požadované polohy sepnutím definované kombinace a udržení dosažené polohy (případě dopolohování) polohovým regulátorem.

Na obr. 4-1 je zobrazeno rozdělení jednotlivých polohových oblastí vzhledem k cílové poloze. Statické hranice vzhledem k cílové poloze jsou všechny hranice kromě hranice mezi oblastí rozjezdu a oblastí brzdy. Vzhledem k volbě konstantního počátečního brzdícího proudu je hranice mezi vnější oblastí a mezioblastí vypočítávána dynamicky v průběhu rozjezdu. Na obr. 4-2 je zobrazeno řízení pohonu v jednotlivých oblastech zobrazených v obr. 4-1.



Obr. 4-1 Struktura polohových oblastí pro dosažení cílové polohy

Rozsah provozované stupnice je 38 rad. Hranice vnitřní oblasti jsou  $\pm 0,4$  rad. od žádané polohy, hranice oblasti přepnutí do oblasti regulace polohy jsou  $\pm 0,1$  rad. Při přepnutí do struktury polohového regulátoru musí kromě dosažení této oblasti jezdce dojít k ověření setrvání jezdce v této oblasti po dobu 175 ms. Hranice oblasti regulace polohy jsou  $\pm 0,16$  rad., jejichž překročením dojde k přepnutí do struktury spínání definované kombinace bez ověření setrvání jezdce v této oblasti.



Obr. 4-2 Řízení pohonu v oblastech zobrazených v obr. 4-1

#### 4.1 Oblast rozjezdu

Oblast rozjezdu je oblast, ve které je proud v ose q regulován na konstantní hodnotu, která je funkcí počáteční vzdálenosti mezi výchozí polohou a žádanou polohou. Pro vzdálenosti větší nebo rovny 2 rad. je použit rozjížděcí proud 1,107 A (300 bitů), jinak je použito rozjížděcího proudu 0,148 A (40 bitů).

#### 4.2 Oblast brzdy

Polohové rozpětí oblasti brzdy je dynamicky vypočítáváno na základě naměřeného maxima úhlové rychlosti v oblasti rozjezdu. Pro stanovení brzdné dráhy, která odpovídá polohovému rozpětí oblasti brzdy, jsou přijata následující zjednodušení. První předpoklad je konstantní brzdící proud v ose q po celou dobu brzdění (reálný proud ve vinutí nelze měnit skokově). Druhý předpoklad je zanedbání veškerých odporových sil pohybu jezdce. Třetí předpoklad je zanedbání diskretního řízení a nedokonalostí snímání polohy (filtrace úhlové rychlosti, veškerá zpoždění).

Za těchto předpokladů je uvažováno zjednodušení popisující lineární závislost mezi proudem v ose q (v ose d je nulový proud) a silou působící na jezdce (moment střídavého synchronního točivého stroje s permanentními magnety je důsledkem toku od permanentních magnetů a proudu v ose q a v případě lineárního pohonu je místo momentu důsledkem síla). Zanedbání odporových sil znamená lineární závislost mezi silou působící na jezdce a zrychlením  $a$  jezdce.

Výsledkem zjednodušení je lineární závislost mezi proudem v ose q a zrychlením jezdce. Protože je při brzdění uvažován konstantní proud, je při výpočtech označena převrácená hodnota dvojnásobku zrychlení jako konstanta brzdění  $k_{br}$ .

Z kinematiky hmotného bodu je známo

$$s = v_{\max} \cdot t - \frac{1}{2} \cdot a \cdot t^2, \quad (4-1)$$

kde  $v_{\max}$  je počáteční rychlost a  $s$  je brzdná dráha. Čas  $t$  je stanoven za předpokladu konstantního zrychlení z minimální (konečné) rychlosti a počáteční (maximální) rychlosti a platí

$$t = \frac{v_{\max} - v_{\min}}{a}, \quad (4-2)$$

kde  $v_{\min}$  je konečná rychlost. Dosazením (4-2) do (4-1) je odvozeno (4-3).

$$s = \frac{1}{a} \cdot (v_{\max}^2 - v_{\min} \cdot v_{\max}) - \frac{1}{2a} \cdot (v_{\max}^2 - 2 \cdot v_{\min} \cdot v_{\max} + v_{\min}^2) = \frac{1}{2a} \cdot (v_{\max}^2 - v_{\min}^2). \quad (4-3)$$

Zavedením konstanty brzdění  $k_{br}$  je (4-3) upravena jako

$$s = k_{br} \cdot (v_{\max}^2 - v_{\min}^2). \quad (4-4)$$

Úhlová rychlost je vzhledem ke konstantní pólové rozteči lineárního pohonu přímo úměrná rychlosti  $v$  použité v rovnicích (4-1) až (4-4), díky čemuž není nutné přepočítávat úhlovou rychlost na rychlost  $v$ , a do rovnice (4-4) lze dosazovat maximální naměřenou a požadovanou minimální úhlovou rychlost za předpokladu, že konstanta  $k_{br}$  je odladěna vzhledem úhlovým rychlostem.

V případě, že je okamžitá filtrovaná úhlová rychlost větší než definovaná minimální úhlová rychlost  $35 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ , dojde k brzdění protiproudem v ose  $q$ . V případě, že je brzděním dosažena minimální úhlová rychlost, je proud v ose  $q$  regulován na dojezdový proud, a přitom je hysterezi zvýšena minimální rychlost pro zpětné přepnutí do brzdění protiproudem v ose  $q$ . Toto zvýšení je  $27 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$  a důvod zavedení zmíněné hystereze je nestabilita filtru úhlové rychlosti vzhledem k nepřesnostem snímání polohy.

Filtr úhlové rychlosti vypočítává klouzavý průměr 14 po sobě vypočítaných úhlových rychlostí ze změny polohové souřadnice. Volba počtu hodnot tohoto klouzavého průměru znamená najít kompromis mezi dvěma extrémy.

První extrém (nízký počet průměrovaných hodnot) je vzhledem k šumu nedostatečná vypovídání okamžité úhlové rychlosti vzhledem k určení maxima, jakého jezdec při rozjezdu dosáhl. Při několika po sobě jdoucích stejných měření v takovémto případě dochází vzhledem k šumu k podstatným rozdílům mezi průběhy jednotlivých měření.

Druhý extrém je příliš mnoho průměrovaných hodnot, kdy okamžitá filtrovaná hodnota je příliš mnoho znehodnocena zahrnutými hodnotami z předchozích okamžiků, jejíž vypovídající hodnota o skutečné brzdící dráze je méně vypovídající než v případě kompromisu, což omezuje požadavky na dynamické vlastnosti.

Vzhledem k šumu při měření polohové souřadnice a následného filtrování úhlové rychlosti může nastat situace, kdy dynamicky ověřená brzdná dráha v oblasti brzdy překračuje hranici vstupu do vnitřní oblasti. V takovémto případě je navýšen brzdící proud (kvůli bezpečnosti je zahrnuto dynamické snižování brzdícího proudu) a konstanta brzdění je přepočítána pomocí korekčního koeficientu  $k_{KB}$  na konstantu brzdění odpovídající zesílení brzdícího proudu (konstanta brzdění se vzhledem k nárůstu zrychlení sníží). Korekční koeficient konstanty brzdění  $k_{KB}$  se změní při nárůstu brzdícího proudu podle

$$k_{KB} = \frac{I_{br0}}{I_{br0} + \Delta I_{br}}, \quad (4-5)$$

kde  $I_{br0}$  je počáteční brzdící proud  $1,107 \text{ A}$  ( $300 \text{ bitů}$ ), vzhledem ke kterému je vypočítávána brzdná dráha z maxima naměřené rychlosti v oblasti rozjezdu, a  $\Delta I_{br}$  je nárůst brzdícího proudu, k jehož výpočtu je použita okamžitá úhlová rychlost v rámci oblasti brzdy. Případný nárůst brzdícího proudu je realizován zvýšením brzdícího proudu v každém taktu o takovou hodnotu, aby navýšení brzdícího proudu bylo rozděleno do více taktů vzhledem k šumu úhlové rychlosti.

Hodnota brzdícího proudu v případě, že dynamicky vypočítaná brzdná dráha je krátká, je v každém taktu navýšena o 0,052 A (14 bitů). Horní hranice  $\Delta I_{br}$  je nastavena na 0,923 A (250 bitů).

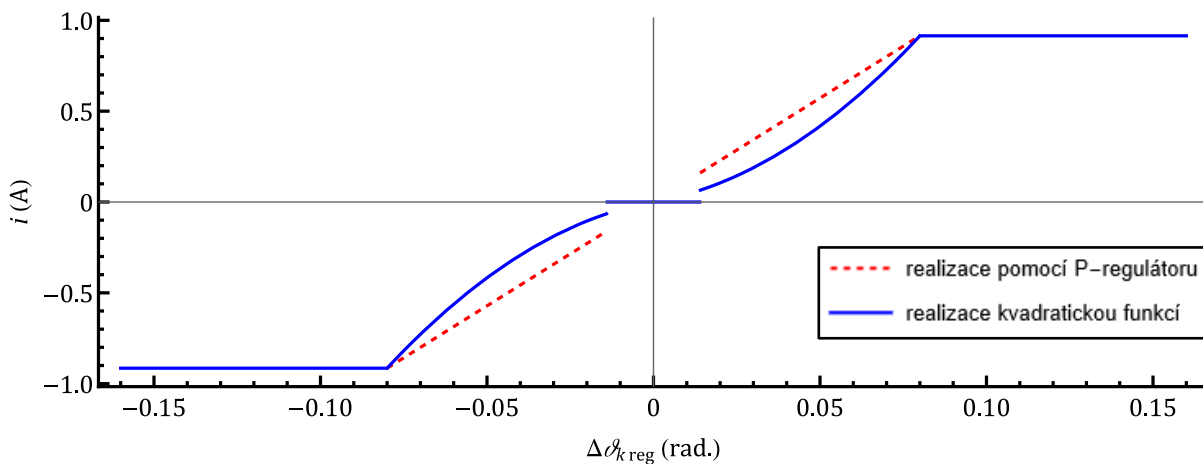
Vzhledem k tomu, že vyhodnocování brzdících vzdáleností pro krátké překonávané polohové vzdálenosti je nejvíce zatíženo filtrováním úhlové rychlosti a konečnou dobou reakce proudových regulátorů, je brzdná dráha pro překonávané vzdálenosti, které jsou nižší než 11,5 rad., navýšena o 1 rad., přitom ověřování brzdné dráhy je vypočítáváno vzhledem k nenavýšené brzdné dráze.

### 4.3 Vnitřní oblast

Ve vnitřní oblasti je hysterezi realizovaný způsob přepínání obou paralelních struktur, jak je zobrazeno v obr. 4-1, kdy přepnutí do struktury polohového regulátoru je podmíněno ověřením dostatečně dlouhého setrvání jezdce v této oblasti po dobu 175 ms. Přepnutí zpět do struktury spínání definované kombinace je okamžité při překročení hranice polohového regulátoru.

Polohový regulátor je realizován kvadratickou funkcí podle obr. 4-3, která je omezena horní saturací, a při vstupních hodnotách regulační odchylky, které jsou v absolutní hodnotě menší nebo rovny 0,014 rad, je generován nulový vektor. Kvadratická funkce je uvažována s horní saturací, kterou je funkční hodnota regulační odchylky pro 0,08 rad. pro kladnou regulační odchylku, v záporné regulační odchylce je realizována kvadratická funkce se saturací stejným způsobem, ale s opačným znaménkem.

Regulace pomocí P-regulátoru nebyla realizována z důvodu příliš vysokých výstupních hodnot z regulátoru při regulačních odchylkách blízkých oblasti omezení na nulovou výstupní hodnotu. Použití P-regulátoru způsobovalo vysoké kmitání jezdce kolem požadované polohy. Hodnota žádaného proudu je saturována shora z důvodu omezení proudu, a navíc z důvodu vysokého gradientu kvadratické funkce v oblasti blízké této saturaci. Vzhledem k nestabilitě snímání polohy by způsobovala vysoká nahodilá změna snímané polohy neplynulé chování regulátoru v oblasti vysokého gradientu, a navíc by byla regulace ovlivněna tím, že by příliš vysoké nahodilé žádané proudy způsobovaly neadekvátně vysoký mechanický pohyb jezdce při požadavku na zachování žádané polohy.



Obr. 4-3 Realizace polohového regulátoru

Vzhledem k tomu, že podle obr. 2-9 dochází v některých případech k podstatnému rozdílu mezi polohou dosaženou sepnutím definované kombinace a polohou snímanou pomocí hallových senzorů, může docházet k situacím, kdy regulátor zobrazený v obr. 4-3 nereaguje adekvátně v okamžiku přepnutí paralelních struktur. Za tímto účelem je realizovaná „rampa“, která zajistí časový nárůst vstupní regulační odchylky do polohového regulátoru pouze v okamžicích bezprostředně po přepnutí do oblasti polohového regulátoru. Maximum trvání této rampy je 500 ms, přitom rampa zajišťuje postupnou změnu regulační odchylky, která v brzkých okamžicích



vychýlí jezdce do polohy, která není nestabilně snímaná, tudíž je stav polohy vyhodnocen jako napolohovaný a regulátor polohy se vypíná.

#### 4.4 Poruchová funkce

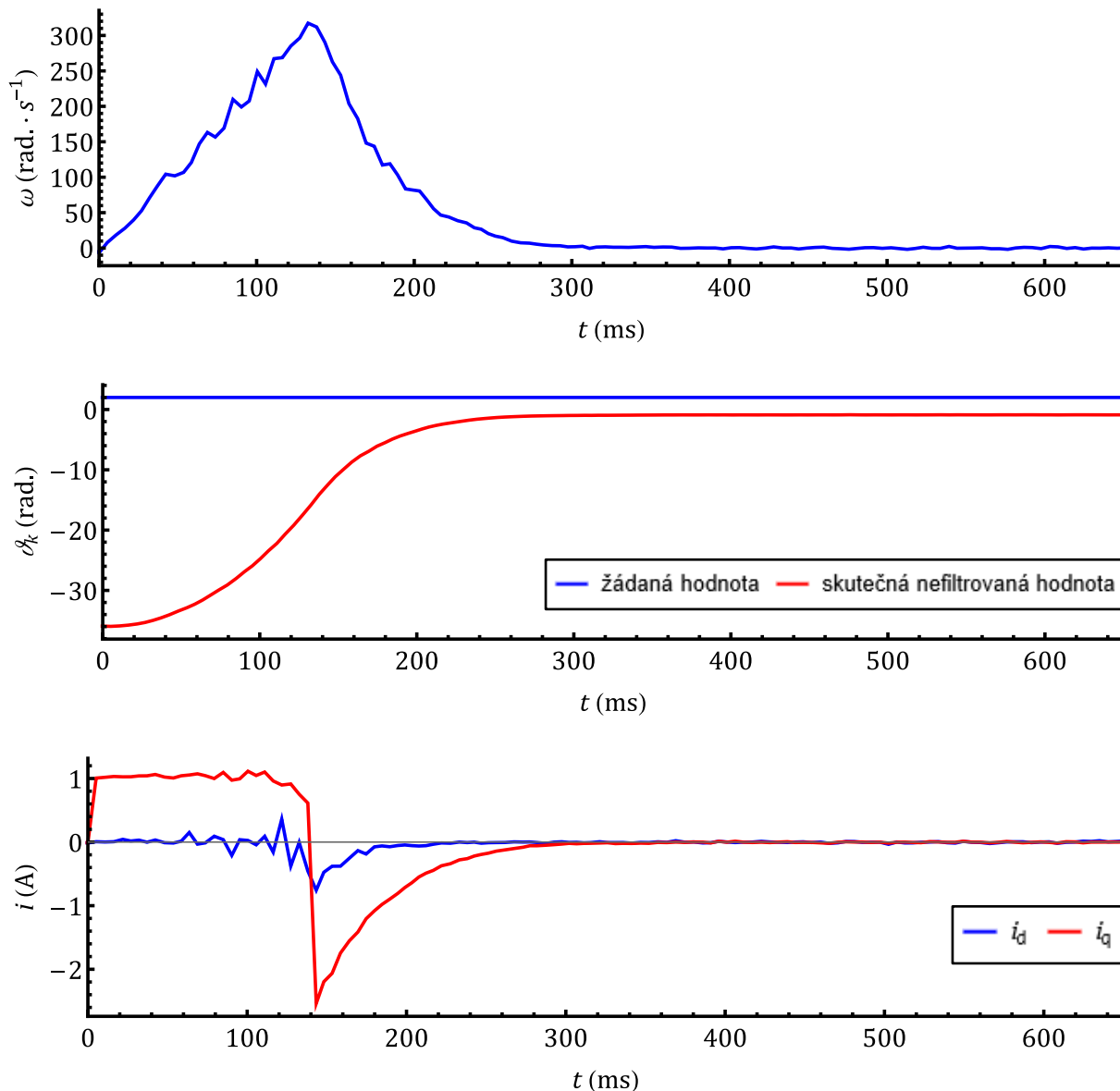
Přívod čtyř drátů k hallovým sondám (jeden je kladný potenciál, druhý je nulový potenciál a třetí společně se čtvrtým jsou snímané výstupy z hallových sond) je nejvíce mechanicky namáhaná část lineárního pohonu a je vysoce pravděpodobné, že dříve nebo později dojde k mechanické poruše tohoto přívodu. Jelikož způsob řízení není vybaven bezsensorovým řízením, znamená ztráta polohové informace ztrátu možnosti použít způsoby řízení založené na poloze.

Nejvyšší naměřená úhlová rychlost, jak je ukázáno v kapitole 5, je  $320 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$ , která by mohla být destruktivní v případě srážky jezdce s okrajem konstrukce lineárního pohonu. Jezdec je při polohování o maximální vzdálenost stupnice  $38 \text{ rad}$  přesunut o  $28,8 \text{ cm}$ . Přepočtení mezi úhlovou rychlostí  $v$  a vyšel  $0,0076 \text{ m/rad}$ . Maximální naměřená úhlová rychlost  $320 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1}$  odpovídá rychlosti  $2,43 \text{ m} \cdot \text{s}^{-1}$ .

V případě poruchy, která již nastala, došlo k uvolnění přívodu nulového potenciálu k hallové sondě č. 2, která se projevila hodnotou  $3503 \text{ bitů}$  na výstupu AD převodníku. V porovnání s obr. 2-1 došlo k tomu, že v takovémto případě bylo na AD převodníku naměřeno maximální napětí, které přibližně odpovídá po odečtení offsetu a vydělení amplitudou  $2,5$ násobku maximální měřené hodnoty snímané z hallové sondy za normálního stavu.

Simuloval jsem kombinace odpojení 4 přívodních drátů propojujících kit NUCLEO a hallové sondy (vždy alespoň jeden drát byl odpojený) a v absolutní hodnotě vždy překročila alespoň jedna měřená hodnota z hallových sond po normování hodnotu  $1,4 (-)$ . Z tohoto důvodu je vyhodnocení poruchové podmínky nastaveno pro případ, kdy alespoň jedna hodnota vstupu z hallové sondy je po normování mimo rozsah  $(-1,4; 1,4) (-)$ .

Na obr. 4-4 je zobrazen průběh polohy a úhlové rychlosti nejextrémnějšího případu vyhodnocení poruchové situace, který nastane v maximu dosažení úhlové rychlosti při polohování jezdce o celou vzdálenost stupnice. Lze pozorovat, že sepnutí trvale nulového vektoru zajistí včasné zabrzdění jezdce.



Obr. 4-4 Průběhy úhlové rychlosti, polohy a proudu při vyhodnocení poruchy

## 4.5 Modulační perioda, způsob měření proudů a offset měření proudů

Doba modulační periody je zvolena na  $500 \mu\text{s}$  a spínání aktivních vektorů je situováno na konec modulační periody, k čemuž je využito nastavení „PWM mode 2“ popsané v [11]. Na začátku následující periody jsou v čase  $76,4 \mu\text{s}$  (tj. zhruba v 15 % modulační periody) měřeny proudy všech tří fází a hallové senzory. Maximum využití modulační periody, co se týče jejího vyplnění aktivními vektory, je vzhledem k saturacím proudových regulátorů 75 %. Regulátor d-složky proudu má nastavenou saturaci 0,16 poměrného napětí, regulátor q-složky proudu má nastavenou saturaci 0,4 poměrného napětí, z čehož podle Pythagorovy věty plyne velikost generovaného vektoru v rovině  $(\alpha, \beta)$  0,431 poměrného napětí. Při generaci vektoru o velikosti  $1/\sqrt{3}$  (tj. zhruba 0,58) poměrného napětí, který je umístěn v ose úhlu dvou aktivních vektorů, je modulační perioda vytížena aktivními vektory ze 100 %. V případě maximálního vektoru daného omezením proudových regulátorů je na základě lineární závislosti vypočítána maximální hodnota vytížení aktivními vektory 75 %.

V procesu inicializace předcházejícímu hlavní programové smyčce je provedeno stanovení offsetu měřeného proudu. V intervalech přibližně 1 ms je provedeno 2000 měření hodnot proudů

pro každou fázi, které jsou na výstupu AD převodníků v případě nulového protékajícího proudu. Výsledný offset je stanoven pro každou fázi jako průměr.

Vypočítaný napěťový vektor je generován pomocí PWM, což znamená převést dvě vektorové složky na tři časy, v nichž v rámci modulační periody dojde na každé fázi ke změně sepnutí z dolní větve na horní (dead-time je nastaven na 1  $\mu$ s). V souboru „Lineární kombinace.nb“ jsou provedeny výpočty koeficientů, které znamenají násobky příslušných základních napěťových vektorů při nalezení lineární kombinace těchto dvou sousedních napěťových vektorů. Pro generovaný napěťový vektor jsou nalezeny lineární kombinace pro každé dva sousední základní vektory a z šesti vypočítaných případů je prohlášena za platnou ta lineární kombinace, u níž vyjdou oba koeficienty kladné. Následuje situování vypočítaných poměrů do modulační periody v závislosti na tom, které dva sousední základní vektory byly prohlášeny za platné, a stanovení časů pro 3 komparační jednotky.

Proud snímáný v 15 % modulační periody je vypovídající pouze pro jeho měřený okamžik. Proud v průběhu celé modulační periody kolísá a způsobuje zvlnění působící síly na jezdce. Veškeré regulační děje pracují pouze s proudem měřeným v 15 % modulační periody a veškerá grafická zobrazení proudů v této práci reprezentují tento změřený proud.

## KAPITOLA 5: NAMĚŘENÉ PRŮBĚHY A HODNOTY

### 5.1 Dosažený překmit a doba splnění tolerančního pásma

V tab. 5-1 jsou uvedeny naměřené překmity jezdce v procentuální hodnotě provozovaného rozsahu stupnice, který je 38 radiánů. Navíc jsou v této tabulce uvedeny časy v řádech stovek milisekund, za které po zadání požadované polohy jezdec urazil zadanou vzdálenost a splnil zvolené toleranční pásmo.

Podle tab. 5-1 nepřekračuje polohování při tolerančním pásmu 1 % stupnice dobu 270 ms. Při požadavku na toleranci 0,15 % stupnice nepřekračuje polohování podle tab. 5-1 dobu 360 ms.

Lze pozorovat, že překmit vykazuje do určité míry náhodné chování, což je způsobeno rychlostí, jakou jezdec překročil hranici sepnutí definované kombinace. Čím vyšší rychlosti při překročení této hranice jezdec nabývá, tím je překmit vyšší. V žádném z měřených případů nebyl překmit příliš vysoký na přejezd jezdce mimo hranice spínání definované kombinace.

Rychlost, jakou jezdec najel do vnitřní oblasti, závisí na kvalitě snímání polohy, protože z polohy je vyhodnocena úhlová rychlost a na základě úhlové rychlosti je jezdec brzděn. Navíc z malé části ovlivňuje překmit i překonávaná vzdálenost, jelikož pro krátké vzdálenosti je brzdná dráha navýšena, a to vede k tomu, že dojezdový proud může působit delší dobu než při delších vzdálenostech, což urychlí jezdce na vyšší vstupní rychlost.

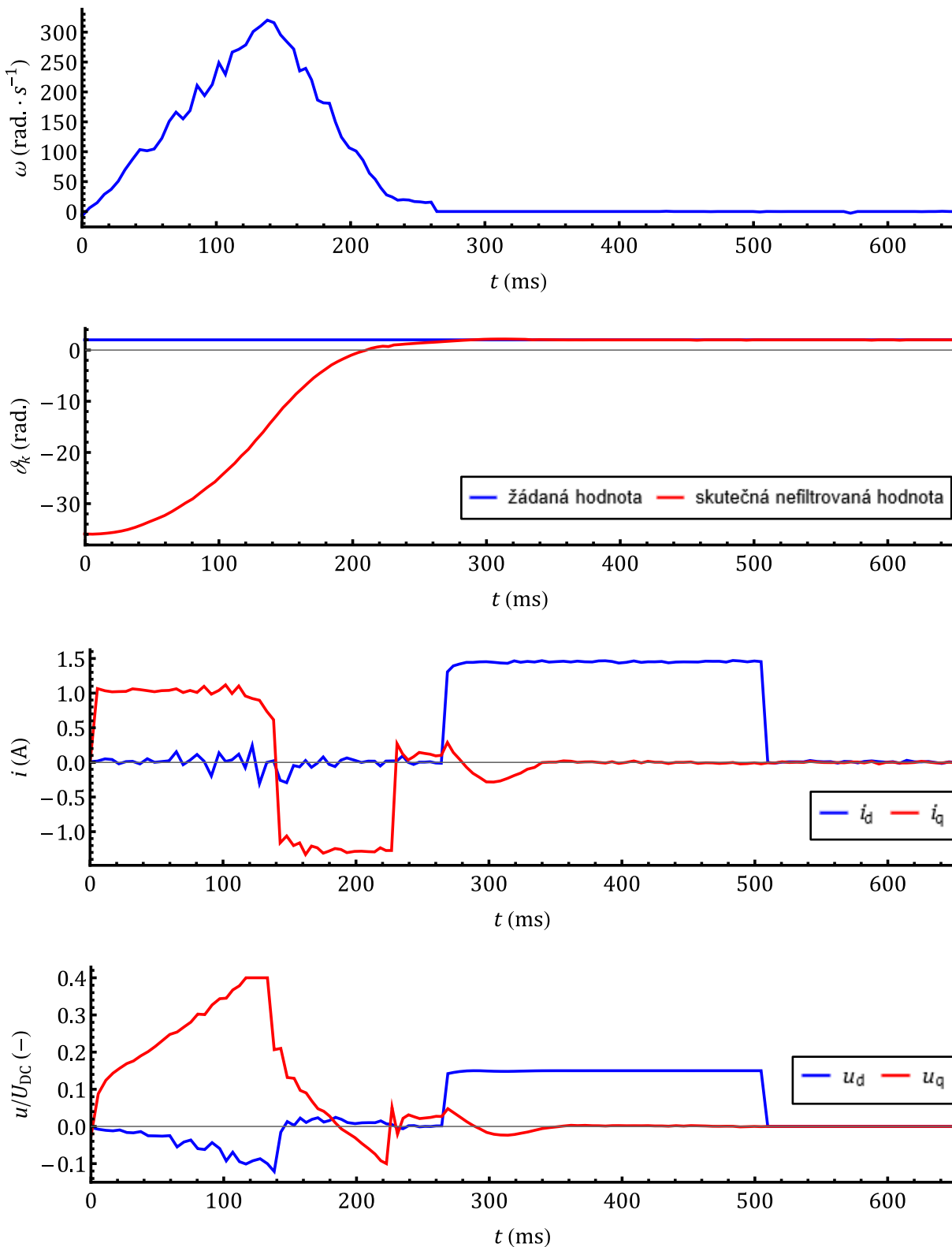
Lze pozorovat, že doba dosažení zvolené tolerance je funkcí překonávané vzdálenosti, ale navíc je ovlivněna stejným způsobem jako u překmitu kvalitou snímání polohy, kdy delší vzdálenost může být překonána s určitou tolerancí polohování rychleji než jiná kratší vzdálenost.

Vzdálenosti 1 rad. a 2 rad. jsou polohovány relativně dlouho vzhledem k jiným delším vzdálenostem. To je způsobeno nízkým rozjížděcím proudem pro tyto krátké vzdálenosti, protože pro takto krátkou vzdálenost je při vysokém rozjížděcím proudu filtrovaná úhlová rychlost příliš zpožděná pro rychlé polohovací děje.

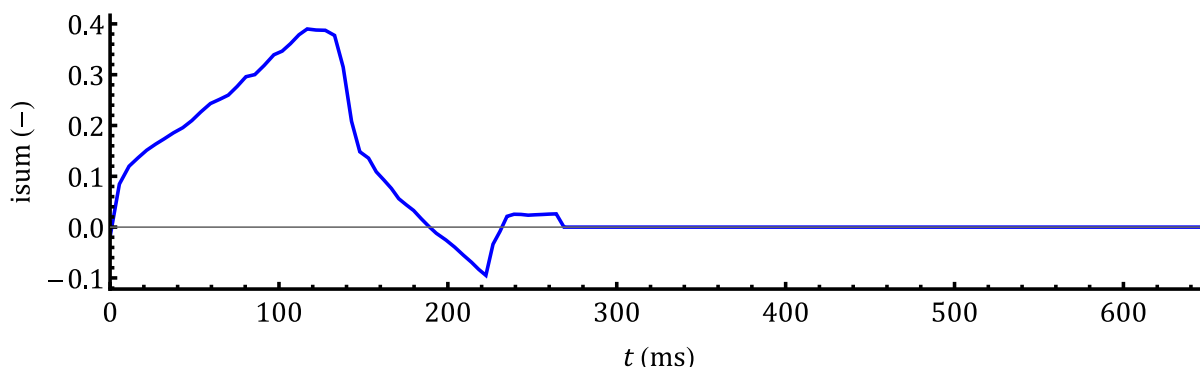
Tab. 5-1 Dosažený překmit a splnění tolerančního pásma v závislosti na polohové vzdálenosti

vzdálenost (rad.)	překmit v % stupnice (%)	tolerance 1 % stupnice (ms)	tolerance 0,5 % stupnice (ms)	tolerance 0,25 % stupnice (ms)	tolerance 0,15 % stupnice (ms)
1	0,48	93	106	158	166
2	0,62	148	195	243	257
3	0,74	72	123	171	184
4	0,47	79	88	138	201
5	0,72	92	142	196	205
6	0,69	100	155	202	214
7	0,61	109	160	216	225
8	0,67	116	163	225	229
9	0,81	120	171	231	235
10	0,67	138	191	200	242
11	0,89	138	191	240	295
12	0,75	145	193	251	259
13	0,75	160	211	260	307
14	0,58	162	208	264	273
15	0,48	151	160	207	261
16	0,52	156	208	221	272
17	0,60	164	211	262	271
18	0,47	166	178	226	273
19	0,47	179	187	239	286
20	0,41	191	200	248	287
21	0,49	179	192	284	297
22	0,48	184	198	282	295
23	0,33	211	224	271	279
24	0,33	208	217	261	300
25	0,49	208	217	265	305
26	0,47	212	220	273	281
27	0,30	223	236	278	287
28	0,37	228	236	280	288
29	0,51	223	262	276	320
30	0,47	236	244	290	299
31	0,40	264	277	333	343
32	0,44	250	258	306	316
33	0,45	236	244	294	329
34	0,48	254	267	318	322
35	0,47	241	249	297	304
36	0,61	251	301	310	350
37	0,38	264	277	325	334
38	0,32	256	270	317	324

## 5.2 Dosažení saturace proudového regulátoru



Obr. 5-1a Průběhy hodnot vypočítaných mikroprocesorem při polohování jezdce o max. vzdálenost



Obr. 5-1b Průběhy hodnot vypočítaných mikroprocesorem při polohování jezdce o max. vzdálenost

V obr. 5-1 jsou zobrazeny průběhy úhlové rychlosti, dosažení polohy,  $d$  a  $q$  složky proudu, napětí v rovině ( $d$ ,  $q$ ), která jsou výstupem proudových regulátorů, a akumulace integrační složky proudového regulátoru v ose  $q$ . Tyto grafy jsou zobrazeny pro nejvyšší překonaný polohový rozdíl 38 rad., ve kterém byla dosažena nejvyšší úhlová rychlost.

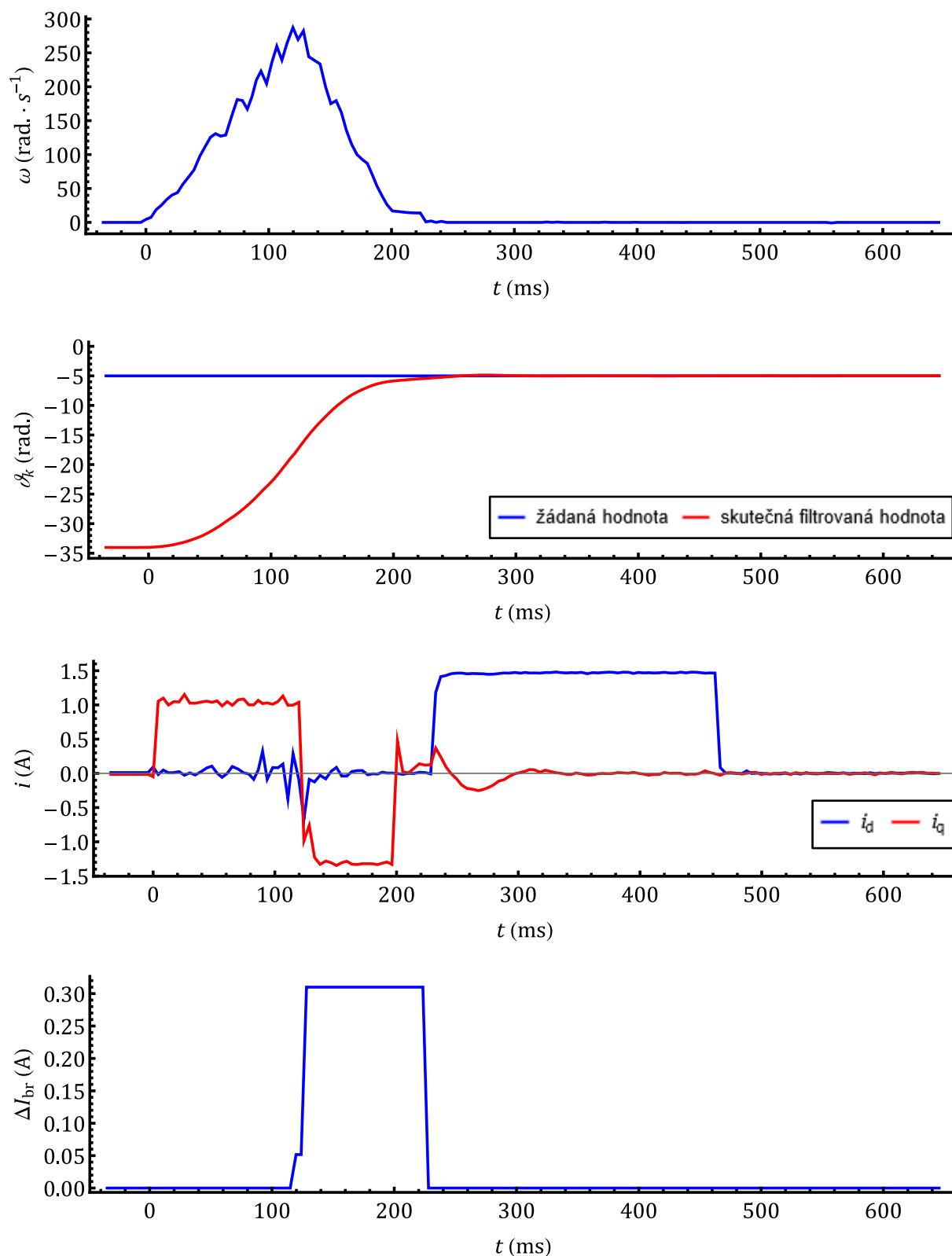
Regulátor  $q$ -složky proudu v obr. 5-1 dosáhl saturace 0,4 (-) poměrného napětí, čímž došlo k situaci, která vzhledem ke stanovenému omezení nedovoluje regulovat proud tekoucí v ose  $q$  na žádanou hodnotu, což se projevilo poklesem proudu v ose  $q$ , který ještě zůstal dostatečně vysoký na to, aby úhlová rychlost mohla narůstat.

Integrační složka zobrazená v obr. 5-1 jako proměnná  $isum$  při dosažení saturace nenavyšovala svůj výstup, čímž došlo k projevení Anti-Wind-Up. Navíc došlo při přepnutí do definované kombinace k resetu integrační složky proudových regulátorů.

V průbězích generovaného poměrného napětí v osách  $d$  a  $q$  jsou průběhy za oblastí dojezdového proudu dodatečně rekonstruovány na základě filtrované polohy, protože tyto hodnoty nejsou mikroprocesorem v těchto situacích vypočítávány. Navržený algoritmus nereguluje proud při sepnutí definované kombinace, a navíc nereguluje proud při vyhodnocení okamžité polohy jako stavu, kdy je cílová poloha dosažena.

### 5.3 Regulační děje a snímaná poloha

V obr. 5-2 jsou zobrazeny průběhy úhlové rychlosti, dosažení polohy,  $d$  a  $q$  složky proudu a navýšení brzdícího proudu během korekce brzdění. Tyto grafy jsou zobrazeny pro překonaný polohový rozdíl 29 rad. Cílová poloha je poloha -5 rad., ve které se podle obr. 2-9 přibližně nachází maximum očekávané nestability snímání polohy.



Obr. 5-2 Průběhy hodnot vypočítaných mikroprocesorem při polohování jezdce o 29 rad.

Úhlová rychlost  $\omega$  v obr. 5-2, kterou vypočítává mikroprocesor, není v případě rozjezdu monotónně narůstající, přestože skutečná úhlová rychlost monotónně narůstá. To je způsobené tím, že dochází k nepřesnostem snímání polohy, a navíc kanály z hallových sond jsou vzhledem k napojení na stejný AD převodník snímány v různý okamžik. V případě zanedbání nepřesností

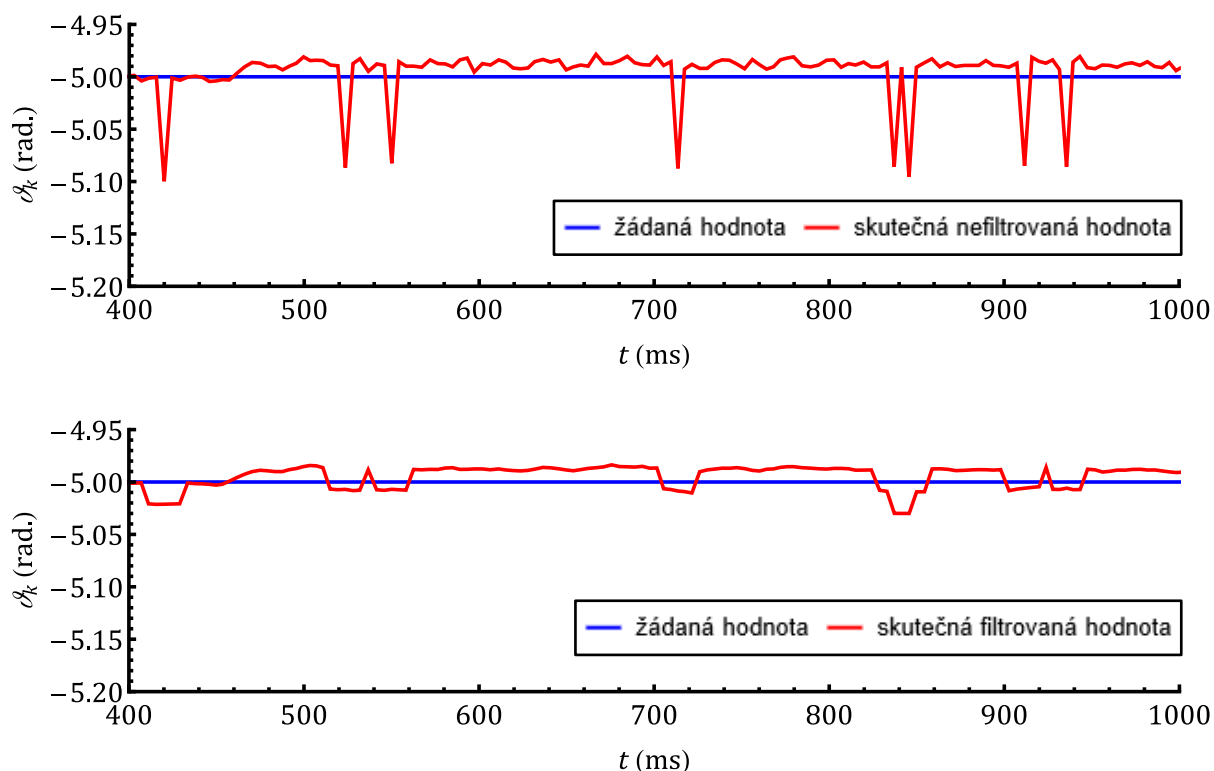


snímání polohy úhlová rychlost vzhledem k přibližně konstantnímu proudu tekoucímu v ose  $q$  v případě rozjezdu přibližně lineárně narůstá, což odpovídá teoretickým předpokladům.

Úhlová rychlost v obr. 5-2 je zobrazena jako nulová při přepnutí do definované kombinace, přestože skutečná úhlová rychlost je nenulová. To je způsobené realizací filtru úhlové rychlosti, který je mimo oblasti rozjezdu a brzdy resetován na nulové hodnoty ve všech jeho polích. Filtr je realizován na principu přičtení první hodnoty z kruhové fronty k výsledné úhlové rychlosti a na principu odečtení poslední hodnoty z kruhové fronty od výsledné úhlové rychlosti. Tento způsob výpočtu klouzavého průměru má nižší výpočetní náročnost v porovnání s průměrováním hodnot ve 14 polích, ale v konečném čase dochází k chybám způsobených výpočtem v plovoucí desetinné řádce. Z tohoto důvodu je po ukončení činnosti v oblastech rozjezdu a brzdy, které jako jediné využívají hodnotu úhlové rychlosti, resetováno pole kruhové fronty.

Proud v ose  $q$  je podle obr. 5-2 regulován při rozjezdu na hodnotu 1,107 A (300 bitů), v případě brzdění je tento proud regulován na protiproud, jenž je regulován na výchozí hodnotu 1,107 A (300 bitů), která vzhledem k dynamickému ověřování brzděné dráhy může narůstat.

Vzhledem k tomu, že dynamické ověřování brzděné dráhy vyhodnotilo brzděnou dráhu jako krátkou, došlo k navýšení brzdícího proudu o hodnotu 0,31 A (84 bitů) a k přepočítání konstanty brzdění podle (4-5). Při sepnutí definované kombinace došlo ke směřování vysoké části proudu tekoucí vinutím do osy  $d$ , protože ke spínání definované kombinace dochází v blízkosti žádané polohy. V případě ověření splnění cílového pásma žádané polohy došlo k přepnutí do struktury polohového regulátoru, který vyhodnotil cílovou polohu jako dosaženou a výsledkem generace polohového regulátoru byl nulový vektor v rovině  $(\alpha, \beta)$ .



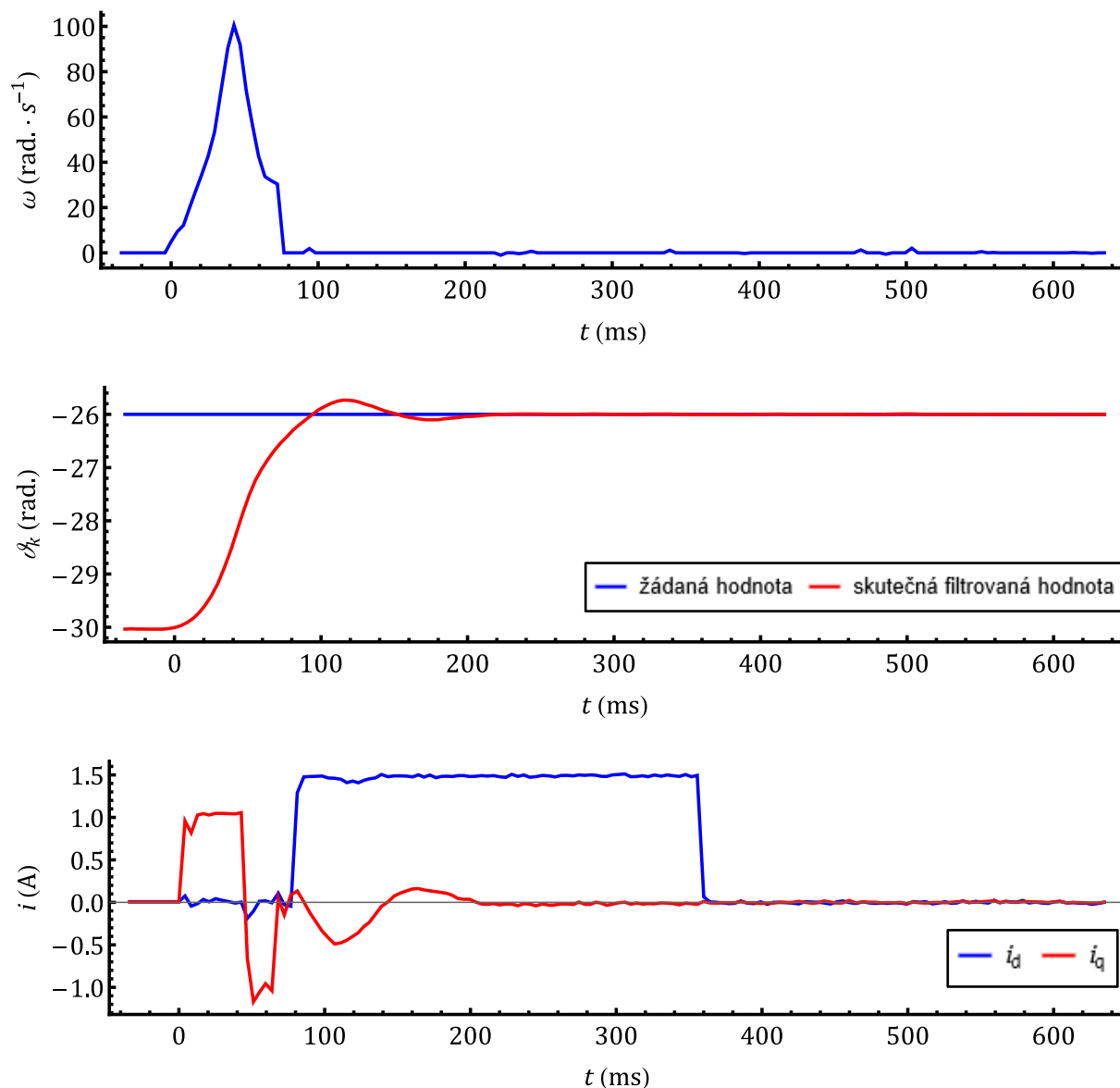
Obr. 5-3 Detail obr. 5-2 pro průběh filtrované polohy a zobrazení nefiltrované polohy

V obr. 5-3 lze pozorovat, že snímání polohy je nestabilní. V případě průběhu nefiltrované hodnoty polohy v čase  $t = 420$  ms se snímaná poloha nachází na hranici pásma 0,1 rad., ve kterém v tomto čase dochází k ověřování dosažení požadované polohy, a sepnutá definovaná kombinace směřuje pohyb jezdce do žádané polohy. V okamžicích po přepnutí do polohového regulátoru se nedokonalosti snímání polohy nacházejí v pásmu, jehož horní hranice je 0,12 rad., tudíž jsou tyto hodnoty filtrovány způsobem, který pro aktivaci vytváření akční veličiny vyžaduje, aby se

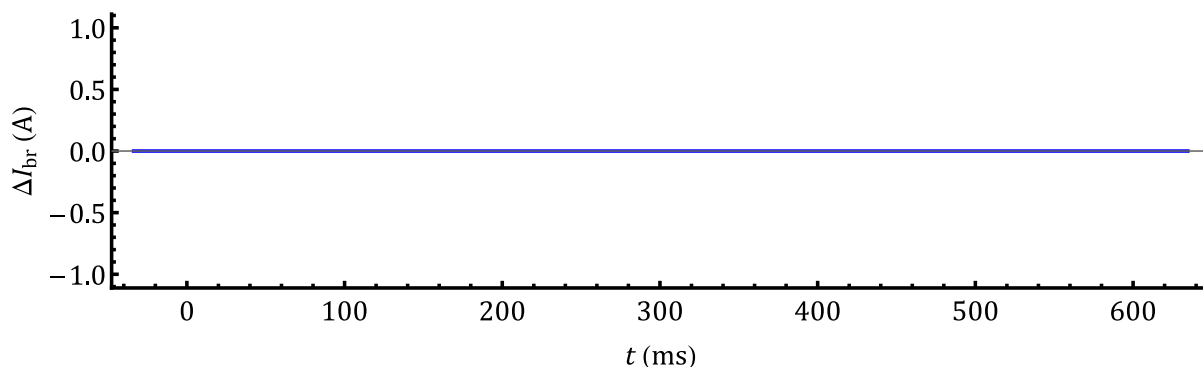
v intervalu (0,014; 0,12) rad. absolutní vzdálenosti od požadované polohy nacházely 4 po sobě měřené polohy. Nedochází tímto k vytváření akční veličiny a cílová poloha je vyhodnocena jako dosažená.

Filtrovaná poloha není vypočítávána mikroprocesorem, byla vyhodnocena dodatečně za účelem stanovení překmitů a dob splnění tolerančního pásma jako průměr 2 předchozích, analyzované hodnoty a 2 následujících hodnot pro každou analyzovanou hodnotu.

V obr. 5-4 jsou zobrazeny průběhy úhlové rychlosti, dosažení polohy, d a q složky proudu a navýšení brzdícího proudu během korekce brzdění. Tyto grafy jsou zobrazeny pro překonaný polohový rozdíl 4 rad. Cílová poloha je -26 rad., která se podle obr. 2-9 nachází v blízkosti lokálního minima nestability snímání polohy.



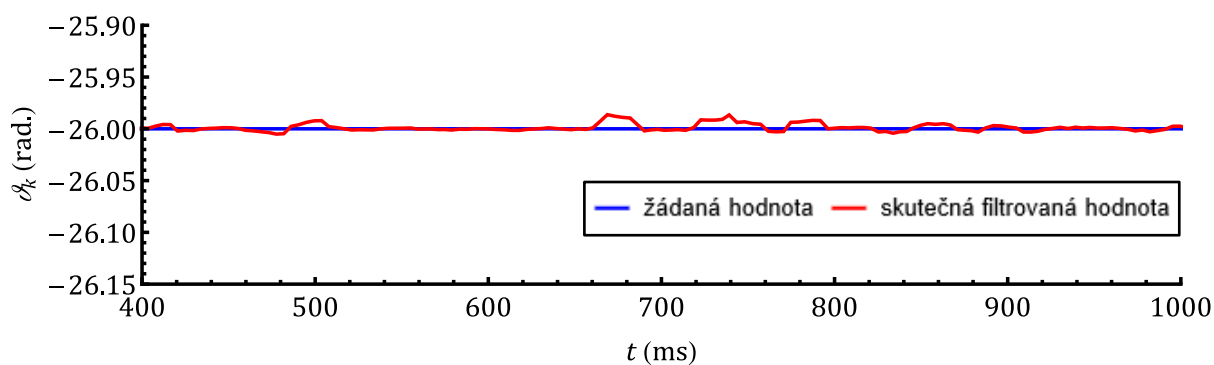
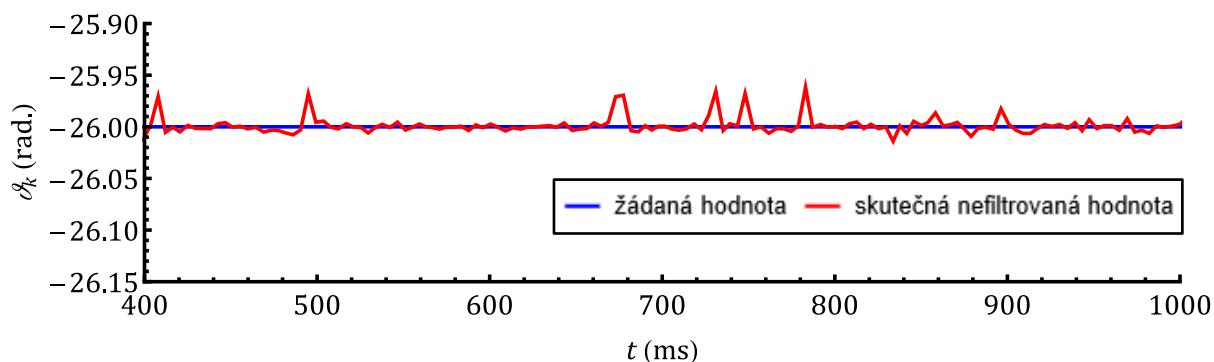
Obr. 5-4a Průběhy hodnot vypočítaných mikroprocesorem při polohování jezdce o 4 rad.



Obr. 5-4b Průběhy hodnot vypočítaných mikroprocesorem při polohování jezdce o 4 rad.

V případě průběhu navýšení proudu během brzdění v tomto případě nedošlo k vyhodnocení nedostatečné délky brzdné dráhy, tudíž žádaný brzdící proud zůstal po celou dobu brzdění konstantní.

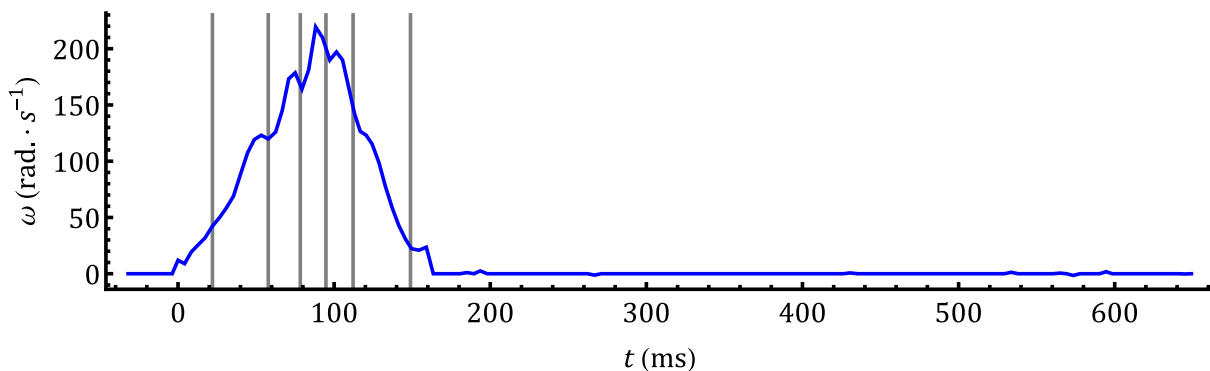
Průběh snímané polohy podle obr. 5-5 zobrazuje, že v bodech, ve kterých dochází k nestabilitě snímání polohy, je odchylka zhruba třetinová oproti průběhu zobrazenému v obr. 5-3.



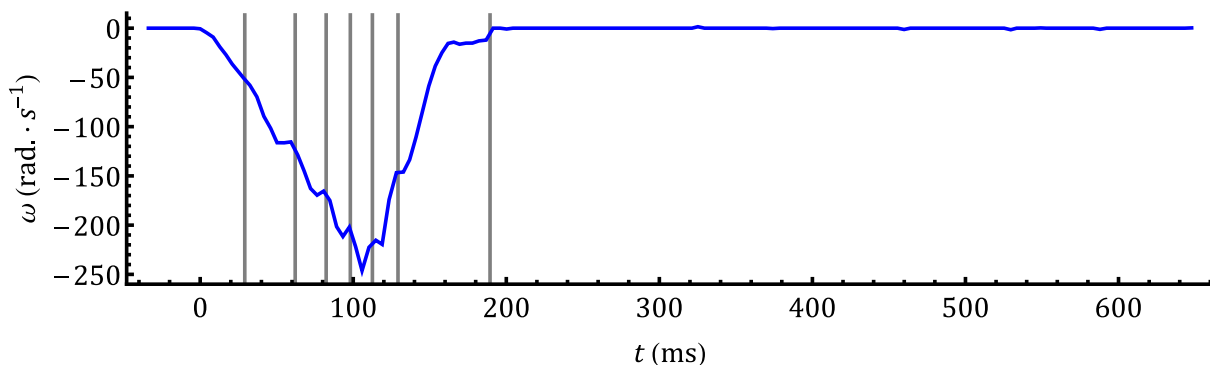
Obr. 5-5 Detail obr. 5-4 pro průběh filtrované polohy a zobrazení nefiltrované polohy

## 5.4 Vliv snímání polohy na výpočet a filtr úhlové rychlosti

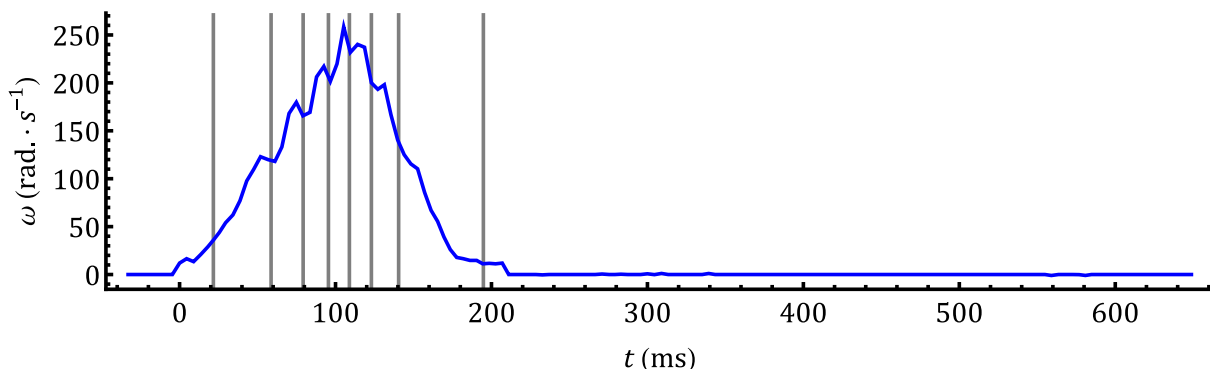
Nedokonalosti snímání polohy ovlivňují průběh filtrované úhlové rychlosti. V obr. 5-6 až 5-12 jsou zobrazeny průběhy úhlových rychlostí, ve kterých veškeré svíslé mřížky odpovídají maximům nestability polohy odpovídající stejným polohám, jaké jsou znázorněny v obr. 2-9.



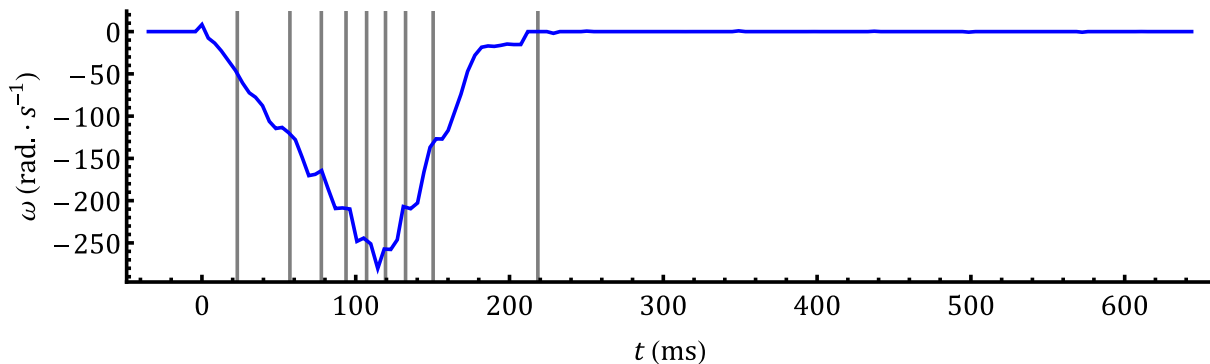
Obr. 5-6 Nestability snímání úhlové rychlosti při polohování o 17 rad.



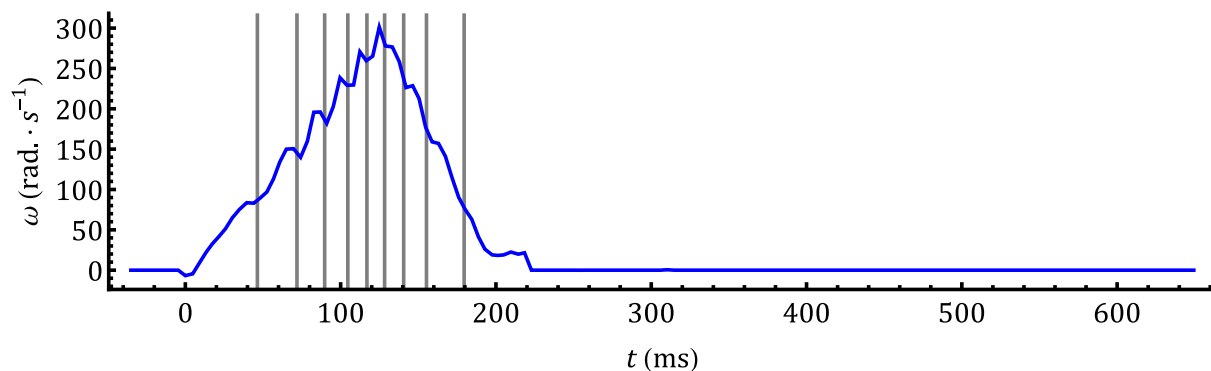
Obr. 5-7 Nestability snímání úhlové rychlosti při polohování o 20 rad.



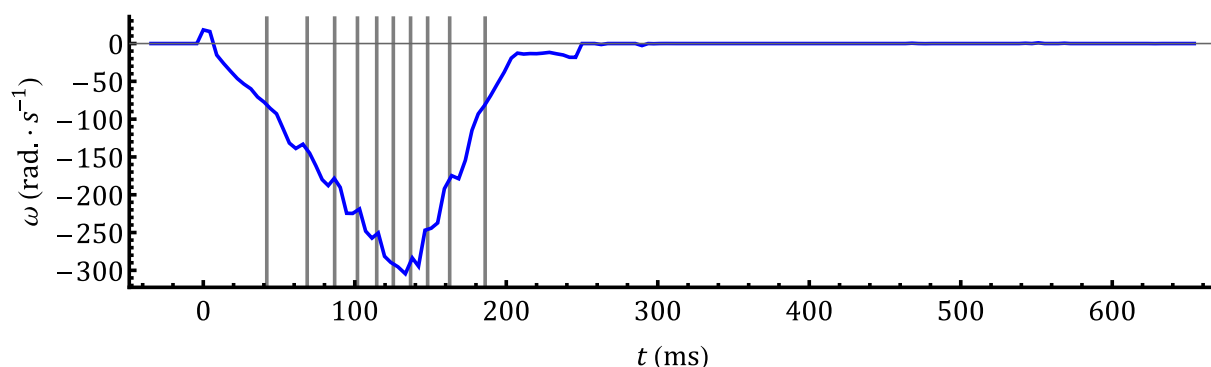
Obr. 5-8 Nestability snímání úhlové rychlosti při polohování o 23 rad.



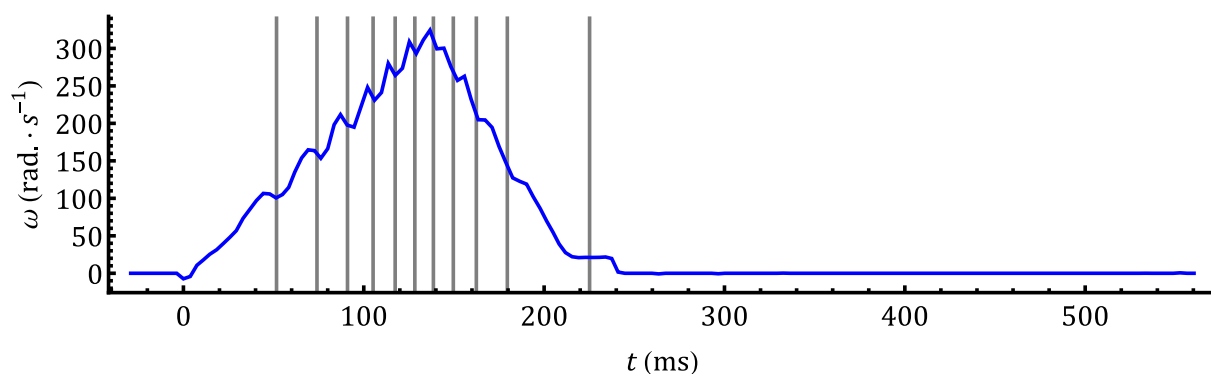
Obr. 5-9 Nestability snímání úhlové rychlosti při polohování o 26 rad.



Obr. 5-10 Nestability snímání úhlové rychlosti při polohování o 29 rad.



Obr. 5-11 Nestability snímání úhlové rychlosti při polohování o 32 rad.

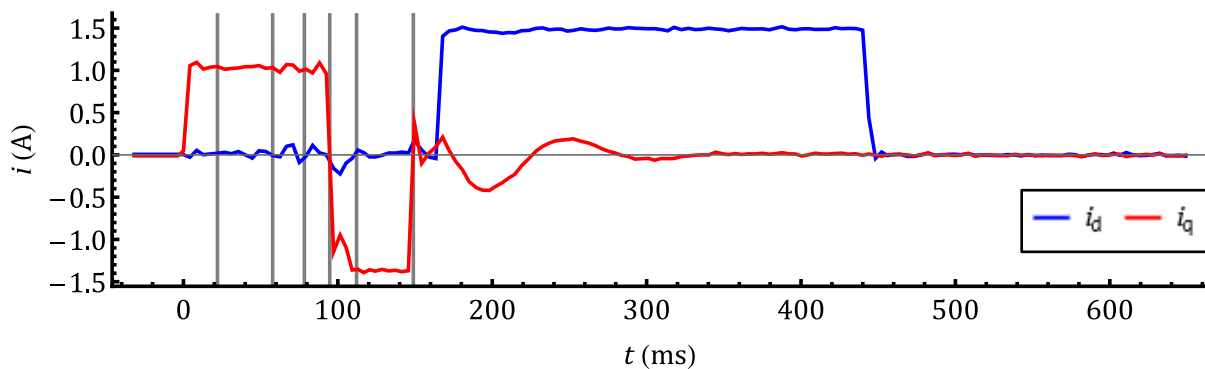


Obr. 5-12 Nestability snímání úhlové rychlosti při polohování o 35 rad.

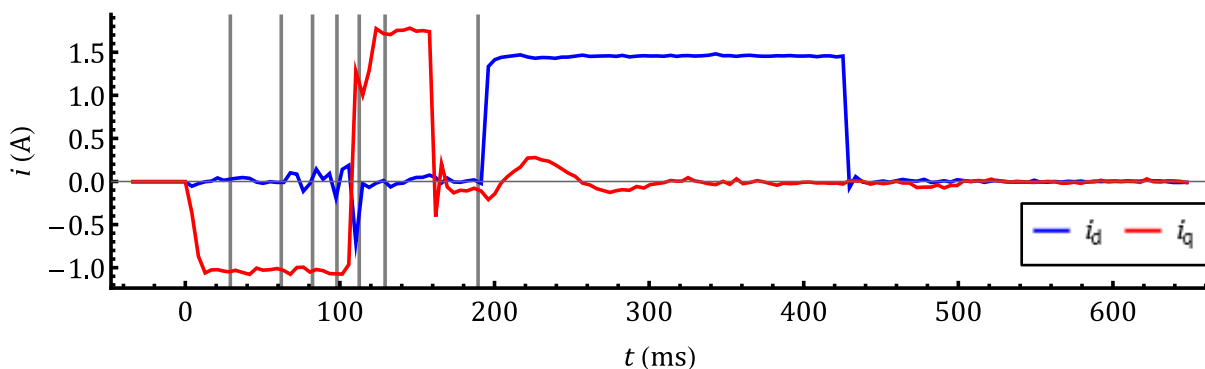
Lze pozorovat, že nestabilně snímané polohy způsobují pokles snímané úhlové rychlosti, pokud skutečná úhlová rychlost při rozjezdu narůstá. V případě, že skutečná úhlová rychlost při rozjezdu klesá (jezdec se rozjíždí na opačnou stranu), dochází v bodech nestability k nárůstu úhlové rychlosti.

## 5.5 Vliv snímání polohy na regulaci

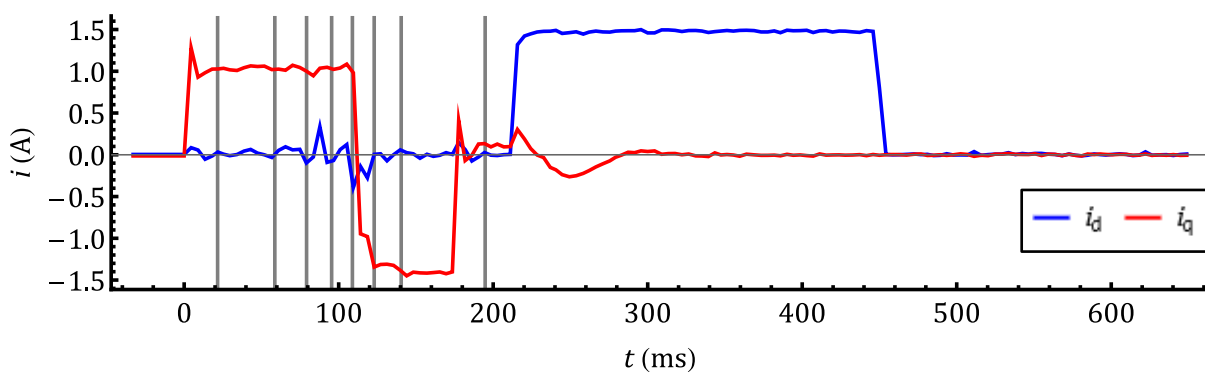
Nestabilita snímání polohy ovlivňuje také regulaci. V obr. 5-13 až 5-19 zobrazujících regulaci proudů jsou umístěny stejné svislé mřížky jako v obr. 5-6 až 5-12.



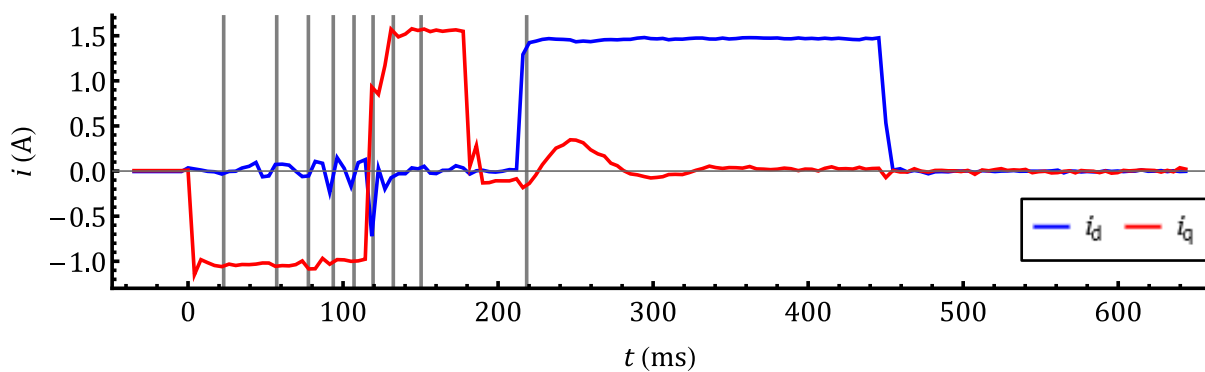
Obr. 5-13 Vliv nestability snímání polohy na regulaci při polohování o 17 rad.



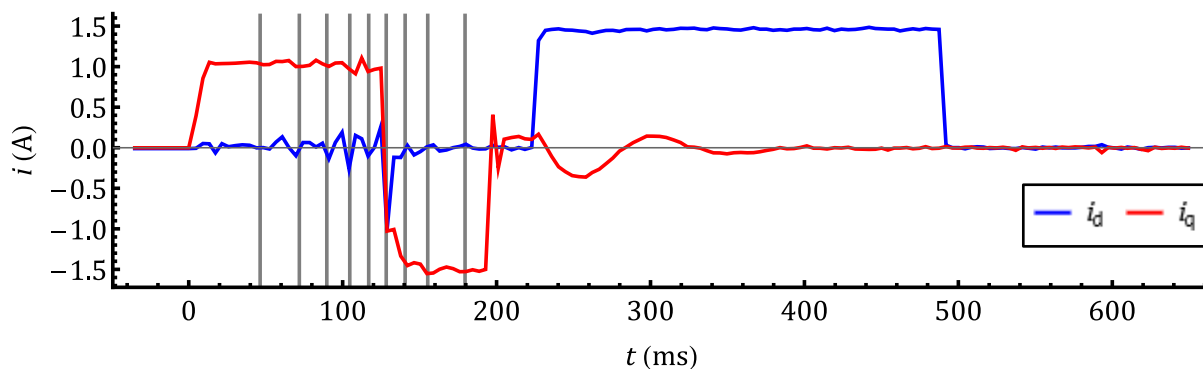
Obr. 5-14 Vliv nestability snímání polohy na regulaci při polohování o 20 rad.



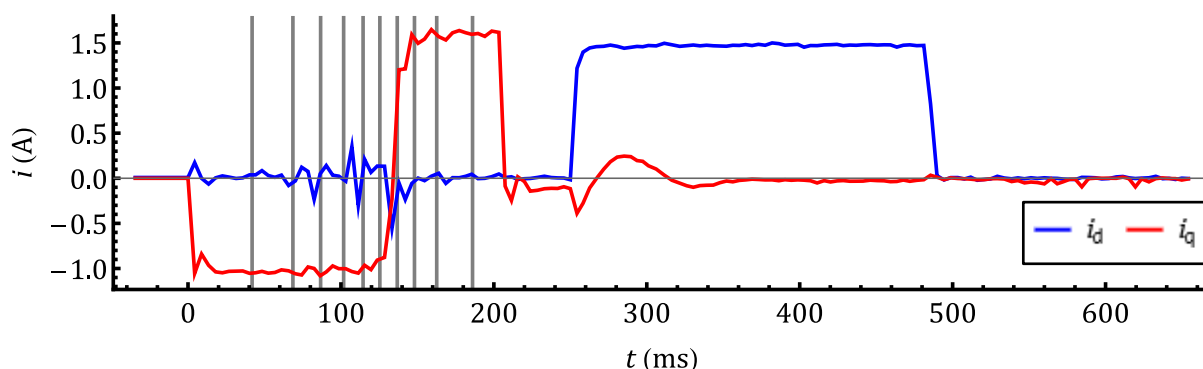
Obr. 5-15 Vliv nestability snímání polohy na regulaci při polohování o 23 rad.



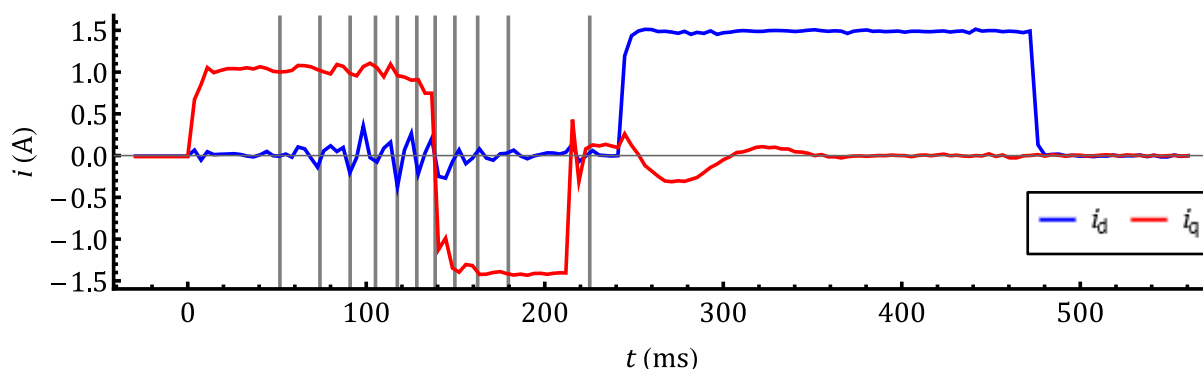
Obr. 5-16 Vliv nestability snímání polohy na regulaci při polohování o 26 rad.



Obr. 5-17 Vliv nestability snímání polohy na regulaci při polohování o 29 rad.



Obr. 5-18 Vliv nestability snímání polohy na regulaci při polohování o 32 rad.



Obr. 5-19 Vliv nestability snímání polohy na regulaci při polohování o 35 rad.

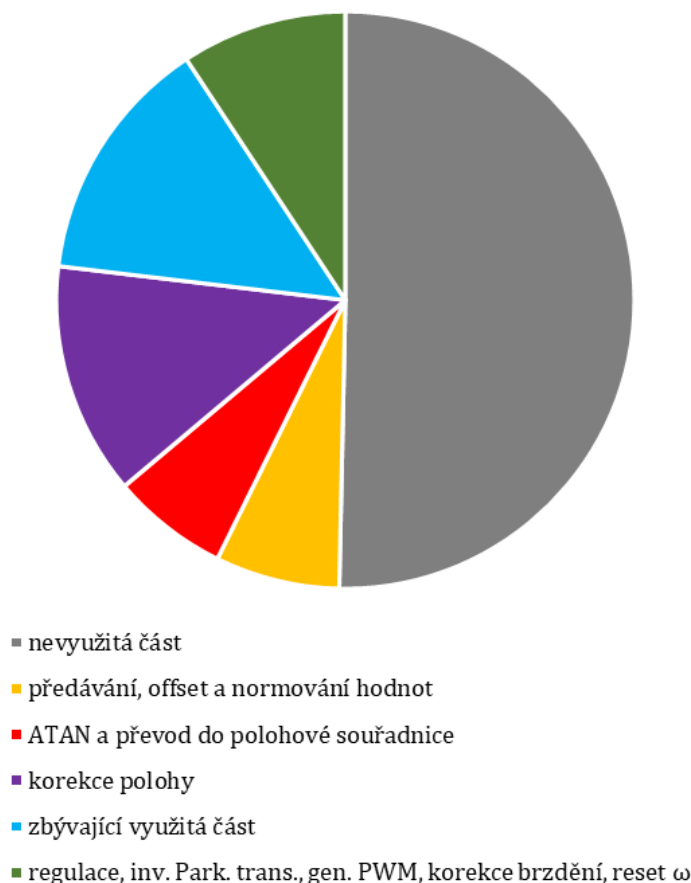
Lze pozorovat, že d složka je vzhledem ke q složce mnohem více ovlivněna nedokonalostmi snímání polohy. To je způsobeno tím, že vychýlení fázoru proudu v obr. 1-1 části a) o malý úhel způsobí výraznou změnu jeho složky v ose d (dáno vlastnostmi funkcí sinus a kosinus).

Obr. 5-13 až 5-19 zobrazují, že nedokonalosti snímání polohy mají vliv na regulaci, ale nejde v jejich případě o výrazný podíl na nedokonalostech regulace. Nestabilní místa na polohové ose zobrazená v obr. 5-13 až 5-19 v odpovídajících časech často přísluší extrémům naměřeného proudu v ose d při rozjezdu a brzdě, ale není pravidlem, že při rozjezdu jsou tyto extrémy vždy na kladné nebo záporné polorovině osy d. Vliv na regulaci má kromě nedokonalostí naladění regulátorů také nízká modulační frekvence, která se silně projevuje při vysokých úhlových rychlostech.

## 5.6 Vytíženost hlavní programové smyčky

Hlavní programová smyčka, jejíž vytíženost zobrazuje obr. 5-20, je při použité modulační frekvenci 2000 Hz vytížena zhruba z 50 %, kde přibližně 33  $\mu$ s zabírá provedení výpočtu

arkustangentové metody podle (1-8) společně s převedením do polohové souřadnice, 65  $\mu\text{s}$  trvá provedení korekce polohy interpolací 1. řádu, 46  $\mu\text{s}$  zabírá část hlavní programové smyčky začínající rozhodnutím o oblasti polohového řízení, která následně přes regulace provádí kroky až po vypočítání hodnot pro 3 compare registry pro další takt, 35  $\mu\text{s}$  trvá předávání naměřených hodnot z AD převodníků společně s odečítáním offsetu a jejich normováním a 69  $\mu\text{s}$  trvají zbývající výpočty. Tato vytíženost je zobrazena v obr. 5-20 pro stav brzdění, ve kterém je vzhledem k dynamickému ověřování brzdě dráhy vytíženost nejvyšší.

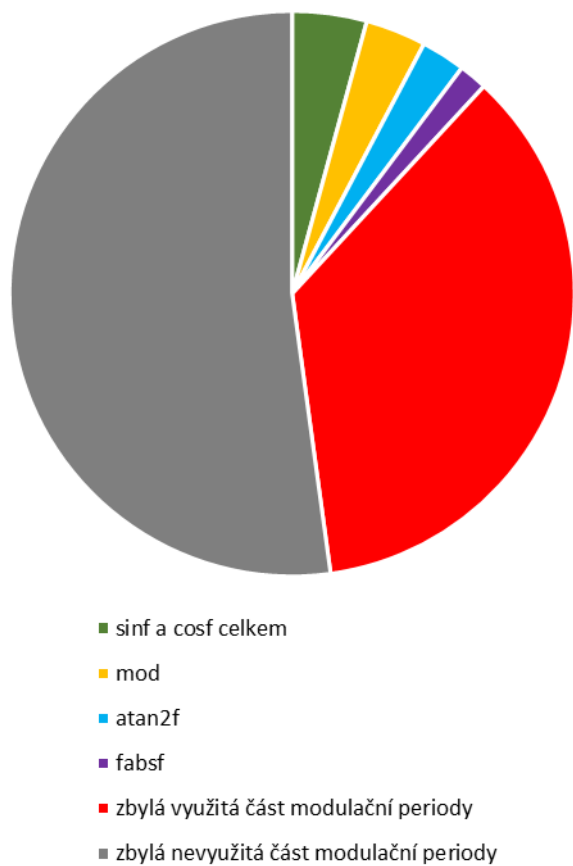


Obr. 5-20 Vytíženost hlavní programové smyčky

Výpočet hodnot sinus ( $\sin f$ ) a kosinus ( $\cos f$ ) pomocí funkcí z knihovny  $\text{math.h}$  zabere při výpočtu těchto hodnot pro jeden úhel 11  $\mu\text{s}$ , použití funkce  $\text{mod}$  trvá 17  $\mu\text{s}$  a použití čtyřkvadrantové funkce tangens ( $\text{atan2f}$ ) využívá 13  $\mu\text{s}$ . Funkce  $\text{fabsf}$  využívá 1,3  $\mu\text{s}$ .

Funkce  $\sin f$  je využita během polohování 2x na jeden takt stejně jako funkce  $\cos f$ . Funkce  $\text{mod}$  a  $\text{atan2f}$  jsou využity 1x za takt. Funkce  $\text{fabsf}$  je využita v jednom taktu nanejvýš 6x (6x v případě aktivního polohového regulátoru). Na obr. 5-21 je znázorněno poměrné zatížení hlavní programové smyčky funkcemi z knihovny  $\text{math.h}$ . Uvedené časové hodnoty jsou zaokrouhlené a orientační, každá tato hodnota je uvedena jako maximální naměřený časový úsek.





Obr. 5-21 Vytíženost hlavní programové smyčky při aktivním polohovém regulátoru

---

## ZÁVĚR

Na přípravku lineárního pohonu byla ověřena funkčnost navržených algoritmů pro detekci polohy pomocí hallových senzorů, principů řízení synchronního motoru s permanentními magnety a polohového řízení jezdce.

Naměřené průběhy zobrazují, že snímání polohy s pomocí hallových senzorů lze použít jako alternativu k jiným způsobům snímání polohy jezdce. V přípravku lineárního pohonu jsou hallové senzory posazeny relativně přesně tak, aby úhlová vzdálenost mezi oběma snímanými průběhy byla přibližně  $\pi/2$  rad., což umožňuje, aby mohl být přípravek funkční pro nenáročné aplikace i bez korekce polohové souřadnice. V takovém případě je dostačující pouze stanovení konstantního offsetu měřeného úhlu.

Spolehlivost polohovacích procesů, tj. např. přesný výpočet brzdě dráhy na základě maxima úhlové rychlosti, v případě použitého přípravku vyžaduje, aby snímání polohové souřadnice bylo kompenzované, co se týče systematických chyb snímání polohové souřadnice. Navíc je pro další zlepšení kvality polohování nutné, aby měřené výstupy z hallových senzorů vykazovaly zanedbatelné minimum náhodných chyb snímání magnetického pole. Nedokonalosti snímání polohy ovlivňují kvalitu regulace proudů, kvalitu výpočtu úhlové rychlosti z polohové souřadnice a kvalitu polohového řízení.

Systematické chyby snímání polohy způsobují v případě, že se nejedná o konstantní offset měřeného úhlu, silnou závislost regulačních pochodů a tímto i polohovacích průběhů na výchozí a žádané poloze v případě stejných překonávaných vzdáleností. Tuto závislost navíc zesiluje skutečnost, že magnetické pole tohoto přípravku v rámci polohové souřadnice není periodické.

Náhodné chyby snímání polohy vedou k nutnosti filtrovat úhlovou rychlost při jejím výpočtu z polohové souřadnice, což omezuje dynamické vlastnosti a snižuje přesnost stanovení brzdě dráhy. Navíc náhodné chyby omezují požadavky na minimální toleranční pásmo cílové dosažené polohy a na dynamiku reakce polohového řízení při vychýlení jezdce z požadované polohy. Při vzniklých náhodných chybách, které neodpovídají reálnému vychýlení jezdce z jeho dosažené požadované polohy, je reakce polohového řízení filtrována, aby nedocházelo k vychýlování jezdce z dosažené polohy. Tímto dochází ke snížení dynamiky reakce polohového řízení na vychýlení jezdce ze žádané polohy.

Jako prioritu technických požadavků na tento prototyp lineárního pohonu v případě jeho opakovaného sestavení uvádím zajištění kvalitních senzorů společně s kvalitním způsobem převodu jejich signálů do digitální podoby. Na základě stanovení korekční funkce popsané v kapitole 2 se ukázalo, že eliminace náhodných chyb způsobených senzory je nutná pro eliminaci systematických chyb.

Přesné posazení hallových senzorů nepovažuji za nutnost, protože je nutná kompenzace snímané polohy i v případě přesného posazení hallových senzorů vzhledem ke snímanému magnetickému poli a kompenzace nepřesností snímané polohy eliminuje nedokonalosti posazení hallových senzorů. Je však vhodné základní přesnost posazení hallových senzorů zajistit, aby mohl být jezdec spolehlivě směřován do oblasti zeslabeného magnetického pole bez nutnosti kompenzovat magnetické pole během inicializačního procesu, a navíc je tato základní přesnost vhodná pro minimalizaci rozdílu mezi jednotlivými naměřenými kalibračními hodnotami kvůli přesnosti kalibrační funkce.

Nevylučuji, že u jiného prototypu lineárního pohonu, jehož snímané magnetické pole nevyžaduje kompenzaci, je vhodnější se zaměřit na přesné posazení hallových senzorů a vynechat kompenzaci nepřesností snímaného magnetického pole vzhledem k tomu, že kompenzace polohy nebo jakéhokoliv vstupu z hallové sondy zatěžuje mikroprocesor dodatečnými výpočty, což vede na omezení taktovací frekvence, a tím je ovlivněna regulace proudů při vysokých úhlových rychlostech.

---

Dynamické ověřování brzdné dráhy a postupné navyšování brzdícího proudu v ose  $q$  se ukázalo jako spolehlivé a funkční kompenzování nepřesného stanovení úhlové rychlosti z polohy, která je zatížena převážně náhodnými chybami.

Spínání napěťového vektoru v rovině  $\alpha$  a  $\beta$ , který má stejné úhlové natočení jako je hodnota žádané polohy, zajistilo spolehlivé dosahování polohy v případě poloh blízkých žádané poloze vzhledem k tomu, že tento způsob polohování není zatížen náhodnými chybami snímání polohy. Tento způsob není vhodný v případě, že snímání polohové souřadnice vykazuje zanedbatelné náhodné chyby, protože vzhledem k absenci regulátorů dochází k omezení na průběh polohování zpravidla s překmitem, který by mohl být nižší nebo žádný v případě regulace zvláště v osách  $d$  a  $q$ . Navíc je proud tekoucí vinutím v tomto případě nesmyslně soustředěn z podstatné části do osy  $d$ .

---

## LITERATURA

- [1] J. Pavelka a J. Zděnek, *Elektrické pohony a jejich řízení*. 2. vyd. Praha: České vysoké učení technické, 2015. ISBN 978-80-01-05785-8.
- [2] P. Koblre a J. Pavelka, *Elektrické pohony a jejich řízení*. 3. přepracované vyd. Praha: České vysoké učení technické, 2016. ISBN 978-80-01-06007-0.
- [3] STMicroelectronics. *1500 W motor control power board based on STGIB15CH60TS-L SLLIMM™ 2nd series IPM*. Sep. 2019. [cit. 7. dubna 2022]. Dostupné z: [https://www.st.com/resource/en/user\\_manual/um2014-1500-w-motor-control-power-board-based-on-stgib15ch60tsl-sllimm-2nd-series-ipm-stmicroelectronics.pdf](https://www.st.com/resource/en/user_manual/um2014-1500-w-motor-control-power-board-based-on-stgib15ch60tsl-sllimm-2nd-series-ipm-stmicroelectronics.pdf).
- [4] LIPČÁK, Ondřej. *Frekvenční měnič a jeho řízení, zkreslení výstupního napětí* [online]. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, 2021. [cit. 5. dubna 2022]. Dostupné z: [https://moodle.fel.cvut.cz/pluginfile.php/310669/mod\\_resource/content/9/B1M14EPT\\_st\\_ridac.pdf](https://moodle.fel.cvut.cz/pluginfile.php/310669/mod_resource/content/9/B1M14EPT_st_ridac.pdf).
- [5] ZDĚNEK, Jiří. *Speciální obvody a jejich programování v „C“ 1. díl* [online]. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, 2019. [cit. 5. dubna 2022]. Dostupné z: [https://moodle.fel.cvut.cz/pluginfile.php/224856/mod\\_resource/content/0/B1B14MIS-2019-08z-spec-obvody-a-C.pdf](https://moodle.fel.cvut.cz/pluginfile.php/224856/mod_resource/content/0/B1B14MIS-2019-08z-spec-obvody-a-C.pdf).
- [6] D. Jäschke, “BĚŽÍCÍ TEXT POMOCÍ ST NUCLEO,” *bakalářská práce*, ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektrických pohonů a trakce, 2020. Dostupné z: [https://dspace.cvut.cz/bitstream/handle/10467/89816/F3-BP-2020-Jaschke-David-Bezici\\_text\\_pomoci\\_ST\\_NUCLEO.pdf?sequence=-1&isAllowed=y](https://dspace.cvut.cz/bitstream/handle/10467/89816/F3-BP-2020-Jaschke-David-Bezici_text_pomoci_ST_NUCLEO.pdf?sequence=-1&isAllowed=y).
- [7] HAVLÍČEK, Radek. *Regulátory* [online]. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, 2019. [cit. 5. dubna 2022]. Dostupné z: [https://moodle.fel.cvut.cz/pluginfile.php/251392/mod\\_resource/content/2/B1M14REP%20P6%20Regul%C3%A1tory.pdf](https://moodle.fel.cvut.cz/pluginfile.php/251392/mod_resource/content/2/B1M14REP%20P6%20Regul%C3%A1tory.pdf).
- [8] ZDĚNEK, Jiří. *Digitální (číslicový) regulátor (část 2)* [online]. České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, 2022. [cit. 5. dubna 2022]. Dostupné z: [https://moodle.fel.cvut.cz/pluginfile.php/343391/mod\\_resource/content/3/B1M14DEP-2022-08z-cislicovy-regulator-2.pdf](https://moodle.fel.cvut.cz/pluginfile.php/343391/mod_resource/content/3/B1M14DEP-2022-08z-cislicovy-regulator-2.pdf).
- [9] J. Černý, “Mikrokontrolérem řízený regulátor třífázového BLDC motoru,” *diplomová práce*, ČVUT v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra mikroelektroniky, 2015. Dostupné z: [https://dspace.cvut.cz/bitstream/handle/10467/61755/F3-DP-2015-Cerny-Jan-DP\\_final.pdf?sequence=1&isAllowed=y](https://dspace.cvut.cz/bitstream/handle/10467/61755/F3-DP-2015-Cerny-Jan-DP_final.pdf?sequence=1&isAllowed=y).
- [10] Q. Haoye and W. Zhong, “Angle Tracking Observer with Improved Accuracy for Resolver-to-Digital Conversion,” in *Symmetry*. vol. 2019, no. 11, pp. 1347-1364, Oct. 2019. Dostupné z: <https://www.mdpi.com/2073-8994/11/11/1347/pdf>.
- [11] STMicroelectronics. *RM0316 Reference manual*. Jan. 2017. [cit. 1. května 2022]. Dostupné z: [https://www.st.com/resource/en/reference\\_manual/dm00043574-stm32f303xb-c-d-e-stm32f303x6-8-stm32f328x8-stm32f358xc-stm32f398xe-advanced-arm-based-mcus-stmicroelectronics.pdf](https://www.st.com/resource/en/reference_manual/dm00043574-stm32f303xb-c-d-e-stm32f303x6-8-stm32f328x8-stm32f358xc-stm32f398xe-advanced-arm-based-mcus-stmicroelectronics.pdf).
- [12] LEV, Miroslav. *Digitální řízení elektrických pohonů* [online přednáška]. Praha, České vysoké učení technické v Praze, Fakulta elektrotechnická, Katedra elektrických pohonů a trakce, 23. 2. 2021.

## PŘÍLOHA A: SEZNAM SYMBOLŮ A ZKRATEK

### A.1 Seznam symbolů

$a$ ( $m \cdot s^{-2}$ )	zrychlení
$\delta$ (rad.)	fázový posun mezi $\hat{E}$ a $\hat{\Phi}_{PM}$
$\Delta I_{br}$ (A)	navýšení brzdícího proudu
$\Delta \vartheta_k$ (rad.)	odchylka mezi transformačním úhlem měřeným a blížícím se skutečné hodnotě
$\Delta \vartheta_{ke}$ (rad.)	maximální naměřená absolutní vzdálenost od průměru hodnoty $\Delta \vartheta_k$
$\hat{E}$ (V)	vnitřní indukované napětí SMPM
$\varphi$ (rad.)	fázový posun mezi $\hat{I}_s$ a $\hat{U}$
$\hat{\Phi}_{PM}$ (Wb)	magnetický tok vyvolaný permanentními magnety
$HALL1$ (-)	normovaný signál vstupu z hallové sondy č. 1
$HALL2$ (-)	normovaný signál vstupu z hallové sondy č. 2
$i$ (A)	elektrický proud
$i_1$ (A)	proud tekoucí fází U do motoru
$i_2$ (A)	proud tekoucí fází V do motoru
$i_3$ (A)	proud tekoucí fází W do motoru
$i_\alpha$ (A)	proud tekoucí v ose $\alpha$
$i_\beta$ (A)	proud tekoucí v ose $\beta$
$i_d$ (A)	proud tekoucí v ose d
$i_q$ (A)	proud tekoucí v ose q
isum (-)	strojová realizace akumulace integrační složky proudového regulátoru
$I_{br0}$ (A)	konstanta počátečního brzdícího proudu
$\hat{I}_s$ (A)	fázor statorového proudu SMPM
$\hat{I}_{sd}$ (A)	projekce $\hat{I}_s$ do osy d
$\hat{I}_{sq}$ (A)	projekce $\hat{I}_s$ do osy q
$k_{br}$ ( $m^{-1} \cdot s^2$ )	konstanta brzdění
$k_{KB}$ (-)	korekční koeficient konstanty brzdění
$K$ (-)	transformační konstanta
$\lambda$ (-)	poměrná změna poloměru množiny generovatelných napět'ových vektorů
$L_s$ (H)	náhradní statorová indukčnost SMPM
$\omega$ (rad. $\cdot$ $s^{-1}$ )	úhlová frekvence
$R_s$ ( $\Omega$ )	náhradní statorový odpor SMPM
$R_{SH1}$ ( $\Omega$ )	odpor bočníkového rezistoru napět'ového střídače
$R_{SH2}$ ( $\Omega$ )	odpor bočníkového rezistoru napět'ového střídače
$R_{SH3}$ ( $\Omega$ )	odpor bočníkového rezistoru napět'ového střídače
$s$ (m)	dráha
$t$ (s)	čas
$T_{0min}$ (s)	požadovaná minimální doba trvání nulového vektoru
$T_{PWM}$ (s)	modulační perioda
$\vartheta$ (rad.)	fázový posun mezi $\hat{U}$ a $\hat{E}$
$\vartheta_k$ (rad.)	transformační úhel, polohová souřadnice
$u$ (V)	elektrické napětí
$u_\alpha$ (V)	elektrické napětí v ose $\alpha$
$u_\beta$ (V)	elektrické napětí v ose $\beta$
$u_d$ (V)	elektrické napětí v ose d
$u_q$ (V)	elektrické napětí v ose q
$\hat{U}$ (V)	fázové napájecí napětí SMPM
$U_{DC}$ (V)	stejnoseměrné napájecí napětí napět'ového střídače

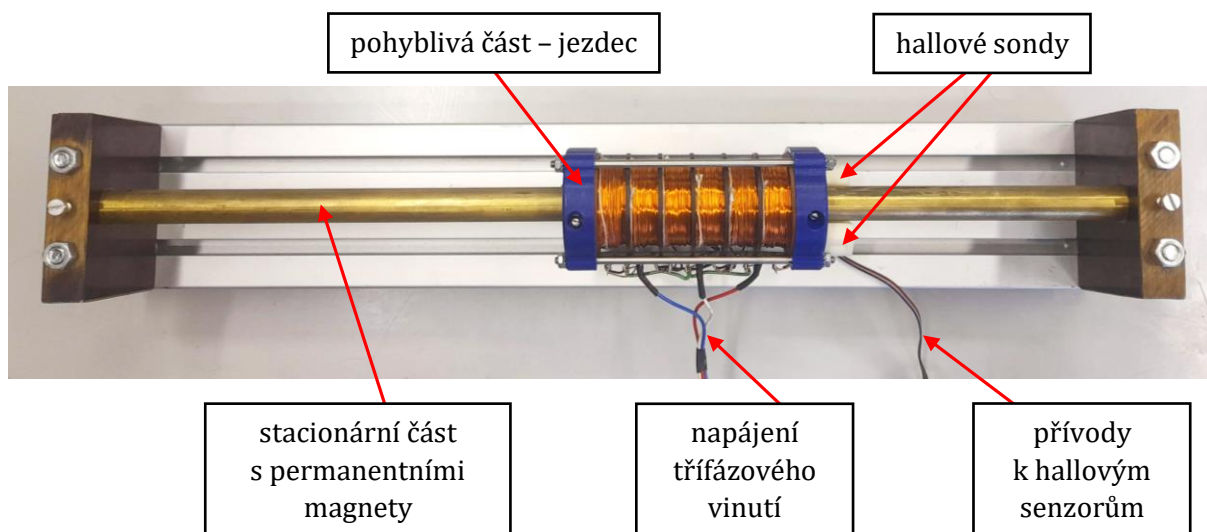
---

$U_{RSH1}$ (V)	napětí na $R_{SH1}$
$U_{RSH2}$ (V)	napětí na $R_{SH2}$
$U_{RSH3}$ (V)	napětí na $R_{SH3}$
$u_{\sin}$ (-)	vstupní sinusový signál
$u_{\cos}$ (-)	vstupní kosinusový signál
$v$ ( $m \cdot s^{-1}$ )	rychlost
$v_{\max}$ ( $m \cdot s^{-1}$ )	počáteční rychlost brzdícího procesu
$v_{\min}$ ( $m \cdot s^{-1}$ )	konečná rychlost brzdícího procesu

### **A.1.1 Seznam zkratk**

SMPM	synchronní motor s permanentními magnety
PWM	pulzně šířková modulace
AD	analogově-digitální
OZMP	oblast zeslabeného magnetického pole

## PŘÍLOHA B: PŘÍPRAVEK LINEÁRNÍHO POHONU



Obr. B-1 Přípravek lineárního pohonu

---

## **PŘÍLOHA C: SEZNAM DIGITÁLNÍHO OBSAHU**

### **C.1 Software vytvořený autorem**

`\soubory STM32CubeIDE\DP\Core\Src\main.c`

Části kódu mimo oblasti vymezené komentáři „USER CODE BEGIN...“ a „USER CODE END...“ jsou generovány automaticky vývojovým prostředím na základě nastavení parametrů v uživatelském rozhraní.

Princip digitální realizace a sled strojových instrukcí Anti-Wind-Up PI regulátoru je převzatý z [8].

Princip filtru zákmitů mechanického tlačítka a jeho sled strojových instrukcí včetně počáteční inicializace je převzatý z [12].

`\soubory STM32CubeIDE\DP\Core\Inc\kalibrace.h`

`\soubory Wolfram Mathematica\Analýza magnetického pole.nb`

`\soubory Wolfram Mathematica\Korekce úhlu.nb`

`\soubory Wolfram Mathematica\Lineární kombinace.nb`

`\soubory Wolfram Mathematica\Průběhy polohování.nb`

Naměřená data, která zpracovávají uvedené skripty v programu Wolfram Mathematica, jsou uvedeny v souboru „`\soubory Wolfram Mathematica\Seznam naměřených dat.txt`“.

### **C.2 Software automaticky generovaný vývojovým prostředím**

Zbývající soubory prostředí STM32CubeIDE jsou vývojovým prostředím automaticky generovány (na základě nastavení parametrů v uživatelském rozhraní).