

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

**ALGORITMY BEZSNÍMAČOVÉHO ŘÍZENÍ
SYNCHRONNÍHO MOTORU
S PERMANENTNÍMI MAGNETY**

Doktorand: Ing. Libor Veselý

Školitel: Doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.

Abstrakt

V rámci disertační práce byly řešeny algoritmy bezsnímačového řízení pro synchronní motory s permanentními magnety. Pro odhad rychlosti a polohy rotoru v oblasti vyšších otáček byl testován algoritmus založený na struktuře MRAS. Dále byl ověřen klasický přístup, využívající algoritmu rozšířené Kalmanovy filtrace pro odhad polohy a otáček za předpokladu konstantních otáček rotoru, jakož i modifikace modelu uvažující proměnné otáčky. Tyto algoritmy nejsou schopny pracovat v pásmu nízkých otáček, proto byl navrhnout nový algoritmus. Tento algoritmus je opět postaven na rozšířené Kalmanově filtraci a pracuje s modelem, který popisuje statorové změny indukčnosti ve statorových souřadnicích α - β systému. Při rozběhu motoru z nulových otáček vzniká potřeba znalosti počátečního nastavení rotoru. Algoritmus pro detekci počáteční polohy rotoru využívá injektování vysokofrekvenční složky.

Klíčová slova

Bezsnímačové řízení, synchronní motor s permanentními magnety, MRAS, rozšířený Kalmanův filtr, korelace

Abstract

Algorithms of sensorless control of surface permanent magnet synchronous motors are discussed in the dissertation thesis. A method for position and speed estimation in high-speed region based on model reference adaptive system is described. Furthermore, classical approach using Kalman filtering was verified. Kalman filter expected the rotor speed to be constant as a modification of model using variable speed approach. These algorithms are not able to work at low speed region, thus a new method was proposed. This method is designed based on extended Kalman filtering and uses the model which describes the stator inductance changes in α - β coordinates. At motor start, knowledge of initial rotor setup is required. The algorithm for initial rotor angle using high frequencies injected into the motor was proposed.

Keywords

Sensorless control, permanent magnet synchronous machine, MRAS, extended Kalman filter, correlation analysis

Bibliografická citace:

VESELÝ, L. *Algoritmy bezsnímačového řízení synchronního motoru s permanentními magnety*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2013. 122s. Vedoucí disertační práce byl doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou disertační práci na téma Algoritmy bezsnímačového řízení synchronního motoru s permanentními magnety jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího disertační práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené disertační práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této disertační práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.“

V Brně dne: **19. dubna 2013**

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu disertační práce doc. Ing. Pavlu Václavkovi, Ph.D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé disertační práce.

V Brně dne: **19. dubna 2013**

.....
podpis autora

Obsah

Obsah	6
Značení a symboly	9
1 Úvod	11
2 Současný stav řešené problematiky a cíle práce	12
3 Rozdělení elektrických pohonů	14
3.1 Asynchronní motor	14
3.2 Synchronní motor	16
3.2.1 Permanentní magnety	17
3.3 Bezkartáčový stejnosměrný motor	20
3.4 Spínaný reluktanční motor	22
4 Matematický model synchronního motoru	24
4.1 TRANSFORMACE SOUŘADNIC	24
4.1.1 Clarkové transformace	24
4.1.2 Parkova transformace	26
4.2 MATEMATICKÝ MODEL SYNCHRONNÍHO MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY	28
4.2.1 Synchronní motor s permanentními magnety ve vzduchové mezeře	29
4.2.2 Synchronní motor s permanentními magnety uvnitř rotoru	33
5 Řízení elektrických pohonů	36
5.1 SKALÁRNÍ ŘÍZENÍ	36
5.1.1 Skalární řízení při konstantním statorovém toku	36
5.1.2 Skalární řízení při konstantním statorovém napětí	37
5.2 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ	37
5.2.1 Vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety ve vzduchové mezeře	38
5.2.2 Vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety uvnitř rotoru	39
5.2.3 Algoritmus maximalizující poměr velikosti momentu k velikosti proudu	40

5.2.4	Řídicí struktura vektorového řízení v d-q systému	43
6	Odhad polohy motoru pro vyšší rychlosti	50
6.1	METODA ODHADU POMOCÍ VYŠŠÍCH HARMONICKÝCH ZPĚTNÉHO ELEKTROMOTORICKÉHO NAPĚTÍ	50
6.1.1	Odhad pomocí třetí harmonické zpětného elektromotorického napětí	50
6.1.2	Analýza generovaného zpětného elektromotorického napětí	51
6.2	METODA ODHADU POMOCÍ STRUKTURY MRAS	56
6.2.1	Teorie	56
6.2.2	Simulace	58
6.2.3	Ověření algoritmu MRAS na reálném servopohonu	62
6.3	METODA ODHADU POMOCÍ ROZŠÍŘENÉHO KALMANOVA FILTRU	65
6.3.1	Úvod do algoritmu Kalmanova filtru v diskretním čase	65
6.3.2	Rozšířená Kalmanova filtrace	66
6.3.3	Rozšířený Kalmanův filtr aplikovaný na synchronní motor s permanentními magnety	68
6.3.4	Simulace algoritmu rozšířené Kalmanovy filtrace	70
6.3.5	Ověření algoritmu rozšířeného Kalmanova filtru na reálném servopohonu	74
6.3.6	Návrh na zlepšení odhadu pomocí rozšířeného Kalmanova filtru	75
6.3.7	Simulace algoritmu rozšířené Kalmanovy filtrace s modelem s vazbou proudu na změnu otáček	77
6.3.8	Ověření algoritmu rozšířeného Kalmanova filtru s modelem s vazbou proudu na změnu otáček na reálném servopohonu	81
6.3.9	Simulace algoritmu rozšířené Kalmanovy filtrace s modelem popisující statorové změny indukčností	84
7	Odhad počáteční polohy rotoru	87
7.1	Odhad počáteční polohy pro synchronní motory s permanentními magnety uvnitř rotoru	87
7.1.1	Identifikace L_d a L_q pomocí vysokofrekvenční složky	88
7.1.2	Princip použité korelace	90
7.1.3	Detekce polarit permanentního magnetu	92
8	Odhad polohy rotoru pro nízké otáčky	93
8.1	Odhad polohy v oblasti nízkých otáček pro synchronní motory s permanentními magnety uvnitř rotoru	93

8.1.1	Princip identifikace L_d a L_q pomocí vysokofrekvenční složky v otevřené smyčce řízení	93
8.1.2	Identifikace L_d a L_q pomocí vysokofrekvenční složky v uzavřené smyčce	94
9	Realizace	97
9.1	Řízení v reálném čase pomocí CompactRIO	97
9.1.1	Aplikace pro testování bezsnímačových algoritmů	98
9.2	Měření R_s , L_d , L_q a Ψ_{PM} parametrů PMSM	101
9.2.1	Měření odporu statoru R_s	101
9.2.2	Měření statorové indukčnosti v rotorových souřadnicích L_d , L_q	102
9.2.3	Měření magnetického toku permanentního magnetu	103
9.3	Generování pulsně šířkové modulace	104
9.3.1	Rychlá PWM	106
9.3.2	Fázově optimální PWM	106
9.3.3	Použitá PWM	106
9.4	Dead-time kompenzace	107
10	Závěr	112
	Seznam obrázků	114
	Seznam tabulek	117
	Literatura	118
	Příloha A	121

Značení a symboly

\mathbf{u}_s	vektor statorového napětí
u_d	velikost napětí v podélné ose d-q systému
u_q	velikost napětí v příčné ose d-q systému
u_α	statorové napětí popsané v α souřadnici α - β systému
u_β	statorové napětí popsané v β souřadnici α - β systému
\mathbf{i}_s	vektor statorového proudu
i_d	proudu v podélné ose d-q systému
i_q	proudu v příčné ose d-q systému
i_α	složka statorového proudu popsaného v α souřadnici α - β systému
i_β	složka statorového proudu popsaného v β souřadnici α - β systému
Ψ_s	vektor statorového magnetického toku
Ψ_d	magnetickému toku v podélné ose d-q systému
Ψ_q	magnetickému toku v příčné ose d-q systému
Ψ_{PM}	magnetický tok vyvolaný permanentním magnetem rotoru
θ	úhel natočení rotoru oproti statorovým souřadnicím
R_s	odpor statoru
L, L_s	velikost statorové indukčnosti
L_α	velikost α složky statorové indukčnosti v α - β systému
L_β	velikost β složky statorové indukčnosti v α - β systému
ω_r	mechanická úhlová rychlost rotoru
ω_s	elektrická úhlová rychlost rotoru
p_p	počet pólových dvojic
M_Z	zatěžovací moment
M_t	třecí moment

M_e	moment generovaný motorem
J_m	moment setrvačnosti rotoru
B	konstanta tlumení
s	skluz
v_k	šum měření
ϑ_k	šum systému
$\hat{\Psi}_{u\alpha}$	odhadovaný statorový tok napěťového modelu v ose α
$\hat{\Psi}_{u\beta}$	odhadovaný statorový tok napěťového modelu v ose β
$u_{c\alpha}$	korekční člen napěťového modelu v ose α
$u_{c\beta}$	korekční člen napěťového modelu v ose β
$\hat{\Psi}_{i\alpha}$	odhadovaný statorový tok proudového modelu v ose α
$\hat{\Psi}_{i\beta}$	odhadovaný statorový tok proudového modelu v ose β
L_k	Kalmanovo zesílení
J	Jakobián systému
P	kovarianční matice chyb odhadu
Q	kovarianční matice procesního šumu
R	kovarianční matice šumu měření

1 Úvod

Synchronní motory s permanentními magnety nacházejí stále větší uplatnění, a to v různých oblastech použití. Prakticky se už dnes nepoužívají servopohony se stejnosměrnými motory. Servopohony založené na synchronních motorech s permanentními magnety jsou v porovnání se stejnosměrnými motory bezúdržbové a dosahují větší spolehlivosti. Pokud je pro řízení synchronního motoru s permanentními magnety použito vektorové řízení, potom lze na synchronní servopohon s permanentními magnety nahlížet jako na stejnosměrný motor s cizím buzením. Nevýhodou je, že vektorové řízení potřebuje aktuální znalost polohy rotoru.

Další uplatnění je v oblasti úspor elektrické energie. Především bílé spotřebiče se snaží dosáhnout nejvyšší možné energetické třídy a právě synchronní motory s permanentními magnety představují perspektivní směr vývoje. Typickým příkladem je automatická pračka při ždímání prádla. Synchronní motor s permanentními magnety se nachází ve vysokých otáčkách v režimu odbuzování. Aby bylo možné použít algoritmu odbuzování, musí být známa poloha rotorového toku a tím i aktuální znalost polohy rotoru.

Další předností synchronních motorů s permanentními magnety je výborný poměr mezi váhou motoru a poskytovaným výkonem. Této výhody je naplno využito pro pohon elektrického kola či elektrického skútru. Avšak pouze při precizním řízení elektrického pohonu nebude jezdec pociťovat vibrace, které by byly vyvolány případným kolísáním kroutícího momentu. Precizní řízení v dynamicky náročných aplikacích opět vyžaduje aktuální znalost polohy rotoru.

Jistě by se našly další oblasti použití synchronních motorů s permanentními magnety, avšak vždy vyvstane problém, jakým způsobem získat informaci o aktuální poloze rotoru. Klasickým přístupem je využití snímače polohy rotoru. V mnoha aplikacích je takováto instalace velice obtížná či nákladná. Dále musí být řešena otázka mechanické odolnosti či odolnosti proti vniknutí prachu a kapaliny. Obecně vede použití snímače polohy rotoru k nárůstu ceny, objemu, váhy a složitosti řízeného systému a ke snížení celkové spolehlivosti. Proto je vývoj algoritmů bezsnímačového řízení velmi důležitý.

V názvu práce je uveden pojem bezsnímačové řízení. Tento pojem je poněkud zavádějící, neboť algoritmy pro řízení synchronních motorů s permanentními magnety potřebují ke své činnosti měřit statorová napětí a proudy. Na základě těchto měření se snaží odhadovat aktuální rychlost či polohu rotoru. Není tedy možné realizovat řízení bez jakékoliv zpětné vazby od systému. Odpadá pouze použití přesných snímačů polohy rotoru, jejichž aplikace je poměrně nákladná.

2 Současný stav řešené problematiky a cíle práce

Disertační práce je zaměřena na problematiku bezsnímačového řízení synchronních motorů s permanentními magnety. Jak bude popsáno dále, standardně používanou metodou řízení pohonů s těmito motory je vektorové řízení[1]. I v případě pouhé rychlostní regulace je pro vektorové řízení nutná znalost aktuální polohy rotoru. Základní možností pro získání hodnot mechanických veličin potřebných pro řízení (poloha a úhlová rychlost rotoru) je použití snímačů v podobě inkrementálních snímačů nebo absolutních snímačů polohy (resolver), alternativně je rovněž používáno snímání polohy rotoru na základě měření magnetického pole pomocí Hallových sond.

Zatímco v případě přesných servopohonů jsou pohony běžně vybaveny snímačem mechanických veličin, objevují se v posledních letech aplikace, které kladou důraz na cenu pohonu. Jde například o aplikace synchronních motorů s permanentními magnety v bílé technice, kde je kladen stále větší důraz na energetickou úspornost, rozměry a funkční vlastnosti, které mohou být dosaženy právě využitím synchronních motorů. V těchto aplikacích je z ekonomického hlediska obvykle nepřijatelné použití snímačů polohy rotoru a pro realizaci vektorového řízení je nutno řešit úlohu odhadu polohy a rychlosti rotoru na základě pouhého měření statorového proudu.

Většina stávajících aplikací odhadu polohy rotoru synchronního motoru s permanentními magnety je založena na detekci a vyhodnocení zpětného indukovaného napětí[2]. Vzhledem k relativně nízké výpočetní náročnosti jsou v této oblasti populární rovněž algoritmy založené na struktuře Model Reference Adaptive System (MRAS). Ačkoliv byla tato struktura primárně vytvořena pro realizaci adaptivního řízení systémů s proměnnými vlastnostmi[3], řada autorů ji již rovněž využila pro odhad vybraných parametrů nebo veličin řízeného systému[4]. Výhodou je v tomto případě poměrně jednoduchý adaptační mechanismus, u kterého lze rovněž jednoznačně prokázat stabilitu odhadu pomocí Popovova kritéria hyperstability[5][6].

Algoritmy založené na vyhodnocování zpětného indukovaného napětí jakož i algoritmy používající MRAS obvykle pracují s modelem synchronního motoru, kdy je předpokládána neměnná statorová indukčnost v závislosti na natočení rotoru. V praktických aplikacích je známo, že tyto algoritmy selhávají v oblasti nízkých a nulových otáček. K tomuto závěru lze dospět i aplikací teorie pozorovatelnosti stavu nelineárních dynamických systémů[7], kdy lze ukázat, že stav synchronního motoru s neproměnnou indukčností je v oblasti nízkých otáček nepozorovatelný[8] a tedy estimátory na něm založené musí na nízkých otáčkách selhávat.

Obdobně problematickou úlohou je odhad počátečního natočení rotoru při nulové úhlové rychlosti motoru. Obvyklou technikou používanou v aplikacích

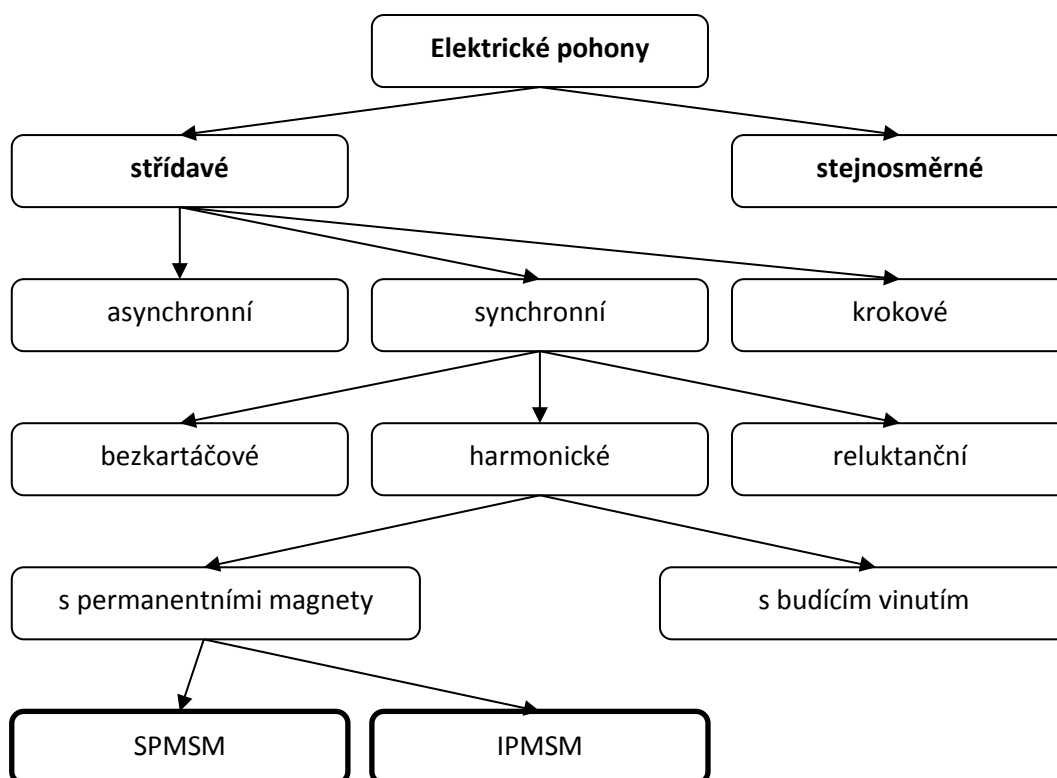
bezsímačového řízení je pro vedení zarovnání rotoru na předem definovanou pozici přivedením stejnosměrného napětí na statorové vinutí. I když některé aplikace mohou tolerovat počáteční neřízený pohyb rotoru (ventilátory, čerpadla), v jiných případech je takové chování pohonu nepřijatelné (trakční pohony).

Bezsímačové řízení pohonu se synchronním motorem v oblasti vysokých otáček je v současné době přijatelně řešeno existujícími algoritmy. Problematika řízení v nízkých otáčkách a odhad počáteční polohy je však stále otevřenou úlohou. Jako perspektivní se jeví přechod na algoritmy stavové rekonstrukce založené např. na Kalmanově filtru[9][10]. Zejména vývoj těchto algoritmů je v centru zájmu disertační práce. Základní cíle disertační práce lze shrnout do následujících oblastí:

- Ověření vlastností estimátoru založeného na struktuře MRAS;
- Využití modelu s proměnnými indukčnostmi pro návrh algoritmu odhadu polohy a rychlosti rotoru synchronního motoru v oblasti nízkých otáček;
- Návrh algoritmu pro odhad počáteční polohy rotoru;
- Implementace navržených algoritmů, návrh experimentálního systému a praktické ověření algoritmů v laboratorních podmínkách.

3 Rozdělení elektrických pohonů

Elektrické pohony je možno dělit podle mnoha kritérií. Zaměříme se na rozdělení elektrických pohonů podle typu motoru. Tato práce je především zaměřena na bezsnímačové řízení synchronních motorů s permanentními magnety. U synchronních motorů s permanentními magnety rozlišujeme dva základní typy, a to podle konstrukčního řešení rotoru. Permanentní magnety mohou být zabudovány do rotoru, takový synchronní motor nese označení IPMSM (z anglického interior permanent magnet synchronous motor) nebo mohou být rozprostřeny na povrchu rotoru nesoucí označení SPMSM (z anglického surface permanent magnet synchronous motor).



Obr. 3-1 Rozdělení elektrických pohonů

3.1 Asynchronní motor

Asynchronní motor je nejrozšířenějším typem motoru, používaným pro pohony pracovních strojů. Zejména asynchronní motor s rotorem nakrátko vyniká jednoduchou konstrukcí, je robustní, spolehlivý a cenově přijatelný. S rozvojem výkonové elektroniky a signálových procesorů byl odstraněn problém s regulací otáček, polohy či momentu. Proto se v současné době používá v mnoha průmyslových aplikacích.

Princip asynchronního motoru spočívá ve vytvoření točivého magnetického pole ve vzduchové mezeře stroje. Točivé magnetické pole vzniká prostorovým rozložením tří fázových vinutí ve statorových drážkách stroje a jejich napájením třífázovým harmonickým napětím, v němž jednotlivá fázová napětí jsou časově posunuta o jednu třetinu periody.

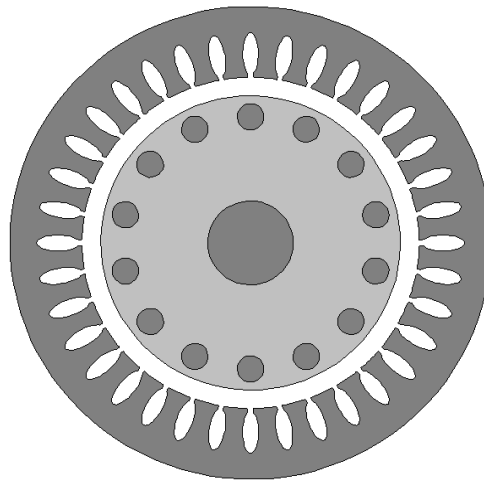
Pokud se rotor asynchronního motoru otáčí jinou než synchronní rychlostí točivého magnetického pole statoru, indukují se v rotorovém vinutí napětí, jehož velikost je úměrná velikosti rozdílů rychlostí. Protože je rotorové vinutí spojeno nakrátko, indukované napětí způsobí vznik rotorového proudu, který pak v záběru s magnetickým tokem vytváří točivý moment [11].

Rozdíl mezi úhlovou rychlostí rotoru ω a synchronní úhlovou rychlostí magnetického pole ω_s je charakterizován skluzem:

$$s = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} \quad (3.1)$$

Shrnutí hlavních výhod a nevýhod asynchronních motorů:

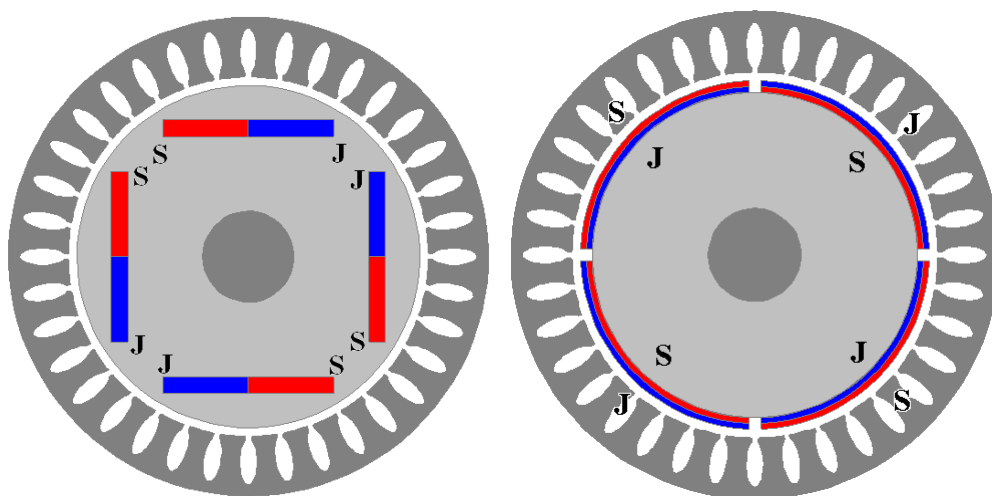
- Výhody:
 - Vysoká spolehlivost
 - Může pracovat při vysoké teplotě
 - Není zapotřebí znát počáteční polohu rotoru k tomu, aby se rotor rozeběhl
 - V odpojeném stavu negeneruje magnetické pole ve vzduchové mezeře
 - Velmi malé zvlnění momentu
- Nevýhody:
 - Skluz - rychlost rotoru je odlišná od rychlosti magnetického pole
 - Relativně malá účinnost
 - Komplexní a poměrně složitý řídicí algoritmus pro generování momentu při nulové rychlosti



Obr. 3-2 Asynchronní motor

3.2 Synchronní motor

Základní vlastností synchronního motoru je synchronně se otáčející rotor s točivým magnetickým polem statoru. Stator synchronního motoru je shodný se státorem asynchronního motoru. Vinutí je zpravidla třífázové, rozložené do statorových drážek a podle konstrukce může být dvoupólové nebo vícepólové. Pro vytvoření magnetického pole rotoru může být použito budícího vinutí, které je napájeno stejnosměrným proudem. Budící proud se do rotorového vinutí přivádí buď pomocí kluzných kontaktů, nebo bezkontaktně a následným usměrněním diodami na rotoru.



Obr. 3-3 Synchronní motor s permanentními magnety (IPMSM – vlevo, SPMSM - vpravo)

Budící vinutí může být nahrazeno permanentními magnety, což přináší mnoho výhod:

- odstranění kluzných kontaktů - kartáčů a kroužků
- odstranění Jouleových ztrát budícího vinutí
- jednodušší chlazení motoru
- zvýšení účinnosti synchronního motoru
- zmenšení velikosti motoru

Obr. 3-3 znázorňuje dvě možnosti konstrukčního řešení umístění permanentních magnetů na rotoru.

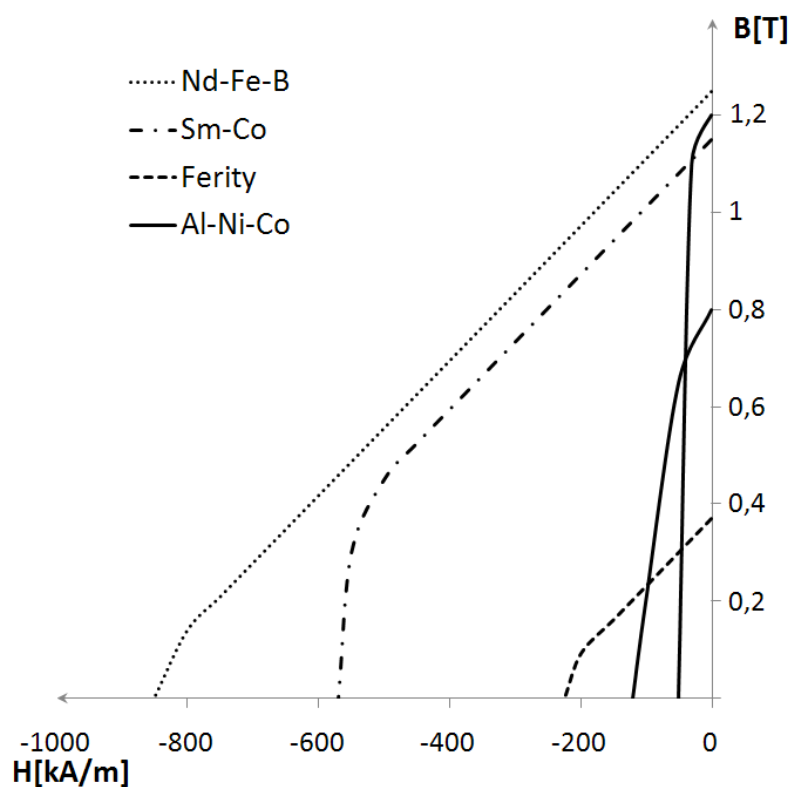
Synchronní motory s permanentními magnety jsou nejrozšířenějším typem pro polohové servomechanizmy. Oproti asynchronním motorům jsou menší a lehčí při stejném výkonu, lépe se chladí. Ve srovnání s bezkartáčovými stejnosměrnými motory se vyznačují vyšší rovnoměrností chodu bez momentových pulzací.

Shrnutí hlavních výhod a nevýhod synchronních motorů s permanentními magnety:

- Výhody:
 - Velký startovací moment
 - Velká účinnost
 - Při stejném výkonu je menší než asynchronní motor
 - Velmi malé zvlnění momentu
- Nevýhody:
 - Problém provozování při vysokých teplotách (Curieova teplota)
 - Informace o pozici rotoru je nezbytná pro řídicí algoritmus
 - Nutná znalost počáteční polohy
 - Magnetické pole je stále přítomno i po vypnutí motoru

3.2.1 Permanentní magnety

Magnetické vlastnosti feromagnetických látek jsou definovány magnetizační křivkou a hysterezní smyčkou. Důležité parametry permanentních magnetů nalezneme ve druhém kvadrantu hysterezní smyčky na tzv. demagnetizační křivce. Zbytková remanentní indukce (remanence) B_r odpovídá magnetické indukci, kterou si magnet podrží po zániku vnějšího magnetického pole. Koercitivní intenzita magnetického pole (koercitivita) H_c udává míru energie, která je nutná pro odmagnetování magnetu. Pro praktické využití se udává energetický součin $(BH)_{max}$, který charakterizuje kvalitu (jakost) permanentního magnetu a odpovídá míře energie uschované v magnetu. Materiály pro výrobu permanentních magnetů jsou chemické sloučeniny kovů s výraznými magnetickými vlastnostmi. Jedná se o magneticky tvrdé feromagnetické materiály [12].

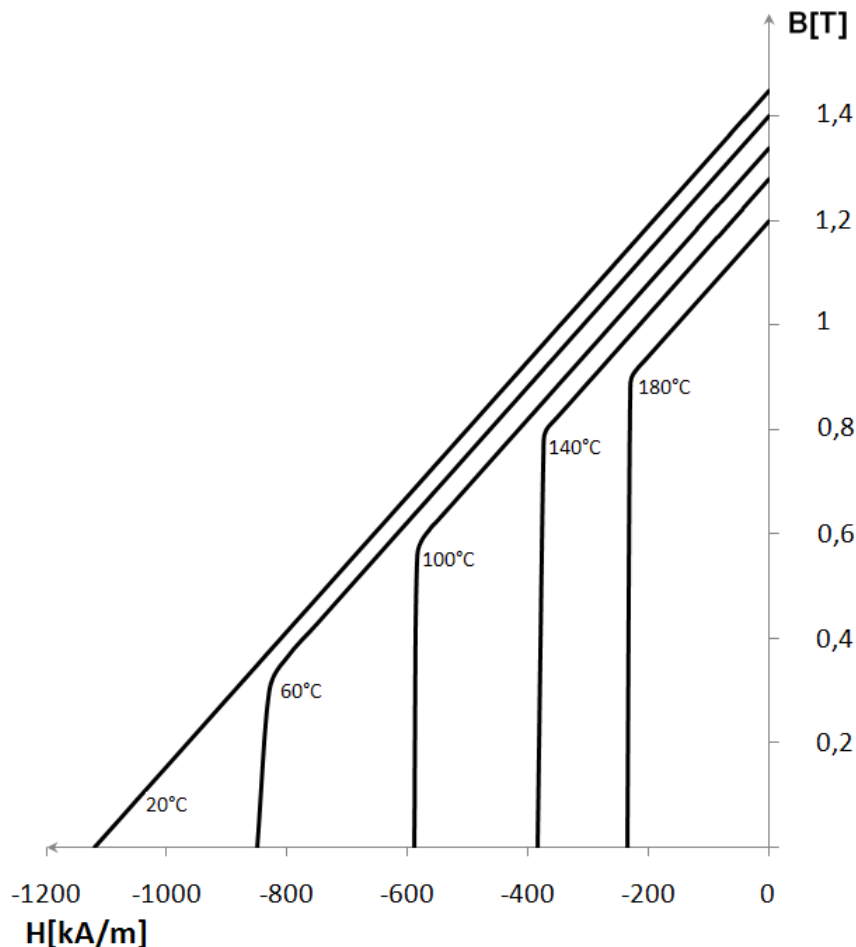


Obr. 3-4 Demagnetizační křivka [12]

Pro výrobu feritů se používá železa a magneticky tvrdých materiálů Fe_2O_3 , SrCO_3 . Tvrdé ferity jsou vyráběny cestou práškové metalurgie. Výsledný produkt je křehký a tvrdý (podobný keramice), a proto je možné opracování pouze broušením.

Tabulka 1 - Permanentní magnety [12]

Složení	Remanence B_r [T]	Koercitivita H_c [kA/m]	Energetický součin $(BH)_{\max}$ [kJ/m ³]
Legovaná ocel	0,3	20	5
Al-Ni	0,5 .. 0,7	32 .. 42	7 .. 11
Al-Ni-Co	1,2	52	40
Magneticky tvrdé ferity	0,34 .. 0,44	200 .. 250	25 .. 32
Sm-Co	1 .. 1,2	450 .. 750	160 .. 240
Nd-Fe-B	1,2 .. 1,4	850	220 .. 400



Obr. 3-5 Teplotní závislost Neodymového permanentního magnetu

Další skupinou tvrdých materiálů jsou slitiny železa, kobaltu, niklu a s přísadou hliníku (Al-Ni, Al-Ni-Co). Tyto magnety jsou vyráběny slévárenskými technologiemi. Hlavní nevýhodou u této skupiny permanentních magnetů jsou nízké hodnoty koercitivity H_c . K výhodám patří odolnost proti korozi a malá závislost magnetických vlastností na teplotě.

Nová generace magneticky tvrdých materiálů je vyráběna spékáním směsí obsahující prvky vzácných zemin (Samarium, Neodym). Tyto magnety mají v současné době největší magnetickou energii uloženou v jednotce objemu. Samarium kobaltové (Sm-Co) magnety umožňují dosáhnout vysokých hodnot koercitivity H_c i energetického součinu $(BH)_{max}$, ale jsou extrémně drahé. Taktéž tyto materiály jsou křehké a tvrdé a není je možno obrábět.

Cenově výhodnější variantou samarium kobaltových (Sm-Co) magnetů jsou permanentní magnety na bázi neodym, železo a bór (Nd-Fe-B). Neodymové magnety dosahují stejných nebo lepších vlastností než Sm-Co magnety, avšak parametry těchto magnetů jsou silně závislé na teplotě. Maximální pracovní teplota se pohybuje pouze mezi 80 °C až 160 °C. Další nevýhodou je jejich náchylnost ke korozi, proto se povrchově chrání antikorozními povlaky a taktéž jsou křehké a tvrdé. Neodymových magnetů se používá pro výrobu synchronních motorů, které slouží jako servopohony s vysokými nároky.

Tabulka 2 – Teplotní závislost a Curieova teplota [12]

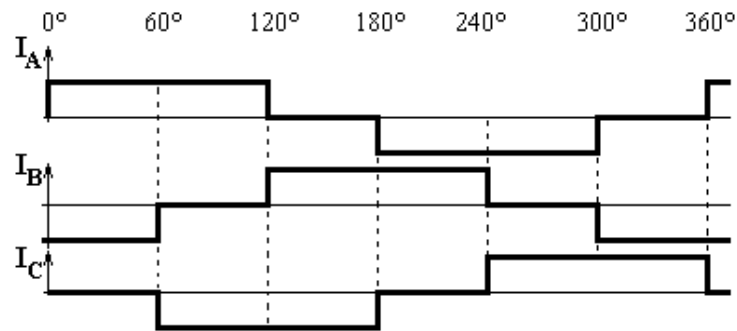
Složení	Teplotní koeficient remanence TKB_r [%/K]	Curieova teplota T_c [°C]	Metalurgické změny [°C]
Al-Ni-Co	-0,02	890	550
Magneticky tvrdé ferity	-0,2	450	1080
Sm-Co	-0,04	700	300
Nd-Fe-B	-0,11	310	200

Teplotní závislost magnetických vlastností je charakterizována teplotním koeficientem remanence (TKB_r), Curierovou teplotou (T_c) a teplotou, kdy dochází k metalurgickým změnám v materiálu. Pokud dojde k metalurgickým změnám permanentního magnetu, materiál se odmagnetuje a nelze ho již zmagnetizovat.

3.3 Bezkartáčový stejnosměrný motor

Stejnosměrný motor vyniká jednoduchým řízením otáček napětím kotvy, to byl hlavní důvod, proč se dlouhá léta používal jako jediný typ elektromotoru pro servopohony. Nevýhodou stejnosměrného motoru je nutnost použití mechanického komutátoru, který vyžaduje pravidelnou údržbu (čištění komutátoru, výměnu či zabrušování kartáčů). Tuto hlavní nevýhodu lze odstranit elektronickou komutací, která je realizována tranzistorovým měničem.

Elektronicky komutovaný stejnosměrný motor, někdy označovaný jako bezkartáčový stejnosměrný motor, se konstrukčně podobá synchronnímu motoru s permanentními magnety. Stator motoru je tvořen třífázovým vinutím, které je napájeno obdélníkovými impulzy střídavé polarity (viz. **Obr. 3-6**). Statorové drážky jsou zešíkmeny zpravidla o jednu drážkovou rozteč z důvodů snížení reluktančních momentů, které jsou důsledkem různé magnetické vodivosti drážek (vzduch) a zubů (železo). Rotor obsahuje permanentní magnety, které jsou rozprostřeny na povrchu rotoru nebo jsou zabudovány uvnitř rotoru obdobně, jako u synchronního motoru s permanentními magnety viz **Obr. 3-3** [12].

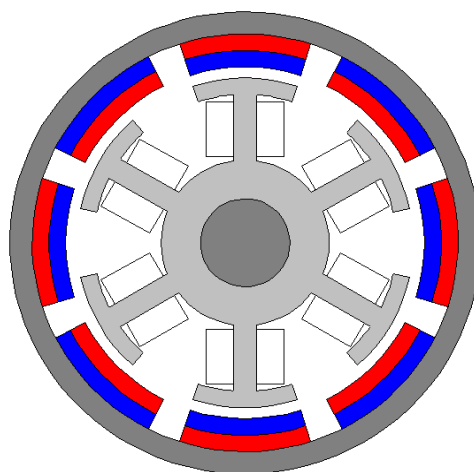


Obr. 3-6 Průběh proudů jednotlivých fází bezkartáčového stejnosměrného motoru

Na Obr. 3-7 je znázorněno jiné konstrukční řešení, kdy stator s třífázovým vinutím je uvnitř obíhajícího rotoru s permanentními magnety.

Přehled výhod a nevýhod pro stejnosměrný bezkartáčový motor s permanentními magnety:

- Výhody:
 - Velký startovací moment
 - Velká účinnost
 - Při stejném výkonu je menší než asynchronní motor
- Nevýhody:
 - Problém provozování při vysokých teplotách (Curieova teplota)
 - Informace o pozici rotoru je nezbytná pro řídicí algoritmus
 - Nutná znalost počáteční polohy i v případě otáčkové regulace
 - Magnetické pole je stále přítomno i po vypnutí motoru
 - Velké zvlnění momentu



Obr. 3-7 Bezkartáčový stejnosměrný motor (Outrunner)

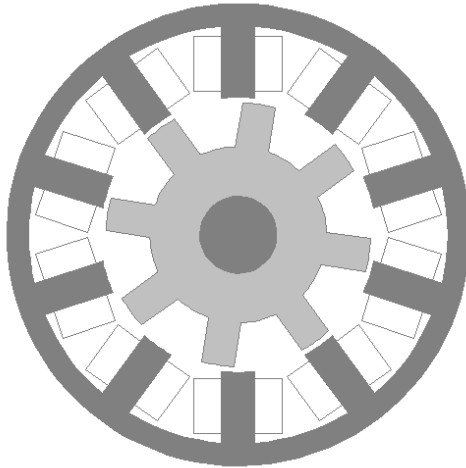
3.4 Spínaný reluktanční motor

Charakteristickým znakem klasického reluktančního motoru je konstrukce rotoru, která neobsahuje žádné vinutí ani permanentní magnet. Rotor je složen z vhodně tvarovaných plechů. Točivý moment vzniká v důsledku rozdílných magnetických odporů díky nerovnoměrné vzduchové mezeře. Klasický reluktanční motor má stejný počet pólů na statoru i rotoru, pokud má rozdílný počet pólů na statoru a na rotoru, nese označení jako spínaný reluktanční motor. Při otáčení rotoru se indukčnost cívek jedné fáze mění. Je-li pól statoru zcela nad pólem rotoru, je objem vzduchové mezery nejmenší a indukčnost fáze je největší. Naopak, nachází-li se pól statoru zcela mimo pól rotoru, je objem vzduchové mezery mezi póly největší a indukčnost nejmenší. Přitahuje-li se tedy zub rotoru se zubem statoru, působí stroj jako motor. Naopak při vyjíždění působí stroj jako generátor. Aby stroj pracoval jako motor, k sepnutí budícího proudu příslušné fáze musí dojít v okamžiku vzájemného přiblížení zubu rotoru se zubem statoru a vypnutí při dosažení jejich zákrytu [13].

Spínaný reluktanční motor vyniká svou jednoduchou konstrukcí, snadnou údržbou, cenovou dostupností. Protože rotor neobsahuje vinutí ani permanentní magnety, má velmi malý moment setrvačnosti a dobré dynamické vlastnosti. Pohony mohou dosahovat velmi vysokých rychlostí, avšak při vysoké spínací frekvenci dochází k velkým magnetickým ztrátám, což vede ke snížení účinnosti.

Shrnutí hlavních výhod a nevýhod spínaného reluktančního motoru:

- Výhody
 - Může pracovat při vysokých teplotách (bez permanentního magnetu)
 - Velký startovací moment
 - Vysoká účinnost motoru
- Nevýhody
 - Informace o pozici rotoru je nezbytná pro řídicí algoritmus
 - Nutná znalost počáteční polohy i pro otáčkovou regulaci
 - Generuje elektromagnetické rušení
 - Velké zvlnění momentu
 - Komplexní řídicí algoritmus pro minimalizaci zvlnění momentu a elektromagnetického rušení



Obr. 3-8 Spínaný reluktanční motor

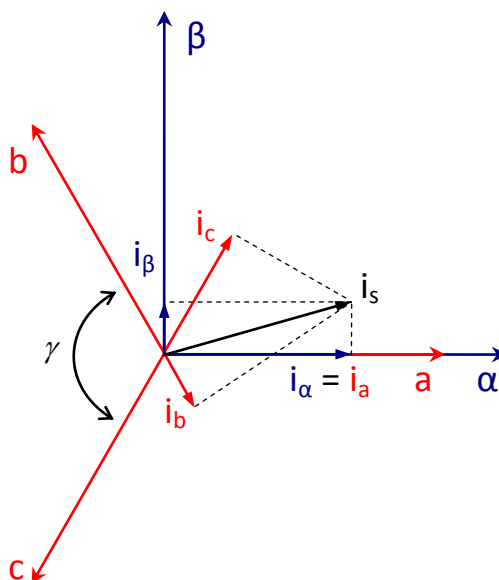
4 Matematický model synchronního motoru

4.1 TRANSFORMACE SOUŘADNIC

Při práci s vektorovým řízením, odvozením modelů motorů a dalších částech práce budou využity transformace souřadnic. V následující části práce jsou uvedeny používané transformace.

4.1.1 Clarkové transformace

Clarkové transformace umožňuje převod dvojdimenzionálního souřadnicového systému, který je popsán pomocí tří os (a,b,c) do souřadnicového systému, který využívá k popisu pouze dvě osy (α, β).



Obr. 4-1 Obecná Clarkové transformace

Obecná Clarkové transformace je definovaná jako:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & \cos(\gamma) & \cos(2\gamma) \\ 0 & \sin(\gamma) & \sin(2\gamma) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

a zpětnou Clarkové transformaci je možné popsat:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ \cos(2\gamma) & \sin(2\gamma) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

Pokud trojosemu statorovému systému (a,b,c) odpovídá rozložení vinutí u trojfázového motoru se zapojením do hvězdy, je možné napsat podmínku, ze které je odvozena Clarkové transformace:

$$i_a(t) + i_b(t) + i_c(t) = 0 \quad (4.3)$$

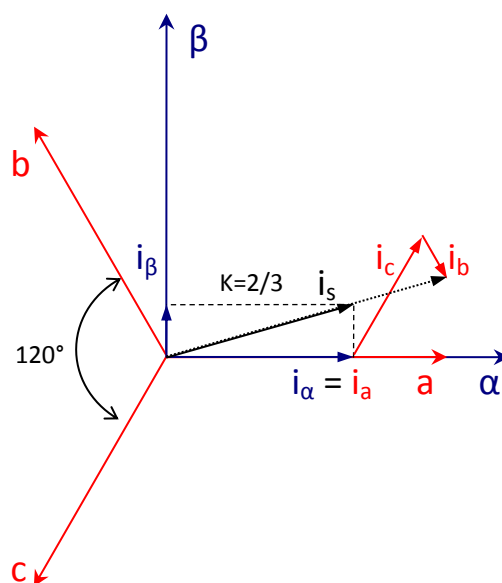
Za předpokladu této podmínky lze vyjádřit veličinu jedné fáze jako lineární kombinaci dalších dvou, to v praxi znamená, že jsou měřeny pouze dvě veličiny a třetí je dopočítávána.

Při dosazení do (4.1) a (4.2) za úhel mezi fázemi $\gamma = 120^\circ$, z čehož vyplývá i konstanta transformace $K=2/3$ (viz. **Obr. 4-2**), a při uvažování platnosti podmínky (4.3) lze napsat zjednodušenou podobu Clarkové transformace a inverzní Clarkové transformace:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a \\ \frac{\sqrt{3}}{3}(i_b - i_c) \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ -\frac{1}{2}i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta \\ -\frac{1}{2}i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

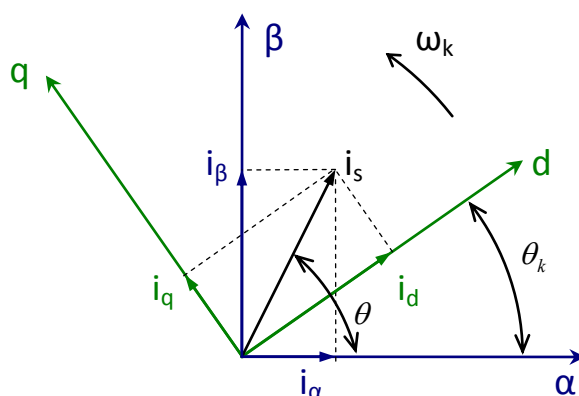
Při použití Clarkové transformace se ušetří jedna stavová proměnná, protože je zbytečné popisovat dvojdimenzionální prostor pomocí třech proměnných, což může vést ke snížení výpočetní náročnosti některých algoritmů.



Obr. 4-2 Clarkové transformace

4.1.2 Parkova transformace

Parkova transformace je matematická operace, sloužící k transformaci souřadnic z jednoho souřadnicového systému do druhého systému, který je posunut o příslušný úhel natočení θ_k ve směru otáčení rotoru ω_k (viz. **Obr. 4-3.**). Parkovy transformace se využívá při vektorovém řízení k zjednodušení analýzy dějů v elektrických pohonech. Zjednodušení spočívá v transformaci do nového souřadnicového systému, ve kterém jsou v ustáleném stavu příslušné komplexory konstantami. Zjednodušeně řečeno, střídavá veličina je popsána pouze pomocí stejnosměrné veličiny.



Obr. 4-3 Parkova transformace

Zavedení souřadnicových systému používaných při popisu synchronního motoru s permanentními magnety bude popsáno podrobněji v následující kapitole 3.2. Parkovu transformaci je možno použít na všechny komplexory veličin, avšak pro popis byl vybrán komplexor proudu.

Velikost proudu můžeme vyjádřit jako:

$$\mathbf{i}_s = i_s e^{-j\theta_k} = i_d + j i_q \quad (4.6)$$

Komplexor proudu \mathbf{i}_s je tvořen složkami i_α a i_β a dosazením do předchozí rovnice (3.6) vzniká vztah pro Parkovu transformaci:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & \sin(\theta_k) \\ -\sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Obdobně pro přechod z d-q systému do α - β systému je používána inverzní Parkova transformace:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & -\sin(\theta_k) \\ \sin(\theta_k) & \cos(\theta_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Často je výpočetně výhodné spojit Parkovu a Clarkové transformace do jedné operace, která převádí přímo třífázový systém a,b,c do dq systému.

Spojení Parkovy a Clarkové transformace:

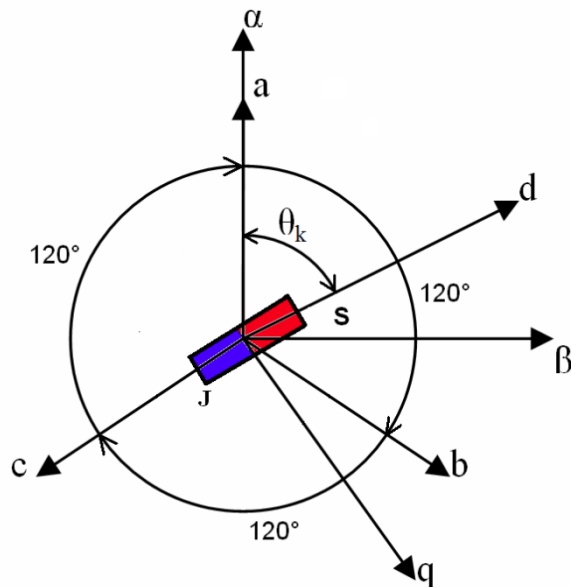
$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & \cos(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_k + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_k) & \sin(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_k + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Inverzní Parkova a Clarkové transformace:

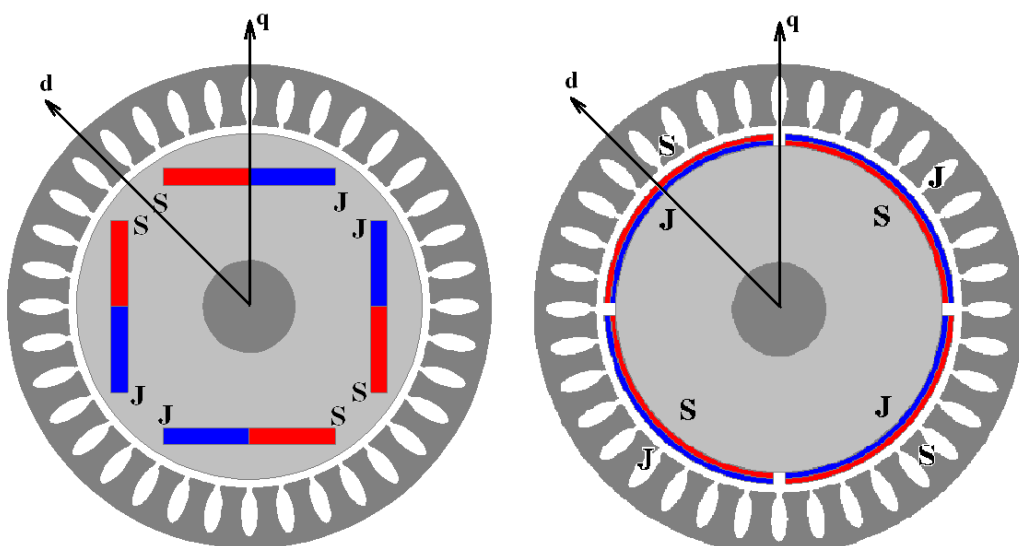
$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & \sin(\theta_k) & 1 \\ \cos(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_k - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_k + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta_k + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

4.2 MATEMATICKÝ MODEL SYNCHRONNÍHO MOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY

Některé metody používané pro odhad polohy rotoru a rychlosti otáčení vyžadují model pozorovaného systému. **Obr. 4-4** popisuje souřadnicové systémy používané pro model PMSM. Třífázový systém a α - β systém jsou spojeny se statorovým vinutím, zatímco d-q systém je spojen s rotorem motoru, kde d-osa a severní pól permanentního magnetu mají stejný směr a θ_k je úhel natočení rotoru.



Obr. 4-4 Zobrazení souřadnicových systémů



Obr. 4-5 Synchronní motory s odlišnou konstrukcí rotoru IPMSM (vlevo) a SPMSM (vpravo)

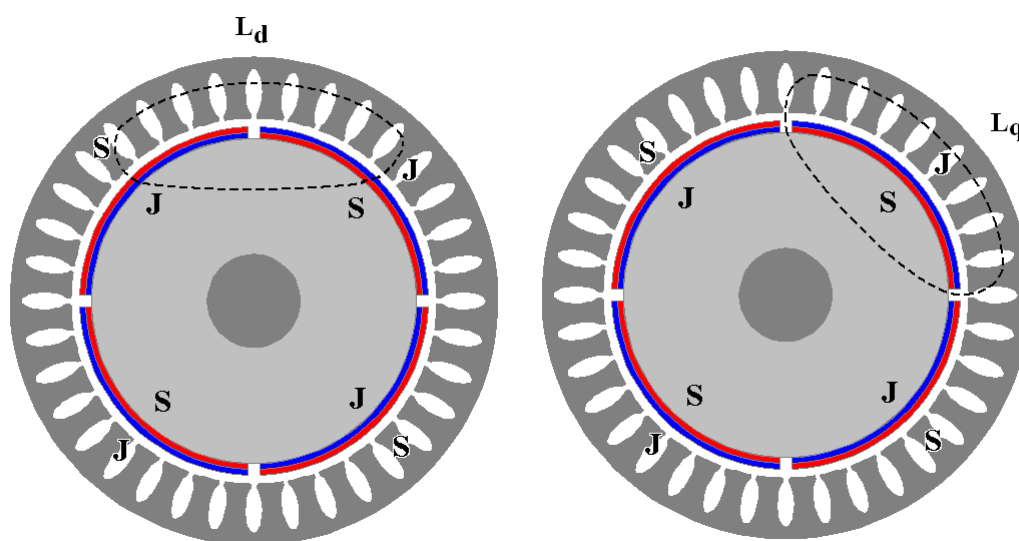
Synchronní motory s permanentními magnety mohou být rozděleny na dva základní typy. Umístění permanentních magnetů a konstrukce motoru výrazným způsobem ovlivňuje chování synchronního motoru. Z tohoto důvodu se používají dva odlišné modely synchronních motorů s permanentními magnety. První typ synchronního motoru má umístěny permanentní magnety ve vzduchové mezeře. Druhý typ synchronního motoru má permanentní magnety zabudované uvnitř rotoru. Oba typy rotoru jsou zobrazeny na **Obr. 4-5**.

Dále uvedené matematické modely jsou platné za následujících podmínek:

- zanedbaná saturace na magnetizační charakteristice
- indukované elektromotorické napětí má v ustáleném stavu sinusový průběh
- parametry synchronního motoru jsou konstantní a stejné ve všech třech fázích
- zanedbané vířivé proudy a hysterezní ztráty
- nulový vodič není připojen

4.2.1 Synchronní motor s permanentními magnety ve vzduchové mezeře

U synchronních motorů s permanentními magnety ve vzduchové mezeře nedochází ke statorovým změnám indukčnosti. Velikost podélné indukčnosti L_d se rovná velikosti příčné indukčnosti L_q . Proč tomu tak je lze demonstrovat na následující úvaze o velikosti magnetického odporu – reluktance v jednotlivých osách d , q systému. Na **Obr. 4-6** je znázorněna cesta magnetického toku v d a q ose.



Obr. 4-6 Cesta magnetického toku v d a q ose u SPMSM

Pokud jsou uvažovány stejné mechanické rozměry magnetického obvodu pro d a q osu stejnou, má jediný vliv na změnu reluktance relativní permeabilita prostředí.

Při porovnání cest magnetických toků v d a q složce, je jediný rozdíl ve vzduchové mezeře. V d složce je šířka vzduchové mezery zmenšena o šířku permanentního magnetu. Avšak permanentní magnety mají prakticky stejnou relativní permeabilitu jako vzduch. Relativní permeabilita vzduchu je přibližně $\mu_r = 1$ a relativní permeabilita permanentních magnetu se pohybuje kolem hodnoty $\mu_r = 1,05$. Za těchto předpokladů je zřejmé, že reluktance v d ose se rovná reluktanci v q ose, a proto nedochází ani ke změnám satorové indukčnosti ($L_d = L_q = L_s$).

NAPĚŤOVÉ ROVNICE VE STATOROVÝCH SOUŘADNICÍCH

Následující rovnice popisují chování synchronního motoru s permanentními magnety ve vzduchové mezeře a to ve satorových souřadnicích [14]

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\mathbf{\Psi}_s}{dt} \quad (4.11)$$

$$\mathbf{\Psi}_s = L_s \mathbf{i}_s + \Psi_{PM} e^{j\theta}, \quad (4.12)$$

kde \mathbf{u}_s je vektor satorového napětí

\mathbf{i}_s je vektor satorového proudu

$\mathbf{\Psi}_s$ je vektor satorového magnetického toku

Ψ_{PM} je magnetický tok vyvolaný permanentním magnetem rotoru

θ je úhel natočení rotoru oproti satorovým souřadnicím

R_s je odpor satoru

L_s je velikost satorové indukčnosti.

NAPĚŤOVÉ ROVNICE V ROTOROVÝCH SOUŘADNICÍCH

Mnohem častěji je možné v literatuře nalézt popis v rotorových souřadnicích. Velikost napětí v jednotlivých osách d-q systému popisují následující rovnice [15]:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_s \Psi_q \quad (4.13)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_s \Psi_d, \quad (4.14)$$

kde magnetické toky v příslušných osách jsou popsány jako:

$$\Psi_d = L_s i_d + \Psi_{PM} \quad (4.15)$$

$$\Psi_q = L_s i_q, \quad (4.16)$$

kde u_d, u_q reprezentuje velikost napětí v d-q systému

i_d, i_q jsou složky statorového proudu

L_s je velikost statorové indukčnosti

Ψ_d, Ψ_q odpovídá spřaženým magnetickým tokům v příslušných osách

R_s je odpor statoru

ω_s elektrická úhlová rychlost rotoru

Ψ_{PM} je magnetický tok generovaný permanentním magnetem.

Výpočet velikosti točivého momentu popisuje rovnice:

$$M_e = \frac{3}{2} p_p \Psi_{PM} i_q, \quad (4.17)$$

kde p_p je počet pólových dvojic.

DYNAMICKÉ CHOVÁNÍ MECHANIKY MOTORU

Dynamické chování motoru je stejné pro oba dva typy synchronních motorů. V simulačních schématech je pro popis dynamického chování servopohonu použita nejjednodušší možná rovnice:

$$M_e = M_Z + J_m \frac{d\omega_r}{dt}, \quad (4.18)$$

kde M_Z je zatěžovací moment

J_m je moment setrvačnosti rotoru

ω_r je mechanická úhlová rychlost otáčení rotoru.

Přepočítání mezi ω_r a ω_s :

$$\omega_r = \frac{\omega_s}{p_p} \quad (4.19)$$

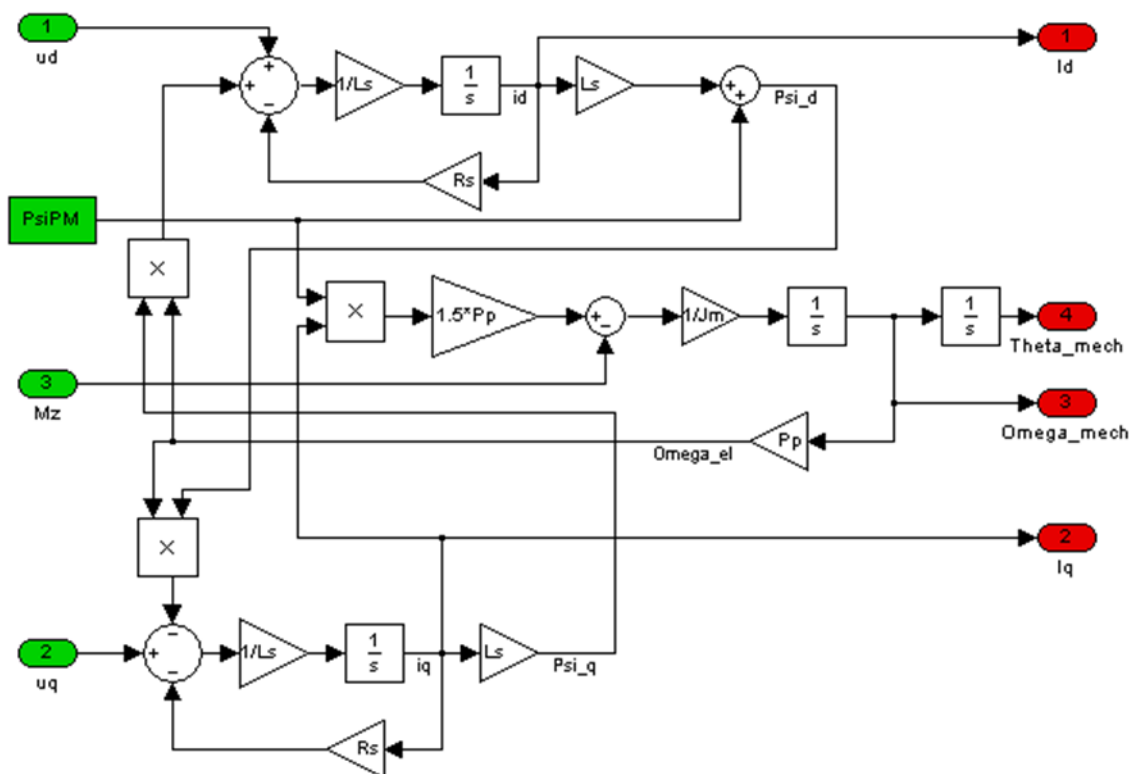
Přesnější dynamické chování vystihuje následující rovnice:

$$M_e = M_Z + M_t + B\omega_r + J_m \frac{d\omega_r}{dt}, \quad (4.20)$$

kde B je konstanta tlumení

M_t je třecí moment

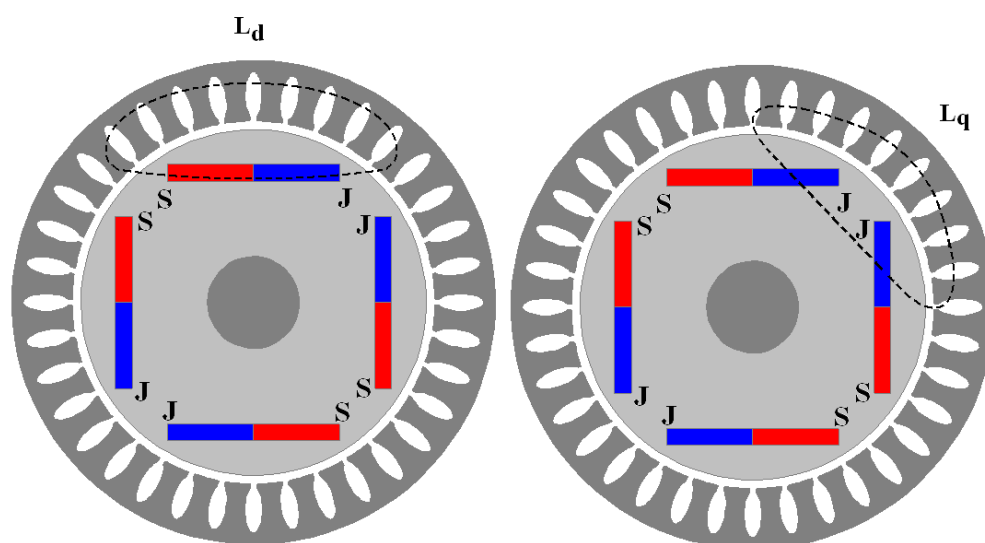
Rovnice (4.20) je rozšířena o velikost tlumícího momentu, který může být způsoben ventilátorem pro chlazení vinutí. Malé servopohony se takovýmto způsobem nechladí, proto není u simulačních modelů realizována. Dále byl přidán třecí moment, který ovšem může být zahrnut do zatěžovacího momentu.



Obr. 4-7 Simulační schéma SPMSM pro Matlab Simulink

4.2.2 Synchronní motor s permanentními magnety uvnitř rotoru

Charakteristickou vlastností u těchto typů synchronních motorů s permanentními magnety je rozdíl mezi velikostí podélné indukčnosti L_d a velikostí příčné indukčnosti L_q [16]. V předchozí kapitole byl vysvětlen vliv prostředí (relativní permeabilita) na velikost indukčností. Při pohledu na **Obr. 4-8** je zřejmá rozdílnost mezi cestou magnetického toku v d a q ose. Magnetický tok v d ose je z větší části uzavírán přes permanentní magnet, který má výrazně menší relativní permeabilitu než železo rotoru. Oproti tomu v q ose nalezneme více železa, a proto by mělo platit, že podélná indukčnost L_d je menší než příčná indukčnost L_q ($L_d < L_q$).



Obr. 4-8 Cesta magnetického toku v d a q ose u IPMSM

NAPĚŤOVÉ ROVNICE V ROTOROVÝCH SOUŘADNICÍCH

Následující rovnice popisují velikost napětí v d-q systému:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_s \Psi_q \quad (4.21)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_s \Psi_d, \quad (4.22)$$

kde popis magnetických toků můžeme vyjádřit jako:

$$\Psi_d = L_d i_d + \Psi_{PM} \quad (4.23)$$

$$\Psi_q = L_q i_q, \quad (4.24)$$

kde u_d, u_q reprezentuje velikost napětí v d-q systému

i_d, i_q jsou složky statorového proudu

L_d, L_q jsou indukčnosti pro jednotlivé osy

Ψ_d, Ψ_q odpovídá spřaženým magnetickým tokům v příslušných osách

R_s je odpor statoru

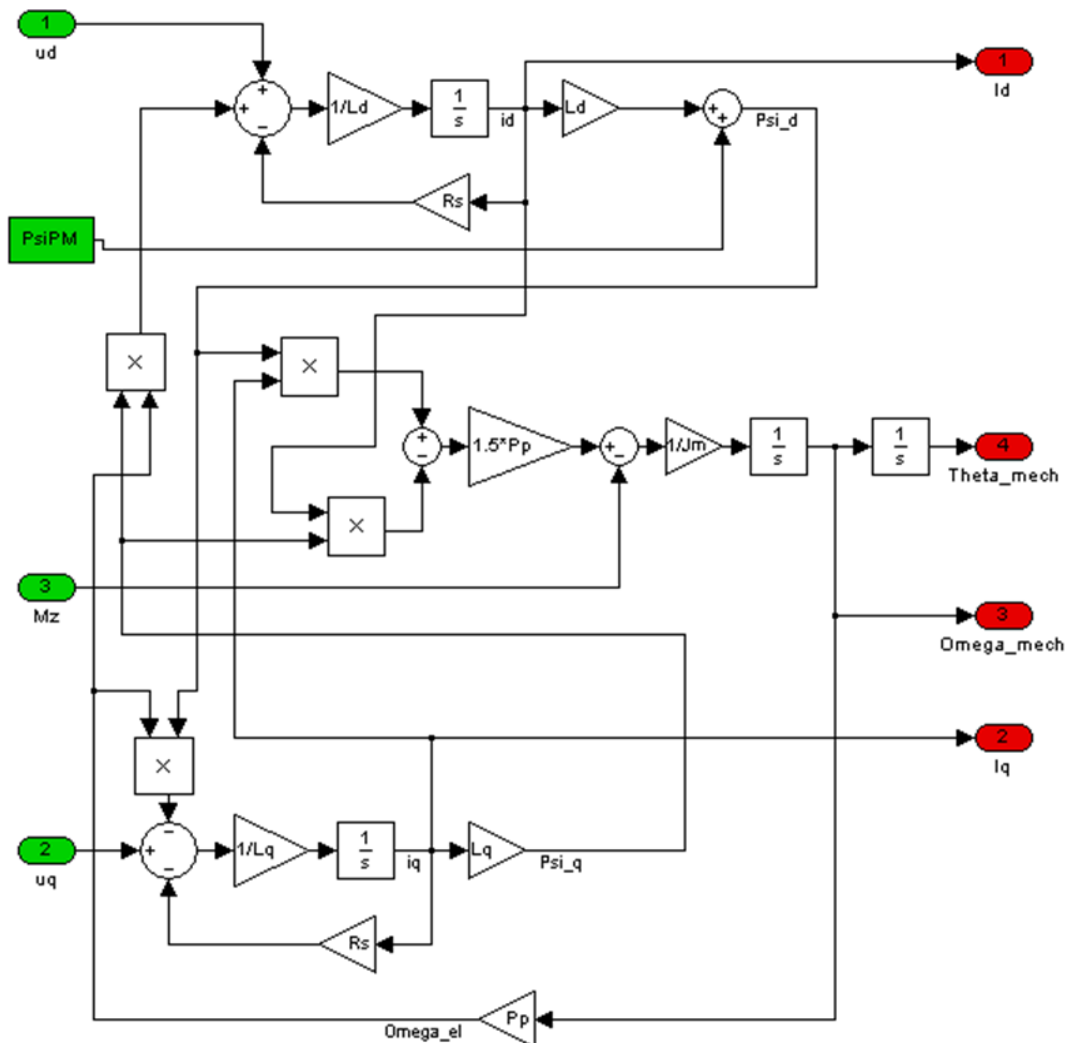
ω_s je elektrická úhlová rychlost rotoru

Ψ_{PM} je magnetický tok generovaný permanentním magnetem.

Hlavní rozdíl v matematických popisech u obou typů synchronních motorů je různý výpočet velikosti točivého momentu:

$$M_e = 3p_p \frac{\Psi_{PM}i_q + (L_d - L_q)i_d i_q}{2}, \quad (4.25)$$

kde p_p je počet pólových dvojic.



Obr. 4-9 Simulační schéma IPMSM pro Matlab Simulink

ODVOZENÍ NAPĚŤOVÝCH ROVNIC VE STATOROVÝCH SOUŘADNICÍCH

Pro odvození modelu synchronního motoru v α - β souřadnicích, který popisuje změny statorových indukčností, se vychází z napěťových rovnic v rotorových souřadnicích:

$$u_d = Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_s L_q i_q \quad (4.26)$$

$$u_q = Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_s (L_d i_d + \Psi_{PM}) \quad (4.27)$$

V dalším kroku odvození jsou dosazeny napěťové rovnice do inverzní Parkovy transformace:

$$u_\alpha = u_d \cos(\theta) - u_q \sin(\theta) \quad (4.28)$$

$$u_\beta = u_d \sin(\theta) + u_q \cos(\theta) \quad (4.29)$$

Nyní je využita Parkova transformace a je dosazena za statorové proudy popsané v rotorových souřadnicích:

$$i_d = i_\alpha \cos(\theta) + i_\beta \sin(\theta) \quad (4.30)$$

$$i_q = -i_\alpha \sin(\theta) + i_\beta \cos(\theta) \quad (4.31)$$

Po matematických úpravách je získán model synchronního motoru s permanentními magnety uvnitř rotoru, který je popsán v α - β souřadnicích:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\alpha & L_{\alpha\beta} \\ L_{\alpha\beta} & L_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R - 2\omega_s L_{\alpha\beta} & \omega_s L_\alpha - \omega_s L_\beta \\ \omega_s L_\alpha - \omega_s L_\beta & R + 2\omega_s L_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_s \Psi_{PM} \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix}, \quad (4.32)$$

kde $L_\alpha = L_0 + L_1 \cos(2\theta) \quad (4.33)$

$$L_\beta = L_0 - L_1 \cos(2\theta) \quad (4.34)$$

$$L_{\alpha\beta} = L_1 \sin(2\theta) \quad (4.35)$$

a

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2} \quad (4.36)$$

$$L_1 = \frac{L_d - L_q}{2}. \quad (4.37)$$

5 Řízení elektrických pohonů

5.1 SKALÁRNÍ ŘÍZENÍ

Při skalárním řízení se otáčky elektrického pohonu řídí změnou úhlové rychlosti točivého magnetického pole statoru. Jedná se o jednoduchý způsob řízení otáček, který nepotřebuje informaci o úhlové rychlosti ani aktuální natočení rotoru. Hlavní podmínkou skalárního řízení je udržování konstantního poměru mezi velikostí napájecího napětí a frekvencí napájecího napětí, tedy $\frac{u}{f} = konst.$ Dodržením této podmínky je zajištěna ideální nominální hodnota magnetického toku. Synchronní motor se nebude nacházet ve stavu odbuzení nebo přebuzení.

U skalárního řízení se rozlišují dva nejčastější způsoby řízení:

- řízení při konstantním statorovém toku
- řízení při konstantním statorovém napětí

5.1.1 Skalární řízení při konstantním statorovém toku

Jedná se způsob řízení, kdy synchronní motor dosahuje konstantního momentu. Oblast konstantního momentu je charakterizována konstantním magnetickým tokem $\Psi_1 = konst$ a konstantní velikostí statorového proudu $I_1 = konst.$ Frekvence magnetického točivého pole je měněna v rozsahu 0 až f_1 , kde frekvence f_1 odpovídá nominálním otáčkám synchronního motoru. Pro komplexor statorového napětí platí:

$$\mathbf{u}_1 = R_1 \mathbf{i}_1 + \frac{d\Psi}{dt} = R_1 \mathbf{i}_1 + k f_1 \Psi \quad (5.1)$$

Při zanedbání úbytku napětí na statorovém odporu je nalezena hledaná závislost mezi velikostí statorového napětí a frekvencí točivého pole, při konstantním magnetickém toku:

$$u_1 = k f_1 \Psi \rightarrow \Psi_1 \approx \frac{u_1}{f_1} = konst. \quad (5.2)$$

V této oblasti je upraveno statorové napětí u_1 dle požadovaného kmitočtu f_1 tak, aby buzení motoru bylo konstantní. Jedná se o frekvenčně napěťové řízení. Při výpočtech je uvažována jen první harmonická složka statorového napětí. Právě první harmonická složka magnetizačního proudu vytváří užitečnou složku magnetizačního toku, vyšší harmonické složky napájecího napětí pouze negativně ovlivňují velikost ztrát v synchronním motoru [17].

5.1.2 Skalární řízení při konstantním statorovém napětí

Jedná se způsob řízení, kdy synchronní motor dosahuje konstantního výkonu. Statorové napětí synchronního motoru je možné zvyšovat pouze do maximální úrovně, kterou generuje střídač ($u_1 = u_{1max} = konst.$). Pokud vznikne požadavek na zvýšení frekvence a již není možno dále zvyšovat napětí, je nutné snížit velikost magnetického toku.

$$u_1 = konst. = k \Psi_1 f_1 \rightarrow \Psi_1 \approx \frac{1}{f_1} \quad (5.3)$$

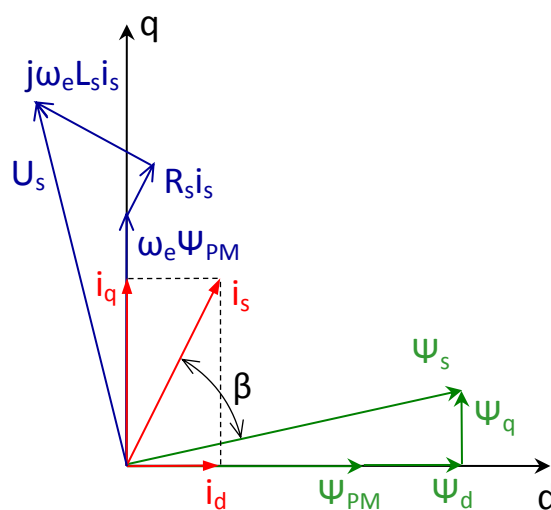
$$M \approx \Psi_1 i_1 \rightarrow M \approx \frac{1}{f_1} \quad (5.4)$$

$$P = u_1 i_1 = konst. \quad (5.5)$$

U skalárního řízení není možno dosáhnout potřebných dynamických vlastností, které je vyžadováno u servopohonů. Ideálních podmínek je možné dosáhnout pouze v ustáleném stavu, proto problematika skalárního řízení nebude dále řešena [17].

5.2 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ

Vektorové řízení je vhodné pro dynamicky náročné aplikace, jako jsou servopohony. V literatuře [17] je možné se dočíst o několika variantách vektorového řízení, avšak nejběžnější variantou vektorového řízení pro synchronní motory s permanentními magnety je vektorové řízení s orientací na rotorový tok. Hlavní nevýhodou vektorového řízení je nutná znalost aktuální polohy rotoru a výpočetní náročnost.



Obr. 5-1 Fázorový diagram – přebuzený stav PMSM

Princip vektorového řízení spočívá v rozdělení statorového proudu do dvou složek. První složka proudu ovlivňuje magnetizaci motoru a druhá složka pouze velikost momentu. Pokud se jedná o synchronní motor s permanentními magnety, regulaci magnetizace a momentu synchronního stroje je možno provádět buď v transformovaných souřadnicích, nebo regulací okamžitých hodnot fázových proudů ve vazbě na okamžitou polohu rotoru. Zaměříme se pouze na regulaci v transformovaných souřadnicích, která je z praktického důvodu výhodnější, protože vede na lineární regulační obvod. Na **Obr. 5-1** je znázorněn fázorový diagram pro synchronní motor s permanentními magnety v přebuzeném stavu.

Komplexor statorového proudu bude rozdělen do dvou navzájem kolmých složek, které jsou spojeny s natočením rotoru (d-q systém). Přičemž d složka proudu je orientována na vektor budícího magnetického toku, a tedy ovlivňuje velikost výsledného toku, a kolmá q složka proudu, která ovlivňuje velikost momentu.

5.2.1 Vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety ve vzduchové mezeře

Následující rovnice popisuje velikost momentu synchronního motoru s permanentními magnety ve vzduchové mezeře. Je patrná lineární závislost mezi velikostí momentu a velikostí proudu i_q , protože člen $\frac{3}{2}p_p\Psi_{PM}$ je konstanta. Vyjádřením komplexoru statorového proudu v d-q souřadnicích byla dosažena analogie chování SPMSM se stejnosměrným motorem.

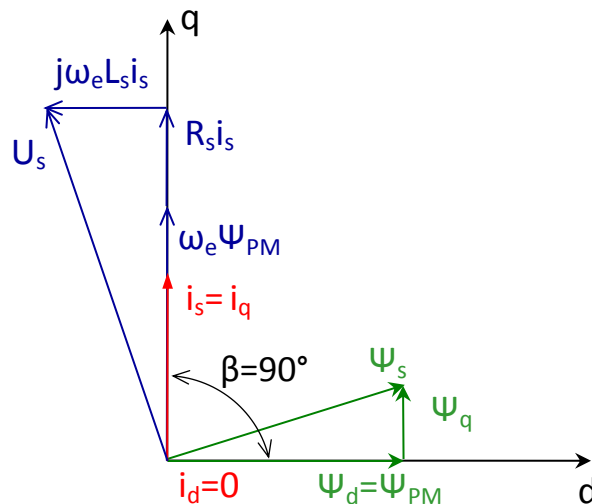
$$M_e = \frac{3}{2}p_p\Psi_{PM}i_q \quad (5.6)$$

kde p_p je počet pólových dvojic

i_q statorový proud popsáný v d-q systému

Ψ_{PM} magnetický tok generovaný permanentním magnetem.

Fázorový diagram pro řízení SPMSM na maximální moment je znázorněn na **Obr. 5-2**. Pro rozsah do nominálních otáček synchronního motoru je udržována hodnota i_d na nulové hodnotě. Odbuzení či přebuzení motoru vede ke zhoršení účinnosti a nemá tedy smysl. Celkový proud i_s je proto roven pouze hodnotě i_q .



Obr. 5-2 Řízení na maximální moment

5.2.2 Vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety uvnitř rotoru

Moment synchronního motoru s permanentními magnety uvnitř rotoru se skládá ze dvou částí. První část je tvořena součinem $\Psi_{PM} i_q$ a představuje hlavní momentovou složku. Druhou část tvoří $(L_d - L_q) i_d i_q$ a jedná se o reluktační moment, který je způsobený různou velikostí reluktance v d a q ose. Velikost točivého momentu popisuje rovnice:

$$M_e = 3p_p \frac{\Psi_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q}{2}, \quad (5.7)$$

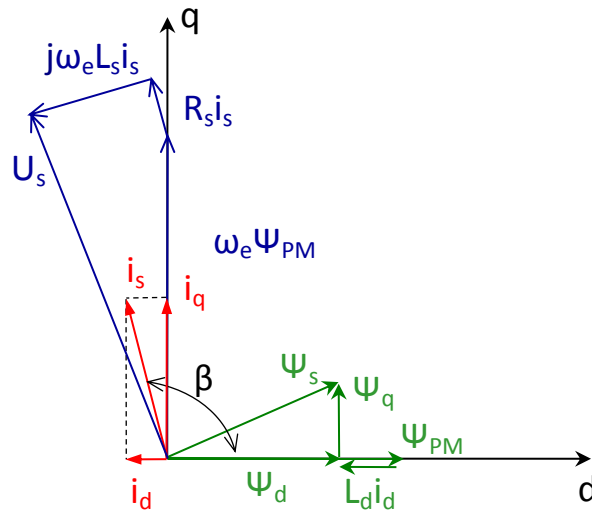
kde p_p je počet pólových dvojic

i_d, i_q jsou jednotlivé satorové proudy

L_d, L_q jsou indukčnosti pro jednotlivé osy

Ψ_{PM} magnetický tok generovaný permanentním magnetem.

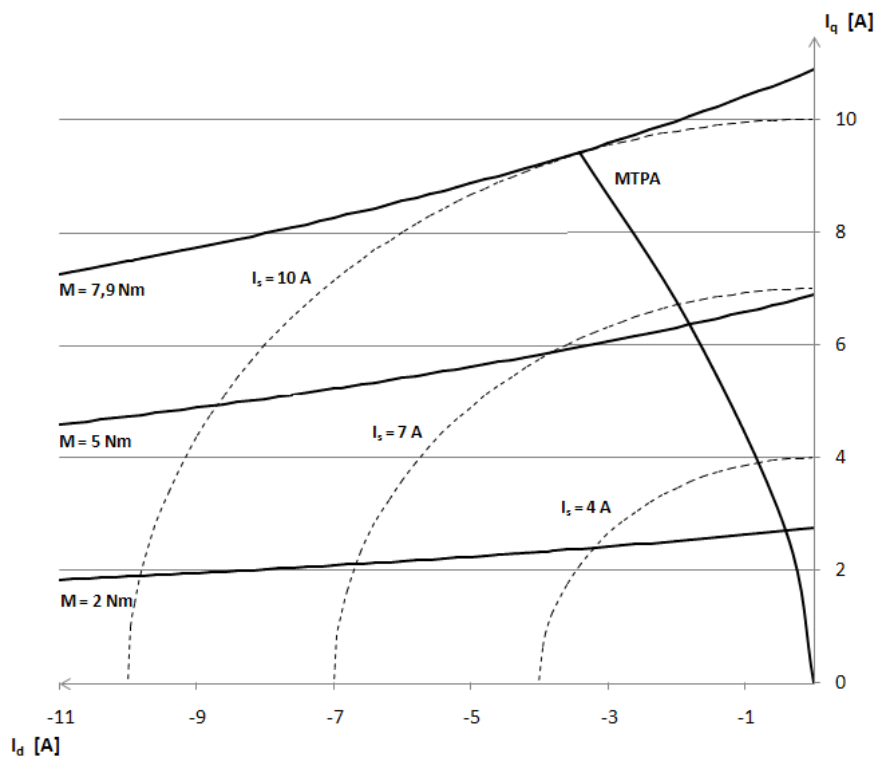
Pokud by bylo potřeba maximalizovat poměr velikost točivého momentu k velikosti satorového proudu, není možné regulovat proud v d složce na nulovou hodnotu. Pokud by se tak stalo, reluktační moment by se neprojevil a momentová rovnice by odpovídala (5.6). Za předpokladu, že $L_d < L_q$ a i_q nabývá kladných hodnot, musí být proud i_d záporný. Je proto nutné synchronní motor začít odbuzovat i v oblasti do nominálních otáček motoru.



Obr. 5-3 Fázorový diagram – odbuzený stav PMSM

5.2.3 Algoritmus maximalizující poměr velikosti momentu k velikosti proudu

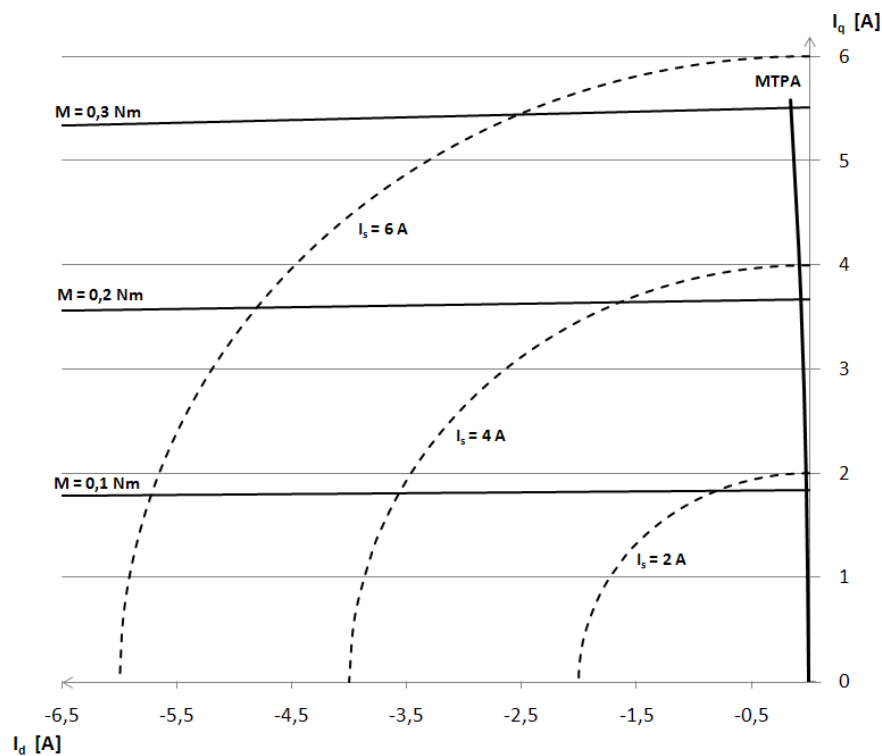
Tento algoritmus je známý pod zkratkou MTPA (z anglického maximal torque per ampere). Z předchozí kapitoly vyplývá, že algoritmus MTPA je použitelný pouze pro synchronní motory s permanentními magnety uvnitř rotoru. Definuje hodnotu proudu i_d , který způsobí odbuzení a tím i využití reluktančního momentu. Přesnější popis a odvození algoritmu MTPA je k nalezení v [18],[19] a [20].



Obr. 5-4 MTPA křivka pro PMSM

Na **Obr. 5-4** je uvedena MTPA křivka synchronního motoru s permanentními magnety, u kterého byl využit algoritmus pro maximalizaci poměru momentu k velikosti proudu. Tento synchronní motor se používá v bílých spotřebičích a jeho parametry jsou uvedeny v Tabulce 3, které dodal průmyslový partner. K dosažení maximálního momentu motoru je potřeba vektoru proudu o velikosti přibližně 10A, který je tvořen složkami proudů $i_d = -3,4A$ a $i_q = 9,4A$. Pokud by bylo třeba dosáhnout stejné velikosti momentu, který by byl tvořen pouze hlavní momentovou složkou, byl by zapotřebí proud o velikosti $i_s = i_q = 11A$.

Jiná situace však vzniká v případě motoru použitého pro experimenty v rámci této práce. Průběh MTPA křivky pro servopohon, který byl použit pro experimentální ověřování algoritmů bezsnímačového řízení, tvořený synchronním motorem s permanentními magnety uvnitř rotoru je znázorněn na **Obr. 5-5**. Parametry použitého motoru jsou uvedeny v Tabulce 4. Průběhy momentových křivek v závislosti na velikosti záporného proudu i_d (odbuzení) zůstávají téměř konstantní. Celkový moment servopohonu je prakticky tvořen pouze hlavní momentovou složkou a reluktanční moment se tudíž neprojevuje. Výrobci se snaží navrhnout rotor, který má co možná nejmenší rozdíl mezi podélnou a příčnou indukčností. Právě velikost rozdílu mezi příčnou a podélnou indukčností určuje velikost reluktančního momentu. Experimentálním měřením a následným výpočtem byl určen rozdíl mezi L_d a L_q indukčností, který je rovný hodnotě 0,073mH.



Obr. 5-5 MTPA křivka pro servopohon tvořený IPMSM

U synchronních motorů s permanentními magnety uvnitř rotoru se provádí odbuzování ze dvou důvodů. Prvním důvodem je využití reluktančního momentu. Obr. 5-5 je důkazem, že nemá smysl využití reluktančního momentu, protože je zanedbatelný vůči velikosti hlavní momentové složky. Druhým důvodem je odbuzování za účelem překročení nominálních otáček. Z napěťové konstanty motoru je možné určit velikost magnetického toku permanentního magnetu:

$$\Psi_{PM} = \frac{60 K_E}{2\pi 1000 p_p}, \quad (5.8)$$

kde K_E je napěťová konstanta motoru

p_p je počet pólových dvojic

Ψ_{PM} magnetický tok generovaný permanentním magnetem.

Servopohon se synchronním motorem má velikost magnetického toku permanentního magnetu $\Psi_{PM} = 0,0121 \text{ Wb}$. Hodnota, o kterou je možno snížit velikost výsledného toku, je rovna součinu $L_d i_d$. Při dosažení $i_{sMAX} = i_d$ je získána hodnota $1,08 \text{ m Wb}$, tedy magnetický tok permanentního magnetu je reálně snížit maximálně o 9%. Teoreticky je možné zvýšit nominální otáčky o 9%, ale při nulovém jmenovitém momentu motoru. Malá statorová indukčnost a na druhé straně velký magnetický tok permanentního magnetu způsobuje, že se prakticky nevyplatí odbuzování za účelem zvýšení nominálních otáček.

Tabulka 3 – Parametry synchronního motoru s permanentními magnety

Jmenovité napětí	U_n	V	250
Jmenovitý proud	I_n	A	11
Jmenovitý moment	M_n	Nm	7,9
Jmenovité otáčky	n_n	min. ⁻¹	3000
Jmenovitý výkon	P_n	W	2500
Odpor statorové fáze	R_s	Ω	1,3
Podélná indukčnost	L_d	mH	6,65
Příčná indukčnost	L_q	mH	12,1
Napěťová konstanta	K_E	V/1000 min. ⁻¹	38
Počet pólových dvojic	p_p	-	4

Tabulka 4 – Parametry synchronního servopohonu s permanentními magnety udávané výrobcem TG drives

Jmenovité napětí	U_n	V	18
Jmenovitý proud	I_n	A	6
Jmenovitý moment	M_n	Nm	0,3
Jmenovité otáčky	n_n	min. ⁻¹	3000
Jmenovitý výkon	P_n	W	94
Klidový moment	M_0	Nm	0,32
Klidový proud	I_0	A	5,09
Odpor dvě fáze	R_{2Ph}	Ω	0,55
Indukčnost dvě fáze	L_{2Ph}	mH při 200Hz	0,4
Napěťová konstanta	K_E	V/1000 min. ⁻¹	3,8
Momentová konstanta	K_T	Nm/A	0,06
Počet pólových dvojic	p_p	-	3

5.2.4 Řídicí struktura vektorového řízení v d-q systému

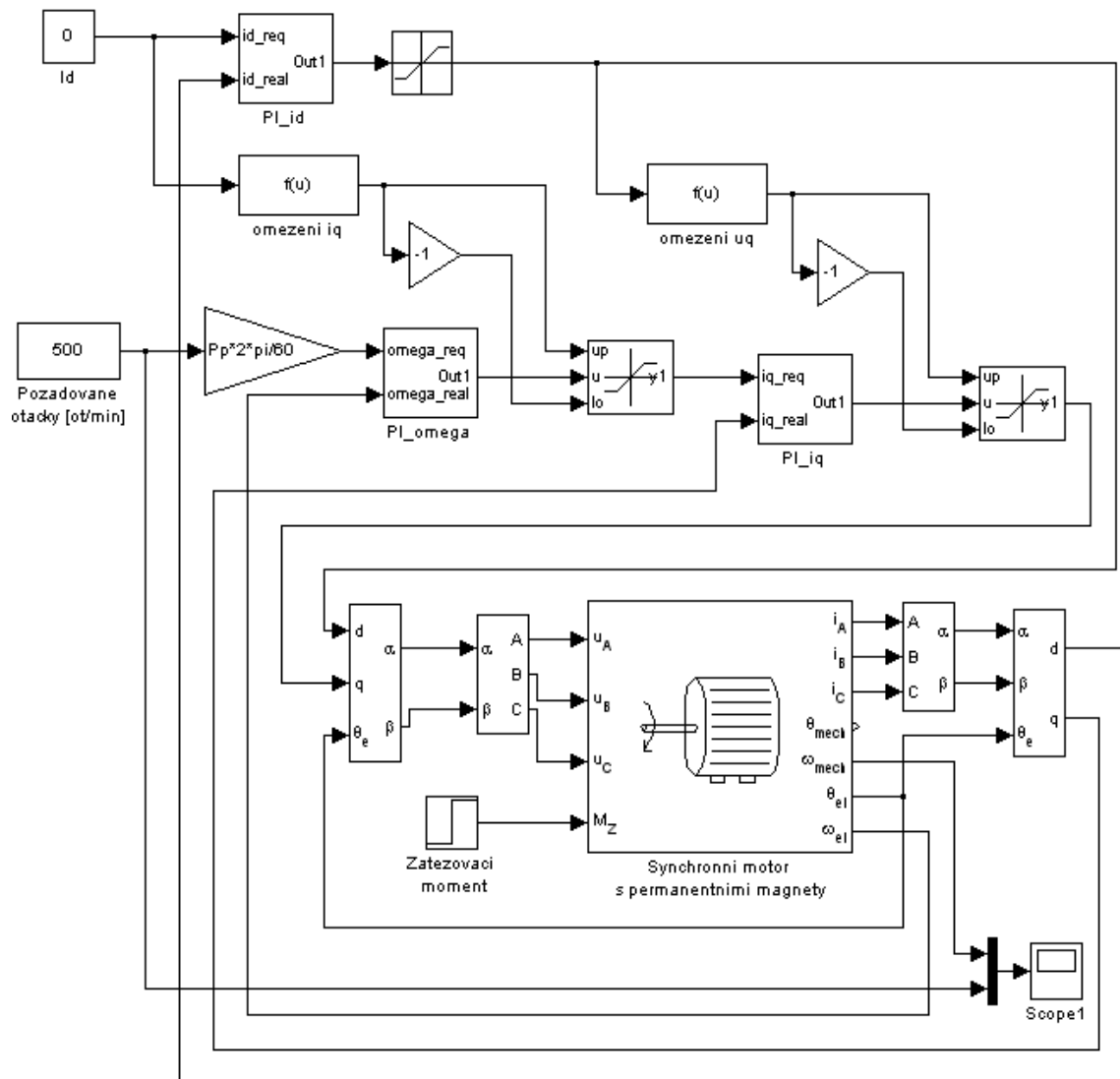
Řídicí struktura vektorového řízení v d-q systému je kaskádního typu. Na **Obr. 5-6** jsou znázorněny dvě základní proudové smyčky a nadřazená rychlostní smyčka. Při požadavku řízení na polohu by přibyla další tzv. polohová smyčka.

Za podmínky rozhodnutí o neodbuzování bude regulátor PI_{id} udržovat tokotvornou složku proudu i_d na nulové hodnotě. Podle velikosti žádané hodnoty i_d je vypočítaná maximální přípustná hodnota proudu i_q . Na výstupu regulátoru rychlosti je viditelná velikost složky proudu i_q , která odpovídá hodnotě požadovaného momentu. Hodnoty složek statorového napětí jsou k dispozici na výstupu jednotlivých proudových regulátorů. Podle velikosti napětí u_d je vypočítáno omezení pro napětí u_q .

Proudové omezení

S ohledem na maximální proud synchronním motorem či PWM modulem je nezbytné neustále kontrolovat velikost proud v d a q složce. Největší riziko přetížení nastává při odbuzování. V případě odbuzování je nutné omezovat velikost proudu v q složce podle vztahu:

$$i_{qMAX} = \sqrt{i_{MAX}^2 - i_d^2} \quad (5.9)$$



Obr. 5-6 Vektorové řízení s odbuzením

Napěťové omezení

Napěťové omezení se projevuje, pokud synchronní motor dosahuje maximálních otáček. Při maximálních otáčkách motoru dosahuje zpětné elektromotorické napětí hodnot výstupního napětí střídače (PWM modulu) a již není prostor pro další zvyšování akčního zásahu na výstupu regulátoru i_q .

$$u_{qMAX} = \sqrt{u_{MAX}^2 - u_d^2} \quad (5.10)$$

Nastavení regulátoru proudové smyčky

Statorové vinutí synchronního motoru s permanentními magnety je modelováno jako sériové spojení odporu R_s a indukčnosti L_s .

Přenos RL článku pro d a q osu:

$$F_d(p) = \frac{\frac{1}{R_s}}{\frac{L_d}{R_s}p + 1} \quad F_q(p) = \frac{\frac{1}{R_s}}{\frac{L_q}{R_s}p + 1} \quad (5.11)$$

Základním požadavkem na regulační děj je nulová ustálená odchylka a minimální překmit, aby nedocházelo k přetížení motoru. Aby bylo dosaženo nulové ustálené odchylky, musí regulátor nebo soustava obsahovat integrátor. Není uvažováno působení poruchy. Regulovanou soustavu tvoří RL článek, takže integrační složku musí obsahovat regulátor. Uvedeným požadavkům vyhovuje regulátor typu PI.

Přenos PI regulátoru:

$$F_{PI}(p) = K_r \left(1 + \frac{1}{T_i p} \right) = k_r \frac{(T_i p + 1)}{p} \quad (5.12)$$

Časová konstanta regulátoru je nastavena tak, aby kompenzovala časovou konstantu soustavy. Velikost zesílení regulátoru je nastavena podle akčního zásahu. Příliš velké zesílení regulátoru generuje nereálné akční zásahy, které jsou následně omezeny saturací z důvodu dosažení maximálního statorového napětí.

Přenos otevřené smyčky:

$$F_O(p) = k_r \frac{(T_i p + 1)}{p} \frac{\frac{1}{R_s}}{\left(\frac{L_d}{R_s}p + 1\right)} \quad (5.13)$$

pro časovou konstantu regulátoru $T_i = \frac{L_d}{R_s}$ je přenos otevřené smyčky roven:

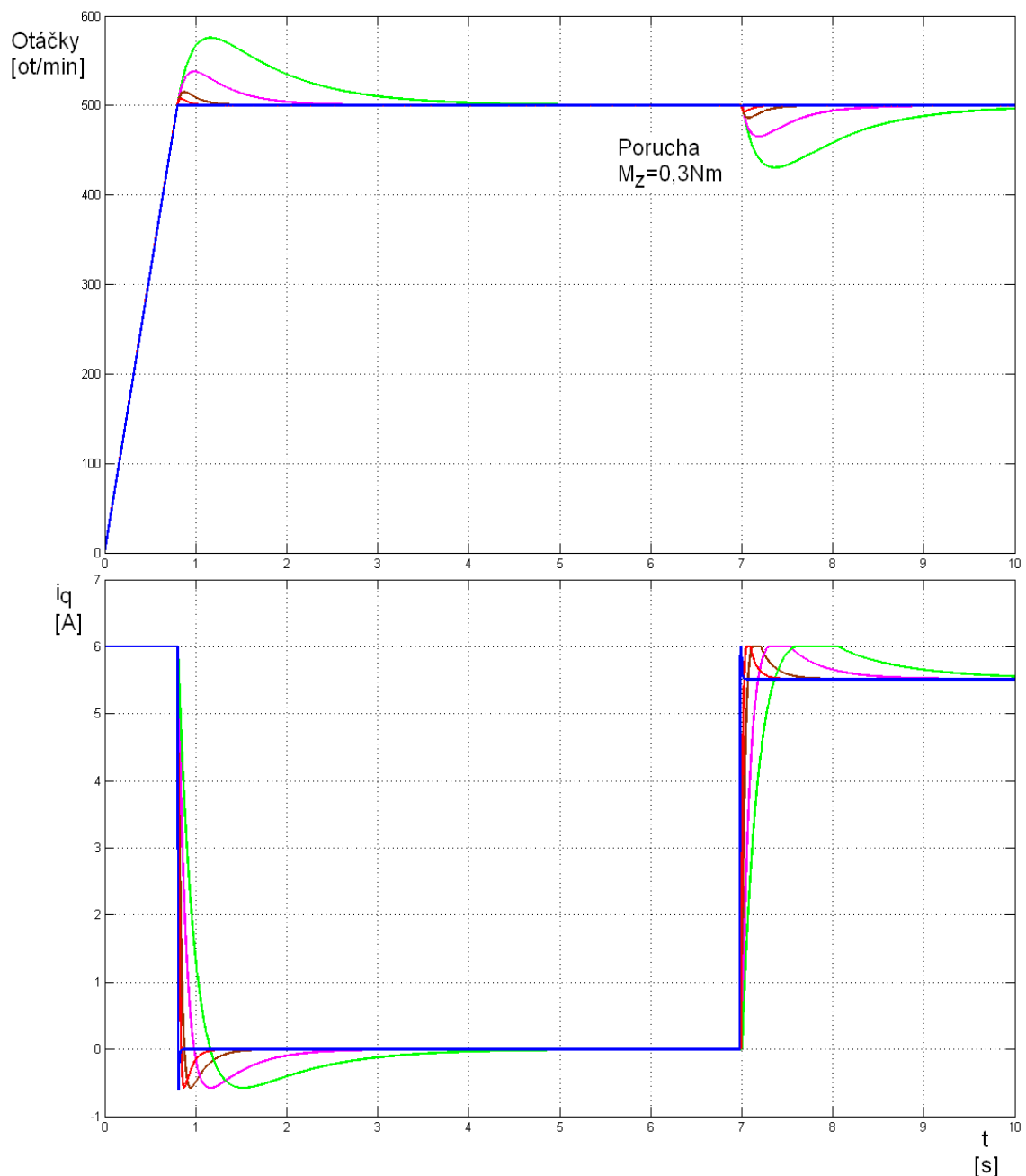
$$F_O(p) = k_r \frac{\frac{1}{R_s}}{p} \quad (5.14)$$

Nastavení regulátoru rychlostní smyčky

Hlavním požadavkem je nulová ustálená odchylka i při působení poruchy, kterou je měnící se zatěžovací moment. Aby byl tento požadavek splněn, musí regulátor

obsahovat integrační složku. Při zanedbání dynamiky proudové smyčky, která je obvykle výrazně rychlejší než dynamická rychlostní-mechanická část systému, se regulovaná soustava chová jako integrátor. Pro stabilní regulační smyčku postačuje použití PI regulátor či PID regulátor. PID regulátor není vhodný z důvodů zesílení šumu (rychle se měnícího odhadu z rekonstruktoru).

K dosažení rychlejšího přechodového děje je nezbytný anti-windup integrační složky regulátoru. Hodnota saturace je nastavena na maximální hodnotu akčního zásahu (i_{qMAX}).



Obr. 5-7 Průběhy regulace rychlosti a akčního zásahu

Návrh regulátoru lze provést metodou standartního tvaru frekvenční charakteristiky. Obr. 5-7 zachycuje průběh přechodových dějů a akčních zásahů. Pro vysoké hodnoty zesílení regulátoru je dosažen přechodový děj prakticky bez překmitu viz modrý průběh. Avšak dynamika rychlostního PI regulátoru je záměrně zvolena jako pomalejší s ohledem na dynamické vlastnosti estimátoru, který bude použit pro rekonstrukci otáček.

Vliv křížové vazby a její odstranění - decoupling

V předchozí části kapitoly byl prováděn návrh proudových regulátorů podle zásad platících pro lineární systémy. Na rovnicích, (4.13)(4.14) či (4.23)(4.24) reprezentujících popis chování synchronního motoru s permanentními magnety v d-q souřadnicovém systému, je patrné, že d-složka proudu a q-složka proudu se navzájem ovlivňují. Tato vazba není lineární, dochází k součinu dvou stavů, a proto se nejedná o lineární systém. Jako efektivní nástroj, pro linearizaci takového systému, se nabízí možnost použití zpětnovazební linearizace. Decoupling je typem zpětnovazební linearizace, který zabraňuje vzájemnému ovlivňování proudových regulátorů.

Zrušení křížových vazeb popisují následující rovnice:

$$u_d = u_{dreg} - L_s \omega_s i_q \quad (5.15)$$

$$u_q = u_{qreg} + L_s \omega_s i_d + \omega_s \Psi_{PM}, \quad (5.16)$$

kde u_d a u_q jsou statorová napětí vstupující do synchronního motoru

i_d a i_q jsou jednotlivé statorové proudy

u_{dreg} a u_{qreg} jsou akční zásahy regulátorů proudu

Ψ_{PM} magnetický tok tvořený permanentním magnetem rotoru

L_s je statorová indukčnost

ω_s je elektrická úhlová rychlost otáčení rotoru.

Po dosazení do rovnice (4.15) a s využitím rovnic (3.13) , (3.15) a (3.16) je výsledkem:

$$u_{dreg} - L_s \omega_s i_q = R_s i_d + \frac{d(L_s i_d + \Psi_{PM})}{dt} - L_s \omega_s i_q \quad (5.17)$$

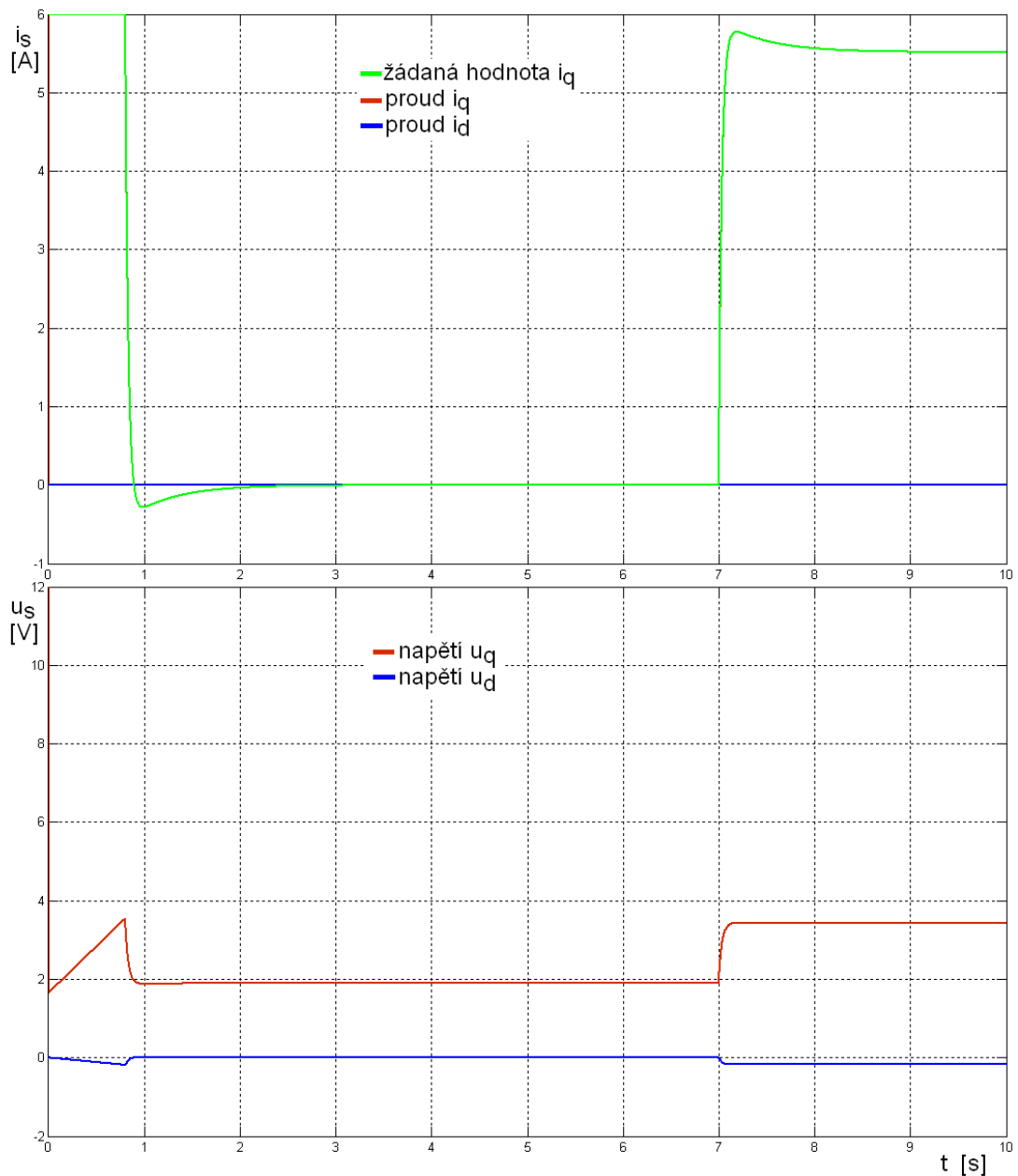
$$u_{dreg} = R_s i_d + \frac{d(L_s i_d + \Psi_{PM})}{dt} \quad (5.18)$$

a obdobně dosazením do rovnice (5.16) a s využitím rovnic (4.14), (4.15) a (4.16) je získáno:

$$u_{qreg} + L_s \omega_s i_d + \omega_s \Psi_{PM} = R_s i_q + \frac{d(L_s i_q)}{dt} + \omega_s (L_s i_d + \Psi_{PM}) \quad (5.19)$$

$$u_{qreg} = R_s i_q + L_s \frac{d i_q}{dt}. \quad (5.20)$$

Předpokladem správné funkčnosti zpětnovazební linearizace je přesná znalost parametrů motoru a potřebných stavových veličin systému. Princip zrušení křížových vazeb je patrný z rovnic (5.17) a (5.19). K akčním zásahům proudových regulátorů jsou přičítány korekce, které vedou k linearizaci systému. Pro proudový regulátor se pak výsledný systém chová jako lineární viz (5.18) a (5.20).



Obr. 5-8 Průběhy regulace proudů bez decoupling

Přestože má zpětnovazební linearizace nesporné výhody, nebyla využita. Hlavním důvodem je ovlivňování testovacích signálů, které jsou použity pro některé metody bezsnímačového řízení. V praktických aplikacích bývá řízení rovněž často realizováno bez zpětnovazební linearizace z důvodu možnosti negativního ovlivnění řízení při chybné kompenzaci nelinearit z důvodu odchylek mezi předpokládanými a skutečnými parametry motoru.

Pro správné řízení synchronního motoru není zapotřebí zpětnovazební linearizace. Všechny korekční členy zpětnovazební linearizace jsou závislé na aktuálních elektrických otáčkách. Tedy rychlost změny korekce odpovídá změnám rychlosti rychlostní smyčky. Časové konstanty proudové smyčky jsou řádově nižší než časová konstanta rychlosti smyčky. Z tohoto důvodu jsou proudové regulátory schopné kompenzovat vliv křížové vazby i nárůst zpětného elektromotorického napětí bez použití zpětnovazební linearizace - decouplingu.

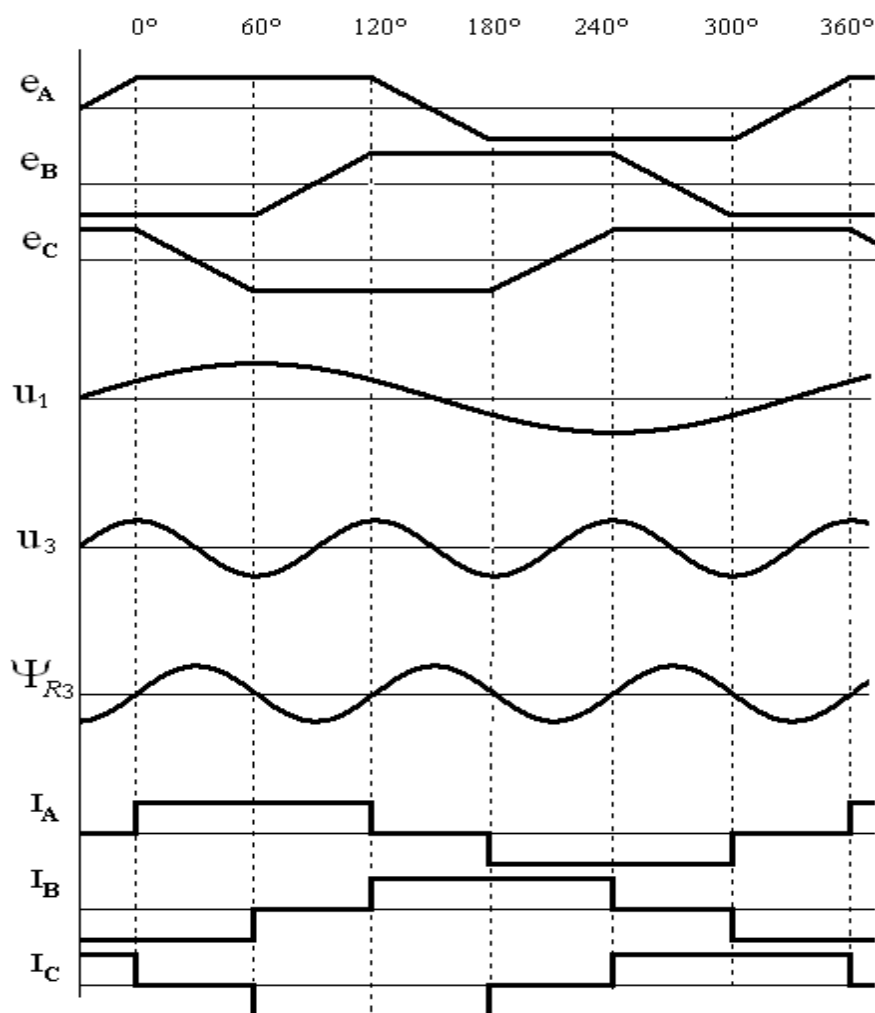
Předchozí tvrzení bylo ověřeno simulací, která je zobrazena na **Obr. 5-8**. Žádaná hodnota proudu i_q je generována regulátorem rychlosti a hodnotu proudu i_d je udržována na nulové hodnotě. Druhá část zobrazuje akční zásahy proudových regulátorů. Na průběhu napětí u_d a u_q vstupujících do motoru je patrný vliv křížové vazby a indukovaného zpětného elektromotorického napětí.

6 Odhad polohy motoru pro vyšší rychlosti

6.1 METODA ODHADU POMOCÍ VYŠŠÍCH HARMONICKÝCH ZPĚTNÉHO ELEKTROMOTORICKÉHO NAPĚTÍ

6.1.1 Odhad pomocí třetí harmonické zpětného elektromotorického napětí

Myšlenka odhadu je založena na pozorování třetí harmonické zpětného elektromotorického napětí. Ideální průběh zpětného elektromotorického napětí u synchronního motoru s permanentními magnety je sinusový, nejsou očekávány tady žádné významnější vyšší harmonické. Metoda je proto primárně určena pro bezkartáčové stejnosměrné motory, které mají lichoběžníkový průběh zpětného elektromotorického napětí [21].



Obr. 6-1 Princip bezsnímačového řízení bezkartáčového stejnosměrného motoru

Na **Obr. 6-1** horní tři průběhy e_A , e_B a e_C představují idealizovaný lichoběžníkový průběh zpětného elektromotorického napětí. Následuje první a třetí harmonická zpětného elektromotorického napětí a po nich průběh třetí harmonické rotorového toku, který byl určen podle vztahu [21]:

$$\Psi_{R3} = \int u_3 dt \quad (6.1)$$

Poslední tři průběhy představují proudy v jednotlivých fázích statoru motoru. Pro plnohodnotné řízení bezkartáčového stejnosměrného motoru stačí v pravý okamžik spínat příslušné tranzistory a to s přesností 60° elektrického úhlu rotoru.

Základem správné funkčnosti bezsnímačového algoritmu řízení je přesná detekce okamžiku, kdy dochází ke spínání tranzistorů. Nejjednodušším řešením je využití detekce průchodu nulou zpětného elektromotorického napětí. Samotné zpětné elektromotorické napětí poskytuje během jedné elektrické otáčky dva takovéto okamžiky, což je nepostačující. Z tohoto důvodu je nutné přistoupit k analýze vyšších harmonických. Využitím třetí harmonické bude dosaženo požadované přesnosti 60° elektrických, avšak třetí harmonická napětí je fázově posunuta od okamžiku spínání tranzistorů. Vztah (6.1) určuje odhad třetí harmonické rotorového toku, u kterého bude detekován průchod nulou.

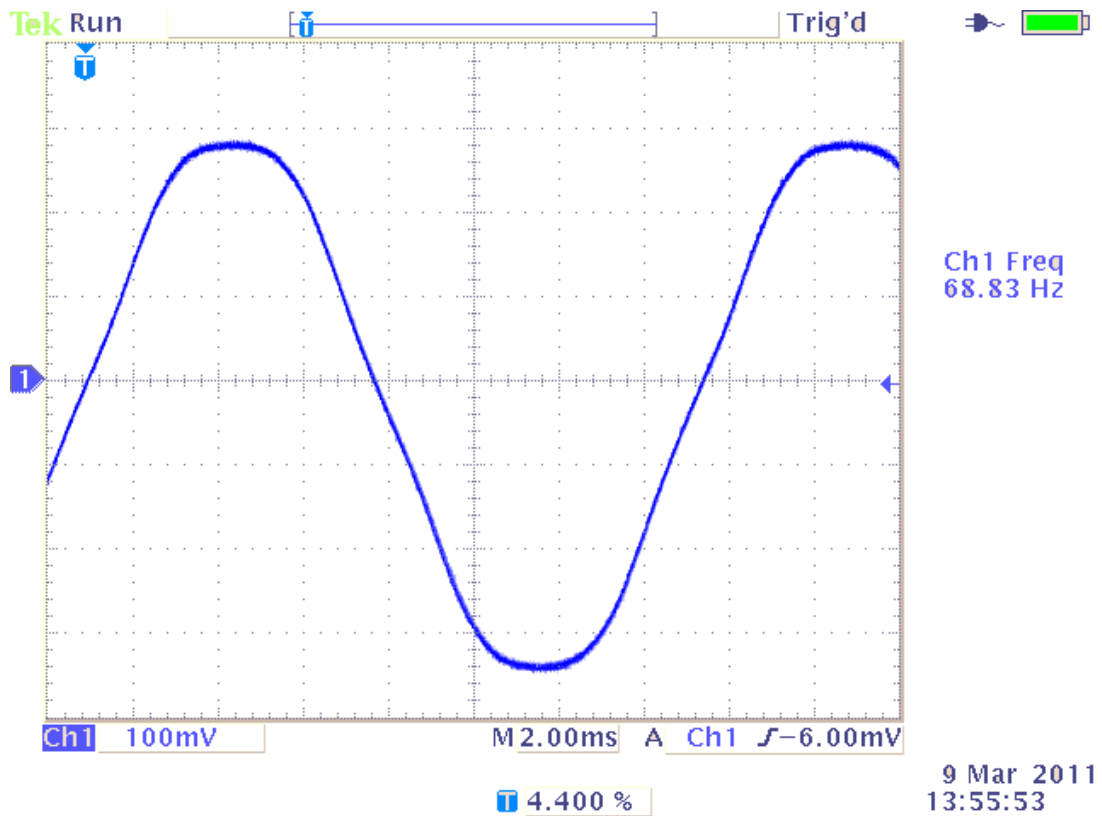
6.1.2 Analýza generovaného zpětného elektromotorického napětí

V této kapitole bude analyzován průběh generovaného zpětného elektromotorického napětí a využití vyšších harmonických pro bezsnímačové řízení. Pro testování byly vybrány tři typy synchronních motorů.

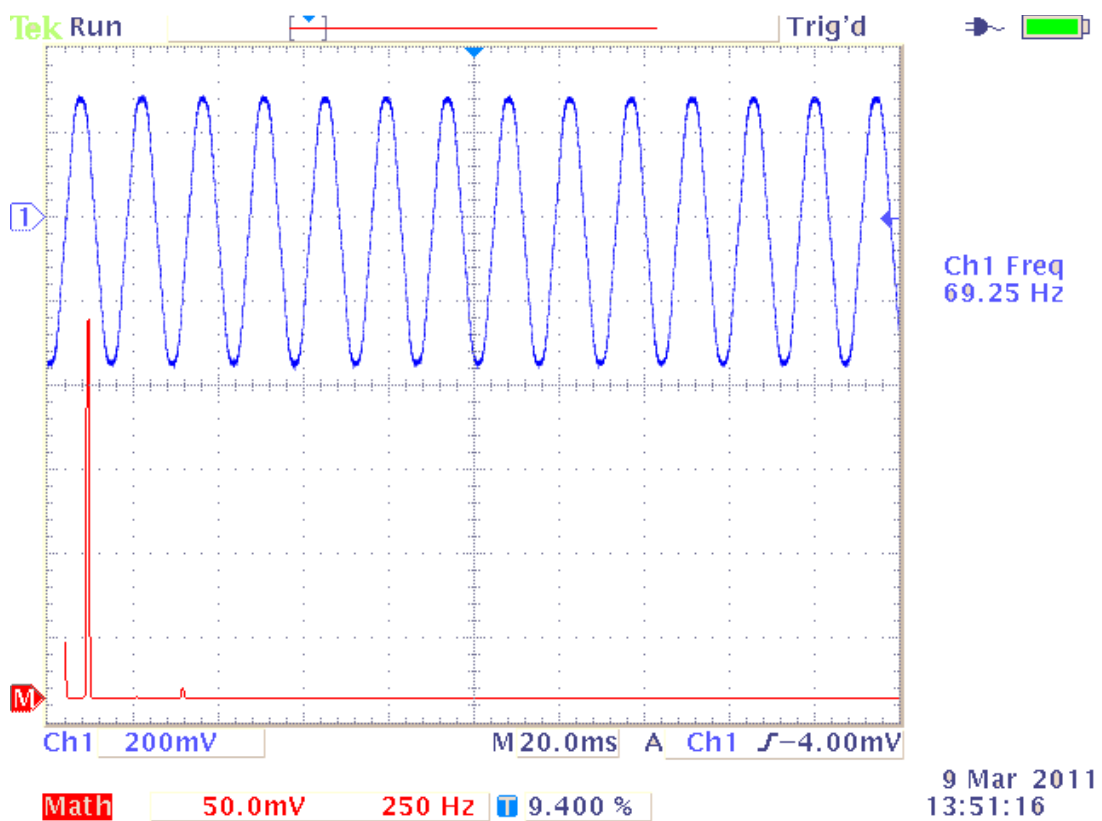
SYNCHRONNÍ MOTOR S PERMANENTÍMI MAGNETY

Jedná se o synchronní motor s permanentními magnety SBL2-0032-30 od firmy TGdrives s parametry viz Tabulka 4, který byl konstruován jako servopohon. Permanentní magnety jsou uloženy ve vyfrézovaných drážkách rotoru. U toho typu byly naměřeny změny ve statorové indukčnosti vlivem natočení rotoru.

Průběh zpětného elektromotorického napětí je zobrazen na **Obr. 6-2** a spektrum generovaného elektromotorického napětí je na **Obr. 6-3** vyznačeno červeně. Dle předpokladů je průběh zpětného elektromotorického napětí téměř ideální sinusový a spektrum je složeno prakticky pouze z první harmonické. V detailním pohledu na spektrum, které je v příloze A **Obr. 0-1**, je ještě patrná pátá harmonická, avšak poměr amplitud mezi první a pátou harmonickou byl nižší než 3:100.



Obr. 6-2 Průběh zpětného elektromotorického napětí synchronního motoru



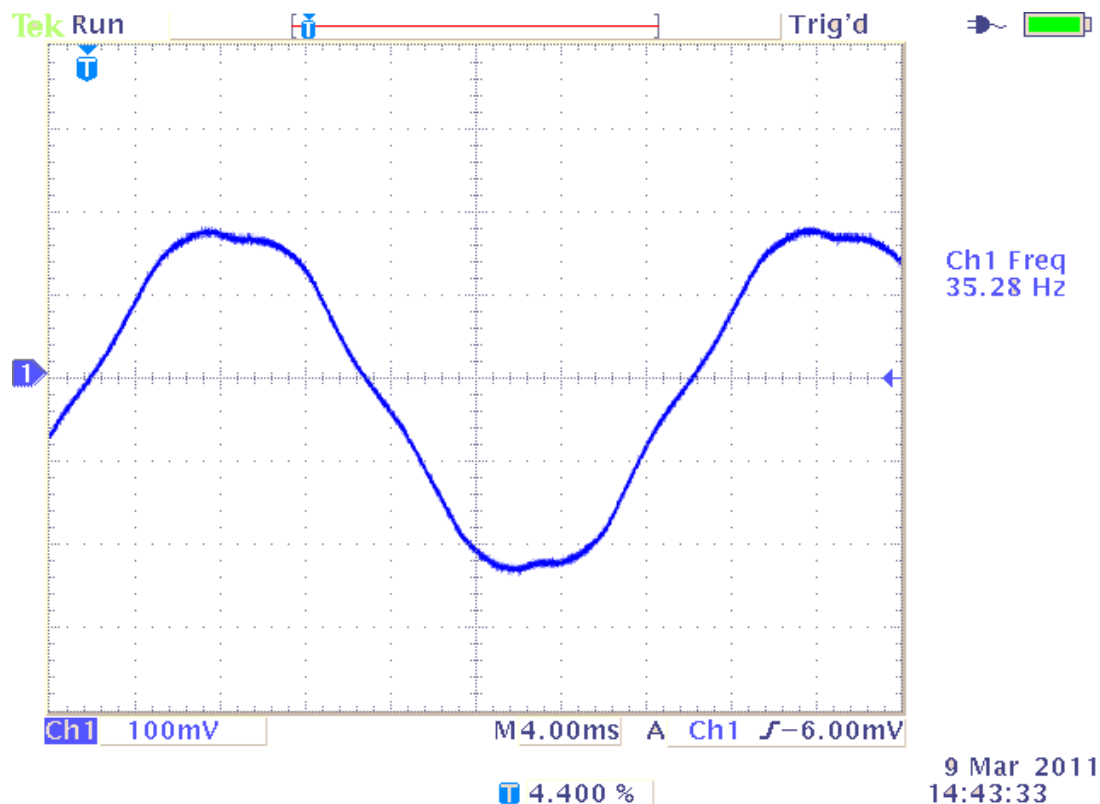
Obr. 6-3 Zobrazení spektra zpětného elektromotorického napětí u synchronního motoru

STEJNOSMĚRNÝ BEZKARTÁČOVÝ MOTOR

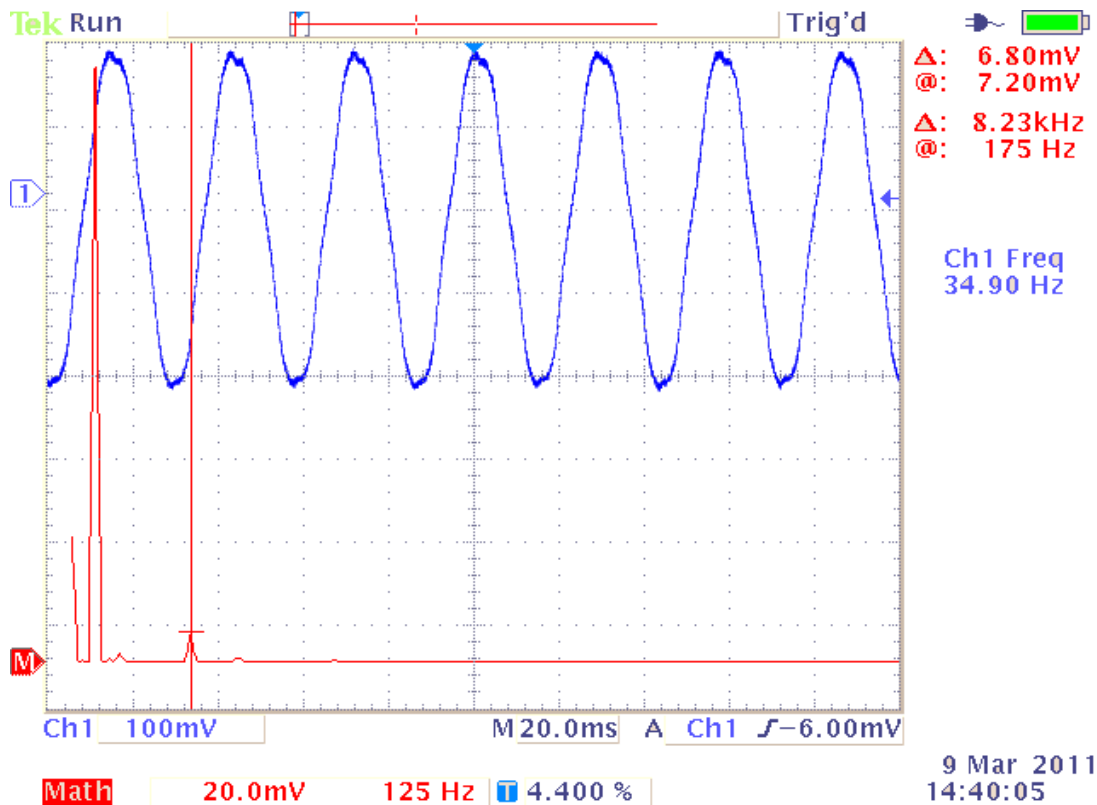
U stejnosměrného bezkartáčového motoru jsou permanentní magnety rovnoměrně nalepeny na povrchu rotoru, kde se střídá severní a jižní pól permanentního magnetu. Očekávaný průběh zpětného elektromotorického napětí by měl být lichoběžníkový s výraznou třetí harmonickou ve spektru. Naměřený průběh zpětného elektromotorického napětí je patrný na **Obr. 6-4** a spektrum na **Obr. 6-5**, které je vyznačeno červeně. Průběh se skutečně přibližuje lichoběžníku, avšak ve spektru se třetí harmonická výrazněji neobjevila. Detailní pohled spektra je v příloze A **Obr. 0-2**. Poměr mezi první a pátou harmonickou je méně 5:100 a amplituda třetí harmonické je na prahu měřitelnosti.

STEJNOSMĚRNÝ BEZKARTÁČOVÝ MOTOR-OUTRUNNER

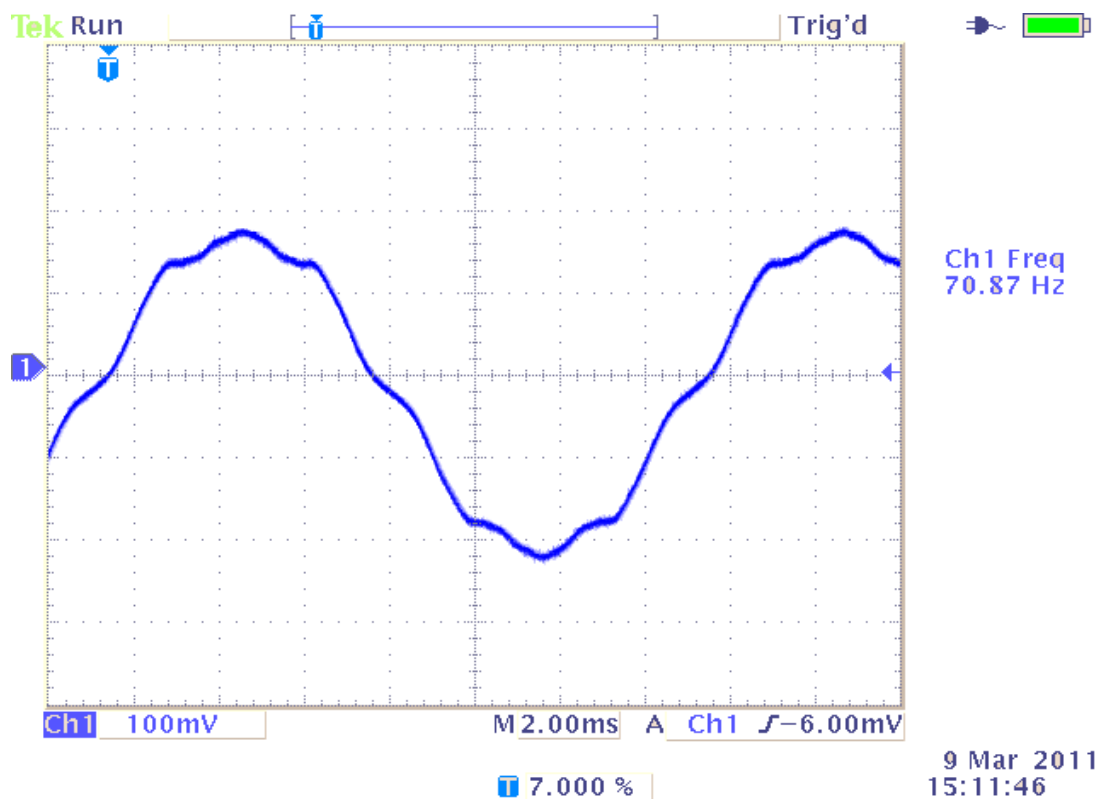
Obdobně jako u stejnosměrného bezkartáčového motoru jsou permanentní magnety rovnoměrně nalepeny na povrchu rotoru, avšak rotor obíhá stator. Tato konstrukce je zobrazena on **Obr 6-7**. Naměřený průběh zpětného elektromotorického napětí je uveden na **Obr. 6-6** a spektrum na **Obr. 6-7**. Oproti klasické konstrukci stejnosměrného bezkartáčového motoru se ve spektru objevila sedmá harmonická. Detailní pohled spektra je k nalezení v příloze A **Obr. 0-3** a **Obr. 0-4**.



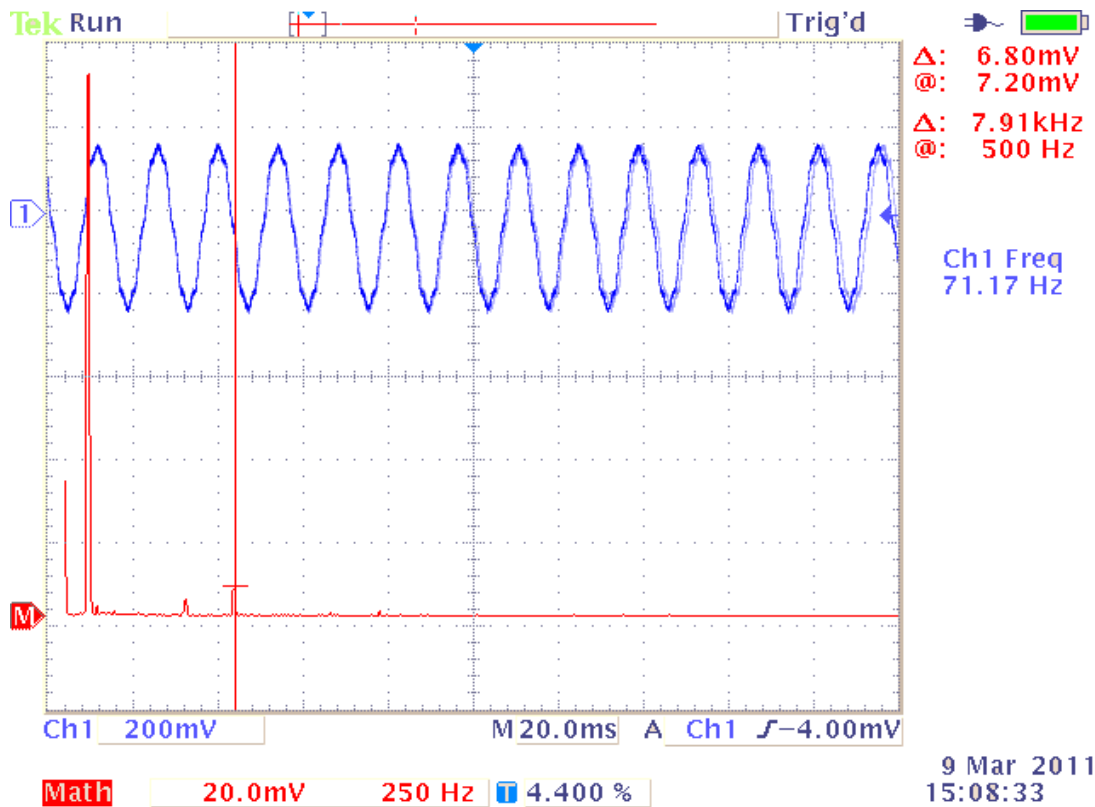
Obr. 6-4 Zobrazení zpětného elektromotorické napětí u stejnosměrného bezkartáčového motoru



Obr. 6-5 Spektrum zpětného elektromotorického napětí u stejnosměrného bezkartáčového motoru



Obr. 6-6 Zobrazení zpětného elektromotorického napětí u stejnosměrného bezkartáčového motoru (Outrunner)



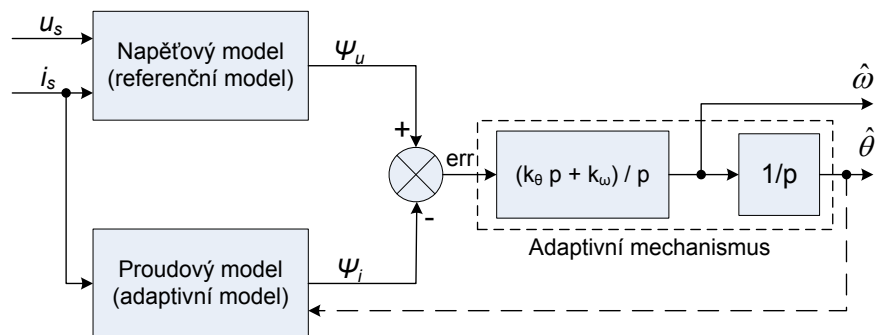
Obr. 6-7 Spektrum zpětného elektromotorického napětí u stejnosměrného bezkartáčového motoru (Outrunner)

Využití vyšších harmonických složek zpětného elektromotorického napětí pro estimace otáček u synchronních motorů s permanentními magnety se ukázal jako neperspektivní směr. Musel by se řešit způsob zesílení vyšších harmonických, nebo filtrace první harmonické. Za současné situace je poměr amplitud mezi první a vyššími harmonickými příliš velký, a proto je tato metoda pro praktické aplikace nepoužitelná.

6.2 METODA ODHADU POMOCÍ STRUKTURY MRAS

6.2.1 Teorie

Metoda MRAS vychází z myšlenky, že pro určitou veličinu je možné nalézt model nezávislý na hledaném parametru (referenční) a model, který na hledané veličině závisí (adaptivní). Algoritmus MRAS porovnává výstupní hodnoty obou modelů a vhodným adaptivním mechanismem generuje odhad polohy rotoru tak, aby odchylka mezi modely byla minimální [22] [23].



Obr. 6-8 Blokové schéma struktury MRAS

Na Obr. 6-8 je uvedena struktura MRAS, kde je využito dvou modelů pro výpočet velikosti magnetického toku státorem motoru. Odhadovanou veličinou je poloha rotoru, která je zavedena jako zpětná vazba do adaptivního modelu.

Rovnice (6.2) a (6.3) popisují napěťový model magnetického toku, protože neobsahuje informaci o úhlu natočení rotoru, je uvažován jako referenční model:

$$\hat{\Psi}_{u_\alpha} = \int (u_\alpha - R_s i_\alpha + u_{c\alpha}) dt \quad (6.2)$$

$$\hat{\Psi}_{u_\beta} = \int (u_\beta - R_s i_\beta + u_{c\beta}) dt \quad (6.3)$$

kde u_α, u_β statorové napětí popsáné v α - β systému

i_α, i_β statorové proudy popsáné v α - β systému

$\hat{\Psi}_{u_\alpha}, \hat{\Psi}_{u_\beta}$ jsou odhadované statorové toky napěťového modelu

$u_{c\alpha}, u_{c\beta}$ jsou korekční členy

R_s odpor statoru

Pro správnou funkčnost napěťového modelu před začátkem řízení je nutné nastavit příslušné počáteční podmínky. Pokud je úhel natočení rotoru roven nule, pak $\hat{\Psi}_{u\alpha}$ je nastavena na hodnotu magnetického toku vyvolaného permanentním magnetem a $\hat{\Psi}_{u\beta}$ je nastavena na nulu. Při jiném natočení rotoru se příslušné hodnoty $\hat{\Psi}_{u\alpha}$ a $\hat{\Psi}_{u\beta}$ přepočítají podle vztahů:

$$\hat{\Psi}_{u\alpha} = \Psi_{PM} \cos(\theta) \quad (6.4)$$

$$\hat{\Psi}_{u\beta} = \Psi_{PM} \sin(\theta) \quad (6.5)$$

Další možností ke správnému nastavení napěťového modelu jsou korekční členy $u_{c\alpha}$ a $u_{c\beta}$. Hodnota korekčních členů je regulována pomocí dvou PI regulátorů, kde regulační odchylkou je rozdíl mezi velikostmi magnetických toků napěťového a adaptivního modelu.

Rovnice (6.4) a (6.5) popisují proudový model magnetického toku, protože je zde obsažena informace o úhlu natočení rotoru, je uvažován jako adaptivní model:

$$\hat{\Psi}_{i\alpha} = L_s i_\alpha + \Psi_{PM} \cos(\theta) \quad (6.6)$$

$$\hat{\Psi}_{i\beta} = L_s i_\beta + \Psi_{PM} \sin(\theta), \quad (6.7)$$

kde i_α, i_β statorové proudy popsané v α - β systému

$\hat{\Psi}_{i\alpha}, \hat{\Psi}_{i\beta}$ odhadovaný statorový tok proudového modelu

Ψ_{PM} magnetický tok generovaný permanentním magnetem

L_s je statorová indukčnost

θ je úhel natočení rotoru

Nyní modely odhadují vektory magnetický toků $\hat{\Psi}_u$ a $\hat{\Psi}_i$. Vektory magnetických toků musí svírat nulový úhel, aby odhad polohy natočení rotoru byl korektní.

Spojením α - β systému s komplexní rovinou je možné vyjádřit úhlovou odchylku, jako rozdíl úhlů, které vektory svírají s reálnou osou:

$$\Delta\theta = \theta_u - \theta_i = \arcsin \frac{\Im\{\hat{\Psi}_u\}}{|\hat{\Psi}_u|} - \arcsin \frac{\Im\{\hat{\Psi}_i\}}{|\hat{\Psi}_i|} \quad (6.8)$$

Pro malé úhly platí $\Delta\theta \approx \sin \Delta\theta$ a je možné napsat:

$$\Delta\theta = \frac{\Im\{\hat{\Psi}_u\}}{|\hat{\Psi}_u|} - \frac{\Im\{\hat{\Psi}_i\}}{|\hat{\Psi}_i|} = \frac{\hat{\Psi}_{u\beta}\sqrt{\hat{\Psi}_{i\alpha}^2 + \hat{\Psi}_{i\beta}^2} - \hat{\Psi}_{i\beta}\sqrt{\hat{\Psi}_{u\alpha}^2 + \hat{\Psi}_{u\beta}^2}}{\sqrt{(\hat{\Psi}_{u\alpha}^2 + \hat{\Psi}_{u\beta}^2)(\hat{\Psi}_{i\alpha}^2 + \hat{\Psi}_{i\beta}^2)}} \quad (6.9)$$

Po upravení je získána rovnice přepočítávající rozdíl odhadů magnetických toků na úhlovou odchylku:

$$\Delta\theta \approx \sin\Delta\theta = \frac{\hat{\Psi}_{u\beta}\hat{\Psi}_{i\alpha} - \hat{\Psi}_{i\beta}\hat{\Psi}_{u\alpha}}{\sqrt{(\hat{\Psi}_{u\alpha}^2 + \hat{\Psi}_{u\beta}^2)(\hat{\Psi}_{i\alpha}^2 + \hat{\Psi}_{i\beta}^2)}} \quad (6.10)$$

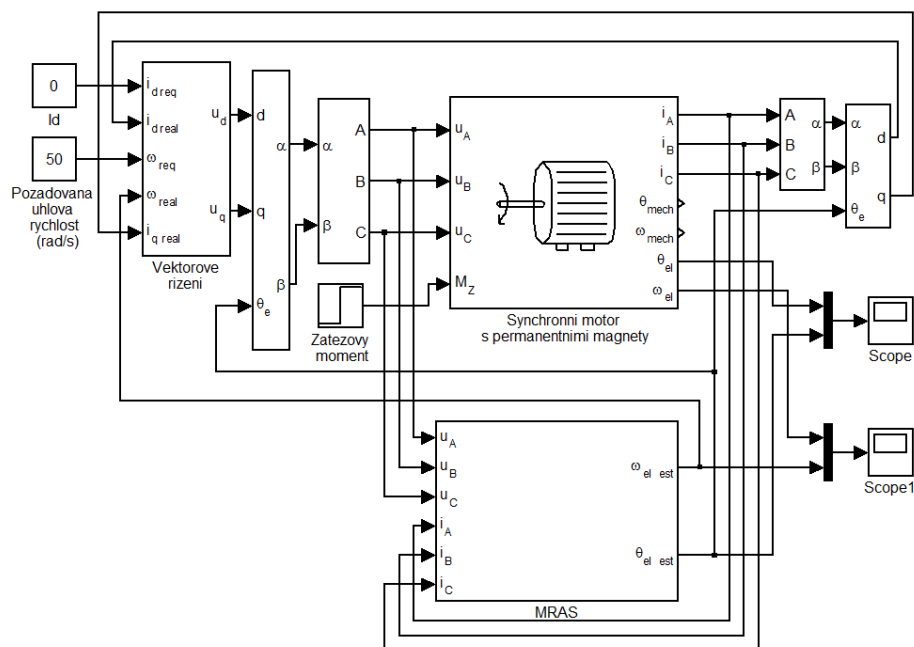
Přenos adaptivního mechanismu je definován jako

$$\frac{\hat{\theta}(p)}{\Delta\theta(p)} = \frac{k_\theta p + k_\omega}{p} \cdot \frac{1}{p} \quad (6.11)$$

V tomto případě je použit PI regulátor v sérii a integrátorem.

6.2.2 Simulace

Simulace algoritmu MRAS byla realizována v prostředí Matlab Simulink a modelovací schéma je zobrazeno na **Obr. 6-9**. Vlastní algoritmus byl implementován pomocí S-funkce.



Obr. 6-9 Modelovací schéma struktury MRAS

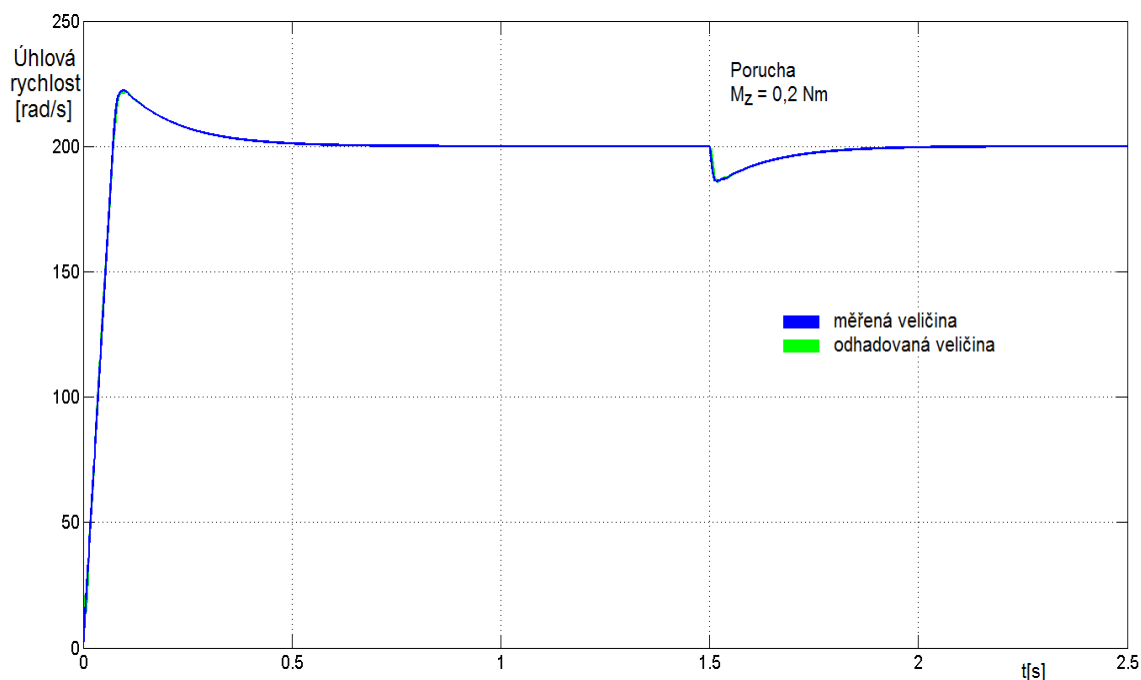
Parametry simulace jsou uvedeny v Tabulce 5 a parametry synchronního motoru udávané výrobcem jsou nastaveny podle Tabulky 4. V první části Tabulky 5 jsou uvedeny

počáteční podmínky simulace a nastavení PI regulátorů. Pro správnou funkčnost algoritmu musí být dynamika PI regulátorů pro korekční členy v napěťovém modelu výrazně pomalejší než dynamika adaptivního mechanismu. V posledním řádku tabulky je uvedena perioda vzorkování, se kterou pracuje vlastní algoritmus realizovaný v S-funkci. Tato hodnota byla zvolena jako kompromis mezi elektrickou časovou konstantou servomotoru a minimálním potřebným časem, který je potřebný na výpočet v reálném čase.

Tabulka 5 – Parametry simulace metody MRAS

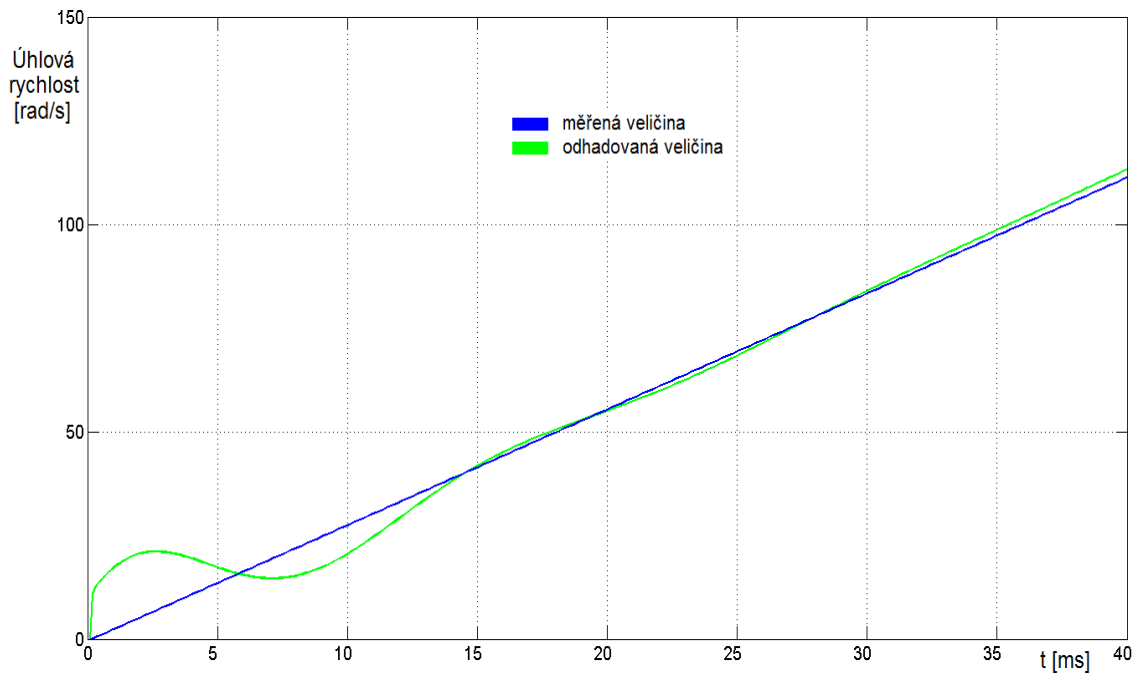
Moment setrvačnosti	J_m	kgm ²	0,00035
Počáteční úhlová rychlost	ω_0	rad/s	0
Počáteční poloha rotoru	θ_0	rad	0
Konstanta PI regulátoru pro ω	k_ω	-	80000
Konstanta PI regulátoru pro ω	k_θ	-	200
Konstanta PI regulátoru pro korekční člen	k_1	-	2
Konstanta PI regulátoru pro korekční člen	k_2	-	100
Perioda vzorkování	T_s	s	0,0001

V následující části jsou uvedeny průběhy získané simulací. Primárním účelem simulací je ověřit správnou funkčnost navrženého algoritmu před jeho praktickou implementací.

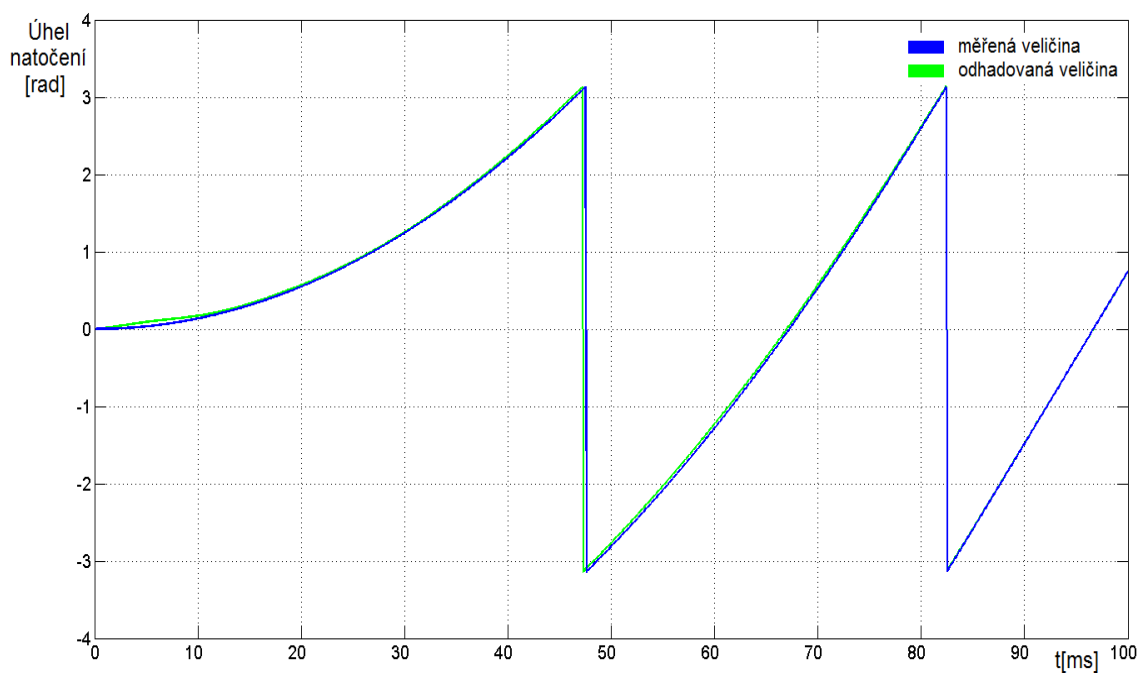


Obr. 6-10 Odhad rychlosti pomocí metody MRAS při vstupu poruchy - simulace

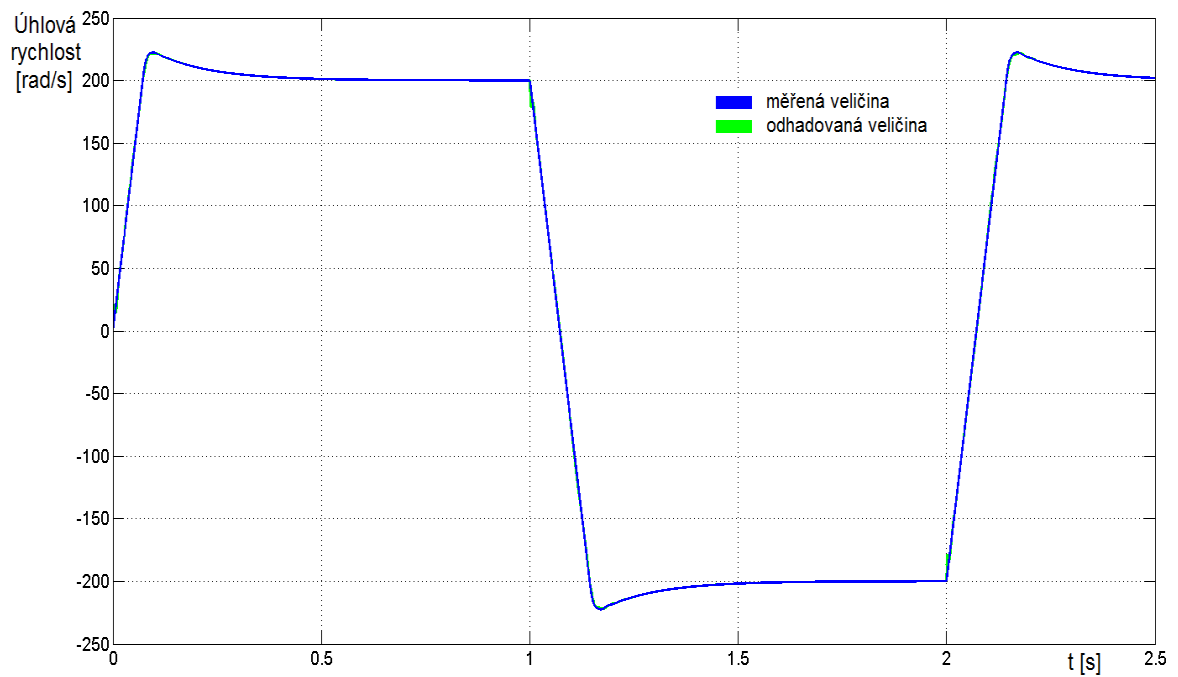
Na **Obr. 6-10** je zobrazeno chování algoritmu MRAS při skokové změně žádaných otáček a při působení poruchy. Jisté nepřesnosti odhadu se objevují při rozběhu motoru, avšak působení poruchy se zásadním způsobem neprojevuje na přesnosti odhadu. Na **Obr. 6-13** je zobrazeno chování při reverzaci otáček motoru, zde je zajímavá oblast nízkých otáček a průchod nulou. Ověřovaný algoritmus umožnil správnou činnost řízení i při průchodu oblastí nízkých otáček.



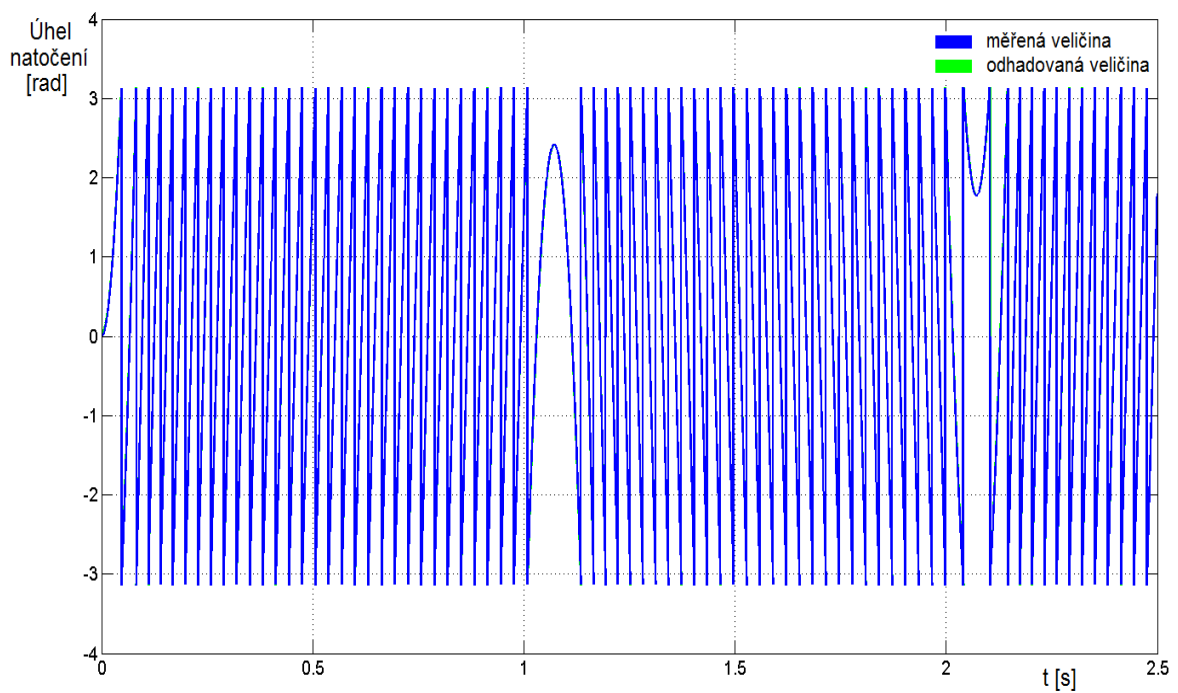
Obr. 6-11 Počátek odhadu rychlosti pomocí metody MRAS - simulace



Obr. 6-12 Odhad polohy pomocí metody MRAS při konstantní rychlosti - simulace



Obr. 6-13 Odhad úhlové rychlosti pomocí metody MRAS při reverzaci - simulace

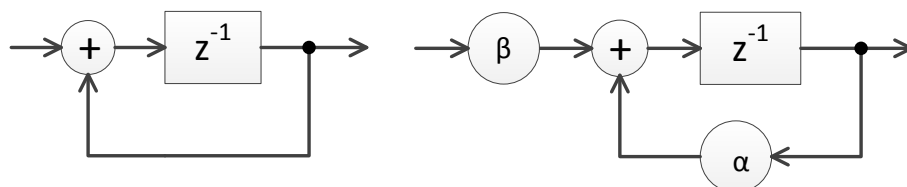


Obr. 6-14 Odhad polohy pomocí metody MRAS při reverzaci - simulace

6.2.3 Ověření algoritmu MRAS na reálném servopohonu

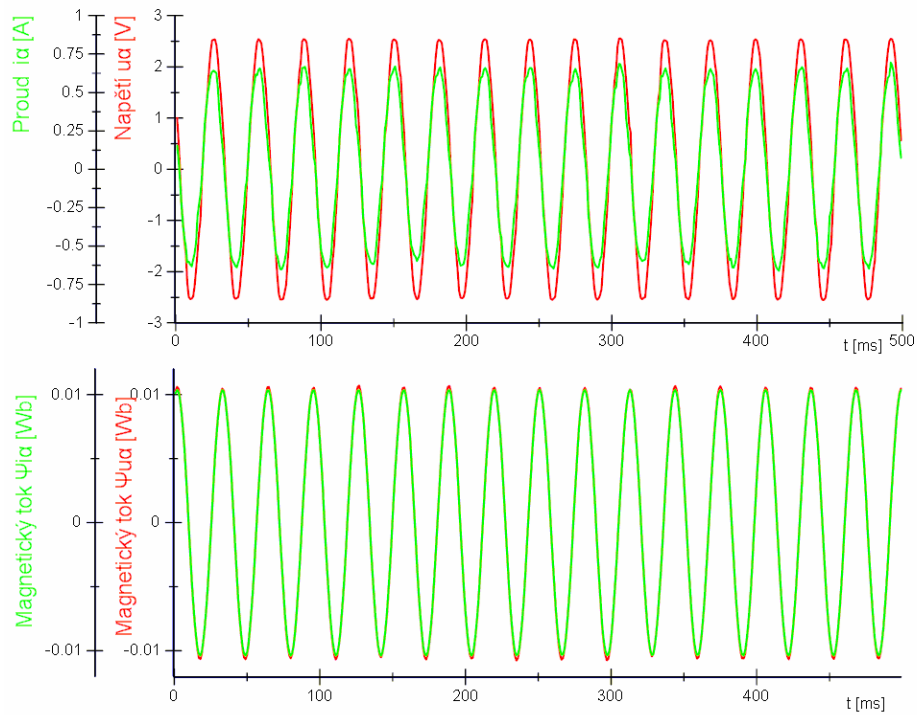
Ověření algoritmu MRAS proběhlo na zařízení CompactRIO, kterému se podrobněji věnuje kapitola 9. Zpřesněné parametry použitého servopohonu naleznete taktéž v kapitole 9 v Tabulce 10. Algoritmus byl vykonáván s periodou 100 μ s.

Při reálném testování algoritmu došlo k jeho modifikaci. Problém nastával při výpočtu magnetického toku napěťového modelu, který je popsán rovnicemi (6.2) a (6.3) Magnetický tok je definován jako integrál z výrazu $u_\alpha - R_s i_\alpha + u_{c\alpha}$. Pokud ovšem vstupní signály u_α a i_α obsahují stejnosměrnou složku, pak se tato stejnosměrná složka postupně integruje a dochází k pohybu střední hodnoty magnetického toku. To samé platí i pro β složku magnetického toku. Tento problém měl kompenzovat člen $u_{c\alpha}$, avšak tato cesta se ukázala jako problematická. Bylo obtížné nastavit dvojici PI regulátorů, aby odhad byl stabilní a dosáhl potřebné dynamiky. Je zřejmé, že integrace způsobí příslušné utlumení a hlavně fázové posunutí signálu o 90°. Velmi podobného výsledku bylo dosaženo použitím dolnofrekvenční propusti. Na **Obr. 6-15** je zobrazen jeden možný způsob zapojení disktrétní podoby integrace, tedy sumátor, a k porovnání dolnofrekvenční filtr, kde α je zvolena co nejbližší 1. Experimentálně byl parametr α nastaven na hodnotu 0,996. Při hodnotě bližší jedné se opět objevila stejnosměrná složka a na druhou stranu při zmenšování parametru α se ztrácí vlastnosti ideálního integrátoru.

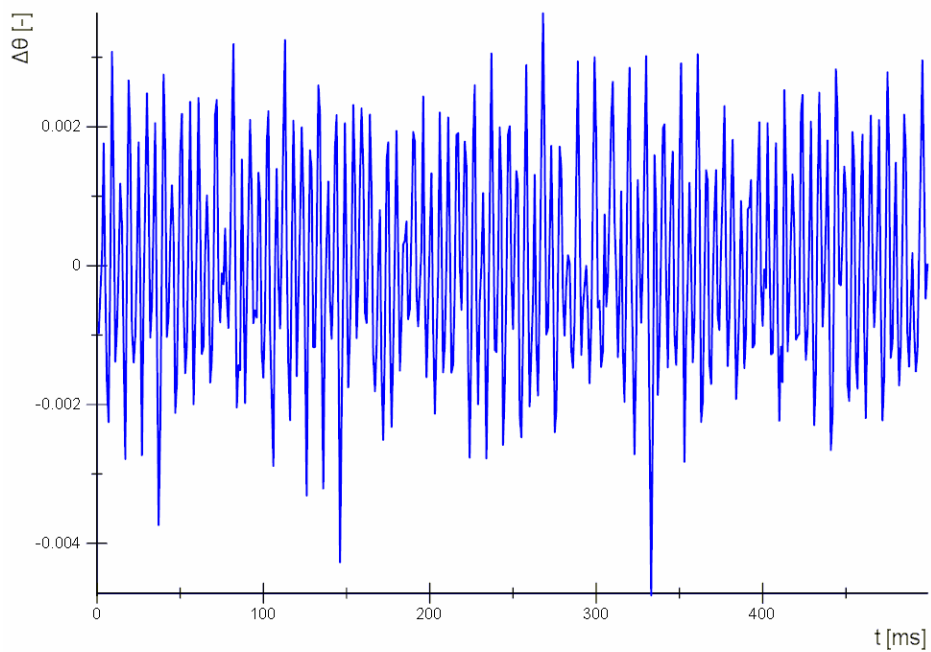


Obr. 6-15 Modifikace algoritmu ze sumátoru na dolnofrekvenční propust

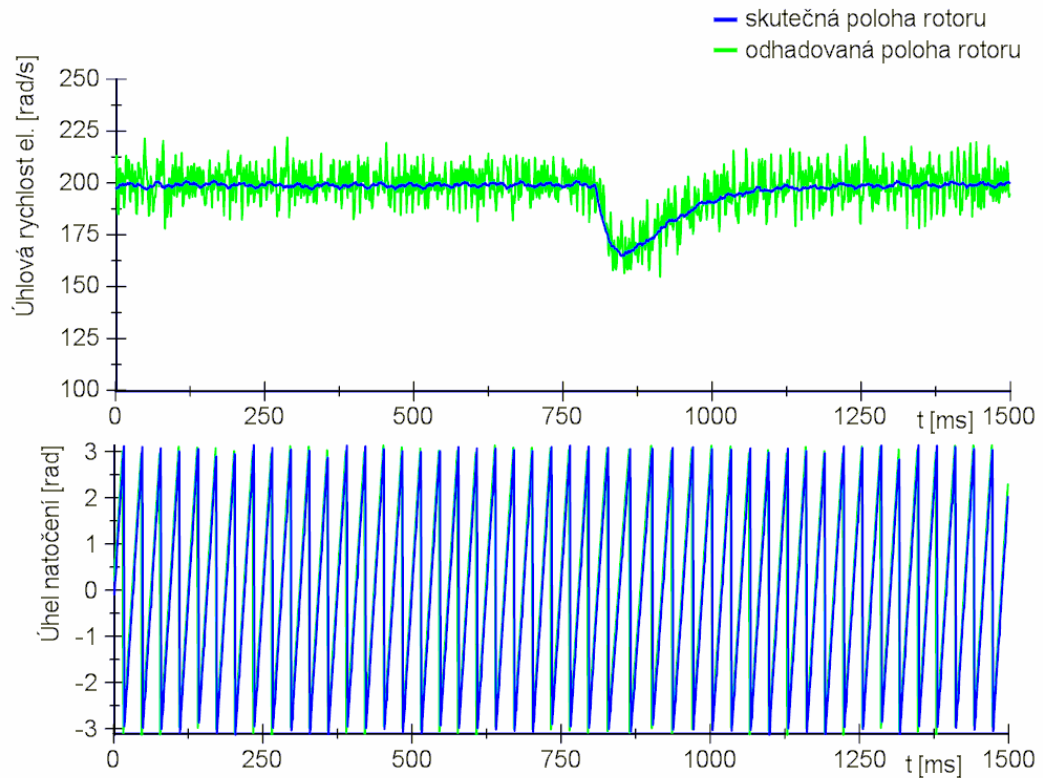
V horní části **Obr. 6-16** jsou zobrazeny vstupní signály u_α a i_α . Ve spodní části jsou uvedeny vypočítané průběhy magnetických toků napěťového a proudového modelu a je zřejmé, že se prakticky shodují. Na **Obr. 6-17** je zobrazen průběh úhlové odchylky, která by v ideálním případě měla být nulová. Na **Obr. 6-18** je zachycen odhad při konstantní rychlosti a působení poruchy, i při změně parametrů modelu je nulová ustálená odchylka. Hodnota zátěžového momentu vzrostla o 0,07Nm. Největších nepřesností a problémů se stabilitou odhadu dochází v pásmu nízkých otáček viz **Obr. 6-19**.



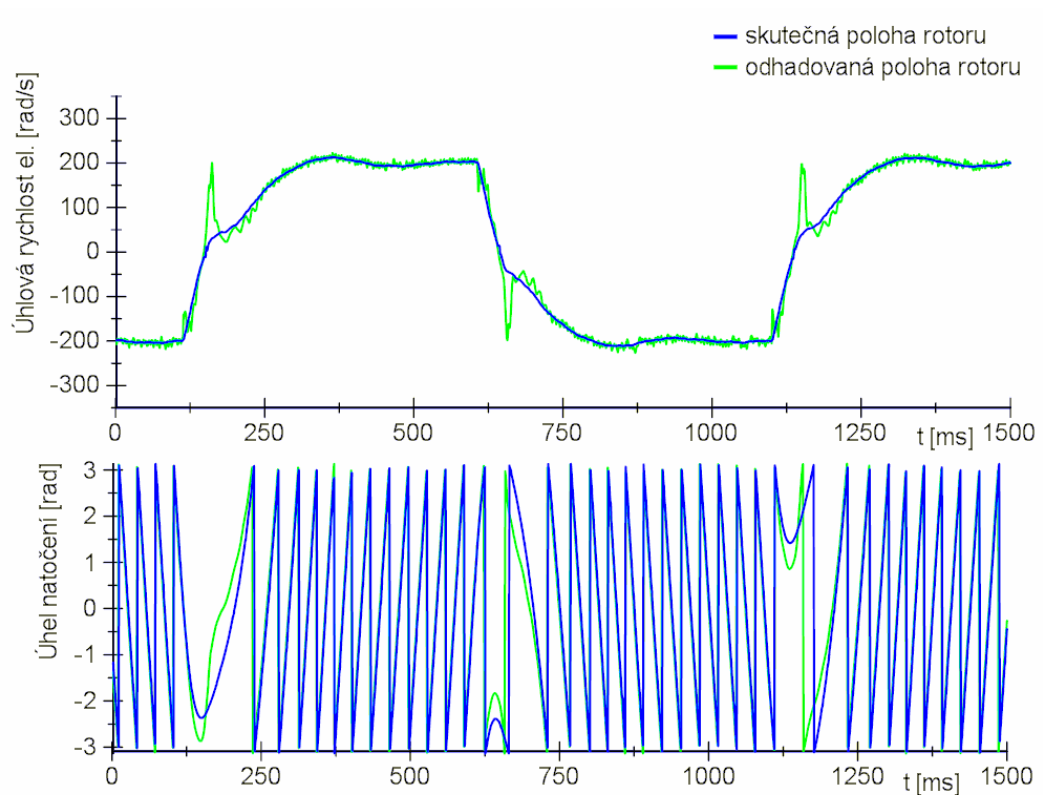
Obr. 6-16 Průběhy napětí a proudu v α souřadnici a průběhy vypočítaných magnetických toku



Obr. 6-17 Průběh $\Delta\theta$



Obr. 6-18 Odhad rychlosti a polohy rotoru pomocí metody MRAS (konstantní rychlost)



Obr. 6-19 Odhad rychlosti a polohy rotoru pomocí metody MRAS (reverzace)

6.3 METODA ODHADU POMOCÍ ROZŠÍŘENÉHO KALMANOVA FILTRU

6.3.1 Úvod do algoritmu Kalmanova filtru v diskrétním čase

Tato kapitola se bude zabývat využitím algoritmu Kalmanova filtru za účelem rekonstrukce stavů systému. Algoritmus Kalmanova filtru poskytuje optimální lineární odhad minimalizující střední kvadratickou chybu.

Je uvažován lineární diskrétní stavový popis systému, který je popsán rovnicemi (6.12) a (6.15). Následující rovnice popisuje vektor stavů systému [24]:

$$x_k = f(x_{k-1}, u_k, \vartheta_{k-1}) \quad (6.12)$$

Z popisu je patrné, že hodnoty stavů závisí na předcházející hodnotě x_{k-1} a hodnotách vstupních signálů u_k . Procesní šum systému je označen jako ϑ_{k-1} . Tento šum by měl být nekorelovaný s Gaussovým rozdělením a s nulovou střední hodnotou a měla by být známa příslušná kovarianční matice, tedy:

$$\vartheta_k = N(0, Q_{(k)}), \quad (6.13)$$

kde na hlavní diagonále kovarianční matice jsou kvadráty rozptylů:

$$E[\vartheta_{i(k)}\vartheta_{j(k)}^T] = Q_{(k)} \quad (6.14)$$

Vektor hodnot výstupu systému získaný měřením je možné popsat jako:

$$y_k = h(x_k, v_k), \quad (6.15)$$

kde v_k představuje šum měření a obdobně jako u procesního šumu by neměl být korelovaný a měl by mít Gaussovské rozložení s nulovou střední hodnotou a příslušnou kovarianční maticí $R_{(k)}$.

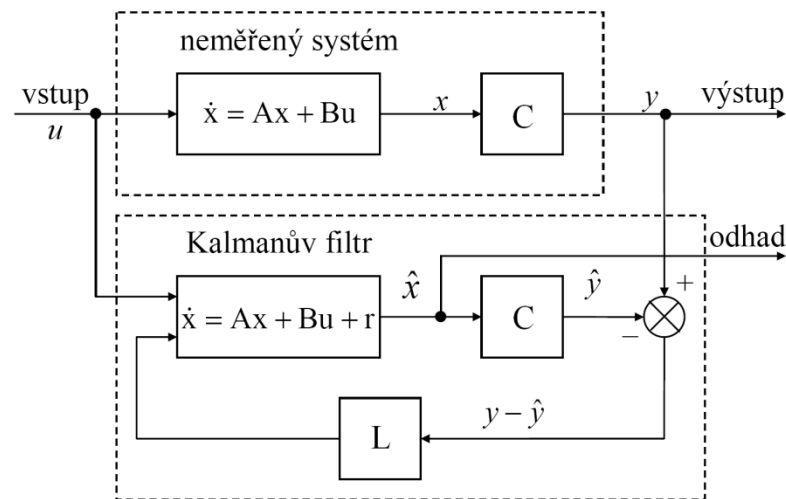
$$v_k = N(0, R_{(k)}) \quad (6.16)$$

$$E[v_{i(k)}v_{j(k)}^T] = R_{(k)} \quad (6.17)$$

Za předpokladu, že šumové signály ϑ_k a v_k jsou navzájem nezávislé a ani nezávisí na stavových proměnných:

$$E[\vartheta_{i(k)}v_{j(k)}^T] = 0 \quad (6.18)$$

Na **Obr. 6-19** je zobrazen základní princip rekonstruktoru stavů. Ke korekci odhadu je využíván rozdíl mezi výstupem z modelu systému a neměřeným systémem, u kterého jsou odhadovány stavy.



Obr. 6-20 Struktura odhadu Kalmanova filtru

6.3.2 Rozšířená Kalmanova filtrace

Obecně algoritmus Kalmanova filtru lze použít pro lineární systémy. Pro odhadování stavů dynamického nelineárního systému se používá algoritmu rozšířeného Kalmanova filtru. Rozdíl mezi Kalmanovým filtrem a rozšířeným Kalmanovým filtrem je v provedení linearizace. Linearizace nelineárního dynamického systému bude provedena kolem pracovního bodu rozvojem do Taylorové řady s využitím pouze prvního členu.

Algoritmus Kalmanova filtru je rekurzivní a odhad stavů se tedy provádí ve dvou krocích. Prvním je časově obnovený odhad, tedy predikce, a druhým krokem je měřením obnovený odhad označovaný jako korekce odhadu.

Predikce

Predikce využívá modelu pozorovaného systému k odhadu stavu v následujícím kroku. Časově obnovený odhad popisují následující rovnice:

$$\hat{x}_k^- = f(\hat{x}_{k-1}, u_k, 0), \quad (6.19)$$

kde predikovaný stav \hat{x}_k^- je závislý na současné hodnotě stavu \hat{x}_{k-1} a hodnotě vstupu u_k . V literatuře označován jako apriorní odhad stavu systému. Následující rovnice popisuje výpočet kovarianční matice predikovaný stavů:

$$\hat{P}_k^- = A_k P_{k-1} A_k^T + W_k Q_{k-1} W_k^T \quad (6.20)$$

K jejímu určení je nutné vypočítat derivace stavových proměnných modelu A_k . Matice A_k byla vypočítaná pomocí Eulerovy metody. Eulerova metoda přináší jednoduchý způsob řešení výpočtu diferencí, avšak je nejméně přesná. Z tohoto

důvodu musí být zajištěna dostatečně malá perioda vzorkování, aby nedocházelo k velkým chybám při výpočtech.

Korekce

Korekce neboli měřením obnovený odhad. Na základě změřených hodnot vstupů a výstupů je určena matice Kalmanových zesílení:

$$L_k = P_k^- C_k^T (C_k P_k^- C_k^T + V_k R_k V_k^T)^{-1} \quad (6.21)$$

a v dalším kroku je provedena korekce stavu, která je v literatuře označena jako aposteriorní odhad stavu:

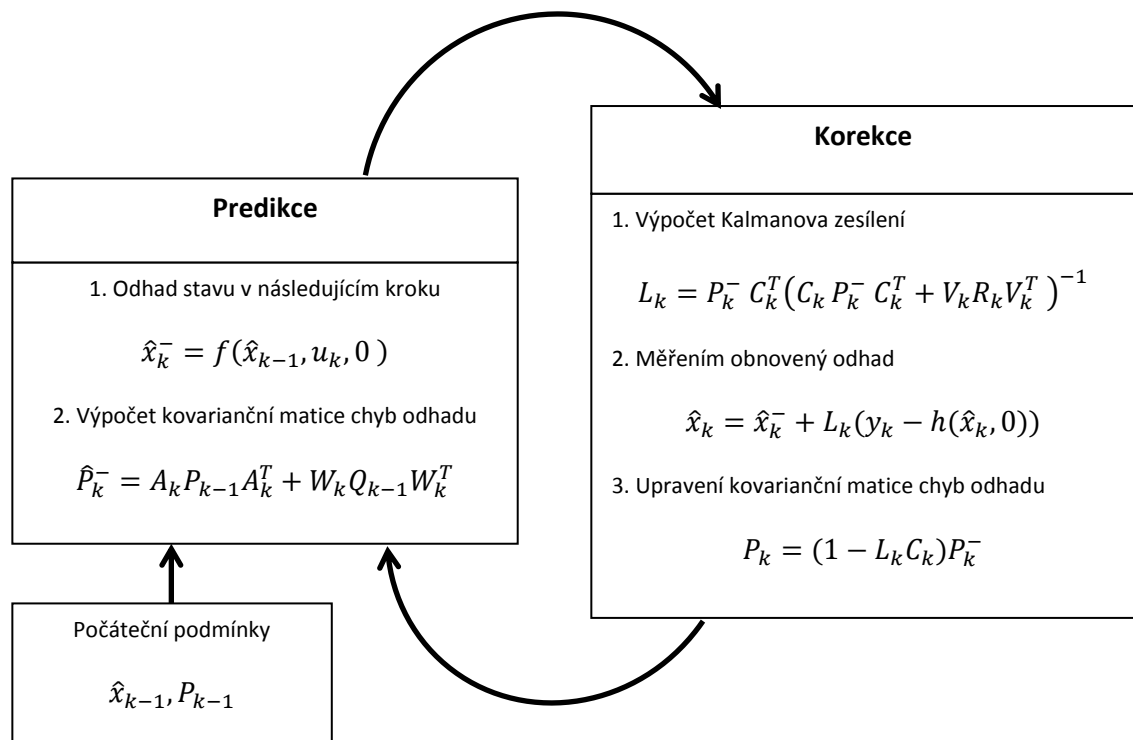
$$\hat{x}_k = \hat{x}_k^- + L_k (y_k - h(\hat{x}_k, 0)) \quad (6.22)$$

Z rovnice (6.22) je patrná odchylka mezi naměřenou hodnotou výstupu a hodnotou z modelu systému. Následně je odchylka vynásobena Kalmanovým zesílením L_k a přičtena k hodnotě predikovaného stavu.

Posledním krokem korekce je upravení kovarianční matice chyb:

$$P_k = (1 - L_k C_k) P_k^- \quad (6.23)$$

Celou situaci chodu Kalmanova filtru lépe vystihuje obrázek **Obr. 6-21**.



Obr. 6-21 Průběh odhadu pomocí Kalmanova filtru [10]

6.3.3 Rozšířený Kalmanův filtr aplikovaný na synchronní motor s permanentními magnety

Pro potřebu rozšířené Kalmanovy filtrace bude sestaven zjednodušený model synchronního motoru s permanentními magnety ($L_d=L_q=L$), kde elektrická část modelu je sestavena podle napěťových rovnic, které jsou uvedeny v kapitole 4.2.1. Za předpokladu, že rychlost je považována za konstantní, neboli mění se pomalu ve srovnání s elektrickými veličinami, může být výsledný model popsán ve statorových souřadnicích α, β jako:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_s \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{\Psi_{PM} \sin(\theta)}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{\Psi_{PM} \cos(\theta)}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_s \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}, \quad (6.24)$$

kde R je odpor statorového vinutí

L je indukčnost statorového vinutí

Ψ_{PM} je konstanta elektromotorického napětí

Následně bude provedena diskretizaci výše popsaného spojitého modelu, kde stavové rovnice synchronního motoru s diskretním časem mohou být zapsány jako:

$$x_k = A_k x_{k-1} + B_k u_k + w_{k-1} \quad (6.25)$$

$$y_k = C_k x_k + v_k \quad (6.26)$$

Vektorem stavových proměnných jsou statorové proudy, úhlová rychlost a úhel natočení rotoru:

$$x_k = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_s \\ \theta \end{bmatrix}_k \quad (6.27)$$

Vektorem vstupů jsou statorová napětí:

$$u_k = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}_k \quad (6.28)$$

Nyní je provedena diskretizace původního systému pomocí Eulerovy aproximace a výpočet odhadu stavu v následujícím kroku:

$$x_k = (I + AT_{VZ})x_{k-1} + B_k u_k, \quad (6.29)$$

kde A je matice spojitého systému z rovnice (6.24)

I je jednotková matice

T_{VZ} je perioda vzorkování

a vstupní matice B_k je rovna:

$$B_k = \begin{bmatrix} T_{VZ} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & T_{VZ} \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}_k \quad (6.30)$$

a matice C_k určuje, které stavy se měří. V tomto případě bude matice mít tvar:

$$C_k = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}_k \quad (6.31)$$

Algoritmus Kalmanova filtru pracuje pouze s lineárními systémy, proto bude provedena linearizace matice systému rozvojem do Taylorovy řady:

$$J = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial i_\alpha} & \frac{\partial f_1}{\partial i_\beta} & \frac{\partial f_1}{\partial \omega_s} & \frac{\partial f_1}{\partial \theta} \\ \frac{\partial f_2}{\partial i_\alpha} & \frac{\partial f_2}{\partial i_\beta} & \frac{\partial f_2}{\partial \omega_s} & \frac{\partial f_2}{\partial \theta} \\ \frac{\partial f_3}{\partial i_\alpha} & \frac{\partial f_3}{\partial i_\beta} & \frac{\partial f_3}{\partial \omega_s} & \frac{\partial f_3}{\partial \theta} \\ \frac{\partial f_4}{\partial i_\alpha} & \frac{\partial f_4}{\partial i_\beta} & \frac{\partial f_4}{\partial \omega_s} & \frac{\partial f_4}{\partial \theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{\Psi_{PM} \sin(\theta)}{L} & \frac{\Psi_{PM} \omega_s \cos(\theta)}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & -\frac{\Psi_{PM} \cos(\theta)}{L} & \frac{\Psi_{PM} \omega_s \sin(\theta)}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.32)$$

Linearizovaná matice systému, která je použita v algoritmu Kalmanovy filtrace:

$$A_k = (I + J T_{VZ}) =$$

$$= \begin{bmatrix} 1 - T_{VZ} \frac{R}{L} & 0 & T_{VZ} \frac{\Psi_{PM} \sin(\theta)}{L} & T_{VZ} \frac{\Psi_{PM} \omega_s \cos(\theta)}{L} \\ 0 & 1 - T_{VZ} \frac{R}{L} & -T_{VZ} \frac{\Psi_{PM} \cos(\theta)}{L} & T_{VZ} \frac{\Psi_{PM} \omega_s \sin(\theta)}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}_k, \quad (6.33)$$

kde I je jednotková matice

T_{VZ} je perioda vzorkování

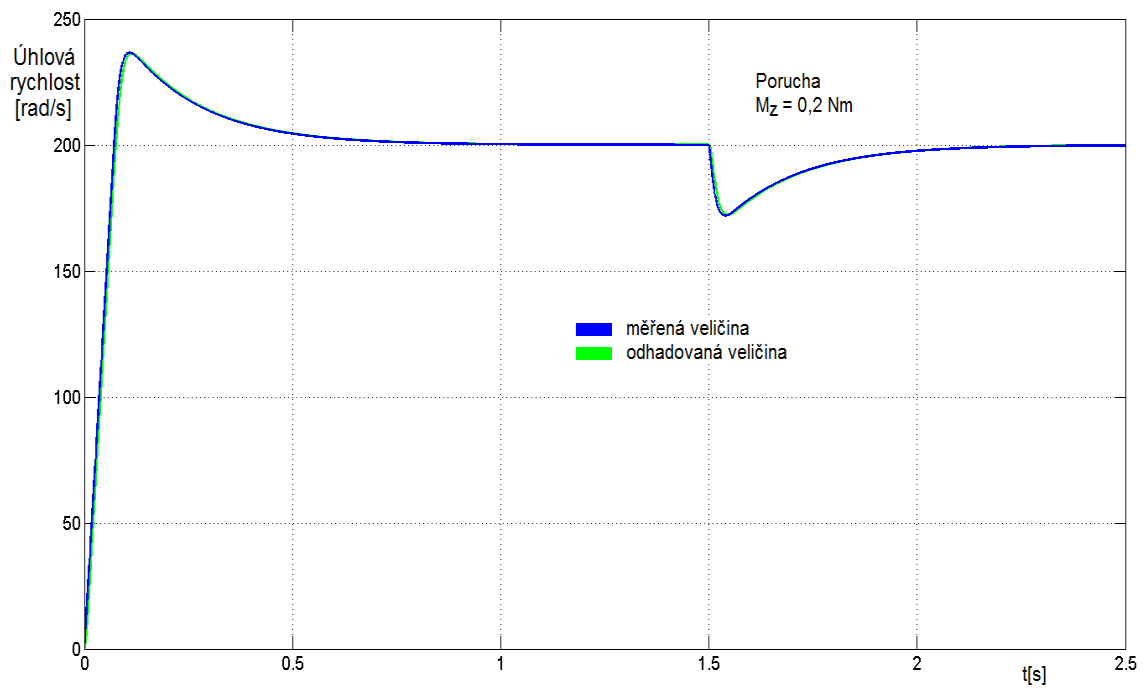
6.3.4 Simulace algoritmu rozšířené Kalmanovy filtrace

Modelovací schéma je obdobné modelovacímu schématu struktury MRAS viz **Obr. 6-9**. Bloček s označením MRAS je nahrazen algoritmem rozšířené Kalmanovy filtrace, která je taktéž realizována pomocí S-funkce v prostředí Matlab Simulink. Následující **Tabulka 6** uvádí parametry simulace, které korespondují s parametry udávanými výrobcem pro použitý motor SBL2-0032-30.

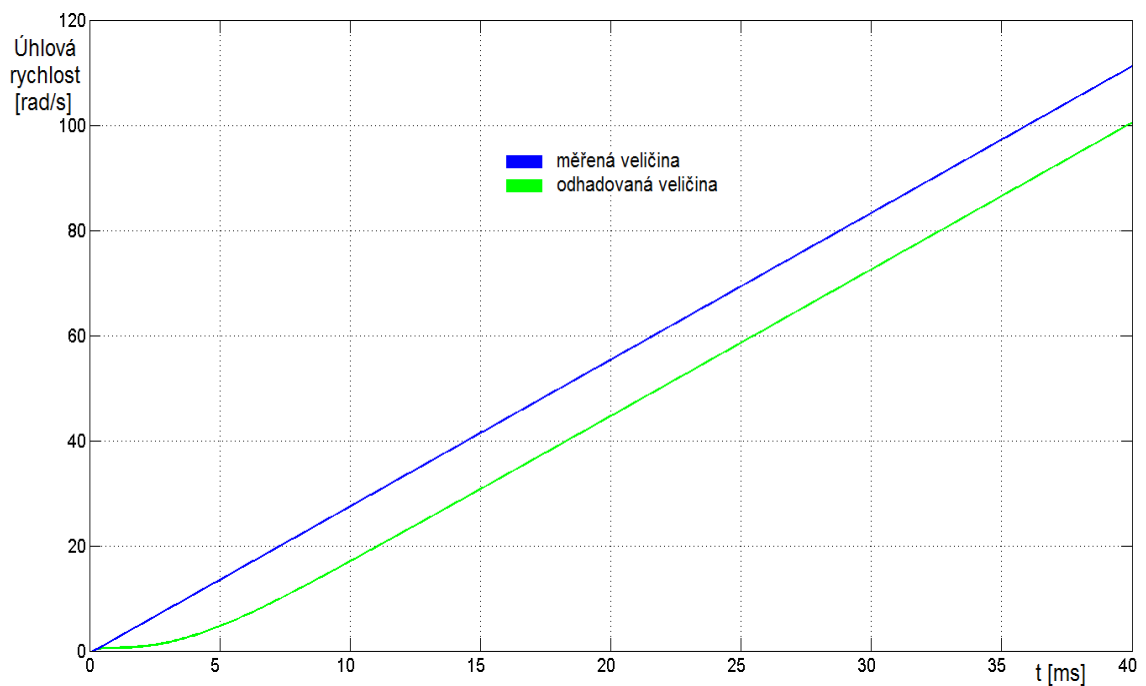
Tabulka 6 – Parametry simulace rozšířené Kalmanovy filtrace

Odpor statorového vinutí	R_s	Ω	0,275
Statorová indukčnost	L_s	H	0,0002
Magnetický tok permanentního magnetu	Ψ_{PM}	Wb	0,01209
Počet pólových dvojic	Pp	-	3
Moment setrvačnosti	J_m	kgm ²	0,00035
Počáteční úhlová rychlost	ω_0	rad/s	0
Počáteční poloha rotoru	θ_0	rad	0
Perioda vzorkování	T_s	s	0,0001
Kovarianční matice			
$Q = \begin{bmatrix} 0.005 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.005 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0001 \end{bmatrix}$			
$R = \begin{bmatrix} 0.005 & 0 \\ 0 & 0.005 \end{bmatrix}$			

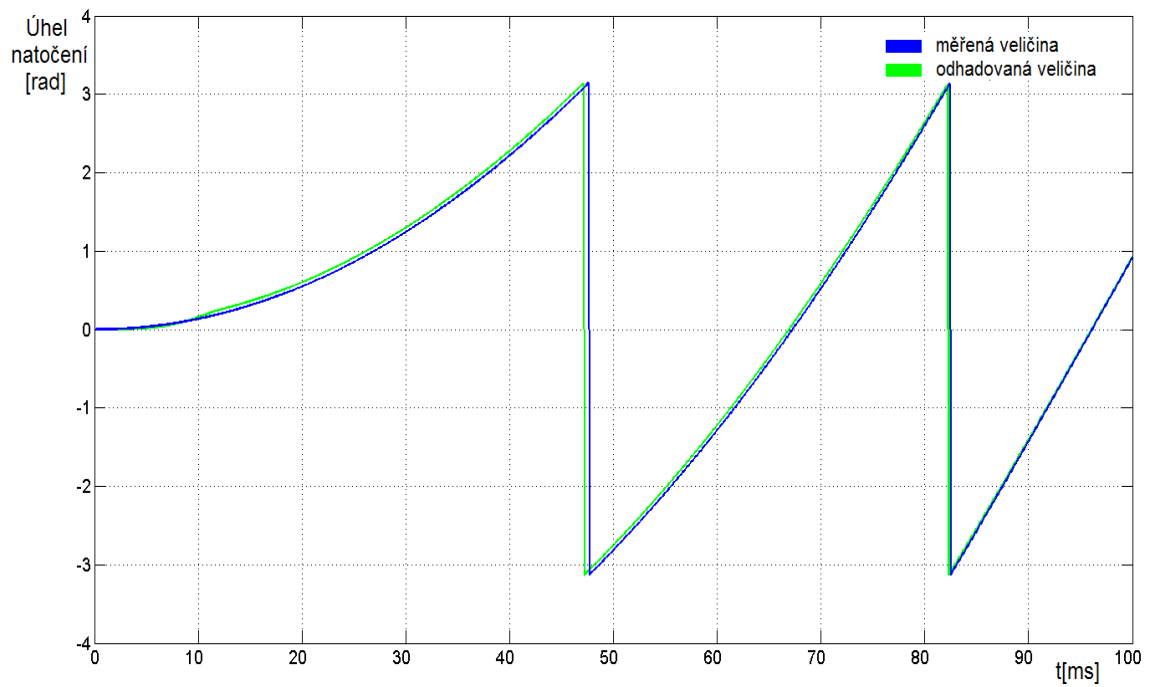
Testování algoritmu probíhalo obdobně jako u metody MRAS. V první řadě byl testován start z nulových otáček a z nulového úhlu natočení. V čase $t = 1,5s$ se projevila porucha v podobě zátěžového momentu o velikosti $M_z = 0,2Nm$ viz **Obr. 6-22**. Zátěžový moment se zásadním způsobem neprojevil na přesnosti odhadu rychlosti nebo polohy rotoru. Detail z průběhu startu je zobrazen na **Obr. 6-23**. Následně bylo testováno chování algoritmu při reverzaci otáček, kde bude zajímavá oblast nízkých otáček viz **Obr. 6-25**. V detailním pohledu **Obr. 6-26** je vidět vznik nepřesností při skokové změně žádaných otáček. Stejně jako u metody MRAS ověřovaný algoritmus umožnil správnou činnost řízení i při průchodu oblastí nízkých otáček. Ve všech simulacích byl průběh odhadu rychlosti vždy zpožděn od měřené rychlosti.



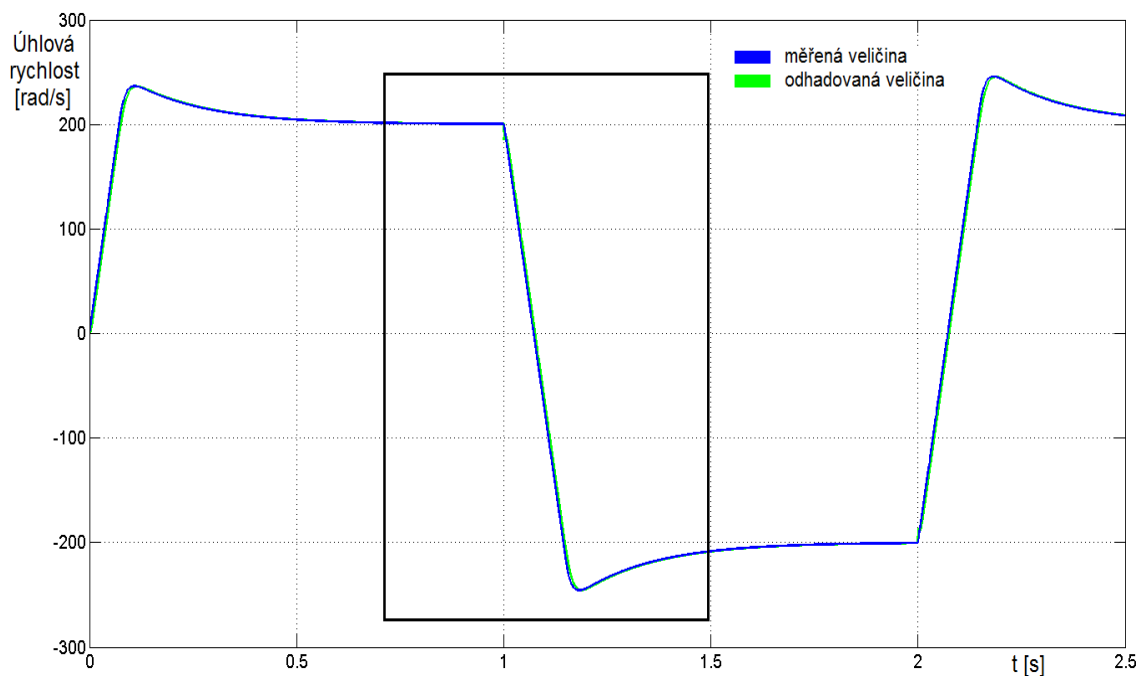
Obr. 6-22 Odhad rychlosti pomocí rozšířeného Kalmanova filtru při konstantní rychlosti a vstupu poruchy - simulace



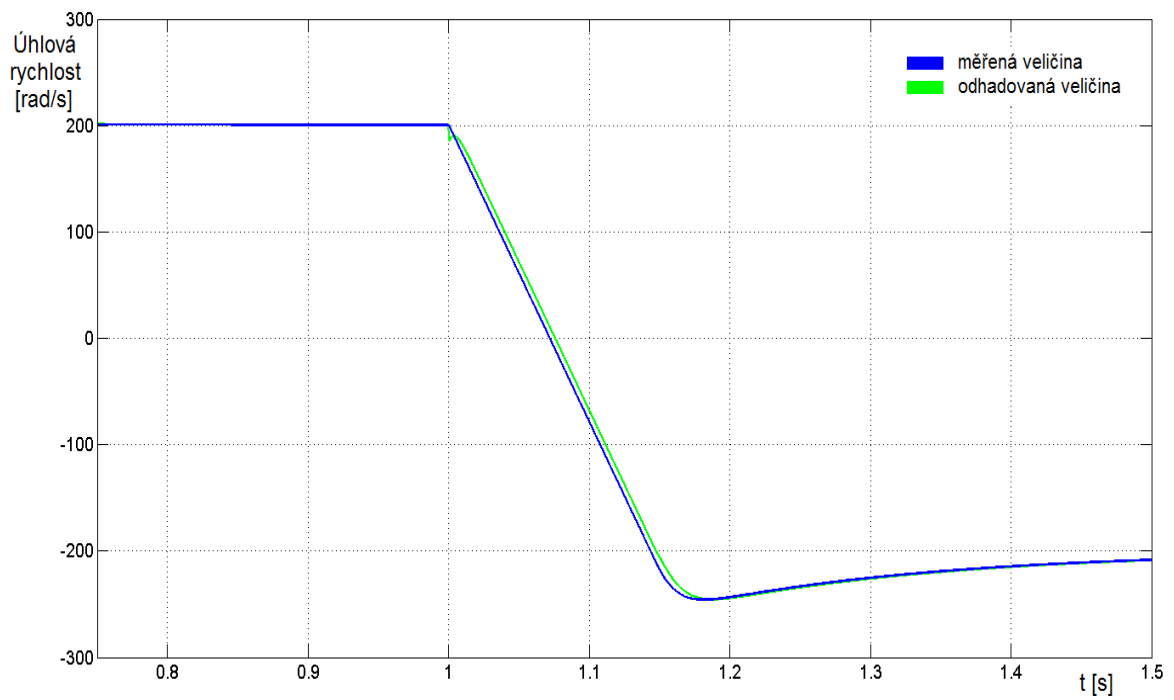
Obr. 6-23 Počátek odhadu rychlosti pomocí rozšířeného Kalmanova filtru při konstantní rychlosti a vstupu poruchy – simulace



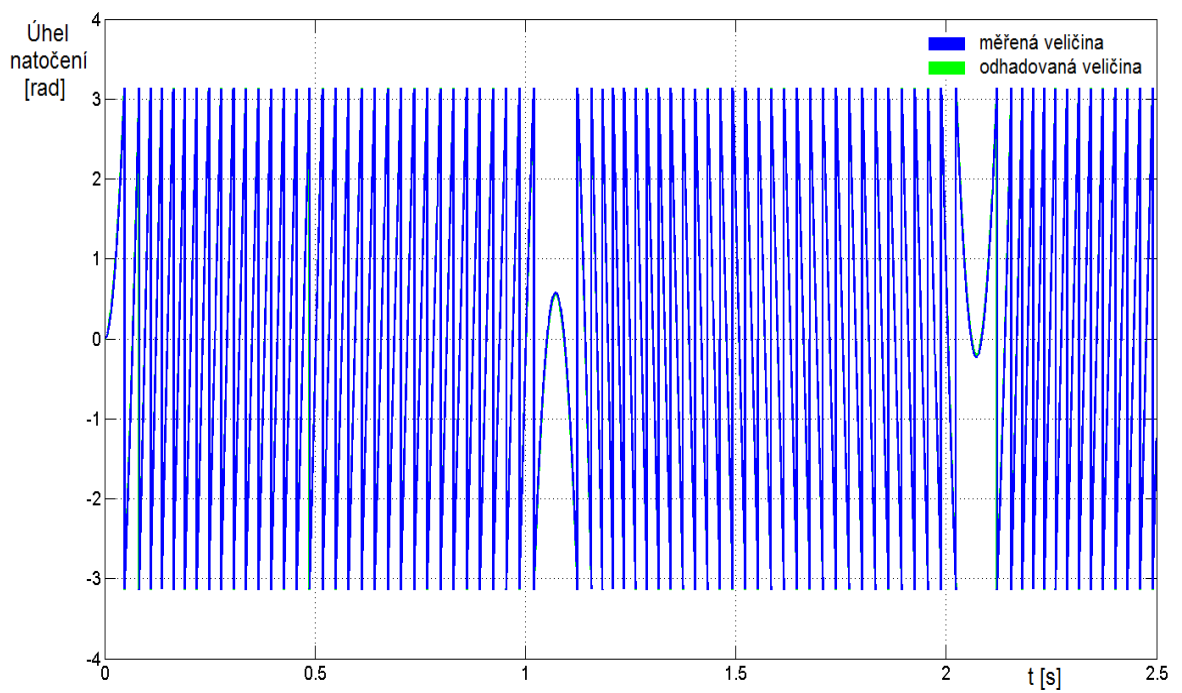
Obr. 6-24 Počátek odhad polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru při konstantní rychlosti a vstupu poruchy - simulace



Obr. 6-25 Odhad rychlosti pomocí rozšířeného Kalmanova filtru při reverzi otáčení – simulace



Obr. 6-26 Zvětšená oblast z předchozího Obr. 5-25



Obr. 6-27 Odhad polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru při reverzi otáčení - simulace

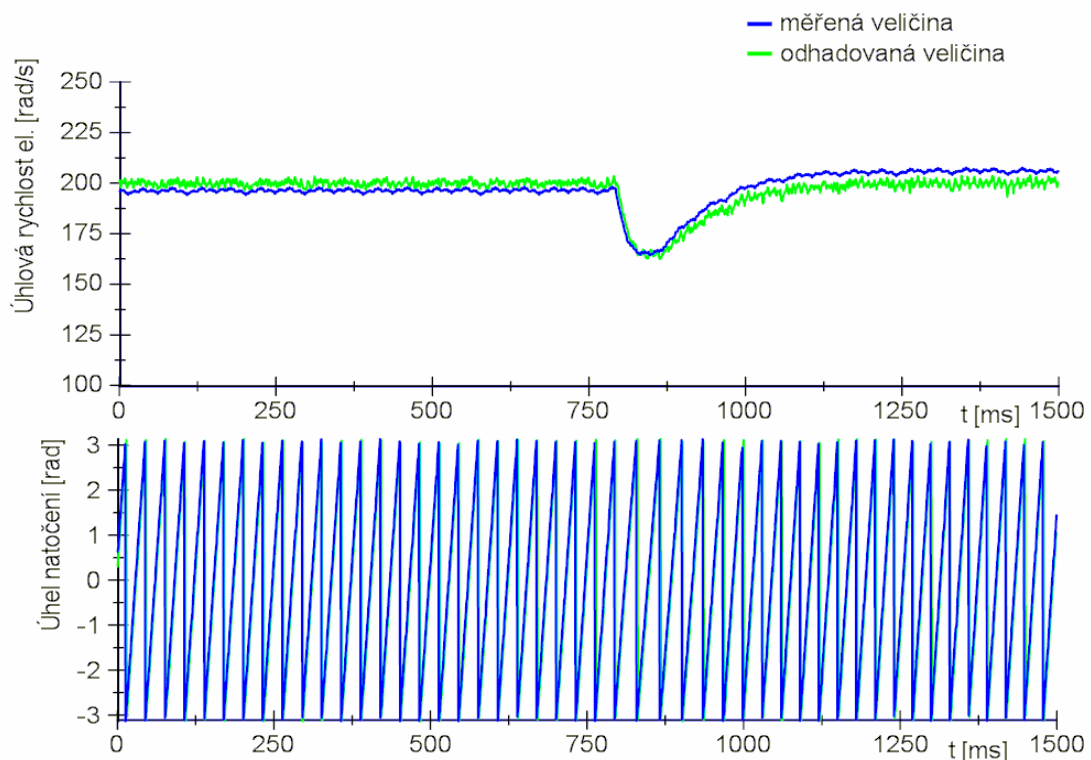
6.3.5 Ověření algoritmu rozšířeného Kalmanova filtru na reálném servopohonu

Testování opět probíhalo na platformě CopmactRIO a na stejném servopohonu, na kterém byl testován algoritmus MRAS. Parametry modelu byly nastaveny podle **Tabulky 9**. Algoritmus rozšířeného Kalmanova filtru se základním modelem byl vykonáván s periodou 200 μ s. Algoritmus nebyl nijak modifikován oproti simulacím, pouze bylo změněno nastavení kovariančních matic:

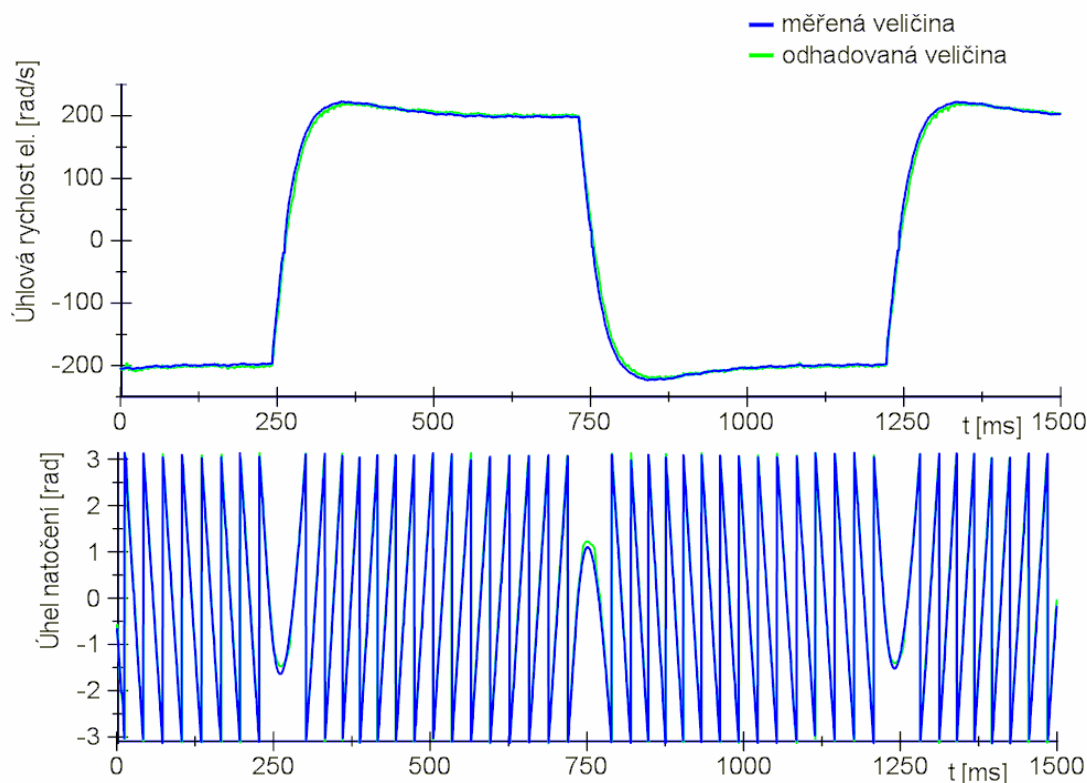
$$Q = \begin{bmatrix} 0.05 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.05 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0001 \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} 0.05 & 0 \\ 0 & 0.05 \end{bmatrix}$$

Při porovnání s nastavením kovariančních matic ze simulací byly zvětšeny kovariance v matici Q na statorových proudech a otáčkách servopohonu. Taktéž byly zvětšeny kovariance v matici R. Stejně jako u metody MRAS je i zde algoritmus Kalmanova filtru zapojen do rychlostní regulační smyčky. Na **Obr. 6-28** je zachycen průběh při konstantní rychlosti a při působení poruchy. Hodnota zátěžového momentu vzrostla o 0,07Nm.



Obr. 6-28 Odhad rychlosti a polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru při konstantní rychlost a vstupu poruchy



Obr. 6-29 Odhad rychlosti a polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru při reverzaci otáčení

U algoritmu rozšířené Kalmanovy filtrace je náročné dosažení nulové ustálené odchylky odhadu v celém rozsahu pracovních otáček. V porovnání s algoritmem MRAS je algoritmus rozšířené Kalmanovy filtrace citlivý na nepřesnosti parametrů modelu. Při působení zátěžového momentu výrazně vzrostla odchylka odhadu.

Na **Obr. 6-29** je zobrazen průběh odhadovaných veličin při reverzaci otáčení. Malých nepřesností dosahuje odhad polohy v oblasti nulových otáček servopohonu.

6.3.6 Návrh na zlepšení odhadu pomocí rozšířeného Kalmanova filtru

ROZŠÍŘENÍ ZÁKLADNÍHO MODELU O VAZBU PROUDU NA ZMĚNU OTÁČEK

Motivací pro rozšíření základního modelu synchronního motoru byla chyba odhadu, která vznikala při skokové změně rychlosti. Základním modelem je myšlen model synchronního motoru, který je popsán v kapitole 6.3.3. Třetí řádek v matici systému A je nulový a tedy model uvažuje konstantní rychlost. K rozšíření modelu synchronního motoru bude použita mechanická momentová rovnice:

$$M_e = J_m \frac{d\omega_r}{dt}, \quad (6.34)$$

kde ω_r je mechanická úhlová rychlost

J_m je moment setrvačnosti

Rozšířený Kalmanův filtr s popsaným modelem synchronního motoru odhaduje elektrickou úhlovou rychlost. K přepočtu mezi mechanickou a elektrickou úhlovou rychlostí bude použit následující vztah

$$\omega_s = \omega_r p_p, \quad (6.35)$$

kde ω_r je mechanická úhlová rychlost rotoru

ω_s je elektrická úhlová rychlost

p_p je počet pólových dvojic

Moment vytvořený synchronním motorem

$$M_e = \frac{3}{2} p_p \Psi_{PM} i_q \quad (6.36)$$

Velikost statorového proudu i_q bude převedena do α - β systému pomocí následujícího vztahu

$$i_q = -i_\alpha \sin(\theta) + i_\beta \cos(\theta) \quad (6.37)$$

Využitím vztahů (4.21) až (4.25) lze odvodit model synchronního motoru s permanentními magnety, který je rozšířený o vazbu proudu na změnu otáček

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_s \\ \theta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_s \\ \theta \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}, \quad (6.38)$$

kde matice systému je:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{\Psi_{PM} \sin(\theta)}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & \frac{-\Psi_{PM} \cos(\theta)}{L} & 0 \\ -\frac{3p_p^2 \Psi_{PM} \sin(\theta)}{2J_m} & \frac{3p_p^2 \Psi_{PM} \cos(\theta)}{2J_m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.39)$$

a vstupní matice systému je:

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.40)$$

a Jakobián systému:

$$J = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & \frac{\Psi_{PM} \sin(\theta)}{L} & \frac{\Psi_{PM} \omega_s \cos(\theta)}{L} \\ 0 & -\frac{R}{L} & \frac{-\Psi_{PM} \cos(\theta)}{L} & \frac{\Psi_{PM} \omega_s \sin(\theta)}{L} \\ -\frac{3p_p^2 \Psi_{PM} \sin(\theta)}{2J_m} & \frac{3p_p^2 \Psi_{PM} \cos(\theta)}{2J_m} & 0 & -\frac{3p_p^2 \Psi_{PM}}{2J_m} [i_\alpha \cos(\theta) + i_\beta \sin(\theta)] \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.41)$$

kde R je odpor statorového vinutí

L je indukčnost statorového vinutí

Ψ_{PM} je konstanta elektromotorického napětí

θ je elektrický úhel natočení rotoru

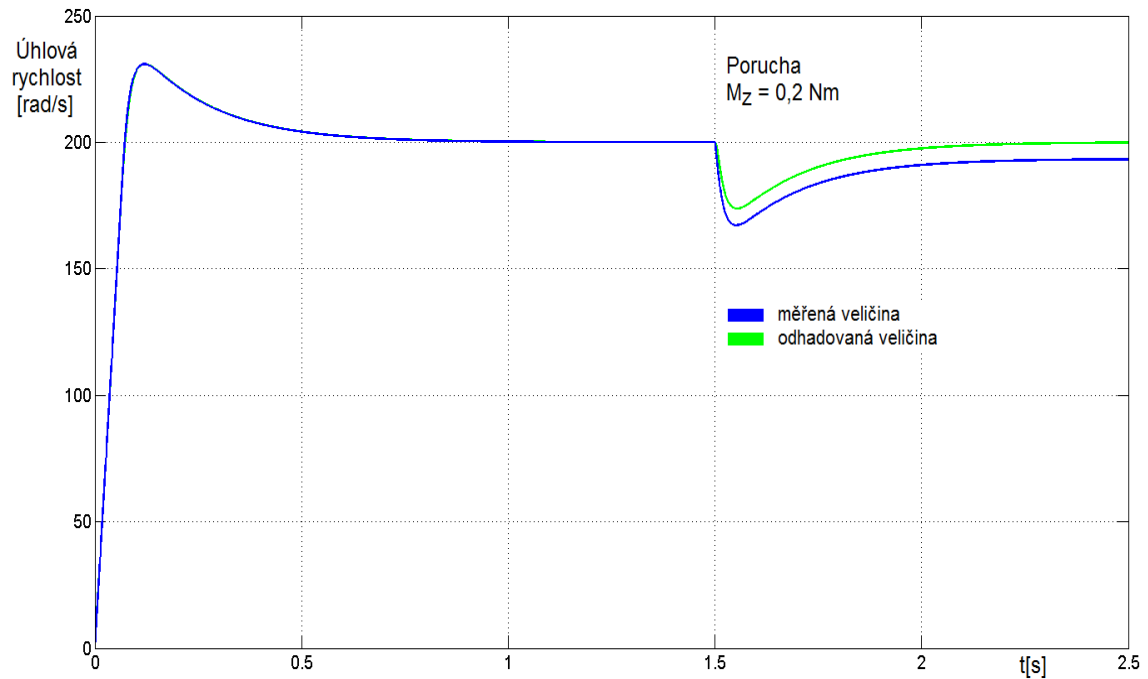
p_p je počet pólových dvojic.

6.3.7 Simulace algoritmu rozšířené Kalmanovy filtrace s modelem s vazbou proudu na změnu otáček

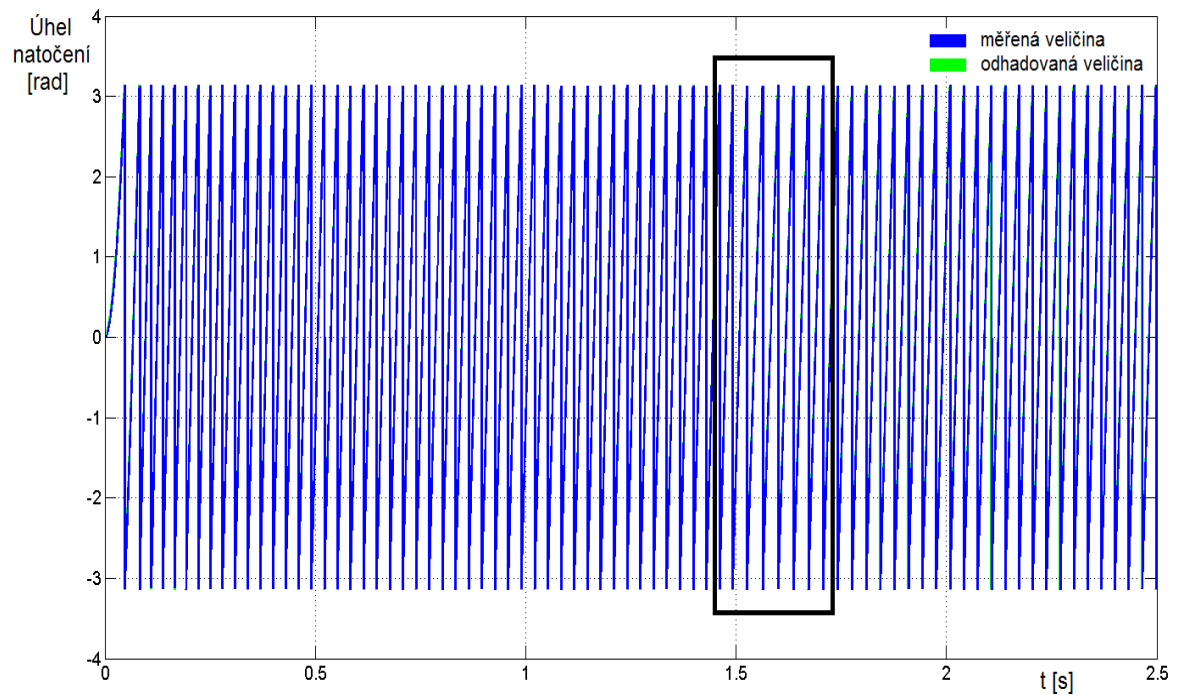
Simulační ověření algoritmu rozšířené Kalmanovy filtrace s modelem s vazbou proudu na změnu otáček probíhal shodně s předchozím testováním. Algoritmus odhadu je zařazen do regulační rychlostní smyčky. Nastavení parametru simulace je podle **Tabulky 6** z předchozí kapitoly 6.3.4.

Na **Obr. 6-30** je zachycen start z nulových otáček a z nulového úhlu natočení s působením poruchy v podobě zátěžového momentu o velikosti $M_z=0,2Nm$, který se projevil v čase $t= 1,5s$. Zátěžový moment způsobil chybu v odhadu rychlosti v podobě ustálené odchylky. **Obr 6-32** zachycuje zvětšenou oblast úhlu natočení v místě začátku působení zátěžového momentu. Pro představu je tečkovanou čarou zachycen i úhel natočení rotoru vypočítaný jako integrál rychlosti. Nenulová ustálená odchylka nemá vliv na přesnost odhadu úhlu natočení. **Obr. 6-33** zachycuje odhad rychlosti při

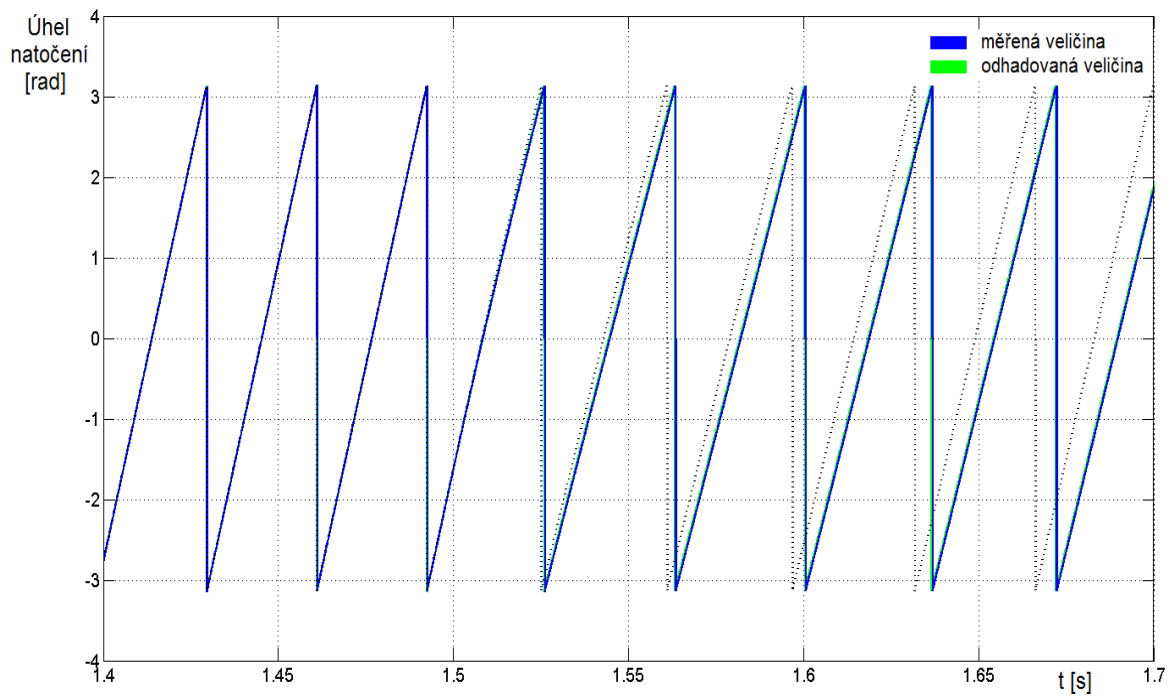
reverzaci otáčení a v detailním pohledu (Obr. 6-34) nedošlo ke zlepšení odhadu oproti algoritmu rozšířené Kalmanovy filtrace se základním modelem.



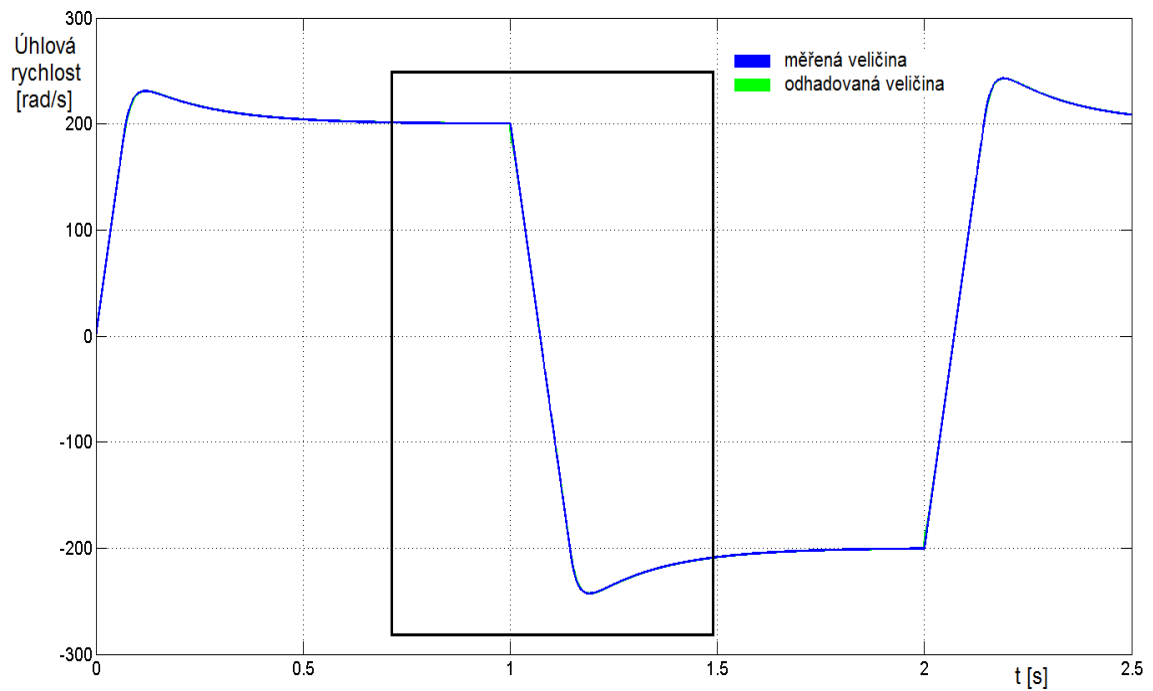
Obr. 6-30 Odhad rychlosti pomocí rozšířeného Kalmanova filtru s vazbou proudu na změnu otáček při konstantní rychlosti a vstupu poruchy - simulace



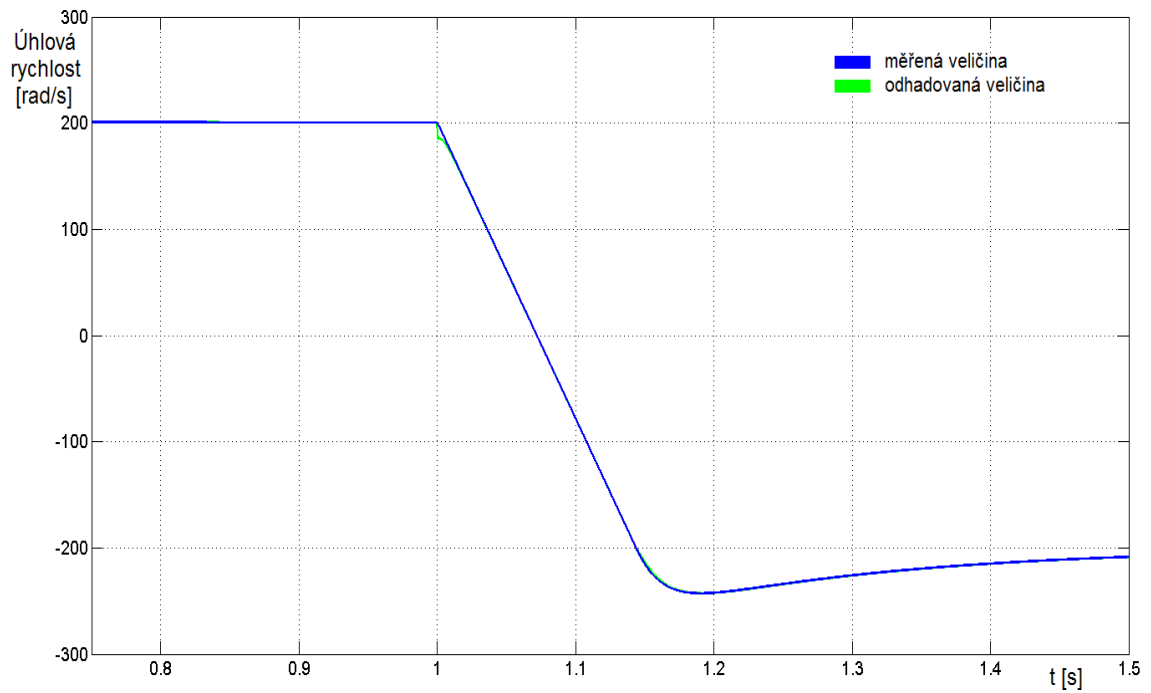
Obr. 6-31 Odhad polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru s vazbou proudu na změnu otáček při konstantní rychlosti a vstupu poruchy - simulace



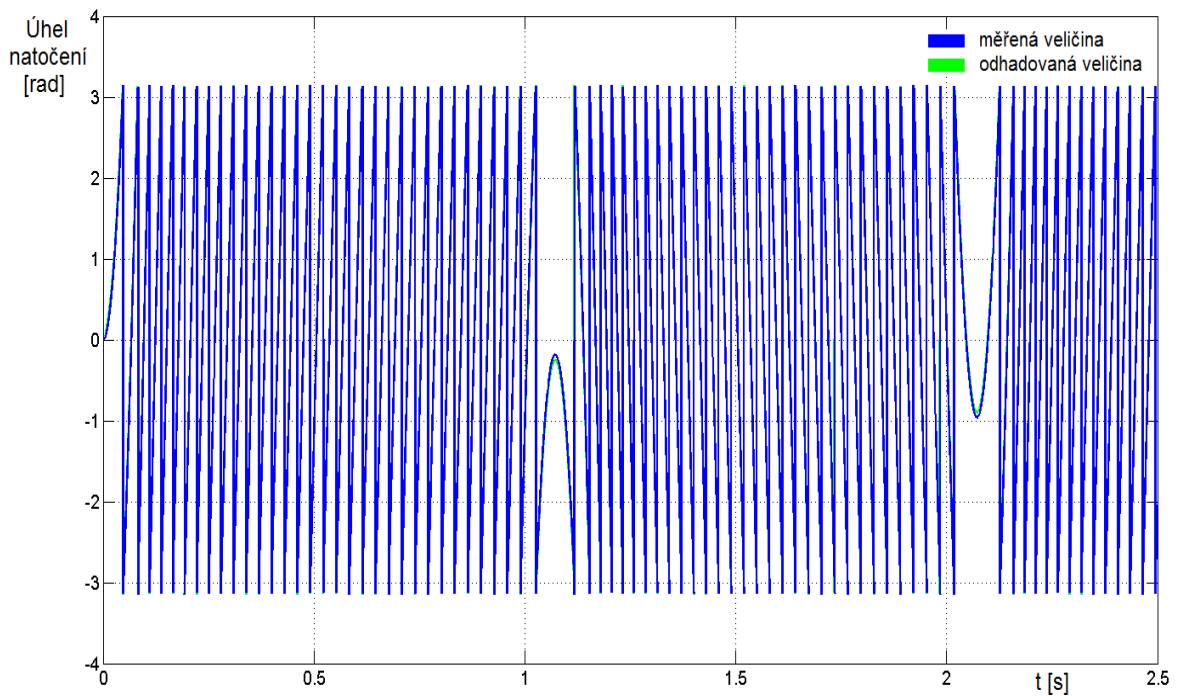
Obr. 6-32 Zvětšená oblast z předchozího Obr. 5-31



Obr. 6-33 Odhad rychlosti pomocí rozšířeného Kalmanova filtru s vazbou proudu na změnu otáček při reverzi otáčení -simulace



Obr. 6-34 Zvětšená oblast z předchozího Obr. 5-32



Obr. 6-35 Odhad polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru s vazbou proudu na změnu otáček při reverzi otáčení - simulace

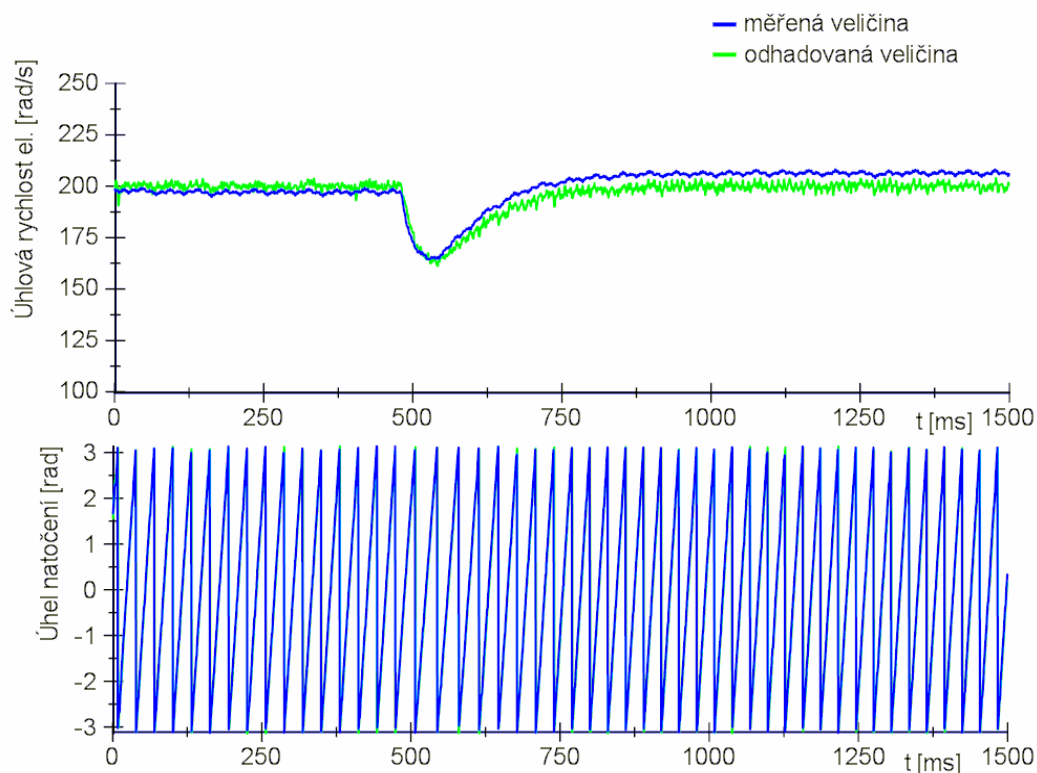
6.3.8 Ověření algoritmu rozšířeného Kalmanova filtru s modelem s vazbou proudu na změnu otáček na reálném servopohonu

Testování probíhalo naprosto shodně jako testování algoritmu rozšířeného Kalmanova filtru se základním modelem. Parametry modelu byly nastaveny podle **Tabulky 9**. Algoritmus byl vykonáván s periodou 200 μ s. Taktéž nastavení kovariančních matic zůstalo zachováno:

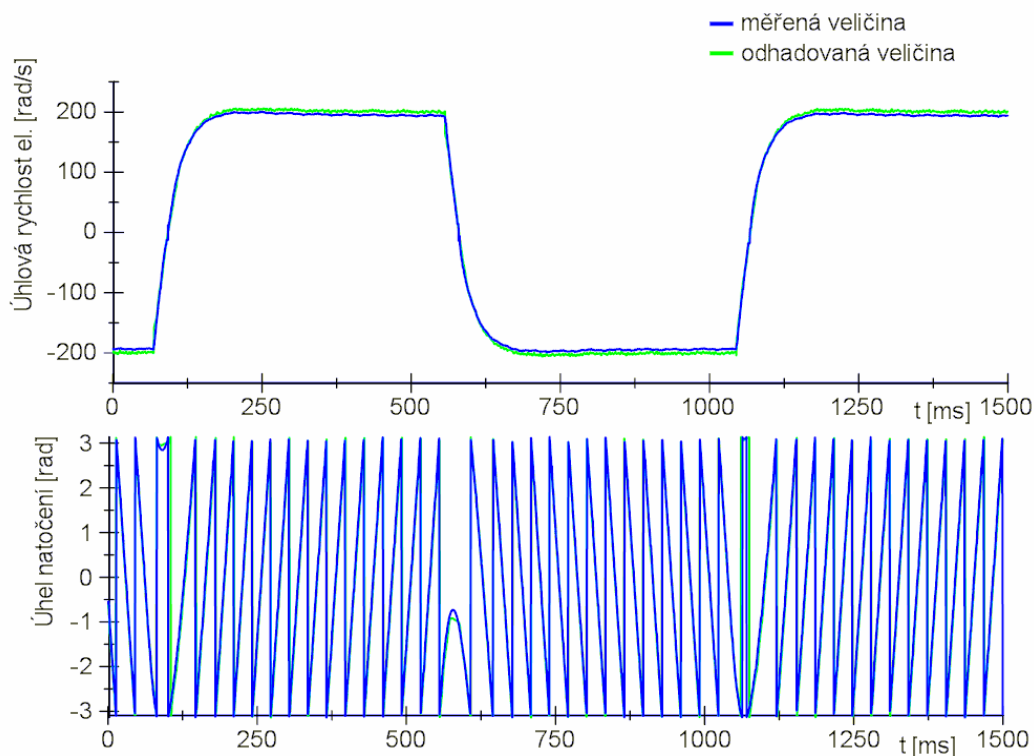
$$Q = \begin{bmatrix} 0.05 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.05 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0001 \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} 0.05 & 0 \\ 0 & 0.05 \end{bmatrix}$$

Obr. 6-36 zachycuje odhad rychlosti a polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru s vazbou proudu na změnu otáček při konstantní rychlosti a nárůstu zátěžového momentu o 0,07Nm. Při porovnání průběhu s algoritmem rozšířené Kalmanovy filtrace se základním modelem viz. **Obr. 6-28** jsou odhady prakticky shodné. Taktéž je tomu i v případě odhadu při reverzaci otáčení viz. **Obr. 6-37**.



Obr. 6-36 Odhad rychlosti a polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru s vazbou proudu na změnu otáček při konstantní rychlosti a vstupu poruchy



Obr. 6-37 Odhad rychlosti a polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru s vazbou proudu na změnu otáček při reverzi otáčení

ROZŠÍŘENÍ ZÁKLADNÍHO MODELU O ZMĚNY STATOROVÝCH INDUKČNOSTÍ

Algoritmus rozšířeného Kalmanova filtru pracující s modelem synchronního motoru, který popisuje změny statorových indukčností, by měl dosahovat přesnějších odhadů v oblasti nízkých otáček. Právě změny statorové indukčnosti obsahují informaci o natočení rotoru [25].

Odvození matematického modelu synchronního motoru s permanentními magnety, který popisuje změny statorové indukčnosti ve statorových souřadnicích, byla věnována kapitola 4.2.2. Tedy:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\alpha & L_{\alpha\beta} \\ L_{\alpha\beta} & L_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_\alpha}{dt} \\ \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R - 2\omega_s L_{\alpha\beta} & \omega_s L_\alpha - \omega_s L_\beta \\ \omega_s L_\alpha - \omega_s L_\beta & R + 2\omega_s L_{\alpha\beta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \omega_s \Psi_{PM} \begin{bmatrix} -\sin(\theta) \\ \cos(\theta) \end{bmatrix}, \quad (6.42)$$

K vyjádření vektoru derivací statorových proudů musí být určena inverzní matice statorových indukčností:

$$L^{-1} = \begin{bmatrix} L_\alpha & L_{\alpha\beta} \\ L_{\alpha\beta} & L_\beta \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{L_\alpha L_\beta - L_{\alpha\beta}^2} \begin{bmatrix} L_\beta & -L_{\alpha\beta} \\ -L_{\alpha\beta} & L_\alpha \end{bmatrix} \quad (6.43)$$

Výsledný model popsaný v α - β souřadnicích byl publikován v [26] a je možné ho popsat následujícím způsobem:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_s \\ \theta \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \omega_s \\ \theta \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}, \quad (6.44)$$

kde

$$A = \begin{bmatrix} a_1 & a_2 & a_3 & 0 \\ a_4 & a_5 & a_6 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.45)$$

a jednotlivé prvky matice jsou:

$$a_1 = \frac{-RL_\beta + \omega_s L_\alpha L_{\alpha\beta} + \omega_s L_\beta L_{\alpha\beta}}{L_\alpha L_\beta - L_{\alpha\beta}^2}$$

$$a_2 = \frac{RL_{\alpha\beta} - \omega_s L_\alpha L_\beta + \omega_s L_\beta^2 + 2\omega_s L_{\alpha\beta}^2}{L_\alpha L_\beta - L_{\alpha\beta}^2}$$

$$a_3 = \frac{L_\beta \Psi_{PM} \sin(\theta) + L_{\alpha\beta} \Psi_{PM} \cos(\theta)}{L_\alpha L_\beta - L_{\alpha\beta}^2}$$

$$a_4 = \frac{RL_{\alpha\beta} + \omega_s L_\alpha L_\beta - \omega_s L_\alpha^2 - 2\omega_s L_{\alpha\beta}^2}{L_\alpha L_\beta - L_{\alpha\beta}^2}$$

$$a_5 = \frac{-RL_\alpha - \omega_s L_\alpha L_{\alpha\beta} - \omega_s L_\beta L_{\alpha\beta}}{L_\alpha L_\beta - L_{\alpha\beta}^2}$$

$$a_6 = \frac{-L_{\alpha\beta} \Psi_{PM} \sin(\theta) - L_\alpha \Psi_{PM} \cos(\theta)}{L_\alpha L_\beta - L_{\alpha\beta}^2}$$

Vstupní matice systému je definována jako:

$$B = \begin{bmatrix} \frac{L_\beta}{L_\alpha L_\beta - L_{\alpha\beta}^2} & -\frac{L_{\alpha\beta}}{L_\alpha L_\beta - L_{\alpha\beta}^2} \\ -\frac{L_{\alpha\beta}}{L_\alpha L_\beta - L_{\alpha\beta}^2} & \frac{L_\alpha}{L_\alpha L_\beta - L_{\alpha\beta}^2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.46)$$

Z matice systému A je zřejmé, že změny statorových indukčností jsou závislé na úhlu natočení rotoru. Toho lze využít k modifikaci rozšířeného Kalmanova filtru, který je poté teoreticky schopen pracovat i v oblasti nízkých otáček.

6.3.9 Simulace algoritmu rozšířené Kalmanovy filtrace s modelem popisující statorové změny indukčností

V předchozí části práce byl simulačně i prakticky ověřen algoritmus Kalmanovy filtrace se základním modelem. A právě praktické ověření ukázalo, že testovaný algoritmus umožnil správnou činnost řízení pouze při rychlém průchodu oblastí nízkých otáček. Proto při simulačním ověření bude testována pouze oblast nízkých otáček.

V současné době není naše pracoviště vybaveno zařízením, které by dokázalo generovat zátěžový moment v oblasti nízkých otáček. Taktéž servopohon SBL2-0032-30, na kterém probíhalo předchozí testování, není vhodný pro tyto účely. Má velmi malé statorové indukčnosti v porovnání s velikostí magnetického toku permanentního magnetu. Z těchto důvodů nebude algoritmus prakticky ověřen.

Aby byla simulace přiblížena více praktickému ověření, byl přičítán šum k hodnotám proudů. Tento šum byl nekorelovaný s nulovou střední hodnotou. Parametry modelu motoru byly nastaveny podle synchronního motoru používaného v bílých spotřebičích viz Tabulka 3. Taktéž kovarianční matice byly převzaty z praktického testování:

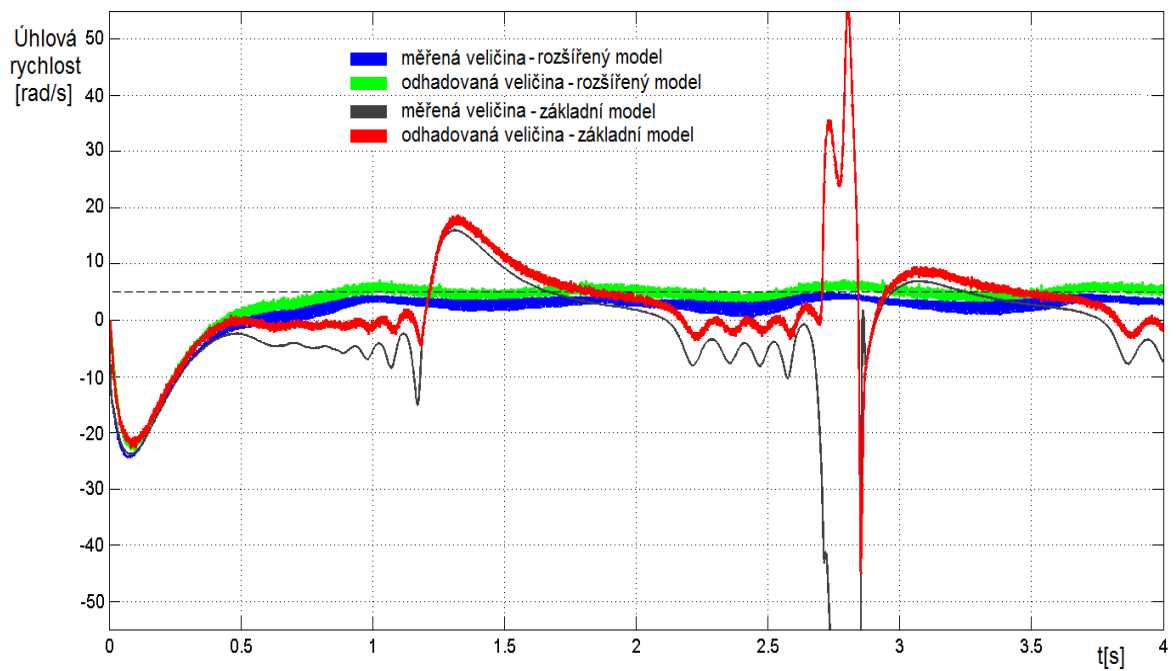
$$Q = \begin{bmatrix} 0.05 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0.05 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 10 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0.0001 \end{bmatrix}$$

$$R = \begin{bmatrix} 0.05 & 0 \\ 0 & 0.05 \end{bmatrix}$$

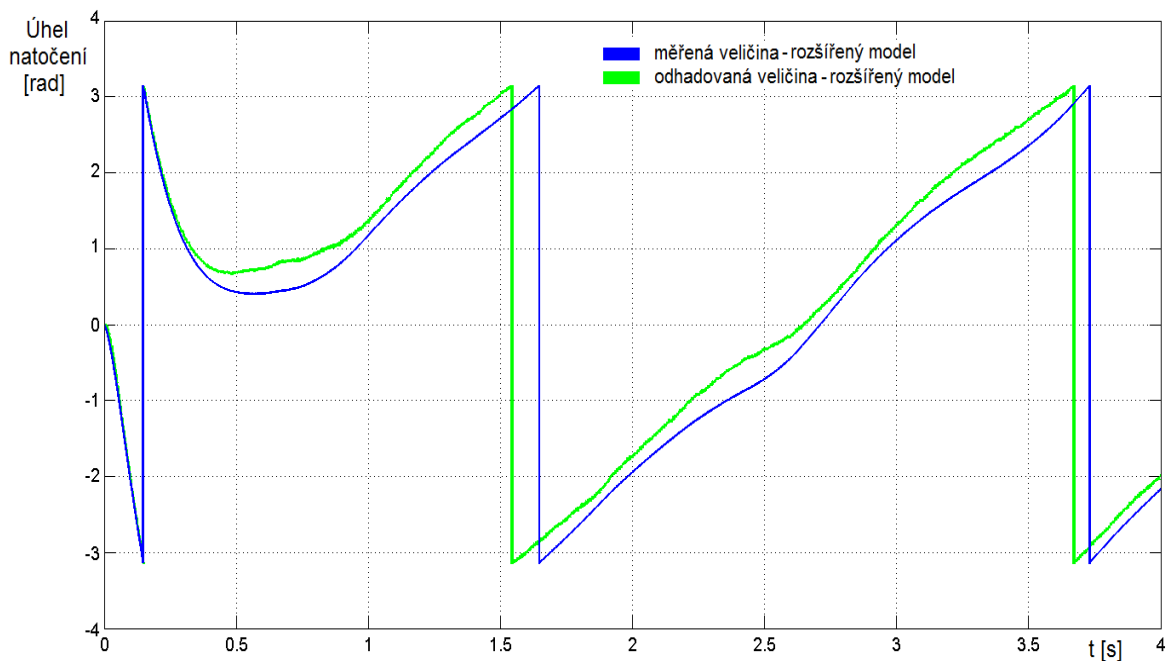
Působení zátěžového momentu bylo nastaveno od začátku simulace. Aby byla využita informace o poloze rotoru ze změn statorových indukčností, musí motorem procházet proud. Pro lepší využití informace o natočení rotoru ze změn statorových indukčností, byla od d složky proudu injektována vysokofrekvenční složka o frekvenci 800 rad/s.

Obr. 6-38 zachycuje průběh odhadu v oblasti nízkých otáček. Žádaná hodnota rychlosti byla 5 rad/s. Bezsnímačové algoritmy byly umístěny do rychlostní regulační smyčky. Algoritmus pracující se základním modelem nebyl schopen poskytnout stabilní odhad, pouze při dosažení vyšších otáček se tento odhad stabilizoval, ale při následném sestupu na žádanou hodnotu došlo opět k nestabilitě odhadu.

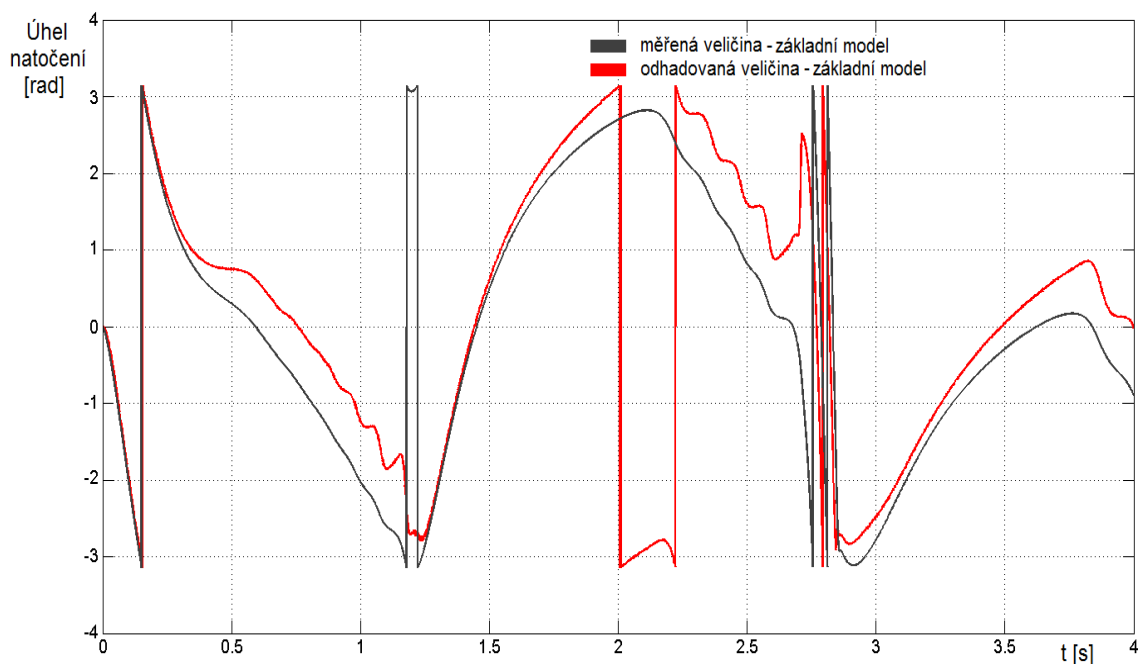
Nový bezsnímačový algoritmus pracující na základě rozšířené Kalmanovy filtrace s modelem popisujícím statorové změny indukčností dává stabilní odhad. Taktéž odhad úhlu natočení rotoru je přesnější viz **Obr. 6-39** v porovnání s **Obr. 6-40**.



Obr. 6-38 Porovnání odhadů rychlosti v oblasti nízkých otáček – simulace



Obr. 6-39 Porovnání polohy rotoru v oblasti nízkých otáček – rozšířený model – simulace



Obr. 6-40 Porovnání polohy rotoru v oblasti nízkých otáček – základní model – simulace

Časy výpočetní náročnosti jednotlivých testovaných bezsnímačových algoritmů jsou uvedeny v tabulce 7. Na prvním místě je uvedena prázdná funkce, která zajišťuje načtení a zápis hodnot vstupujících do algoritmu. Algoritmus MRAS jednoznačně klade nejmenší nároky na výpočetní výkon a obsazení paměťového prostoru. V porovnání s nejjednodušším algoritmem rozšířené Kalmanovy filtrace je šestkrát rychlejší. Algoritmy rozšířené Kalmanovy filtrace dosahují srovnatelných hodnot výpočetního času.

Tabulka 7 – Časy výpočtů jednotlivých algoritmů

Algoritmus	čas výpočtu [μ s]
prázdná funkce	25
MRAS	45
EKF_ základní model	145
EKF_ vazba proudu na změnu otáček	155
EKF_ rozšířený model o změny statorových indukčností	160

7 Odhad počáteční polohy rotoru

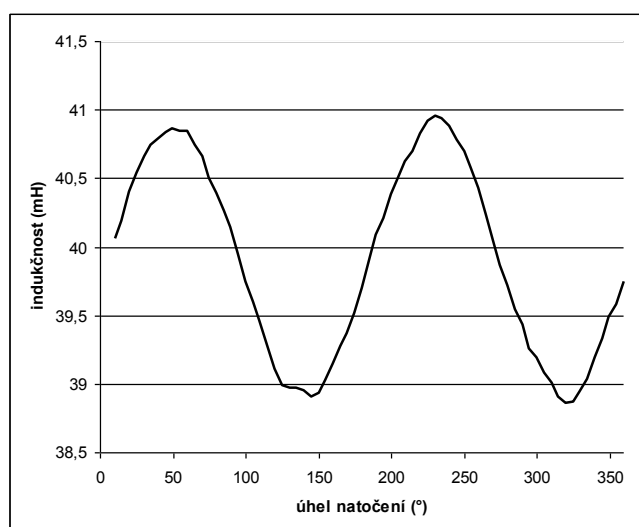
Pro řízení pohonu je nutná znalost nejen otáček rotoru, ale i jeho úhlového natočení. Vzniká tak potřeba znalosti počátečního natočení rotoru. Při nepřesném odhadu polohy rotoru by docházelo k poklesu momentu při rozběhu synchronního motoru či k reverzi otáčení rotoru.

Některé algoritmy pro bezsnímačové řízení se touto problematikou vůbec nezabývají. Na začátku inicializace procesu pustí do jedné fáze statorového vinutí impuls, který způsobí natočení (škubnutí) rotoru do požadovaného stavu. Tento způsob řešení je nepřijatelný v mnoha aplikacích a zvláště u servopohonů.

Nespornou výhodou při určování počáteční polohy rotoru je možnost využití i některé z metod off-line identifikace. Synchronní motor je v klidu, a proto nejsme limitováni výpočetním časem algoritmu. Při generování řídicích signálů PWM modulem dochází k velkému zašumění, které vnáší chybu do identifikace. Je tedy možné použít nějakého filtru či integrálních metod, které by jinak zaváděly nežádoucí dopravní zpoždění nebo velké časové konstanty do řízení.

7.1 Odhad počáteční polohy pro synchronní motory s permanentními magnety uvnitř rotoru

Jednou z perspektivních možností pro odhad počáteční polohy rotoru je využití změn indukčnosti statorového vinutí v jednotlivých osách L_q a L_d . Tento efekt je pozorovatelný a využitelný u synchronních motorů s permanentními magnety uvnitř rotoru (IPMSM).



Obr. 7-1 Průběh změn statorové indukčnosti bez ss složky (100Hz)

Změna velikosti statorových proudů je závislá na dvou hlavních aspektech:

- Velikost změny statorové indukčnosti
- Saturace statorového železa

Hlavním problémem zůstává, jakým způsobem určit velikost fiktivních statorových indukčnosti v d-q systému, pokud je uvažován α - β souřadnicový systém.

7.1.1 Identifikace L_d a L_q pomocí vysokofrekvenční složky

Myšlenku identifikace pomocí vysokofrekvenční složky je možné najít např. v článku [27] nebo [28]. Identifikaci je proveditelné pomocí vysokofrekvenčního signálu, v tomto případě v rozsahu 100Hz až 400Hz. Frekvenční rozsah testovacího signálu je odvozen od velikosti statorové indukčnosti a maximální hodnoty, kterou je schopen vygenerovat PWM modul.

Průběh statorové indukčnosti je získatelný otáčením vektoru v α - β systému, který obsahuje testovací vysokofrekvenční signál. Pokud by měření bylo provedeno třikrát po sobě, je získán průběh podobný **Obr. 7-2**.

Rovnice popisující průběh statorových indukčností:

$$L_\alpha = L_0 + L_1 \cos(2\theta) \quad (7.1)$$

$$L_\beta = L_0 - L_1 \cos(2\theta) \quad (7.2)$$

$$L_0 = \frac{L_d + L_q}{2} \quad (7.3)$$

$$L_1 = \frac{L_d - L_q}{2} \quad (7.4)$$

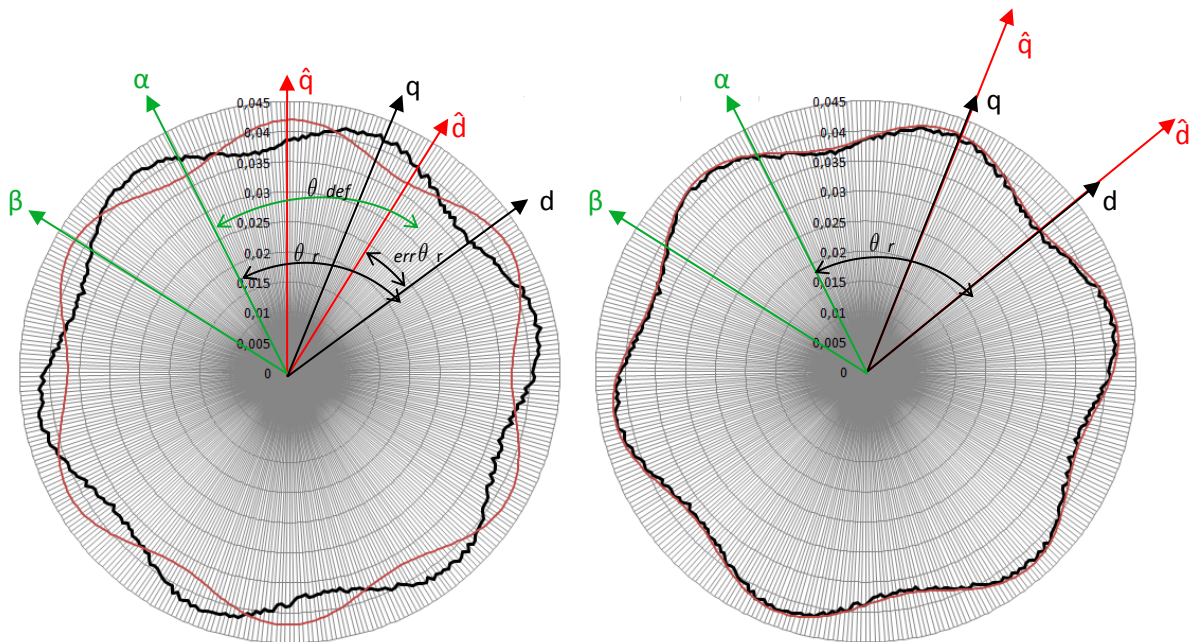
Za předpokladu, že $L_d < L_q$ potom minimální hodnota statorové indukčnosti odpovídá L_d a maximální hodnota odpovídá L_q . Nejjednodušší možností, jak odhadovat počáteční polohu rotoru, je hledání maximální či minimální hodnoty statorové indukčnosti.

Pro zlepšení odhadu je použitelná interpolaci naměřených bodů, ale největší nevýhodou je nízká odolnost proti rušení. Z tohoto důvodu by bylo lepší použít principu korelace, která je odolnější vůči šumu či nepřesně určené hodnotě statorové indukčnosti.

Při pohledu na **Obr. 7-1** nebo rovnice (7.1) a (7.2) vyplývá, že na jednu elektrickou otáčku dojde ke dvěma maximálními hodnotám a dvěma minimálními hodnotám statorové indukčnosti, tedy průběh změn statorové indukčnosti má

dvojnásobnou frekvenci než je elektrická rychlost otáčení. Odhad počáteční polohy založený na principu měření statorových indukčností je nedostatečný, protože není možné určit, zda změna indukčnosti je ovlivněna severním či jižním pólem permanentního magnetu. Počáteční nastavení rotoru může být 0 či π rad.

Průběh statorové indukčnosti pro synchronní motor s permanentními magnety uvnitř rotoru s počtem pólových dvojic rovných třem a v mechanických otáčkách je zobrazen na **Obr. 7-2**.



Obr. 7-2 Průběh statorové indukčnosti v mechanických otáčkách

Princip odhadu počáteční polohy rotoru je založen na principu korelace naměřeného průběhu statorové indukčnosti v α - β systému a ideálního průběhu indukčnosti v d - q systému. Aby bylo možné odhadovat počáteční nastavení rotoru, musí být definována pevná vazba mezi α - β systémem a ideálním průběhem v d - q systému. Výsledný odhad rotoru je definován podle vztahu (7.5).

$$\theta = \theta_{def} + err\theta_r, \quad (7.5)$$

kde θ je výsledný úhel natočení rotoru

θ_{def} je pevně daný úhel mezi α - β systémem a \hat{d} - \hat{q} systémem

$err\theta_r$ fázový posun mezi ideálním průběhem statorové indukčnosti a naměřeným průběhem statorové indukčnosti

7.1.2 Princip použité korelace

Průběh změn statorové indukčnosti, po odečtení střední hodnoty L_0 (stejnoseměrné složky), je možné popsat rovnicí

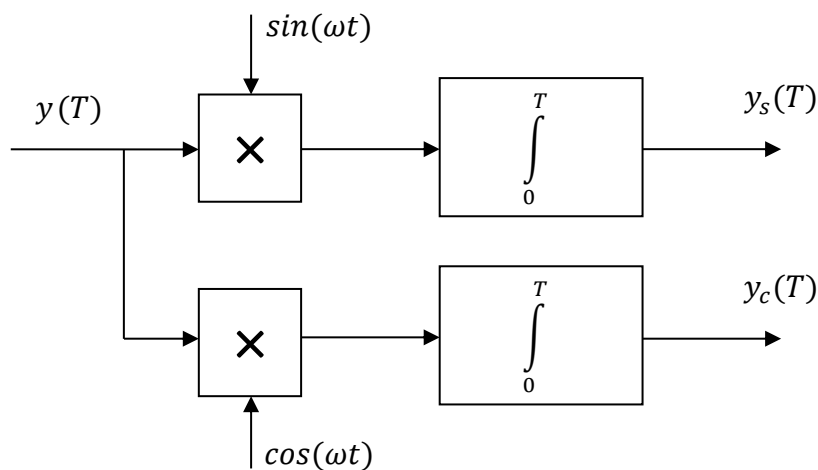
$$y(t) = b \sin(\omega t + \varphi) + e(t), \quad (7.6)$$

kde $e(t)$ je šum měření

b je velikost amplitudy

φ je fázový posun

Vyhodnocováním fázového posunu lze odhadovat natočení rotoru, avšak průběh $y(t)$ je zatížený šumem $e(t)$ a z tohoto důvodu je obtížné odhadovat velikost amplitudy b a velikost fázového posunu φ . Ke zpřesnění odhadu bylo využito korelační metody. Průběh $y(t)$ bude vynásoben signály $\sin(\omega t)$ a $\cos(\omega t)$ a výsledky budou integrovány na intervalu $[0, T]$. Proces korelace je znázorněn na obrázku **Obr. 7-3**.



Obr. 7-3 Princip korelace[29]

$$\begin{aligned} y_s(t) &= \int_0^T y(t) \sin(\omega t) dt = \\ &= \int_0^T b \sin(\omega t + \varphi) \sin(\omega t) dt + \int_0^T e(t) \sin(\omega t) dt = \end{aligned}$$

$$= \frac{bT}{2} \cos(\varphi) - \frac{b}{2} \int_0^T \cos(2\omega t + \varphi) dt + \int_0^T e(t) \sin(\omega t) dt \quad (7.7)$$

$$\begin{aligned} y_c(t) &= \int_0^T y(t) \cos(\omega t) dt = \\ &= \int_0^T b \sin(\omega t + \varphi) \cos(\omega t) dt + \int_0^T e(t) \cos(\omega t) dt = \\ &= \frac{bT}{2} \sin(\varphi) - \frac{b}{2} \int_0^T \sin(2\omega t + \varphi) dt + \int_0^T e(t) \cos(\omega t) dt \quad (7.8) \end{aligned}$$

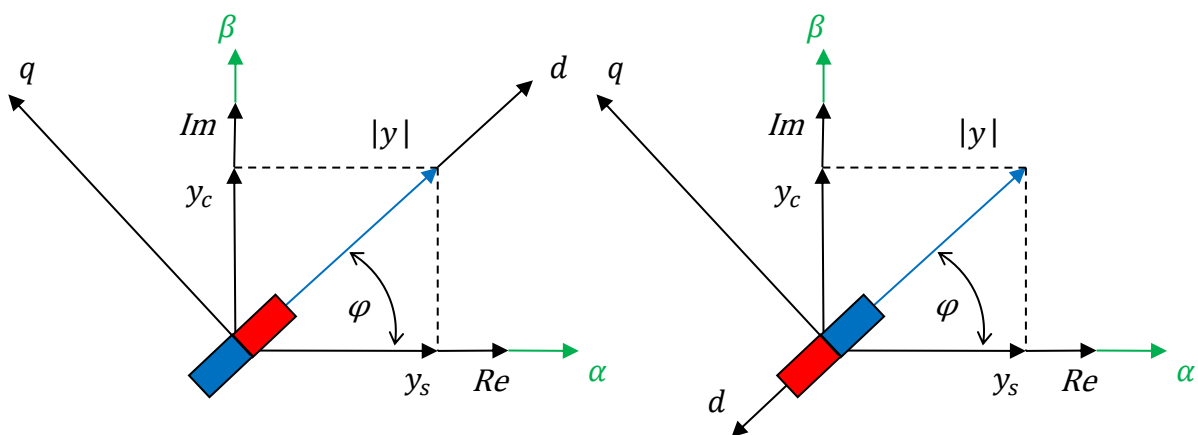
Za předpokladu, že testovaný harmonický signál neobsahuje šum $e(t) = 0$ a čas integrace je násobkem periody testovaného harmonického signálu $T = k 2\pi/\omega$, potom je možné napsat jednodušší vztahy

$$y_s(t) = \frac{bT}{2} \cos \varphi \quad (7.9)$$

$$y_c(t) = \frac{bT}{2} \sin \varphi \quad (7.10)$$

Výpočet fázového posunu je klíčový pro odhad polohy rotoru a platí rovnice

$$\varphi = \arctg \frac{y_c(T)}{y_s(T)} \quad (7.11)$$



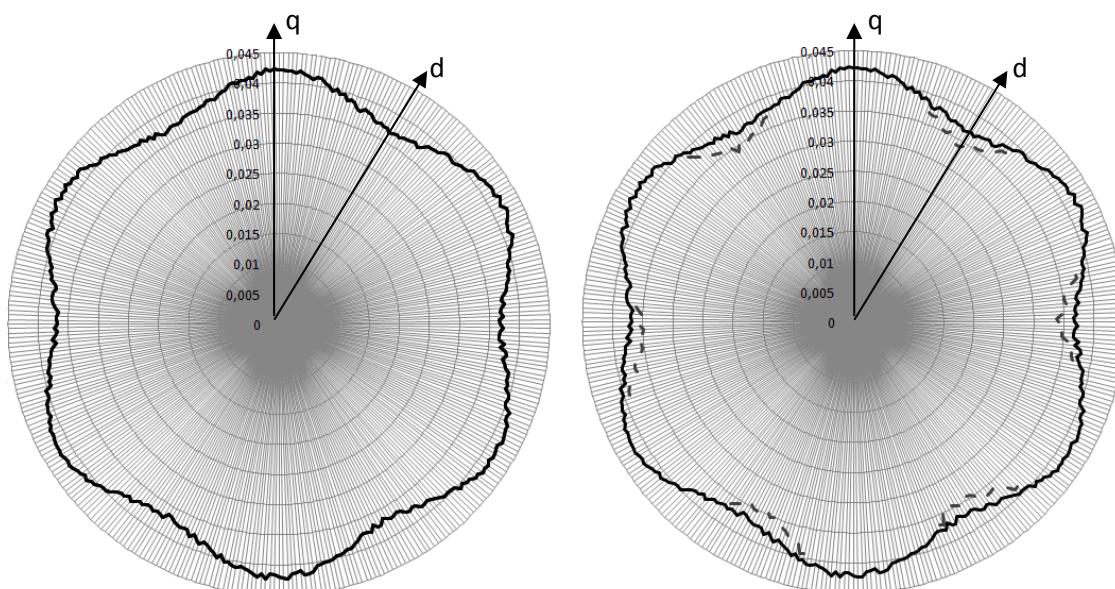
Obr. 7-4 Odhad polohy rotoru pomocí změn satorových indukčností

Po zanesení vypočítaných hodnot do komplexní roviny vzniká komplexor, kde reálná část komplexoru odpovídá hodnotě y_s a imaginární část je rovna y_c . Celou situaci lépe vystihuje **Obr. 7-4**. Tato metoda není schopná určit polaritu magnetu, proto mohou nastat dvě situace.

7.1.3 Detekce polarity permanentního magnetu

Nejpoužívanější metodou pro detekci polarity permanentního magnetu je využití saturačního efektu. K vyvolání saturačního efektu se používá stejnosměrná složka, která je přidána k injektovanému vysokofrekvenčnímu testovacímu signálu, nebo se pouští do motoru v podobě krátkých pulsů [30] [31].

Pokud je úspěšně provedena identifikace průběhu změn statorových indukčností pomocí vysokofrekvenční složky viz **Obr. 7-5** vlevo, je v místech minim očekávána d složka rotorového souřadnicového systému. Injektováním testovacího signálu se stejnosměrnou složkou do d souřadnice mohou nastat dvě situace. Tok permanentního magnetu a tok, který je vyvolán stejnosměrnou složkou, mají stejný směr a způsobí saturaci. Oba toky se tedy sčítají a dochází k přebuzení motoru. Druhou situací je případ, kdy se oba toky odečítají a způsobí odbuzení motoru. Přebuzení motoru se projevuje jako pokles statorové indukčnosti, a tím je možno určit polaritu permanentního magnetu. Předpokladem správné funkčnosti je přesné určení d směru souřadnicového systému, v opačném případě by stejnosměrná složka způsobila generování momentu.



Obr. 7-5 Vliv saturace na průběh statorové indukčnosti

8 Odhad polohy rotoru pro nízké otáčky

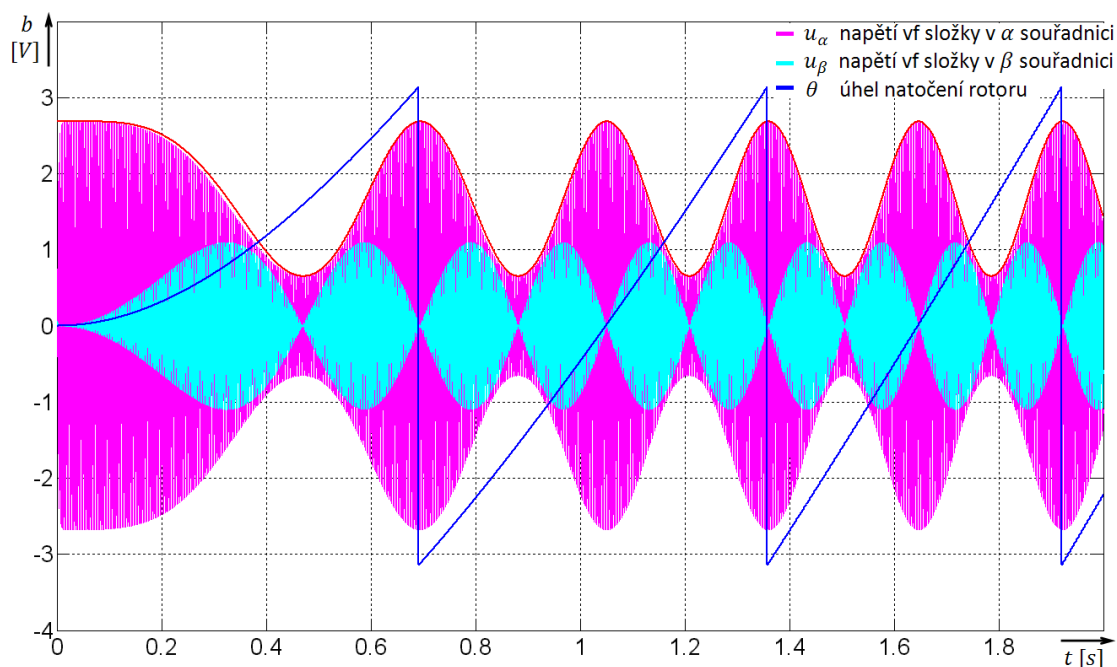
8.1 Odhad polohy v oblasti nízkých otáček pro synchronní motory s permanentními magnety uvnitř rotoru

Obdobně jako při odhadu počáteční polohy rotoru bude i pro odhad polohy v nízkých otáčkách využito změn statorových indukčností, které nesou informaci o poloze. Odhad polohy rotoru v oblasti nízkých otáček je bezesporu nejsložitější. Nelze využít stejných algoritmů jako při odhadu počáteční polohy rotoru. Identifikace statorových indukčností pomocí vysokofrekvenční složky musí probíhat současně s řízením synchronního motoru. Metoda identifikace statorových indukčností musí být proto dostatečně rychlá.

Je patrné, že všechny metody odhadu uvedené v kapitole 6 jsou založené na pozorování průběhu indukovaného zpětného elektromotorického napětí. V oblasti nízkých otáček je zpětné elektromotorické napětí srovnatelné s velikostí šumu měření a v kombinaci s nepřesným modelem motoru dostáváme chybné odhady natočení rotoru.

8.1.1 Princip identifikace L_d a L_q pomocí vysokofrekvenční složky v otevřené smyčce řízení

Největší nevýhodou injektování testovacího signálu je omezení akčního zásahu (velikost proudu motorem) o velikost amplitudy testovacího signálu. Bohužel právě při



Obr. 8-1 Průběh amplitudy vysokofrekvenční složky

rozběhu, tedy v oblasti nízkých otáček, kdy se snažíme dosáhnout maximálního momentu, je to zásadní omezení.

Na **Obr. 8-1** je zachycen průběh amplitudy vysokofrekvenční složky v závislosti na úhlu natočení rotoru. Vysokofrekvenční testovací signál o konstantní amplitudě je injektován pouze do α složky vstupního napětí motoru. Po průchodu modelem motoru se štěpí do obou složek výstupního proudu. Ze simulace je nepochybně patrné, že amplituda vysokofrekvenční složky nese informaci o natočení rotoru.

8.1.2 Identifikace L_d a L_q pomocí vysokofrekvenční složky v uzavřené smyčce

Zavedením zpětné vazby od měření proudů dojde k šíření vysokofrekvenční složky regulačním obvodem. Z tohoto důvodu je nezbytné přistoupit k nějakému druhu filtrace, aby bylo zajištěno konstantní amplitudy a frekvence injektovaného signálu. V simulaci byl použit filtr s následujícím přenosem:

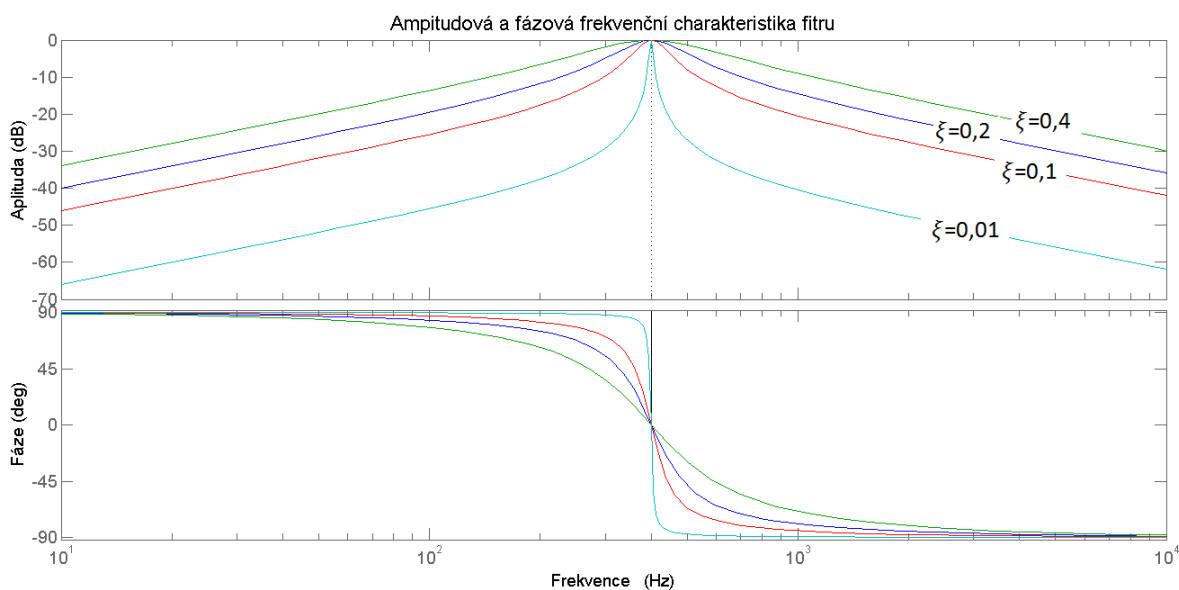
$$F_{filtr}(p) = \frac{2\xi\omega p}{p^2 + 2\xi p + \omega^2} \quad (8.1)$$

kde p je Laplaceův operátor

ξ je velikost tlumení

ω je frekvence vysokofrekvenční složky

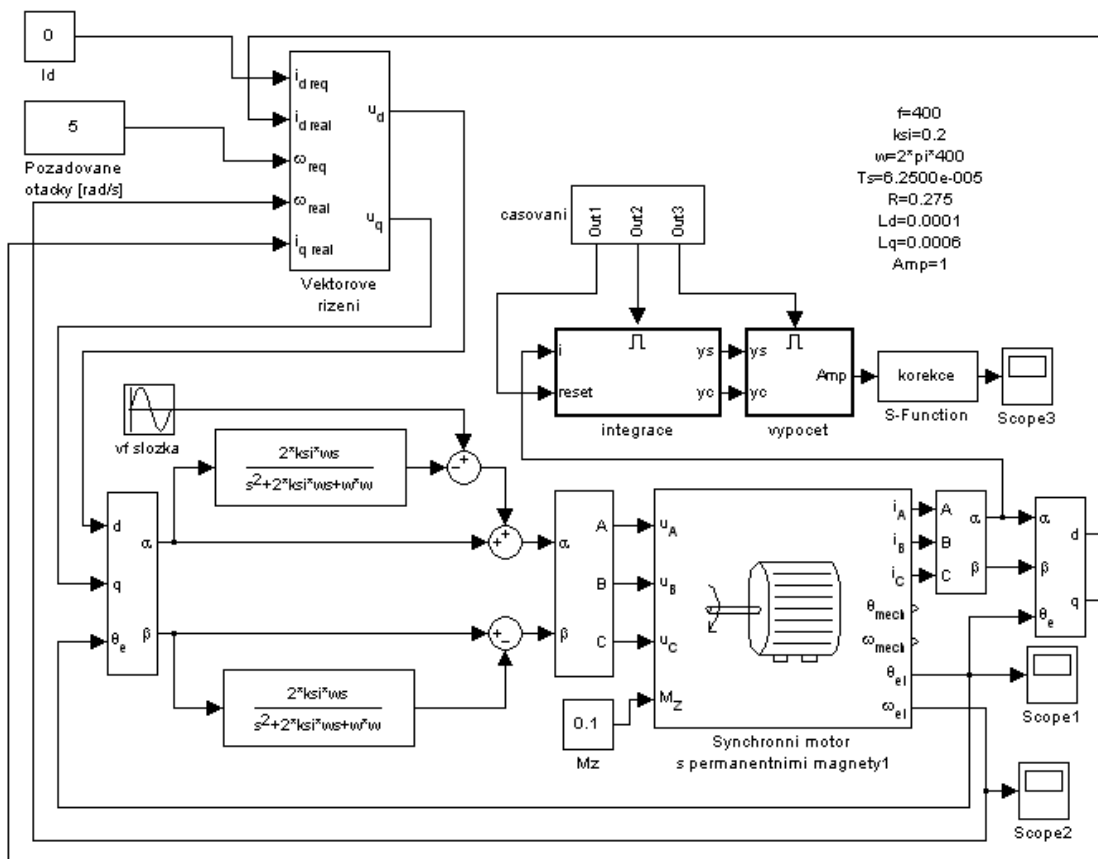
Jedná se o přenos kmitavého članku s nulou v počátku. Při pohledu na frekvenční charakteristiku v logaritmických souřadnicích **Obr.8-2** se jedná o frekvenční propust s nulovým fázovým posunem v oblasti rezonančního navýšení. Pomocí koeficientu



Obr. 8-2 Frekvenční charakteristika filtru pro VF složku

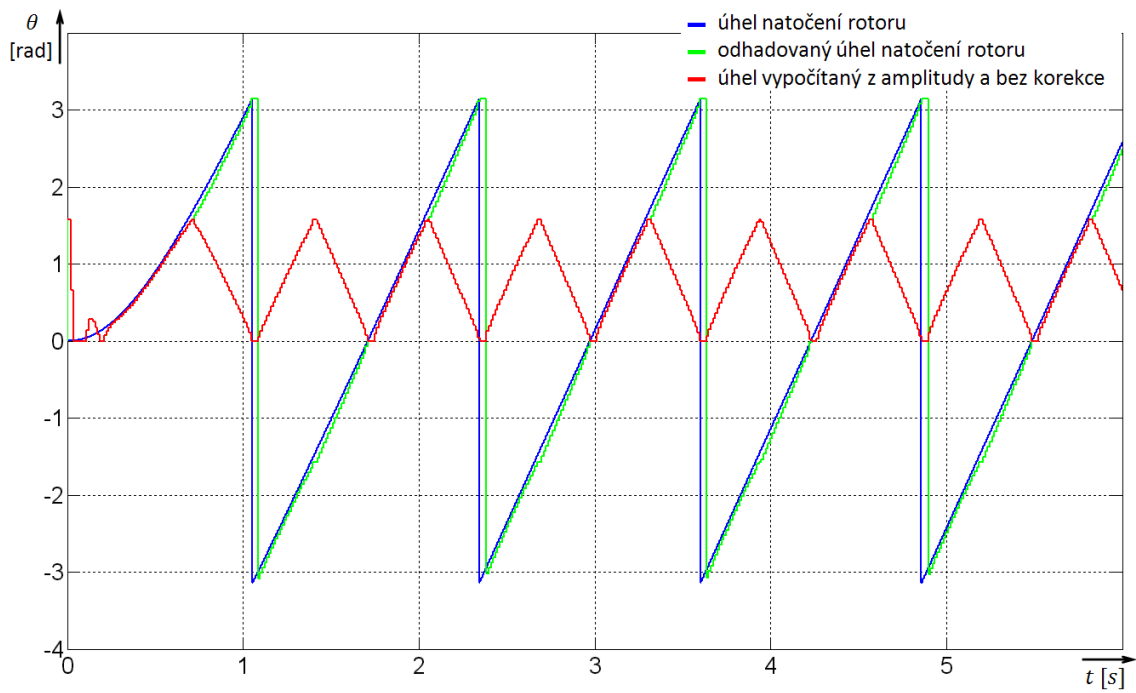
koeficientu tlumení ξ lze měnit strmost filtru a ω určuje frekvenci propouštěného signálu.

Celkový koncept této metody je vyobrazen na **Obr. 8-3**. Pomocí navrženého filtru je možné zjistit amplitudy vysokofrekvenčních signálů v jednotlivých satorových složkách. Zjištěnou amplitudu v α složce lze porovnat s ideálním průběhem vysokofrekvenčního signálu a rozdíl přičíst k původní hodnotě, čímž se dosáhne požadovaného průběhu vysokofrekvenčního signálu. Obdobný postup platí i u β složky. Zjištěnou velikost amplitudy je zapotřebí odečíst od řídicího signálu, čímž dosažena nulová amplituda vysokofrekvenčního signálu.



Obr. 8-3 Odhad polohy v uzavřené smyčce-modelovací schéma

Pomocí korelační metody, která je popsána v kapitole 7.1.2, je určena velikost amplitudy testovacího signálu a následným výpočtem je určen odhadovaný úhel natočení. V poledním kroku je potřeba provést korekci odhadovanému úhlu natočení. Algoritmus korekce je řešen pomocí s-funkce. Na **Obr. 8-4** je vidět dopravní zpoždění mezi skutečným úhlem natočení a odhadovaným úhlem natočení, které je způsobeno dobou integrace. Čím větší je doba integrace při výpočtu korelace, tím je dosažena větší odolnost vůči šumu.



Obr. 8-4 Odhad polohy pomocí vf složky v uzavřené smyčce

9 Realizace

Jednou z fází vývoje nových algoritmů řízení je jejich testování na reálném elektrickém pohonu. Často se jedná o algoritmy náročné na výpočetní výkon. Dalším požadavkem je minimalizace času, který je potřebný na implementaci těchto algoritmů. Z počátku implementace byla vybrána platforma, která byla postavena na hybridním mikrokontroléru od společnosti Freescale. Přesněji se jednalo u řady 56F83XX, která má přizpůsobené periférie na řízení elektrických servopohonů. Po implementaci vektorového řízení bylo zřejmé, že už nezbývá výpočetní výkon na složitější algoritmy řízení. Pro představu např. algoritmus rozšířeného Kalmanova filtru, který je popsán v kapitole 6.3.3, se přes veškerou snahu optimalizovat kód na rychlost výpočtu nepovedlo spočítat v definovaný maximální čas. Proto byly hledány nové platformy pro další testování. Zajímavou možností je využití platformy CompactRIO. CompactRIO bylo vyvinuto společností National Instruments a je postaveno na kombinaci programovatelného hradlového pole a výkonného vícejádrového procesoru.

9.1 Řízení v reálném čase pomocí CompactRIO

Z celé rodiny CompactRIO systémů byl vybrán výpočetně nejvýkonnější NI cRIO 9082, který je zobrazen na **Obr. 9-1**. Tento systém je modulární ve smyslu výměny až osmi vstupně/výstupních karet dle potřeb příslušné aplikace. Dále je viditelné žebrovaní na šasi, které slouží jako pasivní chladič pro procesor. NI cRIO 9082 disponuje 1.33GHz dvoj-jádrovým Intel Core i7 procesorem, 2GB DDR3 800MHz RAM, 32GB paměti pro ukládání dat a programovatelné hradlové pole řady Spartan-6 LX150.

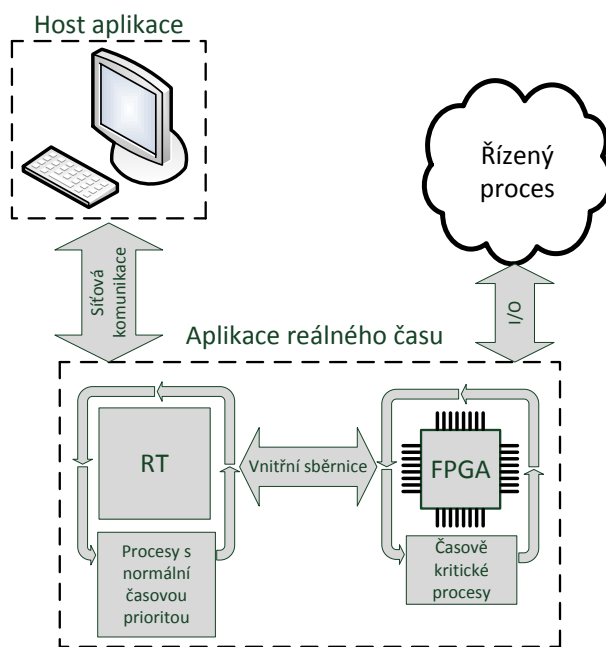


Obr. 9-1 NI cRIO-9082

Na **Obr. 9-2** je znázorněna základní architektura aplikace reálného času. Řízený proces, v tomto případě elektrický pohon, je propojen přes vstupně/výstupní karty, které komunikují s FPGA po sběrnici standardu PCI. Aplikace reálného času v cRIO se dělí na dvě části. Kód běžící v FPGA, kde jsou obsluhovány časově kritické procesy, a

program běžící pod operačním systémem reálného času (RT) s procesy s normální časovou prioritou.

Program běžící pod operačním systémem reálného času a kód v FPGA jsou propojeny vnitřní vysokorychlostní PCI-e sběrnici. Jedná se o otevřenou architekturu s přístupem na nejnižší hardwarovou úroveň.



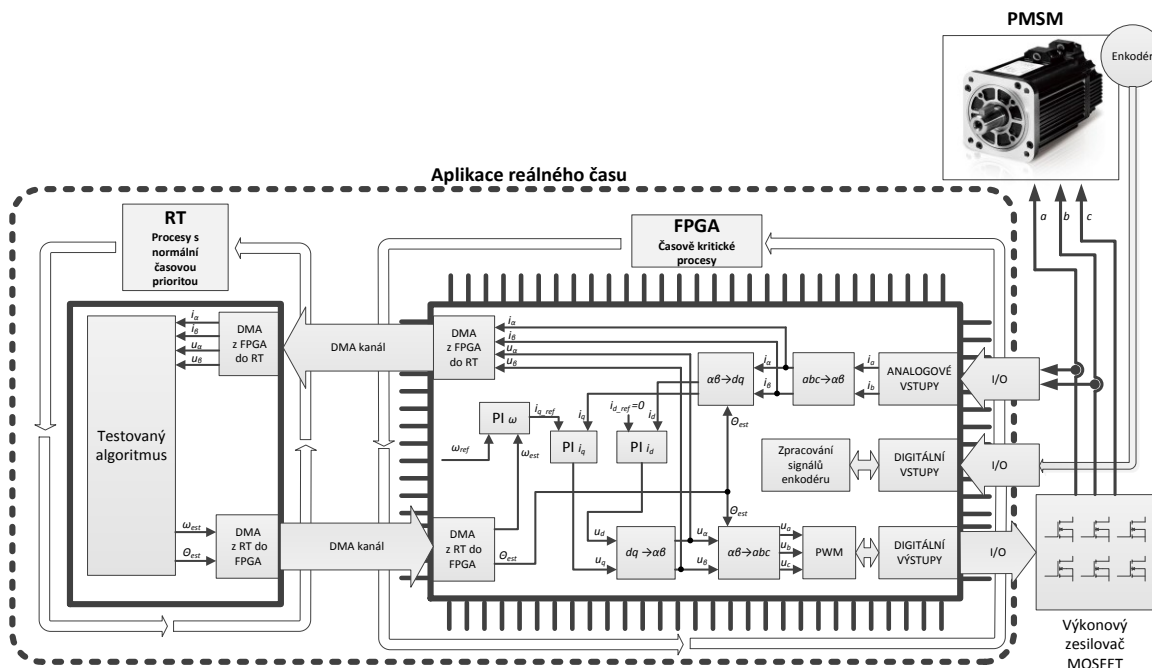
Obr. 9-2 Struktura programu pro cRIO

9.1.1 Aplikace pro testování bezsnímačových algoritmů

Před vytvořením celé aplikace musí být rozhodnuto, které části kódu budou umístěny do FPGA a které do RT. Klíčovou částí celé aplikace je kód běžící v FPGA, protože právě FPGA umožňuje přístup k rozhraní pro vstupně/výstupní karty. Další části kódu, které je nutné umístit do FPGA, je zpracování signálů z digitálního enkodéru a generování signálů pro spínání výkonových tranzistorů. Jedná se o časově kritické procesy. Při nesprávném načasování spínání tranzistorů by došlo k jejich zničení. Taktéž detekování nástupných a sestupných hran digitálního enkodéru je nutné dělat na hardwarové úrovni. Obecně platí, že FPGA dosahuje lepšího deterministického chování než RT. Další části kódu mohou být umístěny buď do FPGA nebo do RT.

Na Obr. 9-3 je zobrazena struktura aplikace pro testování bezsnímačových algoritmů. Aplikace byla navržena tak, aby kód v FPGA dokázal nezávisle na RT řídit servopohon. Pro řízení servopohonu je použito vektorového řízení, a proto všechny části vektorového řízení byly přesunuty do FPGA. Do RT se pouze posílají aktuální hodnoty naměřených proudů a velikosti akčních zásahu, což jsou hodnoty fázových

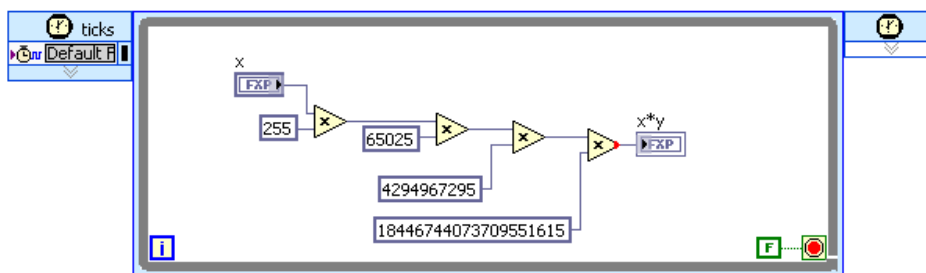
napětí. Z RT je vyčítána odhadovaná poloha rotoru a odhadovaná aktuální rychlost, kterou je možno porovnat s hodnotou, kterou udává snímač otáček.



Obr. 9-3 Aplikace pro testování bezsnímačových algoritmů

V FPGA využívá aritmetiky s pevnou desetinnou čárkou, vždy je možné definovat celkovou délku proměnné a velikost před desetinou čárkou. Pokud je definována proměnná typu *fixed-point* např. $\langle \pm, 32, 16 \rangle$, potom proměnná může nabývat hodnot -32767 až 32768 s rozlišením $1,525879E-5$.

Pro testovací účely bylo vytvořeno schéma, na kterém bude ukázáno časování a deterministické chování kódu běžícího pod FPGA viz Obr. 9-4. V testovacím schématu jsou postupně násobená dvě 8 bitová čísla, dvě 16 bitová čísla, dvě 32 bitová čísla a dvě 64 bitová čísla. Maximální rozlišení, s kterým je možné pracovat, je 64bitů. Po vynásobení dvou 64 bitových čísel se uloží pouze horních 64 bitů výsledku. Toto schéma je umístěno v časované smyčce, čímž je požadováno, aby se kód vykonal



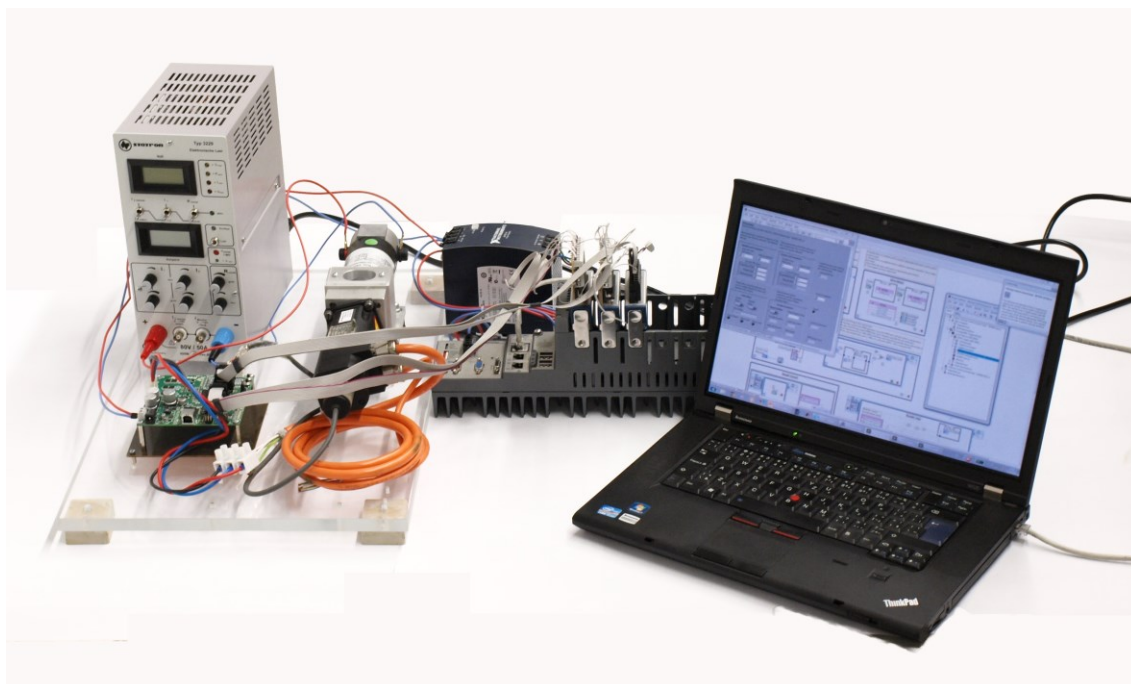
Obr. 9-4 Testovací schéma

Paths	Total Delay	Logic Delay	Routing Delay	Max Fanout
Path 1 : Requirement 24,99ns missed by 19,45ns	44.23	29.38	14.85	15
Non-diagram component	0.39	0.39	0.00	
Timed Loop	43.17	28.65	14.52	15
Multiply	3.38	1.22	2.16	15
Multiply	3.36	2.84	0.52	1
Multiply	16.23	10.99	5.24	2
Multiply	20.20	13.61	6.59	4
Non-diagram component	0.67	0.34	0.33	1

Obr. 9-5 Časová analýza testovacího schématu

během jednoho hodinového cyklu. Tento požadavek je zřejmě přehnaný, a proto se při kompilaci FPGA objeví detailní časová analýza. Čas potřebný pro výpočet zadané smyčky je roven 44,23 ns. Je zajímavé, že násobení dvou 8 bitových čísel trvá stejnou dobu jako násobení dvou 16 bitových čísel a to asi 3,38 ns. Násobení dvou 16 bitových čísel pak trvá 16,23 ns. Pracovní frekvence hradlového pole je nastavena na 40MHz, je to nejspíše z důvodů časové náročnosti násobení dvou 64 bitových čísel, které trvá dle aktuálního obsazení hradlového pole od 20 až do 24 ns. Proto všechny operace v časované smyčce musí být hotové do 25ns, čímž je dosaženo deterministického chování.

Další klíčovou částí aplikace pro testování bezsnímačových algoritmů je přenášení dat mezi FPGA a RT. LabView nabízí několik možností, avšak nejrychlejší je přenos dat pomocí DMA kanálů. CompactRIO 9082 disponuje třemi DMA kanály. Jeden DMA kanál je využit na přenos dat z FPGA do RT a druhý DMA kanál pro přenos dat z RT do FPGA. Třetí DMA kanál není využit. DMA kanál se chová jako zásobník typu FIFO, kdy je potřeba definovat směr toku dat. Pokud je potřeba přenést více jak jednu proměnnou, je nutno tvořit struktury. Protože FPGA a RT pracují asynchronně, musí být věnována velká pozornost správnému časování přenosu dat. Nesmí nastat situace, kdy je přeplněný zásobník nebo naopak v zásobníku nejsou připravena data. Taktéž časté vyčítání zásobníku dat značně zatěžuje procesor a nezbyvá čas na jiné operace. Je zřejmé, že špatné načasování DMA kanálů pro přenos dat zavádí dopravní zpoždění, která mohou způsobovat nestabilitu celé regulační smyčky.



Obr. 9-6 Pracoviště s přípravkem pro testování bezsnímačových algoritmů

9.2 Měření R_s , L_d , L_q a Ψ_{PM} parametrů PMSM

Získání správných elektrických parametrů motoru je nezbytné pro správnou funkčnost matematického modelu. Postupně budou popsány metody, které byly použity pro měření jednotlivých parametrů. Přehled naměřených parametrů je uveden v **Tabulce 10**.

9.2.1 Měření odporu statoru R_s

Při zjišťování hodnoty odporu statorového vinutí se využívá Ohmova zákona. V našem případě je synchronní motor zapojený do hvězdy a nemá vyvedený střed vinutí. Pro měření byl použit digitální RLC metr, kdy byl nejprve měřen odpor dvou fází a následně dle schématu na **Obr. 9-6**. Výsledné hodnoty statorového odporu byly vypočítány jako průměr těchto naměřených hodnot s příslušným přepočítáním. Natočení rotoru nemělo zásadní vliv na naměřené hodnoty [32].

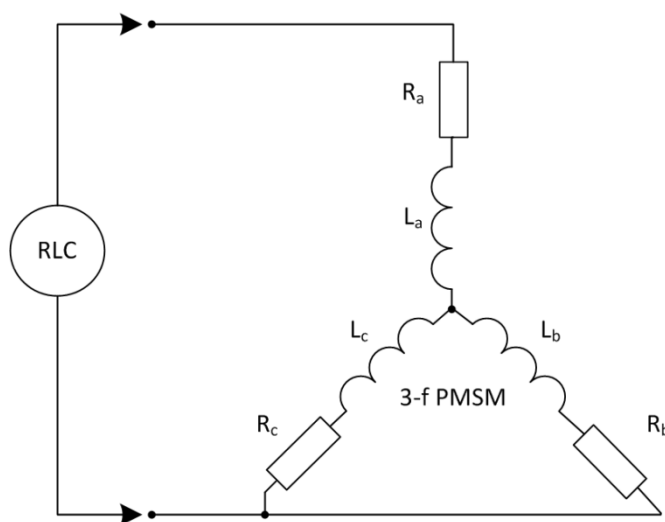
Vliv na velikost odporu statorového vinutí má bezesporu teplota. Měření bylo prováděno při pokojové teplotě 21°C, ale nebyla měřena přímo teplota statorového vinutí. Taktéž výrobce neuvádí, při jaké teplotě měření probíhalo. Synchronní motory s permanentními magnety nejsou určeny do prostředí vysokých teplot viz. kapitola 3.2.1.

Tabulka 8 – Hodnoty odporu statorového vinutí zjištěné měřením

Zapojení svorek statorového vinutí	Naměřené hodnoty [mΩ]	Odpor statorového vinutí R_s [mΩ]
a-b	610	308
a-c	613	
b-c	625	
a-bc	454	312
b-ac	474	
c-ab	477	

9.2.2 Měření statorové indukčnosti v rotorových souřadnicích L_d , L_q

Nejjednodušším a často používaným způsobem měření indukčnosti je použití RLC metru. Aby bylo možné měřit hodnoty indukčností v rotorových souřadnicích, je nutné znát přesnou polohu rotoru, přesněji směr magnetického toku, který generuje permanentní magnet.



Obr. 9-7 Schéma zapojení s RLC metrem

Nevýhodou většiny RLC metrů je měření indukčnosti při nízkých hodnotách proudu. Prakticky u všech synchronních motorů s permanentními magnety je nalezena

větší či menší závislost mezi velikostí indukčností a aktuálním protékajícím proudem. Přes tuto nevýhodu měření poskytne jistou představu o velikosti indukčností.

Měření statorových indukčností probíhalo v laboratorních podmínkách pomocí RLC metru HIOKI 3532, který umožňuje čtyřsvorkové připojení. Testovací signál měl frekvenci 400 Hz s amplitudou 1V, čemuž odpovídal protékající proud 20mA. Při dodržení zapojení podle Obr. 8-3 může být napsáno:

$$L_d = \frac{2}{3} L_s \quad \text{pro } \theta = 0^\circ \quad (9.1)$$

$$L_q = \frac{2}{3} L_s \quad \text{pro } \theta = 90^\circ \quad (9.2)$$

kde L_s je naměřená hodnota statorové indukčnosti pomocí RLC metru

θ je úhel natočení rotoru oproti statorovým souřadnicím.

Měřený synchronní motor s permanentními magnety má tři pólové dvojice. Proto i měření probíhalo pro všechny tři polohy rotoru, avšak hodnoty indukčností nabývaly podobných hodnot. Průměrné hodnoty statorových indukčností v rotorových souřadnicích jsou uvedeny v **Tabulce 10**.

9.2.3 Měření magnetického toku permanentního magnetu

Přímé měření magnetického toku je komplikované, a proto k určení velikosti magnetického toku je využito vztahu:

$$u_{bemf} = \Psi_{PM} \omega_r \quad (9.3)$$

kde u_{bemf} je zpětné indukované elektromotorické napětí

Ψ_{PM} je magnetický tok vyvolaný permanentním magnetem rotoru

ω_r je mechanická úhlová rychlost.

Tabulka 9 – Naměřené hodnoty u_{bemf} a vypočítané hodnoty Ψ_{PM}

Mechanické otáčky [ot/min]	Naměřená amplituda sruženého napětí [V]	Vypočítaná amplituda fázového napětí [V]	Vypočítaná hodnota magnetického toku PM [Wb]
700	3,94	2,27	0,01034
1000	5,64	3,26	0,01037
1320	7,44	4,30	0,01036

Motor byl roztočen jiným motorem na požadované otáčky a následně proběhlo měření generovaného napětí. U motoru není vyveden nulový vodič, proto je měřeno

sdružené napětí a následně je vypočteno fázové napětí. Měření bylo prováděno pomocí digitálního osciloskopu Tektronix TDS 3014B.

Tabulka 10 – Parametry synchronního motoru s permanentními magnety zjištěné měření

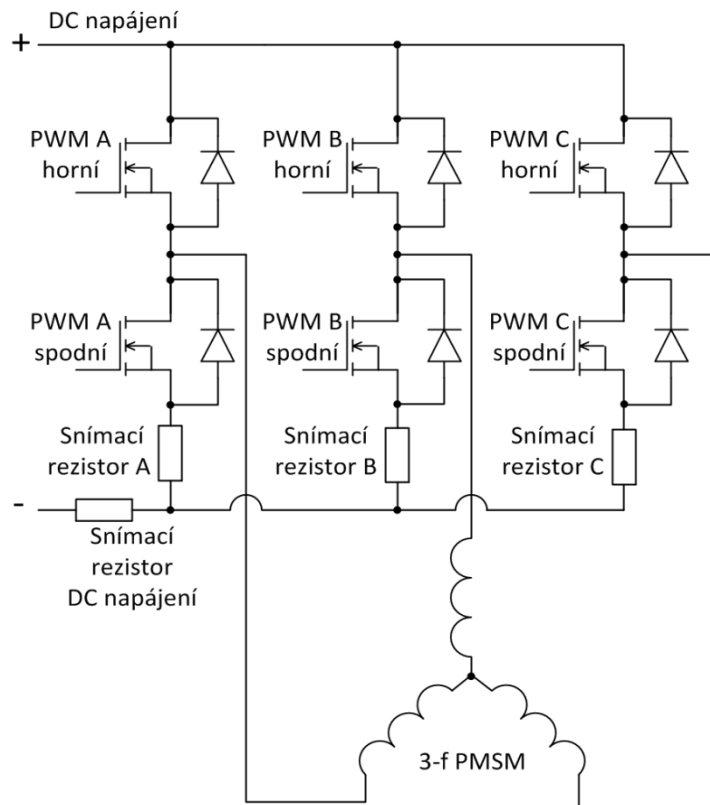
			výrobce	naměřeno
Odpor statorového vinutí	R_s	Ω	0,275	0,31
Statorová indukčnost při 200Hz	L_s	μH	200	
Podélná indukčnost při 400Hz	L_d	μH		173
Příčná indukčnost při 400Hz	L_q	μH		246
Magnetický tok permanentního magnetu	Ψ_{PM}	Wb	0,01209	0,01036

9.3 Generování pulsně šířkové modulace

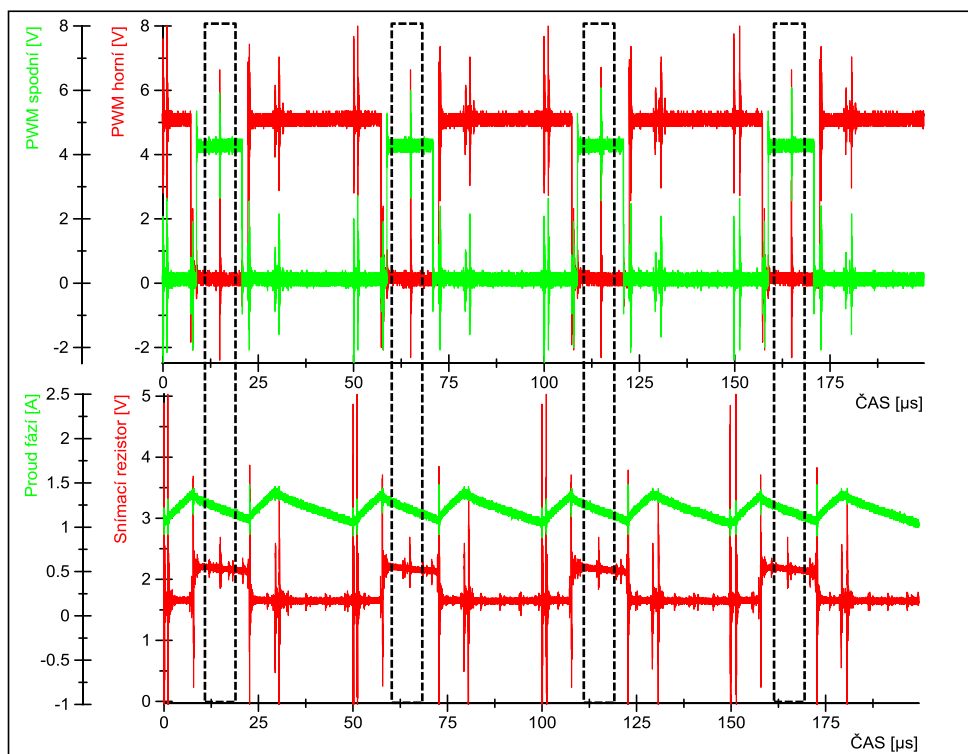
Při návrhu modulu pro generování pulsně šířkové modulace vznikají jisté požadavky vyplývající ze způsobu měření proudů jednotlivých fází motoru, použitých výkonových tranzistorů či použitém servomotoru.

Na **Obr. 9-8** je znázorněno zapojení třífázového měniče, který je použit pro řízení servopohonu. Důležité je umístění snímacích rezistorů, které jsou zapojeny pod spodním výkonovým tranzistorem. Aby bylo možné snímat proud, musí být logicky sepnutý spodní tranzistor, což přináší první požadavek na návrh, a tím je nutnost synchronizace s AD převodníkem. Tento způsob měření proudů se často používá z důvodů cenové přijatelnosti.

Druhý způsob je měření proudů přímo na fázi motoru. Při použití snímacího rezistoru je nutné vyřešit problematiku plovoucí země, proto se častěji používá snímačů založených na Hallovém efektu. U takovýchto snímačů proudu se jednoduše řeší impedanční oddělení. Protože proud je snímatelný v každém časovém okamžiku, mohlo by se zdát, že nemusí být řešena problematika synchronizace. Na **Obr. 9-9** je ve spodní polovině zobrazen průběh proudu fází motoru a průběh úbytku napětí na snímacím rezistoru. Při náhodném vzorkování průběhu proudu, který nabývá hodnot mezi 1A a 1,5 A se výsledný signál jeví jako silně zašuměný a je potřeba ho filtrovat nebo alespoň nastavit pomalejší regulátor proudu. Záleží na použitém AD převodníku, kolik je schopen nasnímat hodnot, aby bylo možné vypočítat střední hodnotu proudu. Ve většině případů není k dispozici dostatečné množství hodnot, a proto je střední hodnota vypočítávána z několika po sobě jdoucích cyklů PWM, čímž se zhoršují dynamické vlastnosti proudové regulační smyčky. Pokud je opět zajištěna synchronizace, tento problém je eliminován.



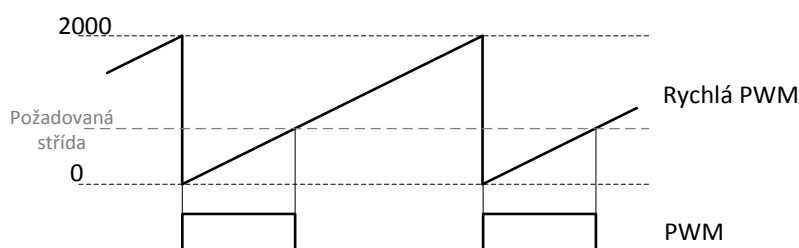
Obr. 9-8 Zapojení 3-f měniče



Obr. 9-9 Průběhy spínacích signálů pro tranzistory v jedné větvi (nahore), průběhy proudu a úbytku napětí na snímacím rezistoru (dole)

9.3.1 Rychlá PWM

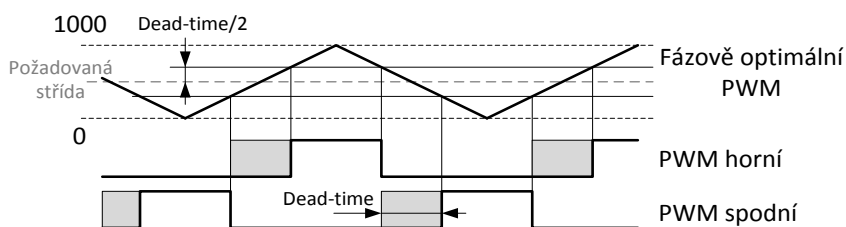
Základem rychlé pulsně šířkové modulace je volně běžící pila, která je realizována pomocí čítače. Přesněji registr, v kterém je uložena hodnota, která se v každém hodinovém tiku inkrementuje. Programovatelné hradlové pole pracuje s kmitočtem 40MHz, bohužel nejde žádným způsobem zvýšit, jako je tomu například u procesoru. Pokud je požadovaná PWM pracující na frekvenci 20kHz, jednoduše vyjde rozlišení 2000 tedy necelých 11 bitů. Rychlá PWM přináší velkou nevýhodu, a tou je problematická synchronizace měření proudu a spínání jednotlivých tranzistorů. Vhodný časový okamžik pro snímání proudů se mění a je potřeba ho neustále dopočítávat. Další nevýhodou je nutnost řešit dead-time mimo PWM modul.



Obr. 9-10 Princip rychlé PWM

9.3.2 Fázově optimální PWM

Fázově optimální pulsně šířková modulace je založena na trojúhelníkovém signálu. Je tedy zarovnaná na střed a tím odpadá problematika výpočtu vhodného okamžiku pro snímání hodnoty proudu. Dále se mnohem lépe řeší problematika generování dead-time. Tyto výhody jsou vykoupeny snížením rozlišení na polovinu. Rozlišení pulsně šířkové modulace je už takto nízké, a proto je toto řešení nevyhovující. Princip fázově optimální pulsně šířkové modulace s vyřešením problematiky dead-time je znázorněn na Obr. 9-11.

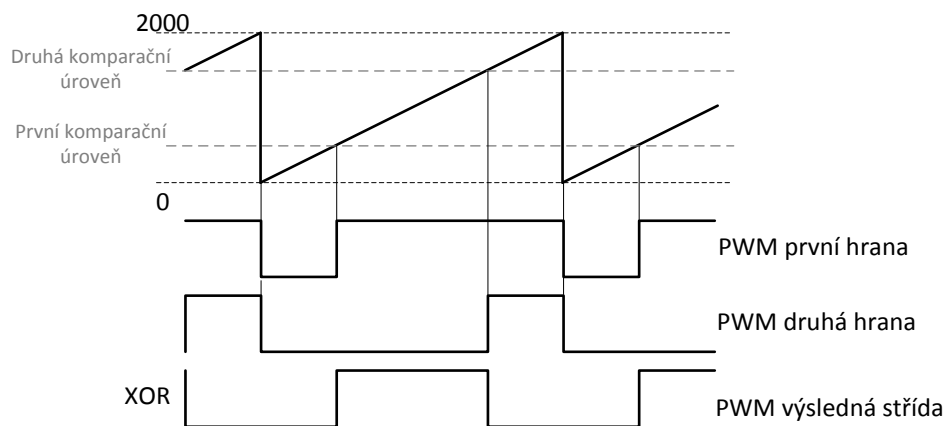


Obr. 9-11 Princip fázově optimální PWM

9.3.3 Použitá PWM

Implementovaná pulsně šířková modulace použitá v FPGA pro řízení servopohonu kombinuje výhody rychlé pulsně šířkové modulace a fázově optimální šířkové modulace. Základem je volně běžící pila, aby bylo dosaženo maximálního

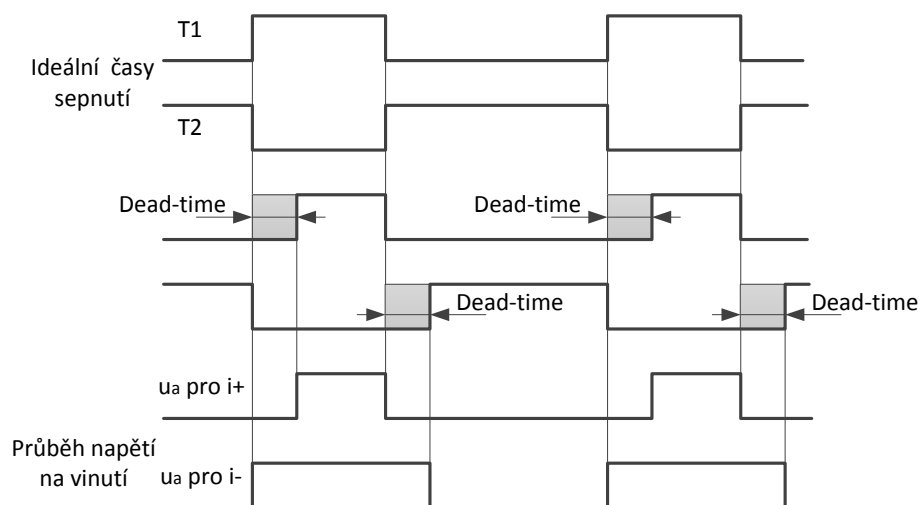
rozlišení. Navržená pulsně šířková modulace je zarovnaná na střed, avšak okamžiky spínání a vypínání je nutno vypočítat. Pro každý tranzistor jsou vypočítány dvě komparační úrovně. První hodnota určuje okamžik sepnutí a druhá hodnota okamžik vypnutí. Vygenerované signály jsou přivedeny na logickou funkci XOR, kde na výstupu je vygenerován výsledný signál pro sepnutí tranzistoru.



Obr. 9-12 Princip použité PWM

9.4 Dead-time kompenzace

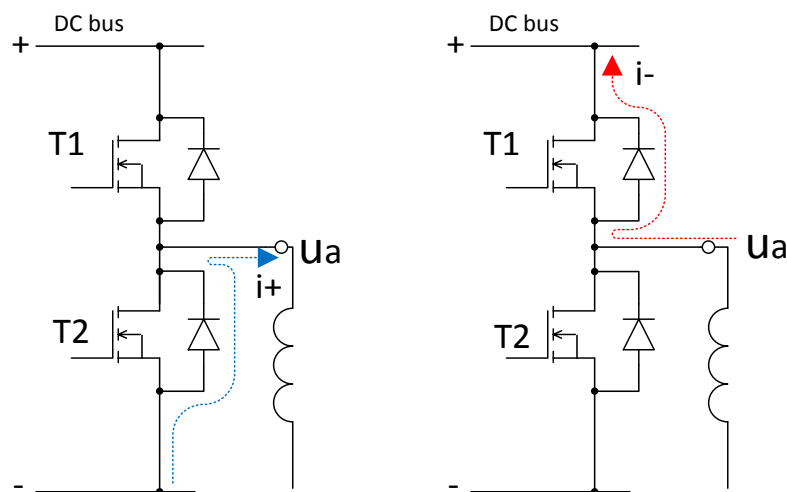
Nejdříve je nutné vysvětlením pojmu dead-time. Na Obr. 9-13 jsou v horní části zobrazeny ideální průběhy spínání tranzistorů v komplementárním módu. V okamžiku, kdy horní tranzistor spíná a zároveň spodní tranzistor vypíná, by mohlo dojít ke zkratu. Z tohoto důvodu je vložen čas (dead-time), o který se zpozdí nástupná hrana, která způsobí sepnutí tranzistoru, aby měl opačný tranzistor dostatek času na vypnutí.



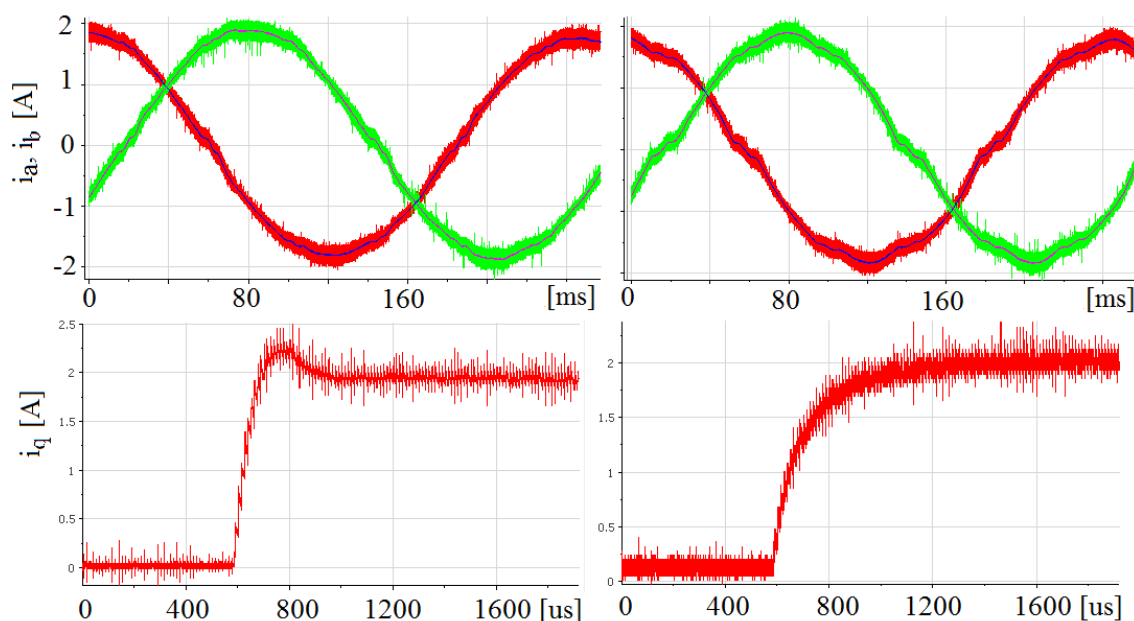
Obr. 9-13 Časové průběhy spínání tranzistorů a průběh napětí na vinutí motoru

Vložení dead-time je zkrácen průběh generovaného signálu, toto zkrácení je viditelné hlavně kolem nuly viz **Obr. 9-15** v horní části. Zkrácení je závislé na poměru mezi velikostí dead-time a délkou periody pulsně šířkové modulace[33].

V této kapitole je popsán základní princip dead-time kompenzace. Proud tekoucí do motoru bude považován za kladný. Pokud je sepnut tranzistor T1, je vinutí motoru připojeno na kladnou hodnotu napájecího napětí. Na druhou stranu pokud je sepnut tranzistor T2, je vinutí motoru připojeno na zápornou hodnotu napájecího napětí. Toto je očekávané chování. Změna nastává, pokud jsou oba tranzistory vypnuty. Pro určení chování v okamžiku dead-time je nutné vědět, zda je proud tekoucí vinutím kladný či záporný. Pokud je proud kladný, potom se proud při uzavření obou tranzistorů uzavírá přes spodní ochrannou diodu. Vinutí motoru je tedy připojeno po dobu dead-time na zápornou hodnotu napájecího napětí. Pokud je proud záporný, potom je vinutí přes horní ochrannou diodu připojeno na kladné napájecí napětí viz **Obr. 9-14**. Na **Obr. 9-13** je celá situace zachycena v časové oblasti. Spodní dva průběhy znázorňují předpokládané napětí na vinutí motoru v závislosti na směru proudu. Myšlenkou základní dead-time kompenzace je přičítání či odečítání hodnoty dead-time k ideálním časům sepnutí podle směru proudu. Tedy pokud je proud kladný, je přičtena k ideálnímu času ještě hodnota dead-time. Pokud je proud záporný, bude hodnota dead-time odečtena. Bylo řečeno, že se jedná o základní dead-time kompenzaci. Skutečná hodnota napětí na vinutí rotoru je ovlivňována dalšími faktory, které nejsou kompenzovány. Mezi tyto faktory patří skutečná hodnota času potřebná k vypnutí tranzistoru, úbytek napětí na tranzistorech či úbytek napětí na snímacích rezistorech.



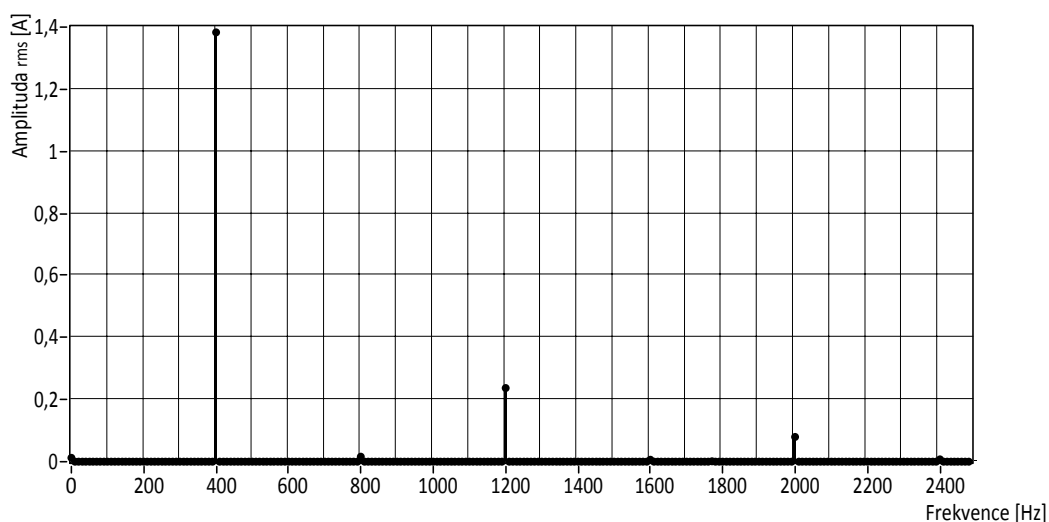
Obr. 9-14 Princip dead-time kompenzace



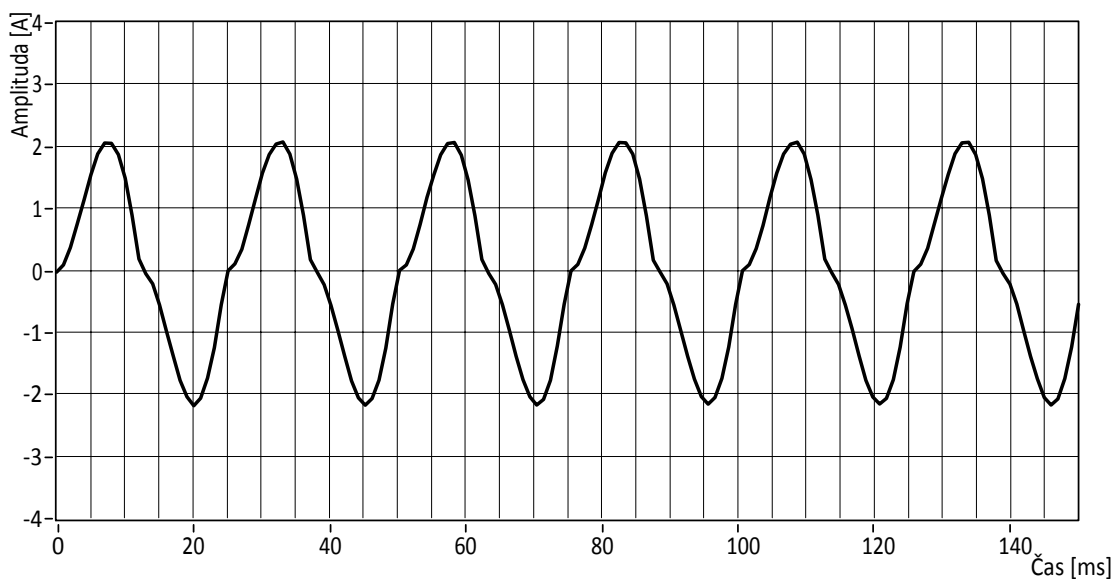
Obr. 9-15 Vliv rychlosti odezvy proudových regulátorů na zkreslení signálů[34]

Na Obr. 9-15 je zobrazena souvislost mezi rychlostí odezvy proudových regulátorů na velikosti zkreslení vlivem dead-time. Proudový regulátor s rychlejší odezvou dokázal lépe potlačovat zkreslení vzniklé přidáním dead-time.

Účinnost základní dead-time kompenzace byla testována na vysokofrekvenčním signálu, který měl frekvenci 400Hz. Testovací signál byl generován pomocí PWM modulu pracující s frekvencí 20kHz a s nastaveným dead-time o velikosti 2,5 μ s.

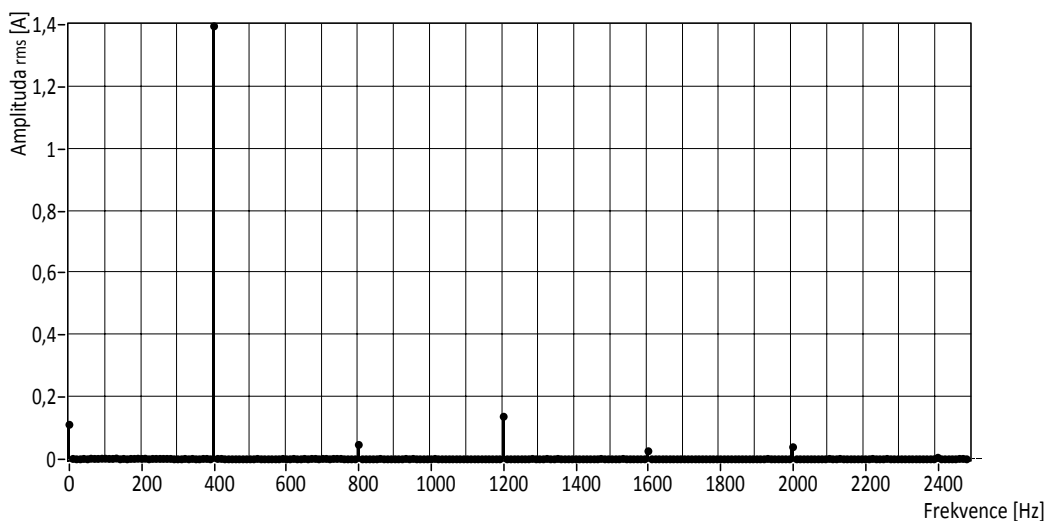


Obr. 9-16 Spektrum vysokofrekvenční složky bez dead-time kompenzace

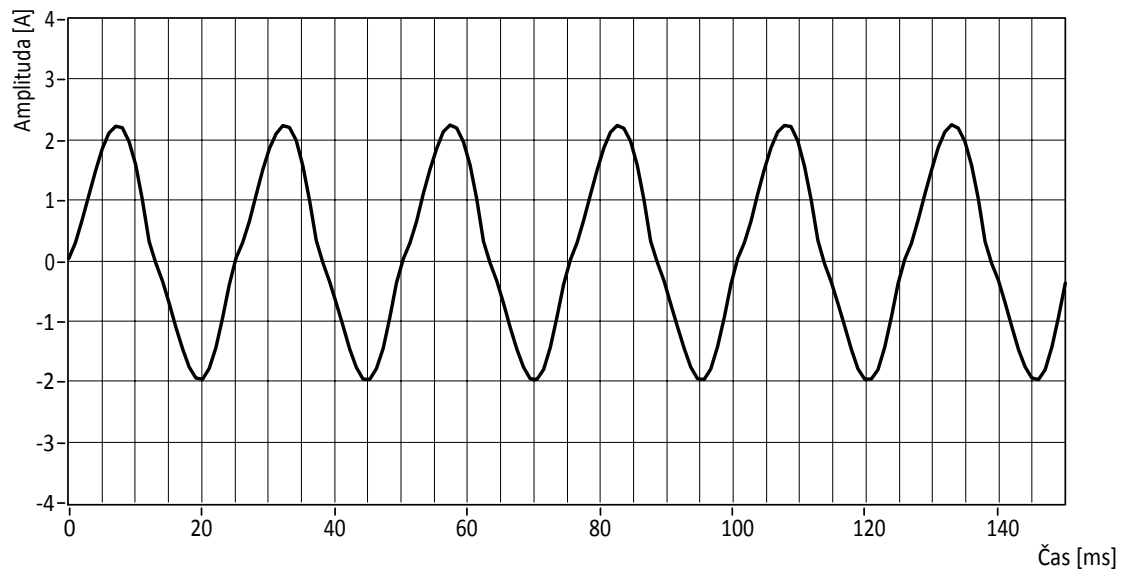


Obr. 9-17 Průběh vysokofrekvenční složky bez dead-time kompenzace

Obr. 9-16 zachycuje spektrum vysokofrekvenční složky bez dead-time kompenzace a v porovnání se spektrem vysokofrekvenční s dead-time kompenzací viz **Obr. 9-16** je hlavní rozdíl ve velikosti amplitudy třetí harmonické. Vliv dead-time kompenzace je viditelný především v oblasti průchodu nulou viz **Obr. 9-17** a v porovnání s **Obr. 9-19**.



Obr. 9-18 Spektrum vysokofrekvenční složky s dead-time kompenzací



Obr. 9-19 Průběh vysokofrekvenční složky s dead-time kompenzací

10 Závěr

V rámci disertační práce byly řešeny jen algoritmy bezsnímačového řízení pro synchronní motory s permanentními magnety. V kapitole 6.1 se studie průběhů zpětného elektromotorického napětí zaměřila i na bezkartáčové stejnosměrné motory, které ale mají velmi podobnou konstrukci. Synchronní motory s permanentními magnety jsou bezesporu perspektivní elektrické pohony. Avšak v poslední době došlo k rapidnímu nárůstu ceny neodym-železo-bórových permanentních magnetů, čímž tyto elektrické pohony ztrácejí na atraktivitě. Proto se výrobci snaží najít jiné alternativy konstrukce synchronního motoru s levnějšími permanentními magnety. Tyto levnější permanentní magnety logicky dosahují horší koercitivity a energetického součinu. Obecně by bylo možné výrobce rozdělit do dvou skupin. První skupinu tvoří výrobci produkující kvalitní servopohony, kteří používají dále neodym-železo-bórových magnetů, čemuž také odpovídá výsledná cena elektrického pohonu. Nasazení algoritmů bezsnímačového řízení pro elektrické servopohony vede ke zhoršení dynamických vlastností regulační smyčky. Právě u servopohonů je kladen důraz na výslednou dynamiku regulační smyčky před snížením ceny. Druhou skupinu tvoří výrobci, kteří se snaží o minimální cenu výsledného elektrického pohonu. Takto navržené synchronní motory s permanentními magnety mají jiné vlastnosti. Především umístění permanentního magnetu výrazněji ovlivňuje statorovou indukčnost. Generované elektromotorické napětí nemusí mít sinusový průběh. Detekce polarity magnetu je jednodušší, protože saturační efekt je výraznější. Těchto vlastností se dá s výhodou použít pro algoritmy bezsnímačového řízení. Navíc algoritmy bezsnímačového řízení v této oblasti použití přinášejí především finanční úspory, na které je kladen největší důraz. Kombinací těchto faktorů dostáváme prostor na reálné nasazení algoritmů bezsnímačového řízení.

Dosažené výsledky pokrývají stanovené cíle disertace

- Ověření vlastností estimátoru založeného na struktuře MRAS - Největší část práce byla věnována algoritmům pro odhad rychlosti a polohy rotoru v oblasti vyšších otáček, kde bylo provedeno studium průběhů zpětného elektromotorického napětí a jeho vyšších harmonických. Pro synchronní motory s permanentními magnety se tato cesta ukázala jako neperspektivní. Jako přínosnější se ukázaly algoritmy založené na metodě MRAS. Tento estimátor má největší výhodu v rychlosti výpočtu a nenáročném praktické implementaci. Testování na reálném servopohonu ukazuje na značné problémy se stabilitou odhadu v oblasti nízkých otáček.
- Využití modelu s proměnnými indukčnostmi pro návrh algoritmu odhadu polohy a rychlosti rotoru synchronního motoru v oblasti nízkých otáček -

Výsledkem práce je nový algoritmus pro bezsnímačové řízení, který je schopen pracovat jak v oblasti vyšších otáček, tak v pásmu nízkých otáček. Tento algoritmus je postaven na rozšířené Kalmanově filtraci a pracuje s modelem, který popisuje statorové změny indukčnosti ve statorových souřadnicích α - β systému. Pro dosažení přesnějšího odhadu otáček a polohy rotoru byla injektována v pásmu nízkých otáček vysokofrekvenční složka do složky proudu.

- Návrh algoritmu pro odhad počáteční polohy rotoru – Popsaný algoritmus detekce počátečního natočení rotoru se opírá o změny statorových indukčností, které jsou ovlivněny polohou rotoru s permanentními magnety. Pro identifikaci statorových indukčností byl využit vysokofrekvenční signál s dead-time kompenzací. Pro detekci polarity permanentního magnetu je využito saturačního efektu, který je vyvolán přidáním stejnosměrné složky k testovacímu vysokofrekvenčnímu signálu.
- Implementace navržených algoritmů, návrh experimentálního systému a praktické ověření algoritmů v laboratorních podmínkách – Ověřování algoritmů na reálném pohonu proběhlo na platformě CompactRIO, kde byly měřeny jednotlivé časy algoritmů a taktéž byly porovnány průběhy odhadů rychlosti a polohy rotoru při reverzaci, konstantní rychlosti a při působení zátěže. V porovnání s metodou MRAS je rozšířená Kalmanova filtrace náročnější na výpočetní výkon. Taktéž nastavení kovariančních matic může být komplikované. Byl ověřen klasický přístup, využívající Kalmanova filtru pro odhad polohy a otáček za předpokladu konstantních otáček rotoru, jakož i modifikace uvažující proměnné otáčky a model mechanické části systému. Toto zpřesnění nevedlo k výrazněji lepším výsledkům. Při porovnání časů výpočetní náročnosti algoritmů postavených na rozšířené Kalmanově filtraci je nový algoritmus překvapivě srovnatelný s ostatními i přes výrazně složitější model. Největší výhodou tohoto algoritmu je možnost nasazení v oblasti nízkých otáček. K reálnému testování algoritmu v této oblasti nedošlo, protože v současné době laboratoř nedisponuje zařízením, které by bylo schopno generovat konstantní zatěžovací moment na takto nízkých otáčkách.

Do budoucna je předpokládáno výrazné rozšíření experimentálních prací a vývoje finálních aplikací v souvislosti s budováním laboratoře řízení pohonných a výkonových systémů na Středoevropském technologickém institutu.

Seznam obrázků

Obr. 3-1 Rozdělení elektrických pohonů.....	14
Obr. 3-2 Asynchronní motor	16
Obr. 3-3 Synchronní motor s permanentními magnety (IPMSM – vlevo, SPMSM - vpravo).....	16
Obr. 3-4 Demagnetizační křivka	18
Obr. 3-5 Teplotní závislost Neodymového permanentního magnetu	19
Obr. 3-6 Průběh proudů jednotlivých fází bezkartáčového stejnosměrného motoru.....	21
Obr. 3-7 Bezkartáčový stejnosměrný motor (Outrunner).....	21
Obr. 3-8 Spínaný reluktanční motor	23
Obr. 4-1 Obecná Clarkové transformace	24
Obr. 4-2 Clarkové transformace.....	25
Obr. 4-3 Parkova transformace.....	26
Obr. 4-4 Zobrazení souřadnicových systémů.....	28
Obr. 4-5 Synchronní motory s odlišnou konstrukcí rotoru IPMSM (vlevo) a SPMSM (vpravo) .	28
Obr. 4-6 Cesta magnetického toku v d a q ose u SPMSM.....	29
Obr. 4-7 Simulační schéma SPMSM pro Matlab Simulink	32
Obr. 4-8 Cesta magnetického toku v d a q ose u IPMSM.....	33
Obr. 4-9 Simulační schéma IPMSM pro Matlab Simulink	34
Obr. 5-1 Fázorový diagram – přebuzený stav PMSM.....	37
Obr. 5-2 Řízení na maximální moment	39
Obr. 5-3 Fázorový diagram – odbuzený stav PMSM	40
Obr. 5-4 MTPA křivka pro PMSM	40
Obr. 5-5 MTPA křivka pro servopohon tvořený IPMSM	41
Obr. 5-6 Vektorové řízení s odbuzením	44
Obr. 5-7 Průběhy regulace rychlosti a akčního zásahu	46
Obr. 5-8 Průběhy regulace proudů bez decoupling	48
Obr. 6-1 Princip bezsnímačového řízení bezkartáčového stejnosměrného motoru	50
Obr. 6-2 Průběh zpětného elektromotorického napětí synchronního motoru	52
Obr. 6-3 Zobrazení spektra zpětného elektromotorického napětí u synchronního motoru	52
Obr. 6-4 Zobrazení zpětného elektromotorické napětí u stejnosměrného bezkartáčového motoru	53
Obr. 6-5 Spektrum zpětného elektromotorického napětí u stejnosměrného bezkartáčového motoru	54
Obr. 6-6 Zobrazení zpětného elektromotorické napětí u stejnosměrného bezkartáčového motoru (Outrunner).....	54
Obr. 6-7 Spektrum zpětného elektromotorického napětí u stejnosměrného bezkartáčového motoru (Outrunner).....	55
Obr. 6-8 Blokové schéma struktury MRAS.....	56
Obr. 6-9 Modelovací schéma struktury MRAS.....	58
Obr. 6-10 Odhad rychlosti pomocí metody MRAS při vstupu poruchy - simulace	59
Obr. 6-11 Počátek odhadu rychlosti pomocí metody MRAS - simulace	60
Obr. 6-12 Odhad polohy pomocí metody MRAS při konstantní rychlosti - simulace	60
Obr. 6-13 Odhad úhlové rychlosti pomocí metody MRAS při reverzaci - simulace.....	61
Obr. 6-14 Odhad polohy pomocí metody MRAS při reverzaci - simulace	61

Obr. 6-15 Modifikace algoritmu ze sumátoru na dolnofrekvenční propust	62
Obr. 6-16 Průběhy napětí a proudu v α souřadnici a průběhy vypočítaných magnetických toku	63
Obr. 6-17 Průběh $\Delta\theta$	63
Obr. 6-18 Odhad rychlosti a polohy rotoru pomocí metody MRAS (konstantní rychlost)	64
Obr. 6-19 Odhad rychlosti a polohy rotoru pomocí metody MRAS (reverzace).....	64
Obr. 6-20 Struktura odhadu Kalmanova filtru	66
Obr. 6-21 Průběh odhadu pomocí Kalmanova filtru.....	67
Obr. 6-22 Odhad rychlosti pomocí rozšířeného Kalmanova filtru při konstantní rychlosti a vstupu poruchy - simulace	71
Obr. 6-23 Počátek odhadu rychlosti pomocí rozšířeného Kalmanova filtru při konstantní rychlosti a vstupu poruchy – simulace.....	71
Obr. 6-24 Počátek odhad polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru při konstantní rychlosti a vstupu poruchy - simulace	72
Obr. 6-25 Odhad rychlosti pomocí rozšířeného Kalmanova filtru při reverzi otáčení –simulace	72
Obr. 6-26 Zvětšená oblast z předchozího Obr. 5-25	73
Obr. 6-27 Odhad polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru při reverzi otáčení - simulace..	73
Obr. 6-28 Odhad rychlosti a polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru při konstantní rychlosti a vstupu poruchy.....	74
Obr. 6-29 Odhad rychlosti a polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru při reverzaci otáčení	75
Obr. 6-30 Odhad rychlosti pomocí rozšířeného Kalmanova filtru s vazbou proudu na změnu otáček při konstantní rychlosti a vstupu poruchy - simulace	78
Obr. 6-31 Odhad polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru s vazbou proudu na změnu otáček při konstantní rychlosti a vstupu poruchy - simulace	78
Obr. 6-32 Zvětšená oblast z předchozího Obr. 5-31	79
Obr. 6-33 Odhad rychlosti pomocí rozšířeného Kalmanova filtru s vazbou proudu na změnu otáček při reverzi otáčení -simulace	79
Obr. 6-34 Zvětšená oblast z předchozího Obr. 5-32	80
Obr. 6-35 Odhad polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru s vazbou proudu na změnu otáček při reverzi otáčení - simulace	80
Obr. 6-36 Odhad rychlosti a polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru s vazbou proudu na změnu otáček při konstantní rychlosti a vstupu poruchy.....	81
Obr. 6-37 Odhad rychlosti a polohy pomocí rozšířeného Kalmanova filtru s vazbou proudu na změnu otáček při reverzi otáčení.....	82
Obr. 6-38 Porovnání odhadů rychlosti v oblasti nízkých otáček – simulace.....	85
Obr. 6-39 Porovnání polohy rotoru v oblasti nízkých otáček – rozšířený model – simulace.....	85
Obr. 6-40 Porovnání polohy rotoru v oblasti nízkých otáček – základní model – simulace	86
Obr. 7-1 Průběh změn statorové indukčnosti bez ss složky (100Hz)	87
Obr. 7-2 Průběh statorové indukčnosti v mechanických otáčkách.....	89
Obr. 7-3 Princip korelace.....	90
Obr. 7-4 Odhad polohy rotoru pomocí změn statorových indukčností.....	91
Obr. 7-5 Vliv saturace na průběh statorové indukčnosti	92
Obr. 8-1 Průběh amplitudy vysokofrekvenční složky.....	93

Obr. 8-2 Frekvenční charakteristika filtru pro VF složku.....	94
Obr. 8-3 Odhad polohy v uzavřené smyčce-modelovací schéma	95
Obr. 8-4 Odhad polohy pomocí vf složky v uzavřené smyčce.....	96
Obr. 9-1 NI cRIO-9082	97
Obr. 9-2 Struktura programu pro cRIO	98
Obr. 9-3 Aplikace pro testování bezsnímačových algoritmů	99
Obr. 9-4 Testovací schéma.....	99
Obr. 9-5 Časová analýza testovacího schématu	100
Obr. 9-6 Pracoviště s přípravkem pro testování bezsnímačových algoritmů	101
Obr. 9-7 Schéma zapojení s RLC metrem.....	102
Obr. 9-8 Zapojení 3-f měniče	105
Obr. 9-9 Průběhy spínacích signálů pro tranzistory v jedné větvi (nahore), průběhy proudu a úbytku napětí na snímacím rezistoru (dole)	105
Obr. 9-10 Princip rychlé PWM.....	106
Obr. 9-11 Princip fázově optimální PWM	106
Obr. 9-12 Princip použité PWM	107
Obr. 9-13 Časové průběhy spínání tranzistorů a průběh napětí na vinutí motoru.....	107
Obr. 9-14 Princip dead-time kompenzace	108
Obr. 9-15 Vliv rychlosti odezvy proudových regulátorů na zkreslení signálů[34].....	109
Obr. 9-16 Spektrum vysokofrekvenční složky bez dead-time kompenzace	109
Obr. 9-17 Průběh vysokofrekvenční složky bez dead-time kompenzace	110
Obr. 9-18 Spektrum vysokofrekvenční složky s dead-time kompenzací.....	110
Obr. 9-19 Průběh vysokofrekvenční složky s dead-time kompenzací.....	111
Obr. 0-1 Velikost páté harmonické u synchronního motoru	121
Obr. 0-2 Velikost páté harmonické napětí u stejnosměrného bezkartáčového motoru	121
Obr. 0-3 Velikost páté harmonické napětí u stejnosměrného bezkartáčového motoru (Outrunner)	122
Obr. 0-4 Velikost sedmé harmonické napětí u stejnosměrného bezkartáčového motoru (Outrunner)	122

Seznam tabulek

Tabulka 1 - Permanentní magnety	18
Tabulka 2 – Teplotní závislost a Curieova teplota	20
Tabulka 3 – Parametry synchronního motoru s permanentními magnety.....	42
Tabulka 4 – Parametry synchronního servopohonu s permanentními magnety udávané výrobce TG drives.....	43
Tabulka 5 – Parametry simulace metody MRAS	59
Tabulka 6 – Parametry simulace rozšířené Kalmanovy filtrace	70
Tabulka 7 – Časy výpočtů jednotlivých algoritmů.....	86
Tabulka 8 – Hodnoty odporu statorového vinutí zjištěné měřením.....	102
Tabulka 9 – Naměřené hodnoty u_{bemf} a vypočítané hodnoty Ψ_{PM}	103
Tabulka 10 – Parametry synchronního motoru s permanentními magnety zjištěné měřením	104

Literatura

1. PROKOP, Libor and Pavel GRASBLUM. *3-Phase PM Synchronous Motor Vector Control Using a 56F8300 Device Design of Motor Control Application*. 2005. Dostupné z: <http://www.freescale.com/files/product/doc/AN1931.pdf>.
2. *Sensorless PMSM Vector Control* [online]. 2009. Dostupné z: http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/ref_manual/DRM109.pdf.
3. ASTROM, Karl Johan and Bjorn WITTENMARK. *Adaptive Control*. S.l.: Addison-Wesley Publishing Company, 1995. ISBN 978-0201558661.
4. KIM, Kyeong-hwa, Se-kyo CHUNG, Gun-woo MOON, In-cheol BAIK and Myung-joong YOUN. Parameter estimation and control for permanent magnet synchronous motor drive using model reference adaptive technique. *Proceedings of IECON '95 - 21st Annual Conference on IEEE Industrial Electronics*. 1995, roč. 1, s. 387-392. doi 10.1109/IECON.1995.483427.
5. POPOV, Vasile M. *Hyperstability of Control Systems*. Berlin: Springer-Verlag, 1973
6. POPOV, Vasile M. The solution of a new stability problem for controlled systems. *Automation and Remote Control*. 1963, roč. 24, s. 1-23.
7. HERMANN, Robert and A. KRENER. Nonlinear controllability and observability. *IEEE Transactions on Automatic Control*. 1977, roč. 22, č. 5, s. 728–740. [
8. VACLAVEK, Pavel, Petr BLAHA and Ivo HERMAN. AC Drives Observability Analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 2013, roč. 60, č. 8, s. 3047-3059.
9. KALMAN, E. R. A new approach to linear filtering and prediction problems. *Transactions of the ASME—Journal of Basic Engineering*. 1960, roč. 82, č. Series D, s. 35-45.
10. WELCH, Greg and Gary BISHOP. *An Introduction to the Kalman Filter*. S.l.: University of North Carolina at Chapel Hill, 1995, s. 82.
11. SKALICKÝ, Jiří. *Elektrické servopohony*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, 2001. ISBN 80-214-1978-4.
12. RYDLO, Pavel. *Řízení elektrických střídavých pohonů*. Liberec: Technická univerzita v Liberci, 2006. ISBN 80-7372-117-1.
13. KŮS, Václav. *Elektrické pohony a výkonová elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita, 2005. ISBN 80-7043-422-8.
14. DHAOUADI, Rached and Ned MOHAN. Analysis of current-regulated voltage-source inverters for permanent magnet synchronous motor drives in normal and extended

speed ranges. *IEEE Transaction on Energy Conversion*. 1990, roč. 5, č. 1, s. 137-144. doi 10.1109/60.50825.

15. PILLAY, P. and R. KRISHNAN. Modeling of permanent magnet motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. 1988, roč. 35, č. 4, s. 537-541. doi 10.1109/41.9176.

16. RAHMAN, M, T LITTLE and G SLEMON. Analytical models for interior-type permanent magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Magnetics*. 1985, roč. 21, č. 5, s. 1741-1743. doi 10.1109/TMAG.1985.1064115.

17. CAHA, Zdeňek and Miroslav ČERNÝ. *Elektrické pohony*. Praha: Státní nakladatelství technické literatury, 1990. ISBN 80-03-00418-7.

18. PAN, C.-T. and S.-M. SUE. A Linear Maximum Torque Per Ampere Control for IPMSM Drives Over Full-Speed Range. *IEEE Transactions on Energy Conversion*. June 2005, roč. 20, č. 2, s. 359-366. doi 10.1109/TEC.2004.841517.

19. ZHANG, B and MH PONG. Maximum torque control and vector control of permanent magnet synchronous motor. *IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. 1997, s. 548-552.

20. CONSOLI, a., G. SCARCELLA, G. SCELBA and a. TESTA. Steady-State and Transient Operation of IPMSMs Under Maximum-Torque-per-Ampere Control. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2010, roč. 46, č. 1, s. 121-129. doi 10.1109/TIA.2009.2036665.

21. VAS, Peter. *Sensorless vector and direct torque control*. New York: Oxford University Press Inc., 1998. ISBN 0-19-856465-1.

22. KIM, Young Sam, Sang Kyoon KIM and Young Ahn KWON. MRAS Based Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor. In: *SICE 2003 Annual Conference*. S.l.: s.n., 2003, s. 1632-1637.

23. SHI, Yuchao, Kai SUN, Lipei HUANG and Yongdong LI. Online Identification of Permanent Magnet Flux Based on Extended Kalman Filter for IPMSM Drive With Position Sensorless Control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. November 2012, roč. 59, č. 11, s. 4169-4178.

24. SIMON, Dan. *Optimal State Estimation*. Hoboken, New Jersey: John Wiley and Sons, 2006. ISBN 978-0-471-70858-2.

25. KOSAKA, Manabu and Hiroshi UDA. Sensorless IPMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position. In: *SICE 2003 Annual Conference*, 2003, s. 3122-3126.

26. VESELY, Libor and Dusan ZAMECNIK. Extending mathematical model of permanent magnet synchronous motors in alpha-beta coordinate system for EKF. In: *IEEE 12th*

International Symposium on Computational Intelligence and Informatics, 2011, s. 457-460. ISBN 9781457700453.

27. WANG, Limei and Robert D. LORENZ. Rotor position estimation for permanent magnet synchronous motor using saliency-tracking self-sensing method. In: *IEEE Conference Record of Industry Applications Conference*, 2000, s. 445-450. ISBN 0780364015.

28. YANG, Shih-Chin and Robert D. LORENZ. Surface Permanent-Magnet Machine Self-Sensing at Zero and Low Speeds Using Improved Observer for Position, Velocity, and Disturbance Torque Estimation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, January 2012, roč. 48, č. 1, s. 151-160. doi 10.1109/TIA.2011.2175472.

29. SÖDERSTRÖM, Torsten and Petre STOICA. *System identification*. UK: Prentice Hall International, 1989. ISBN 0-13-881236-5.

30. JEONG, Yu-seok and RD LORENZ. Initial rotor position estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods. *IEEE Transactions on Industry Applications*. 2005, roč. 41, č. 1, s. 38-45.

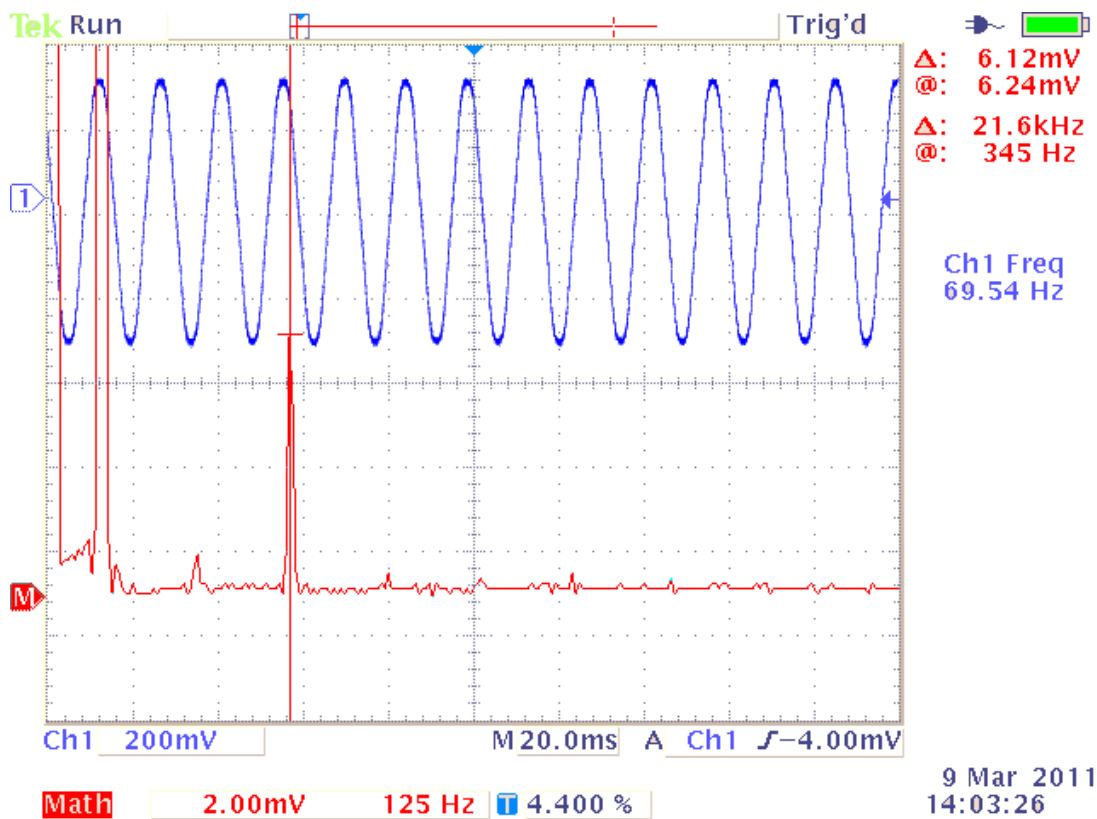
31. WANG, Yi, Ningning GUO, Jianguo ZHU, Nana DUAN, Shuhong WANG, Youguang GUO, Wei XU and Yongjian LI. Initial Rotor Position and Magnetic Polarity Identification of PM Synchronous Machine Based on Nonlinear Machine Model and Finite Element Analysis. *IEEE Transactions on Magnetics*, June 2010, roč. 46, č. 6, s. 2016-2019. doi 10.1109/TMAG.2010.2042690.

32. OHM, Dal Y. Dynamic model of pm synchronous motors. In: [online], Dostupné z: http://www.drivetechinc.com/articles/IM97PM_Rev1forPDF.pdf.

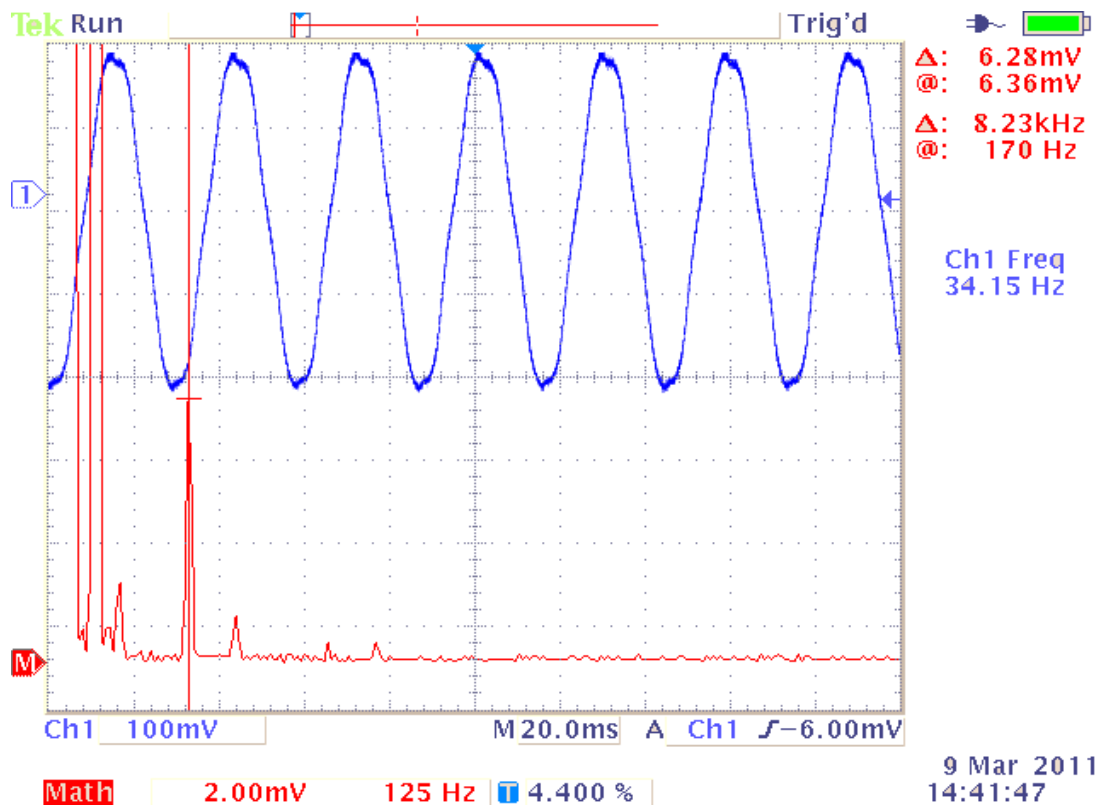
33. KOESLAG, F., H. DU T. MOUTON, H.J. BEUKES and P. MIDYA. A detailed analysis of the effect of dead time on harmonic distortion in a class D audio amplifier. *Africon 2007*, s. 1-7. doi 10.1109/AFRCON.2007.4401640.

34. VESELY, Libor and Lukas POHL. Modeling and real-time control of permanent magnet synchronous motor on cRIO. *IEEE International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS) 2012*, s. 1217-1220.

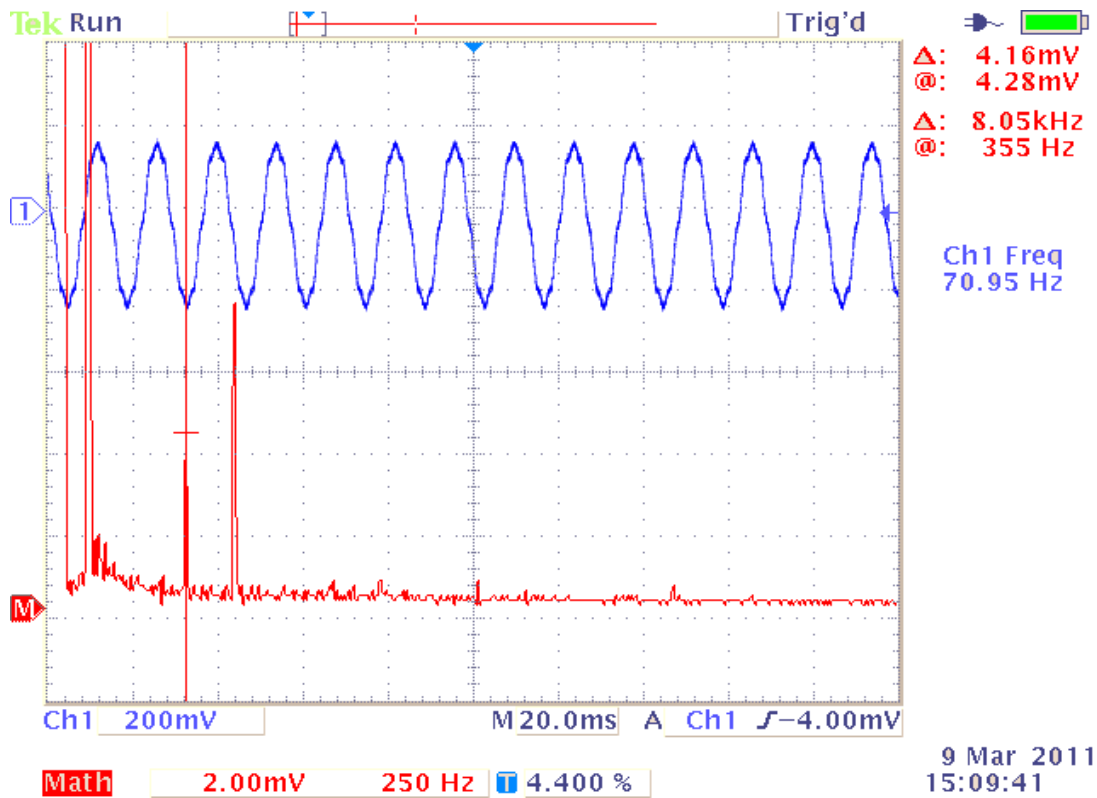
Příloha A



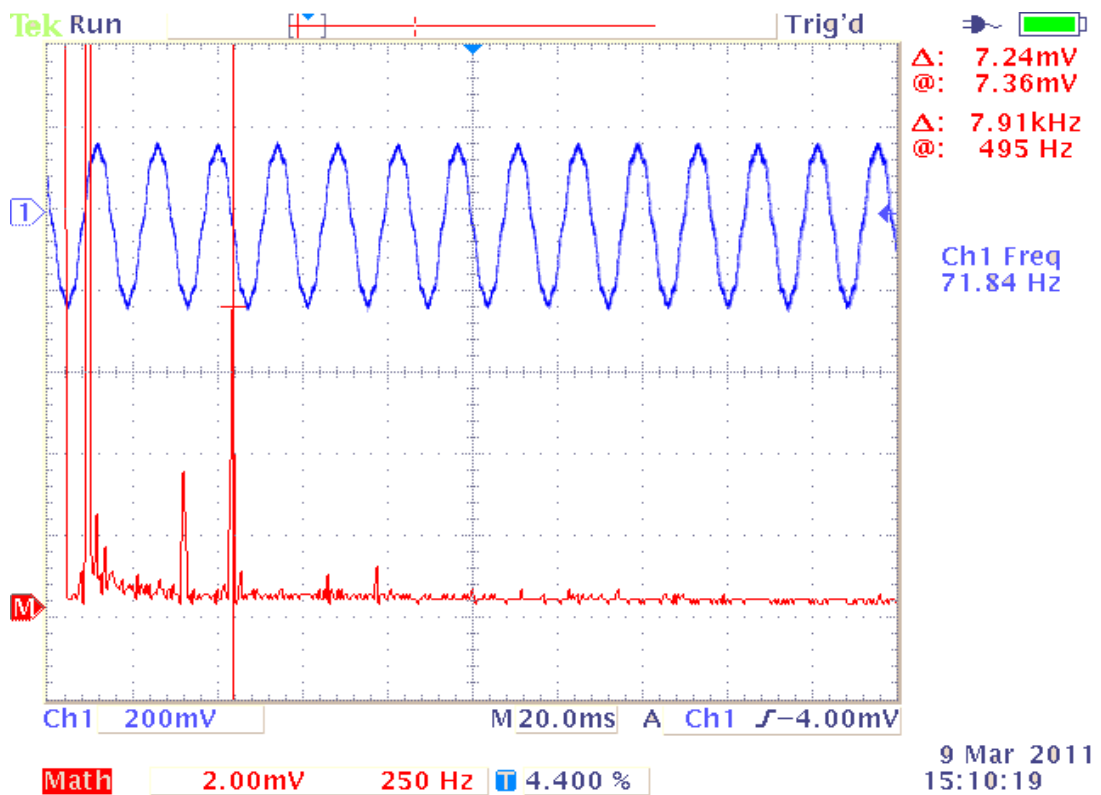
Obr. 0-1 Velikost páté harmonické u synchronního motoru



Obr. 0-2 Velikost páté harmonické napětí u stejnosměrného bezkartáčového motoru



Obr. 0-3 Velikost páté harmonické napětí u stejnosměrného bezkartáčového motoru (Outrunner)



Obr. 0-4 Velikost sedmé harmonické napětí u stejnosměrného bezkartáčového motoru (Outrunner)