



**FAKULTA  
ELEKTROTECHNICKÁ**  
ZÁPADOČESKÉ  
UNIVERZITY  
V PLZNI

**RICE**

**POKROČILÉ TECHNIKY ESTIMACE POLOHY  
A RYCHLOSTI ROTORU A JEJICH APLIKACE NA  
BEZSENZOROVÉ ŘÍZENÍ POHONU S PMSM**

DISERTAČNÍ PRÁCE



**FAKULTA  
ELEKTROTECHNICKÁ**  
ZÁPADOČESKÉ  
UNIVERZITY  
V PLZNI

**RICE**

# POKROČILÉ TECHNIKY ESTIMACE POLOHY A RYCHLOSTI ROTORU A JEJICH APLIKACE NA BEZSENZOROVÉ ŘÍZENÍ POHONU S PMSM

DISERTAČNÍ PRÁCE

k získání akademického titulu doktor

v oboru

Elektronika

Autor:

Školitel:

Datum státní závěrečné zkoušky:

Datum odevzdání práce:

Ing. David Vošmik

prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.

22. června 2009

30. srpen 2013

## Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval všem, kteří mě ovlivnili při psaní této disertační práce. V první řadě moje poděkování patří mému školiteli, panu prof. Ing. Zdeňku Peroutkovi, Ph.D. za výraznou odbornou podporu, za velmi cenné rady a připomínky při řešení jednotlivých výzkumných problémů, dále pak děkuji za rady kolegům z Katedry elektromechaniky a výkonové elektroniky a z Regionálního inovačního centra elektrotechniky. Mé poděkování patří také mému konzultantovi panu doc. Ing. Václavovi Šmídlovi Ph.D za cenné podněty a odbornou spolupráci. Dále bych rád poděkoval mé ženě Alence a celé mé rodině za jejich láskyplnou podporu.

Tato disertační práce vznikla s podporou Evropského fondu pro regionální rozvoj (ERDF) a Ministerstva školství, mládeže a tělovýchovy ČR v rámci projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0094: Regionální inovační centrum elektrotechniky (RICE), dále s podporou projektu Grantové agentury České republiky v rámci projektu GAČR P 102/11/0437 a dále s podporou studentského grantového systému SGS-2012-071.

V Plzni, 30. srpna 2013

.....  
Ing. David Vošmik

## **Prohlášení autora**

Předkládám tímto k posouzení a obhajobě disertační práci zpracovanou na závěr doktorského studia na Fakultě elektrotechnické Západočeské univerzity v Plzni. Prohlašuji, že jsem tuto práci vypracoval samostatně s použitím odborné literatury a pramenů, uvedených v seznamu, který je součástí této práce.

V Plzni, 30. srpna 2013

.....

Ing. David Vošmik

## **Prohlášení garanta projektu**

Potvrzuji, že část této práce vznikala s podporou projektů GAČR P 102/11/0437 a FT-TA5/084 jejichž jsem řešitelem. Ing. David Vošmik se významně podílel na jejich řešení. V částech, které jsou představeny v této práci je Ing. Vošmik hlavním autorem.

V Plzni, 30. srpna 2013

.....

prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.

## **Anotace**

Tato disertační práce se zabývá problematikou bezsensorového řízení pohonu se synchronním motorem s permanentními magnety na povrchu rotoru (PMSM). Bezsensorovým řízením je myšleno řízení, které nepoužívá absolutní čidlo polohy rotoru. V první části je popsána motivace výzkumu bezsensorového řízení a je uveden současný stav poznání ve zkoumané problematice. Ve druhé kapitole je popsáno referenční vektorové řízení v kartézských souřadnicích s čidlem polohy, se kterým jsou jednotlivé zkoumané bezsensorové algoritmy porovnávány. Ve třetí kapitole jsou publikovány navržené stavové modely PMSM využitelné pro rozšířený Kalmanův filtr. Dále je uveden popis anisotropie magnetického obvodu PMSM. Čtvrtou rozsáhlou částí práce je bezsensorový algoritmus založený na výpočtu modelu doplněný o stochastický přístup. Tento algoritmus je nazýván rozšířený Kalmanův filtr (EKF). V práci je navržen EKF se stavovými modely čtvrtého a pátého řádu. V rámci tohoto modelu jsou počítány (estimovány) složky vektoru statorového proudu, elektrická rotorová rychlost, poloha vektoru toku permanentních magnetů a zátěžný moment v případě modelu pátého řádu. EKF je robustní estimátor, který spolehlivě estimuje v nízkých, středních a vysokých otáčkách. Problémem jsou velmi nízké otáčky a stojící rotor. Navržený algoritmus je implementován do DSP a testován na laboratorním prototypu. Pátá kapitola se věnuje injektážním metodám. Tyto metody jsou založeny na injektování testovacího napěťového signálu do statorového vinutí, který způsobí proudovou odezvu takovou, že z ní lze odhadnout polohu rotoru a rotorovou rychlost. Tento odhad je prováděn pomocí PLL. V rámci této kapitoly je dále představena dualita mezi EKF a PLL pro jednoduchý stavový model, kterým je EKF stavový model pro vyhodnocování polohy z magnetické anisotropie. V této kapitole je také popsána problematika startu algoritmu, který přináší problém se správným odhadnutím polarity vektoru magnetického toku. Dále je ukázán vliv zatěžování motoru, který může nepříznivě ovlivnit výsledek estimace. Algoritmus byl podroben ověřovacím testům na postaveném laboratorním prototypu s PMSM o jmenovitém výkonu 10,7 kW. Tento algoritmus dobře estimuje v oblasti nulových a velmi nízkých otáček. Poslední kapitola se zabývá hybridními estimátory, které kombinují vlastnosti obou předchozích algoritmů. První hybridní estimátor je založen na hysterézním přepínání v pevné okamžiky rychlostního profilu. Druhý hybridní estimátor přináší sofistikovaný způsob přepínání mezi partikulárními algoritmy. Tento algoritmus je založen na bayesovském výběru optimálního modelu, který ověřuje v konkrétním čase apriorní pravděpodobnosti obou modelů. Tento způsob přináší hladké přepnutí a je schopný reagovat na případné chyby některého z partikulárních algoritmů. Toto je velkým přínosem v porovnání s algoritmy doposud publikovanými v odborné literatuře.

## **Klíčová slova**

Bezsensorové řízení, Rozšířený Kalmanův filtr, Injektážní algoritmus, Hybridní estimátor, estimace polohy, PMSM, věrohodnost modelu, Markovské modely.

## **Abstract**

This PhD. thesis deals with a sensorless (encoderless) control of a drive with a synchronous motor with permanent magnets on the surface of a rotor (PMSM). First chapter describes motivations for the presented research and state of the art. A referential vector control in Cartesian coordinates with sensor is described in the second chapter and each of the developed algorithms (later described) are compared with it. Third chapter presents PMSM state models and description of PMSM anisotropy magnetic circuit is introduced as well. Fourth chapter presents sensorless algorithm with a EKF that is based on a computation of a mathematical model with a stochastic approach. EKF mathematical models of a fourth and fifth order are employed in this thesis. The estimator estimates components of a stator current vector, a rotor speed, a position of a magnetic flux of permanent magnets and a load torque for the case of the fifth order model. EKF is robust estimator that reliably estimates in a low, middle and high speed regions. On the other hand, low speed region and standstill are serious trouble. Fifth chapter presents injection methods. These methods are based on a voltage signal injection into a stator winding and then the electrical rotor speed and the position of the permanent magnets flux are estimated from an analysis of a current response. Other important topic that is described in this chapter, is start up of the algorithm that has serious trouble with a correct magnetic polarity match. This paper brings solution how the correct polarity can be found. Furthermore this chapter shows influence of load torque that can have bad effect on a quality of the estimation. All of the described approaches are verified with tests on the laboratory drive. The injection algorithm estimations are strong in the region of ultra low speeds and standstill. Furthermore this chapter focus on duality between EKF and PLL for a simple state model used for position estimation via magnetic anisotropy. Hybrid estimators are described in the last chapter. These estimators combine the best behavior of both particular algorithms. First presented hybrid estimator switch between particular algorithms based on regions in fixed speed profile. A hysteresis is applied for this switching. This chapter also propose new hybrid estimator based on optimal model Bayes selection. The switching is in this case based on estimation models probability computations. These probabilities are continuously compared to each other and the algorithm with highest probability is used for the control of the drive. As a result of our proposed solution, transitions between algorithms are smoother. Additionally, the proposed hybrid estimator is able to behave well with possible estimation errors of one of the particular algorithms, compared to the state of the art.

## **Key words**

Sensorless control, Extended Kalman filter (EKF), Injection algorithm, Hybrid estimator, position estimation, PMSM, model probability, Markov models.

## **Le résumé de la thèse**

Cette thèse traite d'une commande sans capteur d'un entraînement avec un moteur synchrone à aimants permanents sur la surface d'un rotor (PMSM). La commande sans capteur présente une commande qui n'utilise pas de capteur absolu d'une position. Le premier chapitre décrit les motivations pour la recherche présentée et nous constatons l'état de l'art. Dans le deuxième chapitre, nous nous penchons sur une commande de vecteur référentielle avec capteur en coordonnées cartésiennes. Nous comparons de différents algorithmes avec cette commande. Le troisième chapitre comprend les modèles d'État de PMSM et la description de l'anisotropie du circuit magnétique PMSM. La quatrième partie étendue est consacrée à l'algorithme qui est sans capteur basé sur un calcul d'un modèle et qui est complété par une approche stochastique. Cet algorithme est appelé le filtre de Kalman étendu (EKF). Il est utilisé dans ce travail avec des états du quatrième et cinquième ordre. Dans le cadre de ce modèle, nous estimons les parties du vecteur du courant de stator, la vitesse électrique de rotation et la position du vecteur du flux des aimants permanents et le moment pesant dans le cas du cinquième ordre. EKF est un estimateur résistant qui estime d'une manière crédible dans la vitesse basse, moyenne et haute. La vitesse très basse et le rotor d'arrêt posent un problème. Dans le cinquième chapitre, nous observons le procédé d'injection. Ces procédés sont basés sur l'injection du signal de tension testé dans l'enroulement de stator et nous estimons la position du rotor et la vitesse électrique de rotor sur la base de la réponse de courant. Nous effectuons cette estimation grâce à PLL. De plus, dans ce chapitre nous nous concentrons également sur la dualité entre EKF qui utilise le modèle d'état simple et PLL. Nous prenons pour exemple de ce modèle d'état simple l'estimation de position via une anisotropie. Ce chapitre décrit aussi la problématique du démarrage de l'algorithme. La difficulté au cours de ce démarrage est une bonne estimation de la polarité du vecteur du flux magnétique et nous présentons une manière comment trouver cette polarité. Ensuite, nous montrons l'influence du moment pesant qui peut altérer le résultat de l'estimation. Cet algorithme estime bien dans la vitesse nulle ou très basse du moteur. Le dernier chapitre aborde les estimateurs hybrides qui combinent des caractères de deux algorithmes précédents. Le premier estimateur est basé sur la commutation hystérésis aux moments solides du profil de vitesse. Le deuxième estimateur apporte une manière sophistiquée de la commutation parmi des algorithmes particuliers. Cet algorithme est basé sur la sélection de Bayes de modèle qui vérifie les probabilités de deux modèles à un moment précis. Cette manière donne une lisse transitoire et elle est capable d'agir sur des fautes potentielles d'un algorithme particulier.

## **Les mots clés**

La commande sans capteur, EKF, l'algorithme d'injection, l'estimateur hybride, l'estimation de la position, PMSM, la probabilité des modèles, les modèles de Markov.

# Obsah

<b>Seznam symbolů a zkratk</b>	<b>3</b>
<b>1 Úvod</b>	<b>7</b>
1.1 Současný stav poznání ve zkoumané problematice . . . . .	9
1.2 Cíle práce . . . . .	12
1.3 Metodika řešení . . . . .	13
<b>2 Vektorové řízení PMSM se senzorem polohy na hřídeli-referenční model pohonu</b>	<b>15</b>
<b>3 Model synchronního motoru s permanentními magnety na povrchu rotoru</b>	<b>17</b>
3.1 Stavové modely pro synchronní motor s povrchovými permanentními magnety	17
3.1.1 Definice stavových modelů . . . . .	17
3.1.1.1 Odvození modelu- stavový prostor 4. řádu . . . . .	17
3.1.1.2 Odvození modelu- stavový prostor 5. řádu . . . . .	18
3.1.2 Diskretizace stavových modelů . . . . .	19
3.2 Popis magnetické anisotropie kolem obvodu stroje . . . . .	20
<b>4 Bezsenzorové řízení PMSM s EKF</b>	<b>27</b>
4.1 Teorie rozšířeného Kalmanova filtru . . . . .	27
4.2 Implementace a experimentální ověření bezsenzorového řízení s rozšířeným Kalmanovým filtrem . . . . .	30
4.2.1 Experimentální ověření bezsenzorového řízení s EKF se stavovým prostorem 4. řádu . . . . .	31
4.2.2 Experimentální ověření bezsenzorového řízení s EKF se stavovým prostorem 5. řádu . . . . .	34
4.3 Dílčí závěr . . . . .	38
<b>5 Bezsenzorový algoritmus využívající anisotropii magnetického obvodu</b>	<b>39</b>
5.1 Pulsující injektážní metoda pro detekci polohy rotoru bez čidla polohy . . . . .	39
5.1.1 Návrh estimátoru pro odhad polohy pro stojící motor a velmi nízké otáčky	39
5.1.2 Implementace navrženého algoritmu do DSP . . . . .	42
5.1.3 Experimentální ověření na laboratorním prototypu pohonu . . . . .	43
5.2 Nalezení správné polarity magnetického toku permanentních magnetů . . . . .	45
5.2.1 Úprava navrženého estimátoru pro správné určení polarity magnetů . . . . .	45



---

5.2.2	Experimentální ověření na laboratorním prototypu pohonu s PMSM . . .	47
5.3	Vliv zatížení PMSM na přesnost estimace polohy . . . . .	48
5.4	Vyhodnocování magnetické anisotropie pomocí EKF . . . . .	50
5.4.1	Experimentální ověření . . . . .	52
5.4.2	Dualita EKF a PLL . . . . .	52
5.5	Dílčí závěry . . . . .	53
<b>6</b>	<b>Hybridní estimátor pro bezsenzorové řízení PMSM</b>	<b>55</b>
6.1	Hybridní estimátor s hysterézním přepínáním . . . . .	55
6.1.1	Návrh hybridního estimátoru s hysterézním přepínáním modelů . . . . .	55
6.1.2	Implementace hybridního estimátoru s hysterézním přepínáním modelů do DSP a testy na laboratorním prototypu . . . . .	58
6.2	Hybridní estimátor s bayesovským výběrem optimálního modelu . . . . .	58
6.2.1	Výběr optimálního modelu . . . . .	61
6.2.1.1	Určení apriorní pravděpodobnosti modelů . . . . .	62
6.2.1.2	Marginální pravděpodobnost pozorování modelu s EKF . . . . .	62
6.2.1.3	Marginální pravděpodobnost pozorování modelů založených na injektážní metodě . . . . .	63
6.2.2	Dynamický výběr modelů-zapomínání . . . . .	65
6.2.3	Dynamický výběr modelů-Markovský model . . . . .	70
6.3	Dílčí závěry . . . . .	75
<b>7</b>	<b>Závěr</b>	<b>76</b>
	<b>Literatura</b>	<b>83</b>
	<b>Seznam autorových publikací</b>	<b>84</b>
	<b>Přílohy</b>	<b>87</b>

## Seznam symbolů a zkratek

ARC	absolutní čidlo polohy
DSP	digitální signálový procesor
BP	BandPass filtr (pásmová propust)
EKF	Extended Kalman Filter (rozšířený Kalmanův filtr)
IIR filtr	Infinite Impulse Response (filtr s nekonečnou impulsní odezvou)
INFORM	INductance Flux detection by Online Reactance Measurement
MRAS	Model Reference Adaptive System
PI	proporcionálně integrační regulátor
PLL	Phase Lock Loop (fázový závěs)
PMSM	synchronní motor s povrchovými permanentními magnety na rotoru
PWM	pulsně šířková modulace
$B$	statické tření
$d, q$ systém	systém rotujících kartézských souřadnic, svázaný s vektorem toku permanentních magnetů
$f$	přechodová funkce systému
$f_1, f_2, f_3, f_4$	hranice (mechanické frekvence přepočtené na elektrické)
<b>F</b>	přepínání pro hysterezní hybridní estimátor
$f$	jakobián funkce $f$
$h$	přenosová funkce systému
<b>H</b>	výstupní matice systému
$\mathbf{i}_c$	vektor proudu na injektované frekvenci
$\dot{i}_{cd}, \dot{i}_{cq}$	složky vektoru proudu $\mathbf{i}_c$
$\mathbf{i}_p^+, \mathbf{i}_n^+$	sousledné složky proudových odezev injektážní metody
$\mathbf{i}_p^-, \mathbf{i}_n^-$	zpětné složky proudových odezev injektážní metody
$I_{ref}$	referenční hodnota proudu
$\mathbf{i}_s$	vektor statorového proudu
$i_{sa}, i_{sb}$	statorové proudy ve fázích $a, b$
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	složky vektoru proudu v $\alpha, \beta$ systému
$\hat{i}_{s\alpha inj}(k)$	odhadovaná hodnota složky $\alpha$ vektoru statorového proudu pomocí injektážní metody

$i_{s\beta inj}(k)$	odhadovaná hodnota složky $\beta$ vektoru statorového proudu pomocí injektážní metody
$\hat{i}_{s\alpha inj\_ \pi}(k)$	odhadovaná hodnota složky $\alpha$ vektoru statorového proudu pomocí injektážní metody s posunutou polohou rotoru o $\pi$
$\hat{i}_{s\beta inj\_ \pi}(k)$	odhadovaná hodnota složky $\beta$ vektoru statorového proudu pomocí injektážní metody s posunutou polohou rotoru o $\pi$
$J$	moment setrvačnosti motoru
$l$	délka okna
$\mathbf{l}_s^{(R)}$	tensor indukčnosti
$L_{sd}, L_{sq}$	indukčnosti v příčné a podélné ose
$L_{sdq}$	vzájemná indukčnost mezi příčnou a podélnou osou
$L_s$	indukčnost statoru
$m_1$	model EKF (hybridní estimátor)
$m_2$	model injektážní algoritmus (hybridní estimátor)
$m_3$	model injektážní algoritmus posunutý o $\pi$ (hybridní estimátor)
$M_e$	moment motoru
$M_{ref}$	referenční hodnota momentu
$M_t$	matice modelů $M_t \in \{m_1, m_2, m_3\}$
$M_z$	zátěžný moment
$p$	počet pólpárů
$p(M_t   y_{1:t})$	aposteriorní pravděpodobnost modelu $M_t$
$p(M_t)$	apriorní pravděpodobnost modelu $M_t$
$p(y_t   M_t)$	marginální pravděpodobnost pozorování pro případ, že model $M_t$ je pravdivý
<b>P</b>	kovarianční matice odhadu stavu systému
<b>Q</b>	kovarianční matice odpovídající šumu modelu systému
<b>R</b>	kovarianční matice odpovídající šumu pozorování systému
$(R)$	rotující souřadný systém svázaný s vektorem toku permanentních magnetů, $(d, q)$ systém
$(\hat{R})$	rotující souřadný systém svázaný s estimovanou polohou rotoru $(d, q)$ systém
$R_{id}, R_{iq}$	regulátory tokotvorné a momentotvorné složky vektoru statorového proudu
$R_s$	rezistivita statoru
$R_{urm}$	regulátor hloubky modulace (odbuzování motoru)
$(S)$	souřadný systém stojících kartézských souřadnic $\alpha, \beta$
$S_{\tau inj}, S_{\tau inj\_ \pi}$	kovarianční matice estimace polohy rotoru pomocí injektážní metody

$t$	čas
$\mathbf{t}$	matice přechodu
$T$	vzorkovací perioda
$\mathbf{u}_c$	vektor injektovaného napětí
$u_c$	amplituda injektovaného napětí
$u_{cn}$	jmenovité napětí na kondenzátoru stejnosměrného meziobvodu střídače
$\mathbf{u}_k$	vektor vstupů systému (buzení při obecném popisu neznámého systému)
$\mathbf{u}_s$	vektor napětí statoru
$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$	složky vektoru požadovaného napětí statoru v $\alpha, \beta$ systému
$ \mathbf{u}_{sw} $	velikost vektoru požadovaného napětí statoru v $\alpha, \beta$ systému
$U_{ref}$	referenční hodnota napětí
$u_{rmax}$	maximální povolená hloubka modulace
$\mathbf{v}_k, \mathbf{w}_k$	variance pozorování, variance modelu systému
$\mathbf{x}_k, \mathbf{x}_{k-1}$	stavový vektor systému v čase $k, k - 1$
$\bar{\mathbf{x}}_k$	odhad stavu systému
$\mathbf{z}_k$	vektor pozorování
$\alpha$	úhel natočení vektoru v $d, q$ souřadném systému
$\alpha, \beta$ systém	souřadný systém stojících kartézských souřadnicích (osa $\alpha$ svázána s polohou fáze a)
$\gamma$	úhel mezi vektorem proudové odezvy a osou $d$ systému $R$
$\vartheta_e$	poloha vektoru toku permanentních magnetů (poloha osy $d$ souřadného systému $d, q$ )
$\hat{\vartheta}_e$	hybridním estimátorem estimovaná poloha vektoru toku permanentních magnetů ve stojícím souřadném systému $\alpha, \beta$
$\hat{\vartheta}_{ekat}$	EKF estimovaná poloha vektoru toku permanentních magnetů ve stojícím souřadném systému $\alpha, \beta$
$\hat{\vartheta}_{einj}$	injektážní metodou estimovaná poloha vektoru toku permanentních magnetů
$\vartheta_{ref}$	referenční hodnota polohy
$\phi$	faktor zapomínání u filtru s exponenciálním zapomínáním
$\psi_{PM}$	magnetický tok permanentních magnetů
$\psi_R$	vektor magnetického toku rotoru
$\psi_S$	vektor magnetického toku statoru
$\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4$	hranice (úhlové frekvence) přepínání pro hysterezní hybridní estimátor
$\omega_c$	úhlová rychlost injektovaného napětí

---

$\omega_m$	mechanická úhlová rychlost rotoru [rad/s]
$\omega_{me}$	mechanická úhlová rychlost rotoru přepočtená na elektrickou [rad/s], $\omega_{me} = \omega_m \cdot p$
$\hat{\omega}_{me}$	hybridním estimátorem estimovaná mechanická úhlová rychlost rotoru přepočtená na elektrickou
$\hat{\omega}_{mekal}$	EKF estimovaná mechanická úhlová rychlost rotoru přepočtená na elektrickou
$\hat{\omega}_{meinj}$	injektažní metodou estimovaná mechanická úhlová rychlost rotoru přepočtená na elektrickou
$\omega_{ref}$	referenční hodnota úhlové rychlosti

# 1 Úvod

Synchronní motor s permanentními magnety na povrchu rotoru (PMSM) je pro své vlastnosti vyhledávaným typem motoru pro pohony různých aplikací. Své uplatnění nachází i v lehké trakci pro tramvajové dopravní prostředky. Požadavkem společností, provozujících městské hromadné dopravy, jsou plně nízkopodlažní prostředky obvykle u kolejových vozidel s požadavkem na maximální kontrolu adheze, které ovšem z hlediska návrhu pohonných jednotek přinášejí nároky na velmi malý zástavbový prostor, do kterého se pohon musí vejít. Z tohoto důvodu se v dnešní době často využívají kolové pohony, kde jsou motory přímo umístěny u hnaných kol a spojeny přímo bez použití nebo s použitím převodovek. Právě pro přímé (bezpřevodovkové) kolové pohony a pohony s požadavkem na maximální účinnost nacházejí využití právě PMSM motory, které se vyznačují vysokou hustotou výkonu na jednotku objemu. Použití PMSM ovšem přináší také nevýhody a problémy. Jedním z nich je nutnost znát v každém okamžiku přesnou polohu magnetického toku permanentních magnetů. V konvenčních pohonech se motor vybavuje nejčastěji absolutním senzorem polohy. Toto však vede na problémy se spolehlivostí, životností a s dodržením zástavbového prostoru pohonu. U průmyslového pohonu může být rozhodující navíc i cena čidla. Omezený zástavbový prostor nutí výrobce k různým řešením, jako je například umístění čidla přímo do ložiskových štítů motoru, které bylo použito u tramvaje Škoda ForCity [1].

Výše uvedené důvody jsou motivací pro vývoj takových algoritmů, které by umožnily čidla polohy vypustit. Takováto řízení bývají označována jako bezsenzorová řízení. Bezsenzorovým řízením se tedy myslí algoritmus řízení, který nepoužívá čidlo polohy na rotoru k určení polohy vektoru magnetického toku permanentních magnetů či rotorové rychlosti. Těmito řízeními se zabývá i tato disertační práce. Motivací pro studium a vývoj bezsenzorových algoritmů nemusí být pouze snaha o vypuštění čidla, ale i zvýšení spolehlivosti pohonu jako celku. Jak již bylo zmíněno, čidlo může způsobit selhání celého pohonu, což může být velmi závažný problém. Algoritmy, které se používají pro bezsenzorové řízení mohou také sloužit pro diagnostiku pohonu, respektive diagnostiku čidla a v případě jeho selhání převést pohon do nouzového režimu, který umožní pohon bezpečně odstavit. Dalším důvodem může být i automatická kalibrace čidla polohy, která zajistí maximální možnou energetickou účinnost pohonu. Pro bezsenzorové řízení PMSM lze použít několik základních přístupů. Prvním z nich jsou metody založené na výpočtu matematického modelu stroje. Druhým jsou metody založené na injektování testovacího signálu, který rozšíří možnosti detekce polohy a rychlosti rotace vektoru magnetického toku permanentních magnetů v oblasti nulových otáček. Oba tyto přístupy mají své limity v podobě omezených otáčkových rozsahů použití. Vhodnou kombinací obou přístupů lze získat algorit-

mus, který bude estimovat potřebné veličiny (typicky polohu a rychlost rotoru) v celém regulačním rozsahu. Tento algoritmus je v této práci označován jako hybridní estimátor a tvoří hlavní část výzkumu v rámci této disertační práce.

V této práci je stručně popsáno vektorové řízení PMSM s čidlem polohy na rotoru. Toto řízení je považováno za referenční, kterému se snaží v této práci zkoumané bezsenzorové algoritmy svými vlastnostmi vyrovnat a jsou s ním v dalších částech práce porovnávány. V další kapitole je uvedena estimace polohy a rychlosti rotoru (resp. i zátěžného momentu v jedné z variant) pomocí rozšířeného Kalmanova filtru (EKF), tedy stochastickým algoritmem ze skupiny metod založených na výpočtu matematického modelu motoru. V následující kapitole je popsána metoda pulsujících injektáží. Ta je založena na injektování přídatného napětového harmonického signálu do osy magnetů, který způsobí proudovou odezvu, ze které lze identifikovat polohu rotoru stroje. K vyhodnocení polohy a rychlosti se standardně používá fázový závěs PLL. V této práci je dále ukázána dualita mezi EKF a PLL, který je pouze speciálním případem EKF pro jednoduchý stavový model, jako je model definovaný v rámci kapitoly 5.4. V další části se tato práce zaměřuje na vhodnou kombinaci obou předchozích metod. Algoritmus, který kombinuje tyto metody je označován jako Hybridní estimátor. Nejprve je popsáno spojení pomocí hysterézního přepínání mezi algoritmy, které však přepíná na základě pevně stanovených hraničních bodů, bez ohledu na to, jestli algoritmus, na který se přepíná, poskytuje v daný okamžik přesnější estimační hodnoty. Toto vylepšuje algoritmus přepínání, který je popsán v další kapitole. Ten přepíná algoritmy na základě bayesovského výběru optimálního modelu, tzn. pomocí pravděpodobností estimačních výsledků z jednotlivých estimačních metod. Takto definovaný sofistikovaný přepínací algoritmus přepíná v takový okamžik, aby byla minimalizována chyba estimace výsledného hybridního estimátoru.

## 1.1 Současný stav poznání ve zkoumané problematice

Problematika bezsensorového řízení PMSM je vzhledem k její aktuálnosti a dlouho trvajícím požadavkům z průmyslu zpracována ve velmi širokém rozsahu. Tyto práce lze z pohledu principů, na kterých jsou založeny rozdělit na:

- metody založené na výpočtu modelu stroje,
- metody využívající rozdílných magnetických vlastností po obvodu stroje, tzv. anisotropie,
- hybridní metody.

### Metody založené na výpočtu modelu stroje

Tyto algoritmy je možno rozdělit na (i) deterministické algoritmy, (ii) stochastické algoritmy. Mezi deterministické patří například nejjednodušší metody založené na vyhodnocování napětí indukovaného točícím se motorem (back EMF). Tato metoda byla prvně prezentována v článku [2] a od té doby byla postupně rozšiřována a vylepšována a v dnešní době existuje v několika modifikacích [3]. Je známo, že tyto algoritmy jsou velmi citlivé na přesnost určení parametrů modelu, na rušení (chyby) měření a na zanedbání některých podstatných fyzikálních problémů (efekt mrtvých časů, nelineární úbytky na spínacích polovodičových prvcích). Další algoritmy, které lze v literatuře nalézt jsou algoritmy MRAS [4]. Mezi sofistikovanější deterministické observery patří dále Luenbergerův observer [5] a Sliding mode observer [6]. Zástupcem stochastického algoritmu, který je velmi často publikován, je rozšířený Kalmanův filtr (EKF) [7]. Jedná se o zpětnovazební algoritmus používající stavový model, u kterého se předpokládá Gaussovské rozložení šumu (chyb modelu) a dále Gaussovské rozložení šumu pozorování. Algoritmy s EKF používají nejčastěji linearizaci dynamiky systému pomocí Taylorova rozvoje prvního řádu. Jiným způsobem je dynamika linearizována u algoritmů označovaných jako Unscented Kalman filtr (UKF) [8]. Tento algoritmus dosahuje při stejné vzorkovací frekvenci vyšší přesnosti estimace. Cenou za vyšší přesnost jsou vyšší nároky na výpočetní výkon řídicího systému. Výpočetní nároky lze v případě EKF snížit použitím redukované formy stavového modelu [9]. Vlastnosti chování EKF jsou značně závislé na přesnosti určení parametrů stavového modelu. Tyto parametry se navíc mohou v různých pracovních bodech pohonu lišit. Toto se dá řešit online estimací těchto parametrů pomocí metody rekurzivních nejmenších čtverců [10]. Samostatnou kapitolou a závažným problémem algoritmů EKF a UKF je naladění filtrů [11].

Přes všechny vylepšení a varianty algoritmů založených na modelu motoru platí, že modely jsou v nulových otáčkách nepozorovatelné [12]. Toto je velmi závažný a zásadní problém, který neumožňuje provozovat dynamicky náročné pohony, například trakční pohony, s těmito bezsensorovými algoritmy v plném otáčkovém rozsahu a je nutné je doplnit o některou z dalších technik.



## Metody využívající magnetické anisotropie

Oblast velmi nízkých otáček a stojící rotor je doménou metod, které jsou založeny na principu sledování magnetických anisotropií v magnetickém obvodu stroje. V odborné komunitě jsou diskutovány dva typy strojů s permanentními magnety. Motor s vyniklými póly (např. IPMSM) může mít rozdíl magnetických vodivostí ve směru podélném a kolmém k ose permanentních magnetů až 50 % a injecktážní metody lze tedy velmi dobře využít. U strojů s povrchovými magnety je však anisotropie přibližně 5 % a použití injecktážních metod je tedy komplikovanější. Metody založené na změně indukčnosti kolem obvodu rotoru bývají označovány jako injecktážní metody. Lze je rozdělit na (i) pulsující injecktážní metody, (ii) rotující injecktážní metody, (iii) injecktáž testovacího pulsu. Obecně tyto metody injecktují testovací signál do statorového vinutí a z proudové odezvy na tento signál je vypočítávána poloha a rychlost otáčení vektoru magnetického toku permanentních magnetů. Pulsující injecktážní algoritmus byl představen například v [13]. Tento algoritmus je možno použít i na motory s malou salienčí (malý rozdíl mezi indukčnostmi), má malou senzitivitu na nelinearity způsobené mrtvými časy a polovodičovými prvky střídače. Princip rotujících injecktážních algoritmů je popsán například v [13]. Injecktovaný signál má formu rotujícího vektoru napětí. V porovnání s pulsujícími injecktážními algoritmy má vyšší senzitivitu k nelinearitám měniče a efektu mrtvých časů a obecně je nutné použít vyšší napěťovou úroveň testovacího signálu. Lepších výsledků estimace tedy dosahují algoritmy pulsujících injecktáží [14]. Z hlediska tvaru injecktovaného signálu se ve většině odborných zdrojích objevují přístupy injecktování harmonického signálu. V publikaci [15] je použit obdélníkový napěťový signál, který podle autorů zlepšuje dynamiku a zvětšuje otáčkovou rozsah použití algoritmu. V pulsujících i rotujících injecktážních algoritmech je použit filtr typu pásmová propust. Tento filtr vybere pouze frekvence odpovídající injecktovanému signálu. Tento filtr je ale vzhledem k omezené šířce pásma a fázovému posunu, který zanáší, problematickou částí algoritmů, neboť snižuje dynamiku a otáčkový rozsah, ve kterém lze algoritmy použít [14]. V témže článku je představena koncepce přeladitelného filtru, který umožní dynamiku vylepšit. Velmi závažným problémem všech injecktážních algoritmů je problém nalezení správné orientace vektoru magnetického toku magnetů. Metody spolehlivě naleznou osu magnetů, ale nenaleznou správně orientaci. V článku [16] je popsán způsob nalezení správné polaroty po startu motoru založený na injecktování krátkých napěťových pulsů ve směru nalezené osy a proti směru. Pro motory s velmi malou salienčí je možno použít algoritmus [17], který sleduje asymetrickou rezistanci vytvořenou vířivými proudy. Mezi injecktážní metody lze zahrnout i algoritmus, který popisuje článek [18] a je označován jako tzv. INFORM metoda. U této metody je injecktován napěťový puls a měří se jeho proudová odezva.

## Hybridní metody

Z důvodu toho, že algoritmy z obou předchozích skupin algoritmů nemohou obsáhnout plné otáčkové spektrum (Metody založené na výpočtu modelu stroje jsou limitovány v nízkých otáč-

kách. Naopak metody využívající magnetické anisotropie jsou limitovány ve vysokých otáčkách.) se autoři zaměřují na hybridní algoritmy, které kombinují předchozí dva přístupy s cílem dosáhnout bezsensorového algoritmu, který estimuje v celém otáčkovém rozsahu pohonu včetně stojícího rotoru. Jednou z prvních prací je článek [19], kde autoři u pohonu s asynchronním motorem kombinují oba estimační přístupy. Pro pohon s PMSM byl publikován algoritmus [20]. Napěťový model je v nízkých otáčkách opravován pulsujiícími injektážemi. Jeho nevýhodou je, že není schopen řešit problematiku špatného nalezení magnetické polaritv injektážním algoritmem. Dále je zde silná závislost na správnosti určení parametrů napěťového modelu a senzitivita k chybám měření. Na druhou stranu algoritmus je jednoduchý a má malé nároky na výpočetní výkon. Další obdobnou prací je článek [21], kde je injektážní algoritmus součástí estimatoru magnetického toku. V článku [22] je prezentována kombinace metody INFORM s back EMF algoritmem. Publikace [23] se nezabývá přímo bezsensorovým řízením PMSM, ale zabývá se řízením pohonu s PMSM, který je schopen reagovat na chybu čidla polohy. Autoři heuristickým algoritmem porovnávají modely (čidlo, napěťový model) a pomocí něj jsou schopni rozpoznat selhání čidla a pohon bezpečně odstavit.

## 1.2 Cíle práce

Na základě podrobného posouzení současného stavu poznání ve zkoumané problematice a ve vazbě na autorovo působení při řešení vědecko-výzkumných a průmyslových projektů byly stanoveny následující cíle této disertační práce:

- Postavit prototyp referenčního řízení s čidlem polohy na rotoru, které slouží jako referenční řízení pro všechna vyvíjená bezsensorová řízení.
- Navrhnout bezsensorový algoritmus založený na rozšířeném Kalmanově filtru pro různé varianty matematického modelu PMSM, navržené algoritmy implementovat do řídicí jednotky a provést jejich zhodnocení, vzájemně je porovnat a nalézt limity jejich použití.
- Prozkoumat vlastnosti anisotropie PMSM stroje a navrhnout bezsensorový algoritmus, který bude schopen pomocí injektovaného testovacího signálu estimovat polohu magnetického toku permanentních magnetů pro otáčkový rozsah od nulových otáček (stojící rotor) po maximální možné otáčky pohonu.
- Navrhnout hybridní estimátor kombinující EKF a pulsní injektážní algoritmus s cílem vývoje estimátoru pracujícím s maximální přesností a výbornými dynamickými vlastnostmi v celé otáčkovém spektru pohonu. Navržený algoritmus implementovat do řídicí jednotky a provést ověření chování algoritmu na vybraných přechodových dějích.
- Navrhnout univerzální statisticky optimální hybridní algoritmus založený na bayesovském přepínání modelů, tzn. výběru optimálního modelu v daném pracovním bodě na základě výpočtu aposteriori pravděpodobnosti modelů v kombinaci se skrytými Markovskými modely, který se bude vyznačovat vysokou mírou necitlivosti k nepřesně určeným parametrům PMSM, necitlivostí k šumu měření a s vysokou odolností vůči možnosti špatně určené magnetické polaritě pulsujičím injektážním algoritmem. Dále navržený hybridní estimátor implementovat do řídicí jednotky pohonu s PMSM a experimentálně posoudit a ověřit funkčnost na vybraných přechodových dějích.

## 1.3 Metodika řešení

Při řešení této disertační práce bylo postupováno tak, aby se dosáhlo cíle, kterým byl univerzální statisticky optimální hybridní estimátor polohy vektoru toku permanentních magnetů a elektrické rotorové rychlosti založený na bayesovském přepínání modelů. Práce je členěna do sedmi kapitol a je postupováno od základních algoritmů až po sofistikovaný hybridní estimátor, který dosahuje robustní estimace v plném otáčkovém rozsahu. Všechny navržené algoritmy a teoretické závěry jsou ověřeny experimenty na postaveném laboratorním prototypu pohonu s PMSM o jmenovitém výkonu 10,7 kW. V práci jsou uvedeny výsledky testů, které byly na tomto prototypu prováděny. První kapitola uvádí motivaci řešení této disertační práce, dále detailně rozebírá současný stav poznání ve zkoumané problematice a uvádí citace hlavních literárních zdrojů. V neposlední řadě jsou v ní definovány cíle této disertační práce. Popis vlastních (původních) výsledků práce začíná od druhé kapitoly.

Kapitola 2 se zabývá vektorovým řízením s čidlem polohy na hřídeli motoru, které je použito jako referenční řízení s nímž jsou porovnávány výsledky bezsensorových řízení a algoritmů zkoumaných v této disertační práci. Toto řízení bylo vybráno s ohledem na své velmi dobré dynamické vlastnosti a na skutečnost, že v současnosti představuje průmyslový standard.

Kapitola 3 popisuje navržené stavové modely PMSM využitelné pro rozšířený Kalmanův filtr. Dále je popsána anisotropie magnetického obvodu PMSM, která slouží jako teoretický základ pro návrh estimátoru s pulsujícím injektážním algoritmem (kap. 5).

Kapitola 4 se věnuje bezsensorovému řízení s rozšířeným Kalmanovým filtrem. Navržený EKF využívá stavové modely, popsané v kapitole 3, přičemž EKF slouží vždy k odhadu polohy a rychlosti rotoru resp. v jedné variantě je ještě odhadován i zátěžný moment na hřídeli PMSM. Navržené algoritmy s EKF jsou detailně popsány a zejména jsou uvedeny jejich vlastnosti a omezení, která jsou dokladována řadou měření a experimentů na laboratorním prototypu o výkonu 10,7 kW. Byl sledován zejména možný otáčkový rozsah a přesnost estimace. EKF je uveden se dvěma hlavními variantami matematických modelů.

Kapitola 5 popisuje algoritmus pro identifikaci polohy a rychlosti rotoru PMSM založený na injektování testovacího napěťového signálu. Doménou těchto metod jsou velmi nízké otáčky a nulové otáčky. Je zde detailně odvozen princip injektážních metod a dále jsou prezentována omezení zkoumaného algoritmu. Nedílnou součástí řešení injektážní metody je také problematika startu algoritmu, který je vážným problémem. V práci je uveden způsob jakým toto lze řešit, tzn. je zde popsáno nalezení polarit magnetů resp. vyhodnocení kladného směru osy  $d$ . V rámci této kapitoly je také dokázána dualita mezi EKF a klasickým PLL pro vyhodnocování polohy magnetického toku permanentních magnetů a rychlosti rotoru.

Kapitola 6 představuje řešení hlavního cíle této práce, kterým je robustní estimátor polohy a rychlosti rotoru PMSM schopný pracovat v plném otáčkovém rozsahu, včetně nulových otáček. Toto řešení kombinuje dva dříve uvedené algoritmy a využívá silných stránek obou jednotlivých algoritmů, tzn. kombinuje EKF a pulsující injektáž. Využívá se toho, že doménou in-

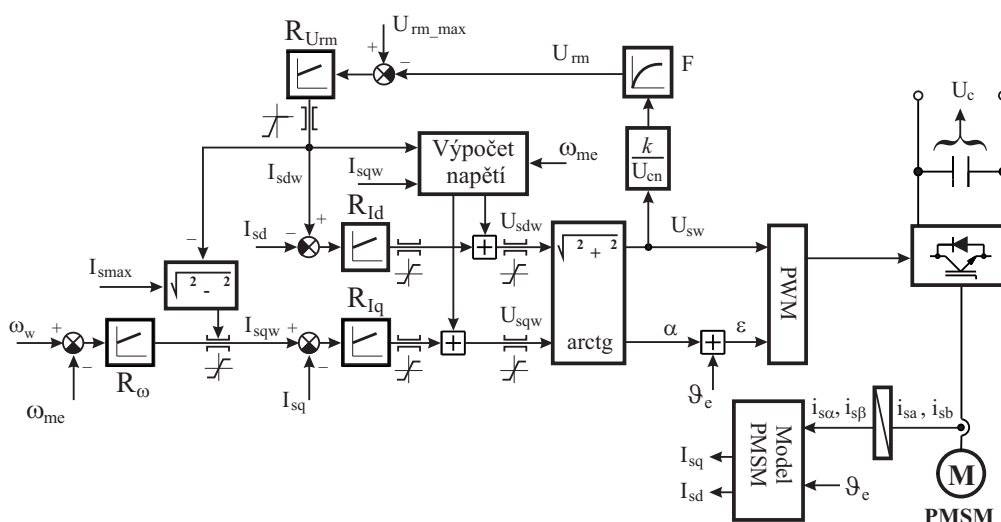
jektážní metody jsou velmi nízké a nulové otáčky, které jsou naopak problémem pro EKF. Jinak řečeno, každý z algoritmů je silný v jiném rychlostním rozsahu, které se ale částečně překrývají, což umožňuje jejich spojení do robustního hybridního estimátoru. Pro propojení těchto dvou estimátorů bylo postupováno od jednoduššího přepínání, které přepíná v pevných okamžicích otáčkového spektra až po sofistikované přepínání založené na bayesovském výběru optimálního modelu, které ověřuje v konkrétním čase apriorní pravděpodobnosti jednotlivých modelů. Jedním z důležitých řešených problémů hybridního estimátoru byl i komplexní návrh přepínání pro případ, že injektážní metoda špatně odhadne polaritu magnetického toku permanentních magnetů.

Kapitola 7 shrnuje všechny důležité závěry práce, formuluje její hlavní přínosy a nastiňuje směry, kterými by se měl ubírat další vývoj v řešené problematice.

## 2 Vektorové řízení PMSM se senzorem polohy na hřídeli-referenční model pohonu

Tato práce se zabývá bezsenzorovým řízením PMSM. Ve standardních pohonech se mimo jiné používá vektorové řízení v kartézských souřadnicích. Toto řízení se vyznačuje vynikajícími dynamickými vlastnostmi a je tedy v průmyslových a trakčních aplikacích velmi často používané. Dá se tedy označit jako průmyslový standard. Z tohoto důvodu je používáno pro všechny experimenty v rámci této práce. Pro správnou funkci řízení je nutná znalost polohy rotoru motoru. Na přesnosti informace o této poloze závisí vlastnosti celého pohonu, jeho spolehlivost a účinnost. V konvenčních pohonech je používáno čidlo polohy rotoru. Toto čidlo je ovšem problémem zejména z důvodu omezeného zástavbového prostoru a provozní spolehlivosti. Tato práce se zaměřuje na algoritmy, které umožňují tuto polohu rotoru odhadovat bez použití čidla na rotoru. Rozdíl mezi standardním a bezsenzorovým řízením je tedy pouze ve způsobu určení polohy rotoru a rychlosti rotoru, mění se tedy pouze způsob získání zpětné vazby. V dalších kapitolách textu jsou jednotlivé bezsenzorové algoritmy řízení PMSM srovnávány se standardním vektorovým řízením s čidlem otáček, které je popisováno v této kapitole.

Blokové schéma takového řízení PMSM je uvedeno na Obr. 2.0.1. Prostřednictvím čidel proudů, jsou měřeny proudy ve dvou fázích, které jsou pomocí Clarkovy transformace transformovány do jednoho prostorového vektoru v kartézském souřadném systému stojícím. Vektor statorového proudu ve stojícím souřadném systému je pomocí Parkovy transformace převeden do rotujícího souřadného systému  $d, q$  svázaného s vektorem toku permanentních magnetů na rotoru. Pro provedení Parkovy transformace je nutná znalost polohy vektoru toku permanentních magnetů. Tato poloha je měřena absolutním čidlem polohy, které je pevně svázáno s rotorem motoru. Požadovaná hodnota momentotvorné složky vektoru statorového proudu může být zadávána přímo, nebo v podobě poměrného tahu pro případ trakčního pohonu, nebo regulátorem otáček v případě průmyslového pohonu či režimu tempomat trakčního pohonu. Požadovaná tokotvorná složka statorového proudu je zadávána regulátorem hloubky modulace  $R_{urms}$ , který slouží k odbuzování motoru. Výstupem z regulátorů je požadovaný vektor napětí motoru v  $d, q$  rotujícím souřadném systému, který je transformován do stojícího souřadného systému. Výsledný vektor napětí je již možno použít jako vstup pro modulaci napěťového střídače. Blok "Výpočet napětí" uvedený v blokovém schématu slouží jako dopředná vazba. Pomocí něj jsou předpočítávány pracovní body PI regulátorů a regulátory pouze opravují chyby výpočtu. Touto vazbou se dosáhne lepších dynamických vlastností systému.



OBR. 2.0.1: REGULAČNÍ SCHÉMA VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ

Oblast odbuzování je pro chod motoru velice důležitou oblastí. Lze odvodit, že indukované napětí s rostoucími otáčkami stoupá, a proto z důvodu omezeného napětí střídače je nutné od určitých otáček začít odbuzovat, tedy zabránit ztrátě říditelnosti. Funkce odbuzovacích obvodů spočívá ve snížení výsledného magnetického toku ve směru osy  $d$ , která leží v ose permanentního magnetu, vytvořením takového toku, který působí proti toku permanentních magnetů. Odbuzování zajišťuje regulátor  $R_{ur_{rm}}$ , do něhož vstupuje velikost vektoru napětí zadaného střídače, vztažená v tomto případě k polovině jmenovitého napětí v meziobvodu (Pozn. fakticky se jedná o hloubku modulace). Tato zpětná vazba má tu výhodu, že nepracuje přímo s okamžitou měřenou hodnotou napětí na kondenzátoru vstupního LC filtru, což přináší výhodu zejména pro trakční aplikace napájené ze stejnosměrné troleje přes vstupní LC filtr, kde bývá problém se vznikem samobuzených kmitů. Velikostí  $u_{rm_{max}}$  lze volit maximální povolenou hloubku modulace. Na výstupu regulátoru  $R_{ur_{rm}}$  je omezovač, jehož horní mez je nastavena na velikost nula, aby regulátor zasahoval do řízení pouze v oblasti odbuzování a nedocházelo k přibuzování motoru v oblasti nízkých otáček. Přibuzování by vedlo k přesycování magnetického obvodu, zejména zubů, a tedy k výraznému poklesu indukčnosti motoru a dále by snižovalo účinnost celého pohonu.

## 3 Model synchronního motoru s permanentními magnety na povrchu rotoru

V této kapitole jsou popsány matematické modely motoru s permanentními magnety na povrchu rotoru a dále je popsán model anisotropie magnetického obvodu. Nad těmito modely jsou postaveny bezsensorové techniky, které jsou podrobně rozebrány v kapitolách 4 a 5.

### 3.1 Stavové modely pro synchronní motor s povrchovými permanentními magnety

#### 3.1.1 Definice stavových modelů

V kapitole 4 je popisováno bezsensorové řízení PMSM s EKF. Pro EKF je zásadní výběr matematického modelu a jeho zjednodušení. Tato volba modelu a s ní svázaná volba stavového vektoru zásadním způsobem ovlivňuje chování algoritmu z pohledu dosahovaných výsledků i výpočetní náročností. V rámci této práce jsou používány dva modely, které mají vektory stavu podle (3.1.1) resp. (3.1.2).

$$\mathbf{x}_k = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \omega_{me} \ \vartheta_e]^T \quad (3.1.1)$$

$$\mathbf{x}_k = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \omega_{me} \ \vartheta_e \ M_z]^T \quad (3.1.2)$$

V rámci výzkumu v této disertační práci byly zvoleny modely PMSM ve stojícím souřadném systému, což má výhodu, že výstupní matice systému  $\mathbf{H}$  vychází konstantní, nezávislá na natočení (poloze) rotoru.

##### 3.1.1.1 Odvození modelu- stavový prostor 4. řádu

Stavový vektor 4. řádu, který je využitelný pro model zde odvozovaný je popsán rovnicí (3.1.1). Při odvozování stavového modelu se vychází z rovnice:

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\psi_s}{dt}, \quad (3.1.3)$$

kde

$$\psi_s = L_s \mathbf{i}_s + \psi_r. \quad (3.1.4)$$



Rozdělením do složek  $\alpha - \beta$  dostaneme:

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{d}{dt} (|\psi_r| \cos(\vartheta_e)), \quad (3.1.5)$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{d}{dt} (|\psi_r| \sin(\vartheta_e)). \quad (3.1.6)$$

Derivováním a dosazením za tok  $|\psi_r|$ , který je v tomto případě konstantní a je roven  $\psi_{PM}$ , dostaneme:

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \psi_{PM} \omega_{me} \sin(\vartheta_e), \quad (3.1.7)$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \psi_{PM} \omega_{me} \cos(\vartheta_e). \quad (3.1.8)$$

Jednoduchou matematickou úpravou dostaneme rovnice pro derivace proudu:

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\alpha} + \frac{\psi_{PM}}{L_s} \omega_{me} \sin(\vartheta_e) + \frac{1}{L_s} u_{s\alpha}, \quad (3.1.9)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_s}{L_s} i_{s\beta} - \frac{\psi_{PM}}{L_s} \omega_{me} \cos(\vartheta_e) + \frac{1}{L_s} u_{s\beta}. \quad (3.1.10)$$

Při odvození mechanické rovnice se zanedbává dynamika, tedy předpokládá se, že změna rychlosti rotoru v rámci jedné periody vzorkování je tak malá, že ji lze zanedbat a mechanická rovnice a rovnice pro polohu je dána jako:

$$\frac{d\omega_{me}}{dt} = 0, \quad (3.1.11)$$

$$\frac{d\vartheta_e}{dt} = \omega_{me}. \quad (3.1.12)$$

Rovnice (3.1.9) až (3.1.12) lze přepsat do maticového tvaru:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \omega_{me} \\ \vartheta_e \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & \frac{\psi_{PM}}{L_s} \sin(\vartheta_e) & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{\psi_{PM}}{L_s} \cos(\vartheta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \omega_{me} \\ \vartheta_e \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.1.13)$$

### 3.1.1.2 Odvození modelu- stavový prostor 5. řádu

Tento stavový model je oproti předchozímu doplněn o odhad zátěžného momentu, který může být pro některé aplikace využitelný. V tomto modelu je odvození rovnic pro proudy a polohu

stejně, jako bylo u předcházejícího. Odvození modelu se liší v přístupu k rovnici pro elektrickou rychlost (mechanická rychlost přepočtená pomocí počtu pólů na elektrickou). Při odvozování se vychází z pohybové rovnice:

$$M_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + M_z + B\omega_m \quad (3.1.14)$$

$$M_e = \frac{J}{p} \frac{d\omega_{me}}{dt} + M_z + \frac{B\omega_{me}}{p}, \quad (3.1.15)$$

kde moment motoru PMSM je při zanedbání rozdílu mezi indukčnostmi  $L_{sd}$  a  $L_{sq}$ :

$$M_e = \frac{3}{2} p \psi_{PM} i_{sq}. \quad (3.1.16)$$

Dosažením za moment motoru (3.1.16) a s využitím Parkovy transformace dostaneme konečnou rovnici pro diferenciál rychlosti:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_{me}}{dt} = & -\frac{1,5p^2\psi_{PM}}{J} \sin(\vartheta_e) i_{s\alpha} + \\ & + \frac{1,5p^2\psi_{PM}}{J} \cos(\vartheta_e) i_{s\beta} - \frac{B}{J} \omega_{me} - \frac{p}{J} M_z \end{aligned} \quad (3.1.17)$$

Změna zátěžného momentu za vzorkovací periodu se pro zjednodušení předpokládá rovná nule.

Přepsáním rovnic do maticového tvaru nakonec dostaneme:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \omega_{me} \\ \vartheta_e \\ M_z \end{bmatrix} = & \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & \frac{\psi_{PM}}{L_s} \sin(\vartheta_e) & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_s} & -\frac{\psi_{PM}}{L_s} \cos(\vartheta_e) & 0 & 0 \\ -\frac{1,5p^2\psi_{PM}}{J} \sin(\vartheta_e) & \frac{1,5p^2\psi_{PM}}{J} \cos(\vartheta_e) & -\frac{B}{J} & 0 & -\frac{p}{J} \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \\ & \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \omega_{me} \\ \vartheta_e \\ M_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.1.18)$$

### 3.1.2 Diskretizace stavových modelů

Modely pro oba stavové prostory jsou definovány rovnicemi (3.1.13) a (3.1.18). Pro implementaci EKF do řídicího systému je nutné modely definovat ještě v diskrétní formě. K diskretizaci je využita Eulerova metoda (Taylorův polynom 1. stupně) popsána vztahem:

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \frac{\mathbf{x}(k) - \mathbf{x}(k-1)}{T}, \quad (3.1.19)$$

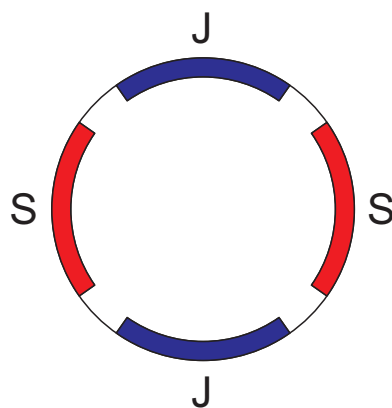
kde  $T$  je vzorkovací perioda systému,  $\mathbf{x}(k)$  stav systému v čase  $t = kT$  a  $\mathbf{x}(k-1)$  stav systému v čase  $t = (k-1)T$ . Aplikací vztahu 3.1.19 pak získáme 3.1.20, resp. 3.1.21 pro stavový model 5. řádu:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \omega_{me}(k) \\ \vartheta_e(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_s}T & 0 & \frac{T\psi_f}{L_s} \sin(\vartheta_e) & 0 \\ 0 & 1 - \frac{R_s}{L_s}T & -\frac{T\psi_f}{L_s} \cos(\vartheta_e) & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & T & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k-1) \\ i_{s\beta}(k-1) \\ \omega_{me}(k-1) \\ \vartheta_e(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{s\alpha}(k-1) \\ u_{s\beta}(k-1) \end{bmatrix}. \quad (3.1.20)$$

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \omega_{me}(k) \\ \vartheta_e(k) \\ M_z(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s}{L_s}T & 0 & \frac{T\psi_f}{L_s} \sin(\vartheta_e) & 0 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{R_s}{L_s}T & -\frac{T\psi_f}{L_s} \cos(\vartheta_e) & 0 & 0 \\ -\frac{1,5p^2T\psi_{PM}}{J} \sin(\vartheta_e) & \frac{1,5p^2T\psi_{PM}}{J} \cos(\vartheta_e) & 1 - \frac{B}{J}T & 0 & -\frac{pT}{J} \\ 0 & 0 & T & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k-1) \\ i_{s\beta}(k-1) \\ \omega_{me}(k-1) \\ \vartheta_e(k-1) \\ M_z(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T}{L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{s\alpha}(k-1) \\ u_{s\beta}(k-1) \end{bmatrix}. \quad (3.1.21)$$

## 3.2 Popis magnetické anisotropie kolem obvodu stroje

Při odvozování záležitostí ohledně popisu magnetické anisotropie bylo vycházeno z práce profesora Holtze [16]. Model z kapitoly 3.1 předpokládá zjednodušení takové, že indukčnost se podél obvodu stroje nemění. Vlivem skutečného uspořádání motoru toto ovšem neplatí. U PMSM se rozdíl mezi příčnou a podélnou indukčností může lišit až o 5 %. Této drobné anisotropie lze využít pro injektážní algoritmy a z tohoto důvodu zde je tato anisotropie popsána. Anisotropie vzniká z důvodu rozdílného sycení magnetického obvodu a vlivem konstrukčního uspořádání. V magnetickém obvodu statoru, v místě které se nachází nad permanentním magnetem, dochází k vyššímu sycení a tím pádem ke změně indukčnosti. Z hlediska konstrukce je vhodné umisťovat permanentní magnety do drážek a omotat bandáží, jak je zjednodušeně znázorněno na Obr. 3.2.1. Permeabilita permanentních magnetů se blíží permeabilitě vzduchu. Jelikož jsou magnety umístěné v drážce vzniká tak rozdílná šířka vzduchové mezery po obvodu stroje. V místě, kde je permanentní magnet se jeví vzduchová mezera jako větší, což se projevuje větší mag-



OBR. 3.2.1: SCHÉMATICKÝ DIAGRAM ROTORU PMSM

netickou rezistivitou a zejména větší rozptylovou indukčností. Použitím rotujícího souřadného systému tak dostáváme rozdílnou indukčnost v podélném a příčném směru (3.2.1). Rozdílnost indukčností po obvodu stroje má vliv na průběhy proudů.

$$\mathbf{i}_s^{(R)} = \begin{bmatrix} L_{sd} & 0 \\ 0 & L_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.2.1)$$

Pro odvození proudové odezvy na testovací signál  $u_c$  definovaný v rotujícím souřadném systému  $R$  se vyjde z náhradního schématu motoru:

$$\mathbf{u}_c^{(R)} = \mathbf{i}_s^{(R)} * \frac{d\mathbf{i}_c^{(R)}}{dt}. \quad (3.2.2)$$

Pro detekci rozdílných indukčností lze použít testovací signál:

$$\mathbf{u}_c^{(\hat{R})} = u_c \cos \omega_c t. \quad (3.2.3)$$

Takovýto signál se v ideálním případě injektuje do rotujícího systému, který je pevně svázán s rotorem. Pokud ale není známa informace z čidla polohy, nelze signál injektovat přímo do systému  $R$ . Z tohoto důvodu se definuje systém  $\hat{R}$ , který s osou stojícího kartézského souřadného systému  $\alpha$  svírá úhel  $\hat{\vartheta}_{e_{inj}}$  a rovnice (3.2.3) se musí upravit na:

$$\mathbf{u}_c^{(R)} = u_c \cos \omega_c t e^{j(\hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e)}. \quad (3.2.4)$$

Z rovnice (3.2.4) se dosadí do (3.2.2) a vyjádří proud  $i_c^{(R)}$ .

$$\mathbf{u}_c^{(R)} = u_c \cos \omega_c t e^{j(\hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e)} = \mathbf{I}_s^{(R)} * \frac{d\mathbf{i}_c^{(R)}}{dt} \quad (3.2.5)$$

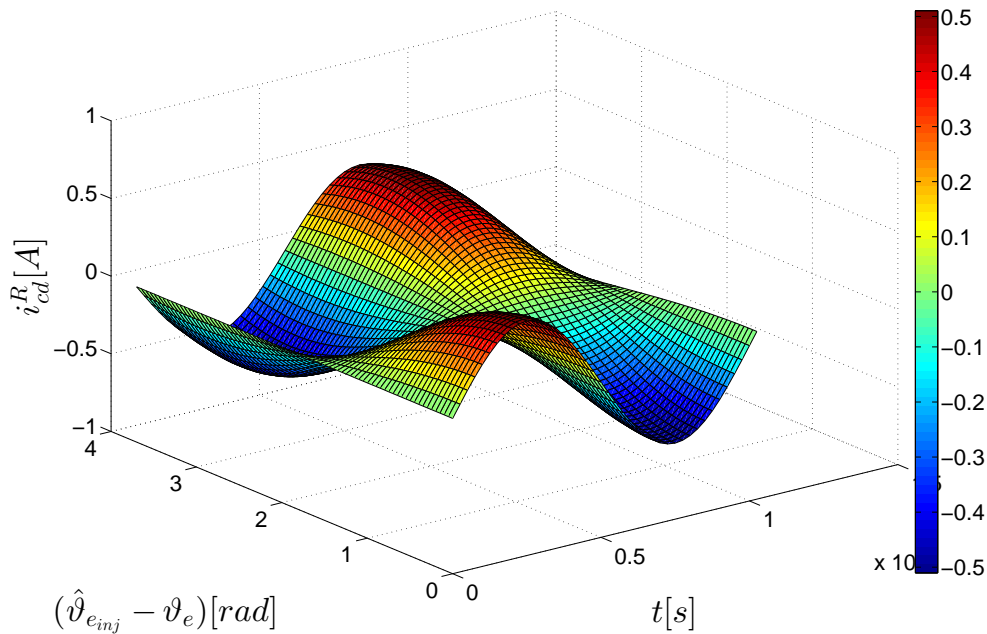
$$\frac{d\mathbf{i}_c^{(R)}}{dt} = \frac{1}{\mathbf{I}_s^{(R)}} u_c \cos \omega_c t e^{j(\hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e)} dt \quad (3.2.6)$$

$$\mathbf{i}_c^{(R)} = \int \frac{1}{\mathbf{I}_s^{(R)}} u_c \cos \omega_c t e^{j(\hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e)} dt \quad (3.2.7)$$

$$\mathbf{i}_c^{(R)} = \frac{u_c}{\omega_c} \sin \omega_c t \left[ \frac{1}{L_{sd}} \cos(\hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e) + \frac{j}{L_{sq}} \sin(\hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e) \right] \quad (3.2.8)$$

$$\mathbf{i}_c^{(R)} = i_{cd}^{(R)} + j i_{cq}^{(R)} \quad (3.2.9)$$

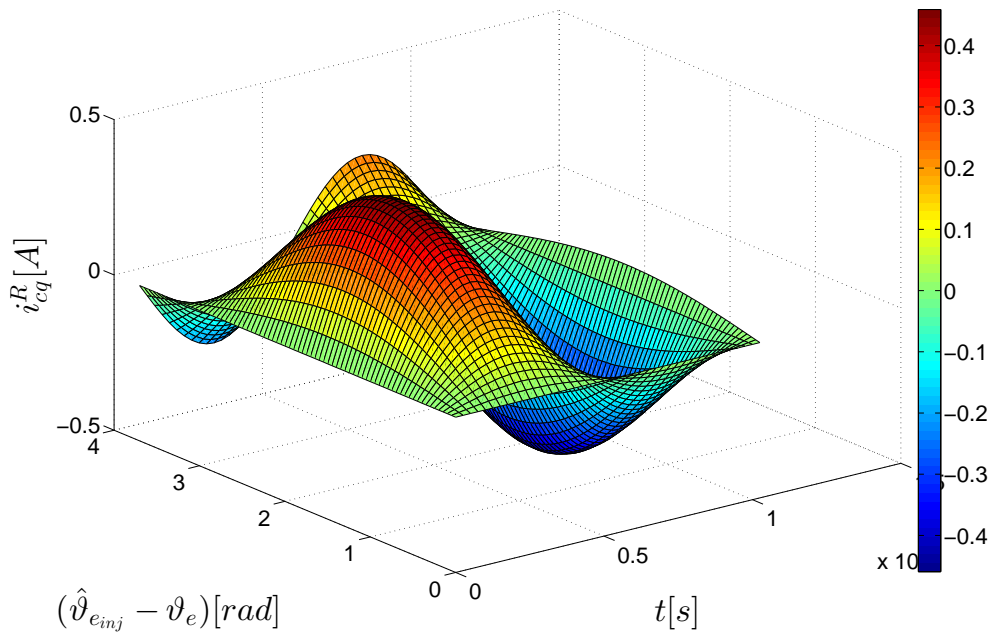
Graficky je rovnice 3.2.8, respektive 3.2.9 znázorněna na Obr. 3.2.2 a Obr. 3.2.3. Je zde vidět,



OBR. 3.2.2: SLOŽKA  $i_{cd}^{(R)}$  VEKTORU PROUDU  $\mathbf{i}_c^{(R)}$  V ZÁVISLOSTI NA ČASE A VELIKOSTI ÚHLOVÉHO ROZDÍLU MEZI SYSTÉMY  $R$  A  $\hat{R}$

že složky vektoru proudu  $\mathbf{i}_c^{(R)}$  závisí jak na čase, tak na rozdílu úhlů mezi systémy  $R$  a  $\hat{R}$ . Pro další použití v injektážní metodě, je potřeba rozebrat, jak bude vypadat vektor proudu, pokud se transformuje do systému  $\hat{R}$ . Transformace se udělá tak, že se rovnice 3.2.8 vynásobí členem  $e^{-j(\hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e)}$ :

$$\mathbf{i}_c^{(\hat{R})} = \frac{u_c}{\omega_c} \sin \omega_c t \left[ \frac{1}{L_{sd}} \cos(\hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e) + \frac{j}{L_{sq}} \sin(\hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e) \right] e^{-j(\hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e)} \quad (3.2.10)$$



OBR. 3.2.3: SLOŽKA  $i_{cq}^{(R)}$  VEKTORU PROUDU  $i_c^{(R)}$  V ZÁVISLOSTI NA ČASE A VELIKOSTI ÚHLOVÉHO ROZDÍLU MEZI SYSTÉMY  $R$  A  $\hat{R}$

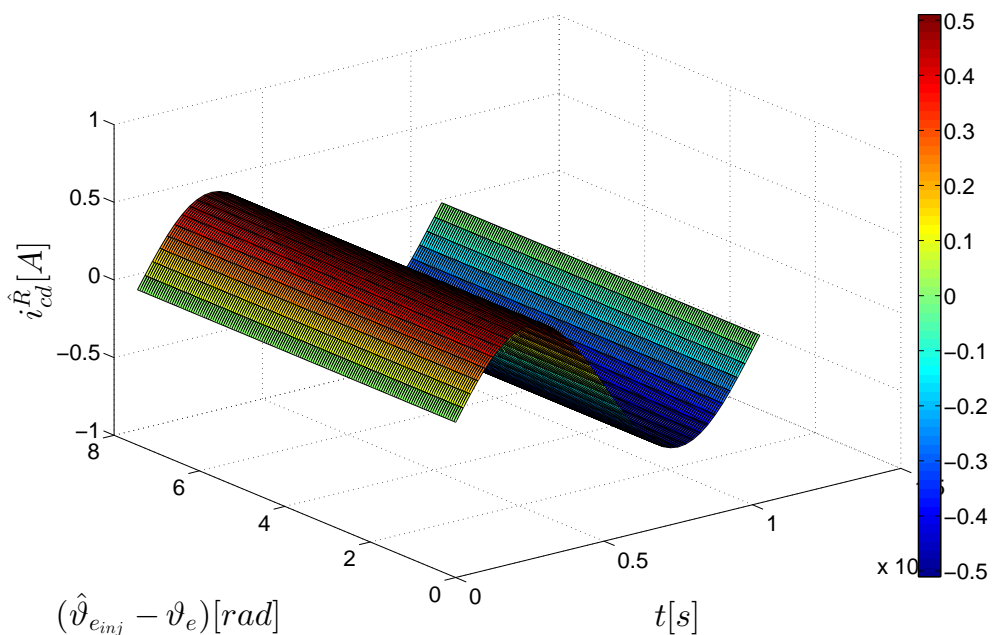
Upravením získáme:

$$i_c^{(\hat{R})} = \frac{u_c}{\omega_c L_{sd} L_{sq}} \sin \omega_c t \left[ L_{sd} \sin^2 \left( \hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e \right) + L_{sq} \cos^2 \left( \hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e \right) + j \left( L_{sd} - L_{sq} \right) \sin \left( \hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e \right) \cos \left( \hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e \right) \right] \quad (3.2.11)$$

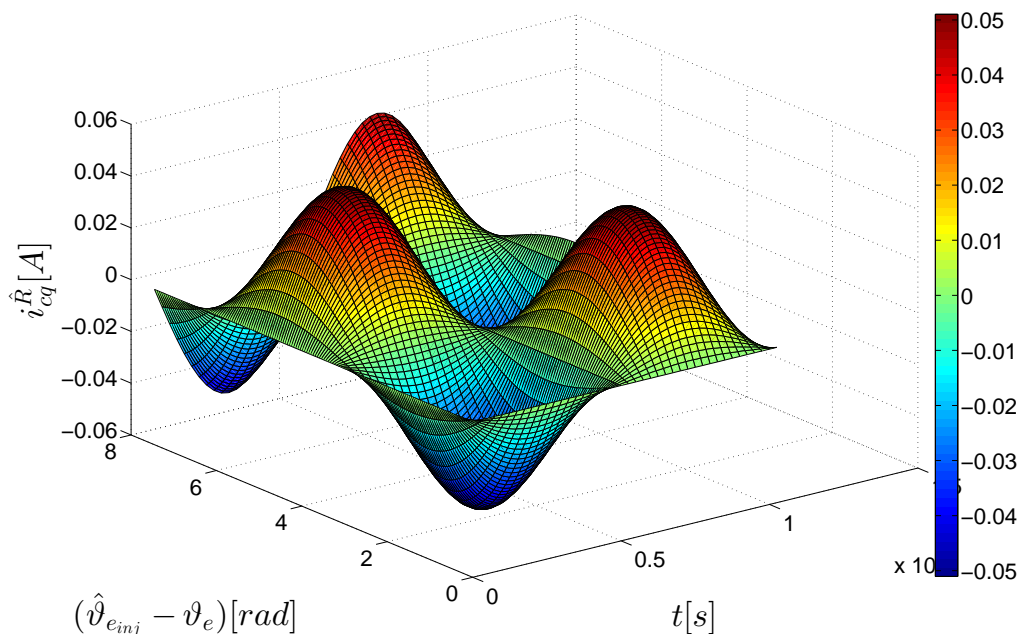
Pokud předpokládáme, že úhel mezi systémy  $R$  a  $\hat{R}$  je malý, pak lze rovnici (3.2.11) zjednodušit:

$$i_c^{(\hat{R})} = \frac{u_c}{\omega_c L_{sd} L_{sq}} \sin \omega_c t \left[ L_{sq} + j \left( L_{sd} - L_{sq} \right) \sin \left( \hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e \right) \right] \quad (3.2.12)$$

Z analýzy proudu  $i_c^{(\hat{R})}$  lze vyzorovat některé důležité vlastnosti, které jsou znázorněny na Obr. 3.2.4 a Obr. 3.2.5. Z Obr. 3.2.4 je vidět, že složka vektoru proudu  $i_{cd}^{(\hat{R})}$  se nemění v závislosti na poloze systému, do kterého se injektuje napěťový signál a mění se pouze v závislosti na čase. Naopak složka vektoru proudu  $i_{cq}^{(\hat{R})}$  je silně závislá na poloze systému do kterého se injektuje. Z detailní analýzy 3D průběhu vyplývá, že složka  $i_{cq}^{(\hat{R})}$  nabývá pro každou hodnotu času nulových hodnot pro  $\left( \hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e \right) = 0, \pi, 2\pi, \dots$ . Proud  $i_{cq}^{(\hat{R})}$  v závislosti na  $\left( \hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e \right)$  nabývá nulových hodnot s periodou  $\pi$  což je poloviční, než perioda elektrická rotorová a má zásadní význam pro problematiku určení magnetické polarity, více se tomuto problému věnuje kapitola 5.2.



OBR. 3.2.4: SLOŽKA  $i_{cd}^{(\hat{R})}$  VEKTORU PROUDU  $i_c^{(\hat{R})}$  V ZÁVISLOSTI NA ČASE A VELIKOSTI ÚHLOVÉHO ROZDÍLU MEZI SYSTÉMY  $R$  A  $\hat{R}$



OBR. 3.2.5: SLOŽKA  $i_{cq}^{\hat{R}}$  VEKTORU PROUDU  $i_c^{(\hat{R})}$  V ZÁVISLOSTI NA ČASE A VELIKOSTI ÚHLOVÉHO ROZDÍLU MEZI SYSTÉMY  $R$  A  $\hat{R}$

Pro detailní pochopení injektážní metody je vhodné vyjádřit vektor proudu také ve stojícím souřadném systému. Vyjde se z rovnice (3.2.10), která se vynásobí  $e^{j\vartheta_e}$ . Po provedení matematických úprav dostaneme:

$$\begin{aligned} i_c^{(S)} = & \frac{u_c}{j(4\omega_c L_{sd} L_{sq})} \cdot \left[ (L_{sd} + L_{sq}) e^{j(\omega_c t + \hat{\vartheta}_{e_{inj}})} - (L_{sd} - L_{sq}) e^{j(\omega_c t - \hat{\vartheta}_{e_{inj}} + 2\vartheta_e)} - \right. \\ & \left. - (L_{sd} + L_{sq}) e^{j(-\omega_c t + \hat{\vartheta}_{e_{inj}})} + (L_{sd} - L_{sq}) e^{j(-\omega_c t - \hat{\vartheta}_{e_{inj}} + 2\vartheta_e)} \right]. \end{aligned} \quad (3.2.13)$$

Z detailní analýzy rovnice lze říci, že první dva členy rovnice vyjadřují složky rotující v kladném směru otáčení a zbylé dva v záporném směru. Formálně tedy lze přepsat rovnici (3.2.13) na:

$$\mathbf{i}_c^{(S)} = \mathbf{i}_p^+ + \mathbf{i}_n^+ + \mathbf{i}_p^- + \mathbf{i}_n^-, \quad (3.2.14)$$

kde:

$$\mathbf{i}_p^+ = \frac{u_c}{j(4\omega_c L_{sd} L_{sq})} (L_{sd} + L_{sq}) e^{j(\omega_c t + \hat{\vartheta}_{e_{inj}})}, \quad (3.2.15)$$

$$\mathbf{i}_n^+ = \frac{u_c}{j(4\omega_c L_{sd} L_{sq})} (L_{sd} - L_{sq}) e^{j(\omega_c t - \hat{\vartheta}_{e_{inj}} + 2\vartheta_e)}, \quad (3.2.16)$$

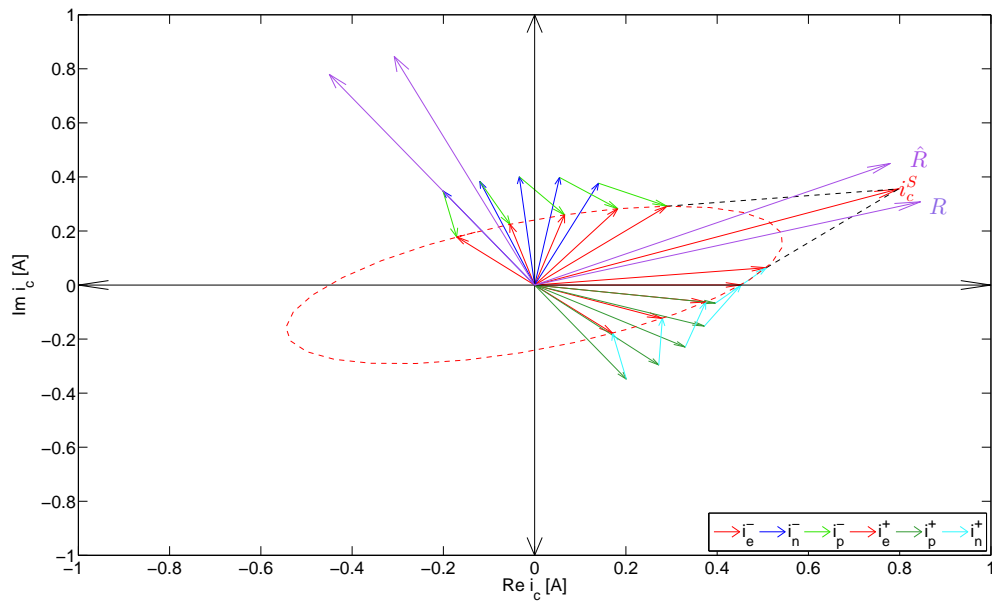
$$\mathbf{i}_p^- = \frac{u_c}{j(4\omega_c L_{sd} L_{sq})} (L_{sd} + L_{sq}) e^{j(-\omega_c t + \hat{\vartheta}_{e_{inj}})}, \quad (3.2.17)$$

$$\mathbf{i}_n^- = \frac{u_c}{j(4\omega_c L_{sd} L_{sq})} (L_{sd} - L_{sq}) e^{j(-\omega_c t - \hat{\vartheta}_{e_{inj}} + 2\vartheta_e)}. \quad (3.2.18)$$

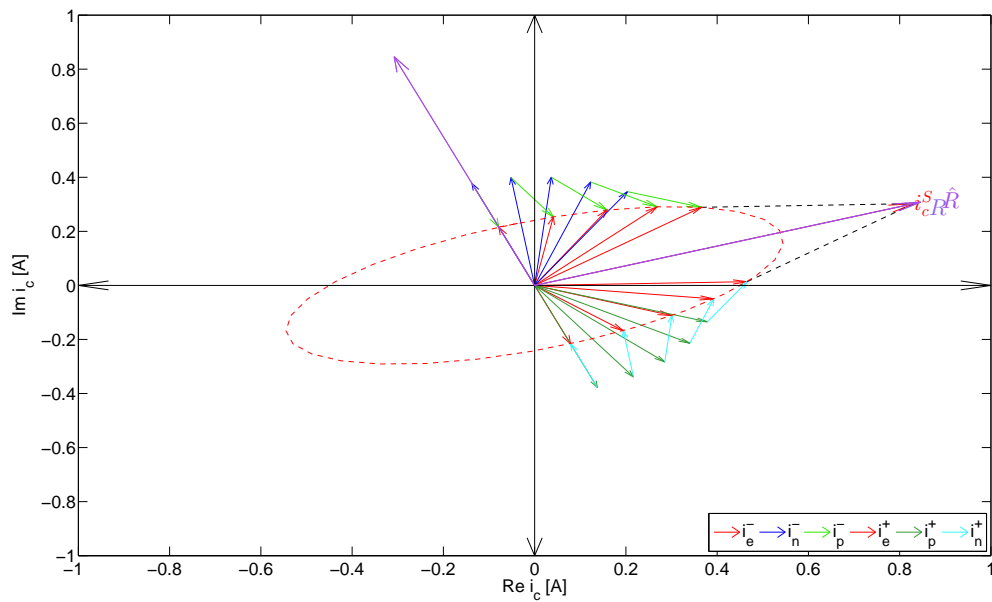
Tyto složky jsou graficky znázorněny na Obr. 3.2.6. Zachycuje situaci pro pět časových okamžiků pro situaci, kdy je injektováno harmonické napětí ve směru osy  $d$  systému  $\hat{R}$ . V horní části diagramu jsou kladně rotující složky, ve spodní záporně rotující. Je vidět, že koncové body dané součty  $\mathbf{i}_p^+ + \mathbf{i}_n^+$  resp.  $\mathbf{i}_p^- + \mathbf{i}_n^-$  opisují eliptickou trajektorii s hlavní poloosou, která je ve směru osy  $d$  systému  $R$ . Výsledný vektor  $i_c^{(S)}$  je v obrázku naznačen červenou barvou jako výsledek vektorového součtu kladně a záporně rotujících složek. Obdobně lze provést vektorové součty i pro další časové okamžiky a lze vypočítat, že všechny výsledné vektory budou ležet na jedné přímce. O tom jaký bude tato přímka svírat úhly s osou  $d$  systému  $R$  rozhoduje vzájemné natočení systémů  $R$  a  $\hat{R}$ . Pokud budou tyto systémy totožné pak i tato přímka, na které leží výsledné vektory, bude ležet v ose  $d$  systému  $R$  jak znázorňuje vektorový diagram Obr. 3.2.7<sup>1</sup>. Toto má velký význam pro praktickou realizaci algoritmu pracujícího na principu injektování testovacího napětí a bude podrobněji rozebráno v kapitole 5.1.

<sup>1</sup>Vektorové diagramy na Obr. 3.2.6 a Obr. 3.2.7 jsou pro lepší názornost záměrně kresleny pro velký rozdíl mezi příčnou a podélnou indukčností. Použitý rozdíl je  $L_{sd} = 0,4L_{sq}$ , což je pro skutečné PMSM nedosažitelné.





OBR. 3.2.6: FÁZOROVÁ INTERPRETACE ROVNICE 3.2.13



OBR. 3.2.7: FÁZOROVÁ INTERPRETACE ROVNICE 3.2.13- ÚHLOVÝ ROZDÍL MEZI SYSTÉMY  $R$  A  $\hat{R}$  ROVEN  $0^\circ$

## 4 Bezsenzorové řízení PMSM s EKF

Jak již bylo zmíněno v úvodu této práce, rozšířený Kalmanův filtr je algoritmus ze skupiny metod, které jsou založeny na výpočtu matematického modelu motoru. Matematický model motoru může sám o sobě estimovat požadované veličiny potřebné pro řízení pohonu, ale pokud má poskytovat správné parametry pro řízení PMSM, musí platit dva obecné předpoklady. Prvním je správně definovaný samotný model stroje, který zahrnuje všechny fyzikální děje. Dále by měl zahrnovat popis napájení z výkonového měniče, kde se projevují hlavně nelineární úbytky napětí na polovodičových prvcích a mrtvé časy. Druhým předpokladem je správné a přesné měření bez přídavného rušení a chyb, které mohou vzniknout v důsledku vzorkování a kvantizace. Oba předpoklady jsou však pouze teoretické a ve skutečnosti absolutně nereálné. Reálnou implementací modelu se musí přijmout jistá zjednodušení a tak model nepostihuje vše, co se v reálném pohonu děje. Dalším rušivým vlivem je jednoznačně šum měření. Toto vše ovšem v důsledku způsobí, že model neestimuje správně ve všech režimech a oblastech provozu pohonu. Velmi vážným problémem jsou zejména velmi nízké otáčky a stojící motor. V tomto režimu se nejvíce projevují zejména úbytky na polovodičových prvcích a efekt mrtvých časů. Problémem je zejména nepozorovatelnost stojícího motoru [12, 24, 25].

Jedním z mnoha přístupů, jak se s výše popsány problémy vyrovnat, je EKF. Je to algoritmus využívající zpětnovazební strukturu, který zavádí stochastický přístup k výpočtu modelu, tedy pracuje s nejistotami modelu a měření. Tento přístup přináší výhody v rozšíření oblasti, kde je model schopen estimovat a dále ve zpřesnění výsledků estimace. Nevýhodou těchto technik je ovšem podstatné zesložnění estimátoru, jeho komplikované nastavení a vyšší nároky na řídicí systém. Nastavení filtru je pak rozhodující pro chování celého estimátoru, zejména v oblasti nízkých otáček. V současné době zatím neexistuje obecně použitelný způsob naladění filtru, což je jedním z jeho největších problémů.

### 4.1 Teorie rozšířeného Kalmanova filtru

Standardní Kalmanův filtr slouží pro estimaci diskrétně řízeného procesu, který ovšem předpokládá, že systém bude lineární. Estimace stavů pohonu s PMSM však představuje nelineární problém. Z tohoto důvodu je nutno na systém s PMSM pohlížet z pohledu teorie rozšířeného Kalmanova filtru, který přináší způsob, jak se s nelinearitami vypořádat. Obecně lze systém

s PMSM definovat jako [26]:

$$\mathbf{x}_k = f(\mathbf{x}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}) + \mathbf{w}_{k-1}, \quad (4.1.1)$$

$$\mathbf{z}_k = h(\mathbf{x}_k) + \mathbf{v}_k, \quad (4.1.2)$$

kde  $\mathbf{x}_k$ ,  $\mathbf{x}_{k-1}$  je stavový vektor systému v čase  $k$ ,  $k - 1$ ,  $\mathbf{z}_k$  je vektor pozorování,  $\mathbf{u}_k$  je vektor vstupu systému, funkce  $f$  je přechodová funkce modelu (predikuje stav systému na základě předchozího stavu systému a ze znalosti vstupního vektoru v předchozím kroku). Funkce  $h$  je přenosová funkce modelu systému. Členy  $\mathbf{w}_k$  a  $\mathbf{v}_k$  představují šum modelu systému a šum pozorování a jejich hustoty pravděpodobností se předpokládají jako:

$$\mathbf{w}_k \sim N(0, \mathbf{Q}), \quad (4.1.3)$$

$$\mathbf{v}_k \sim N(0, \mathbf{R}), \quad (4.1.4)$$

tedy jedná se o šumy, která mají Gaussovská rozdělení se střední hodnotou v nule a variancemi určenými prostřednictvím kovariančních matic  $\mathbf{Q}$  a  $\mathbf{R}$ . Jinak řečeno, tyto matice dávají informaci o tom, jak přesný je predikční model a pozorování, respektive jak moc se může měření a výsledky počítaného modelu odchýlovat od skutečnosti. Šum je dán chybou kvantování, vzorkování a chyby AD převodníku v případě pozorování a chybou parametrů, případně nezahrnutými fyzikálními jevy pro predikční model. Tyto matice jsou obvykle uvažovány jako konstantní, neboť jsou dány obecnou znalostí systému a konfigurací systému, které se v čase nemění. Za předpokladu znalosti měření v čase  $k - 1$  platí:

$$\mathbf{x}_{k-1} \sim N(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{P}_{k-1}), \quad (4.1.5)$$

kde  $\mathbf{P}_{k-1}$  je kovarianční matice odhadu stavu systému a skutečný stav systému v čase  $k - 1$  odpovídá normálnímu rozdělení se střední hodnotou  $\hat{\mathbf{x}}_{k-1}$  (odhad stavu v čase  $k - 1$ ) s variancí danou  $\mathbf{P}_{k-1}$ . Tato matice tedy vyjadřuje aktuální kvalitativní stav estimace, tedy jak moc se může výsledek estimace odlišovat od skutečnosti.

### Odhad stavu systému

Jak již bylo zmíněno dříve, EKF je algoritmus, který je zaměřený na nelineární systémy. EKF tedy na rozdíl od KF používá linearizovaný model. Linearizace může být provedena různými způsoby [27]. Z důvodu jednoduchosti a relativně přijatelné chyby při nízké vzorkovací frekvenci lze použít polynom Taylorova rozvoje prvního řádu, kde se nelineární model linearizuje v okolí odhadu, dostupného v konkrétním čase. Linearizací rovnice (4.1.1) pomocí Taylorova rozvoje dostaneme:

$$\mathbf{x}_k \approx f(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}) + \nabla f_x(\mathbf{x}_{k-1} - \hat{\mathbf{x}}_{k-1}) + \mathbf{w}_{k-1} \quad (4.1.6)$$

Za předpokladu, že linearizujeme v okolí nejlepší estimace, lze provést zjednodušení  $\mathbf{x}_{k-1} = \hat{\mathbf{x}}_{k-1}$  a pak linearizovaný model nabývá tvaru:

$$\mathbf{x}_k \approx f(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}) + \mathbf{w}_{k-1}. \quad (4.1.7)$$

Predikce stavu systému spočívá v odhadu stavu systému  $\bar{\mathbf{x}}_k$  a v odhadu kovarianční matice  $\bar{\mathbf{P}}_k$ . Stav je vyjádřen jako:

$$\bar{\mathbf{x}}_k = f(\hat{\mathbf{x}}_{k-1}, \mathbf{u}_{k-1}), \quad (4.1.8)$$

Výpočet odhadu kovarianční matice je dán [26]:

$$\bar{\mathbf{P}}_k = \mathbf{F}_k \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{F}_k^T + \mathbf{Q}, \quad (4.1.9)$$

$\mathbf{F}_k$  je v tomto případě jakobián funkce  $f$  v čase  $k - 1$  a je dán [26]:

$$\mathbf{F}_k = \frac{\partial f(k-1)}{\partial \hat{\mathbf{x}}_{k-1}}. \quad (4.1.10)$$

### Oprava odhadu stavu systému

Obdobně jako model systému se linearizuje i pozorování (měření). Linearizací rovnice (4.1.2) získáme:

$$\mathbf{z}_k \approx h(\bar{\mathbf{x}}_k) + \nabla h(\mathbf{x}_k - \bar{\mathbf{x}}_k) + \mathbf{v}_k, \quad (4.1.11)$$

kde  $\bar{\mathbf{x}}_k$  je predikovaný stavu systému z první části algoritmu. Za předpokladu, že linearizujeme v okolí nejlepšího odhadu, lze provést zjednodušení  $\mathbf{x}_k = \bar{\mathbf{x}}_k$  a pak linearizovaný model nabývá tvaru:

$$\mathbf{z}_k = h(\bar{\mathbf{x}}_k) + \mathbf{v}_k. \quad (4.1.12)$$

Oprava predikce stavu systému z předchozího kroku spočívá v opravě odhadu  $\bar{\mathbf{x}}_k$  a  $\bar{\mathbf{P}}_k$  z předchozího kroku. Tato oprava je podrobně odvozena v [26]. Výsledné rovnice jsou:

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \bar{\mathbf{x}}_k + \mathbf{K}(\mathbf{z}_k - h(\bar{\mathbf{x}}_k)), \quad (4.1.13)$$

$$\mathbf{P}_k = \bar{\mathbf{P}}_k - \mathbf{K} \mathbf{H} \bar{\mathbf{P}}_k, \quad (4.1.14)$$

kde

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.1.15)$$

$$\mathbf{K} = \bar{\mathbf{P}}_k \mathbf{H}^T \mathbf{S}^{-1}, \quad (4.1.16)$$

kde

$$\mathbf{S}^{-1} = [\mathbf{H}\bar{\mathbf{P}}_k\mathbf{H}^T + \mathbf{R}]^{-1}. \quad (4.1.17)$$

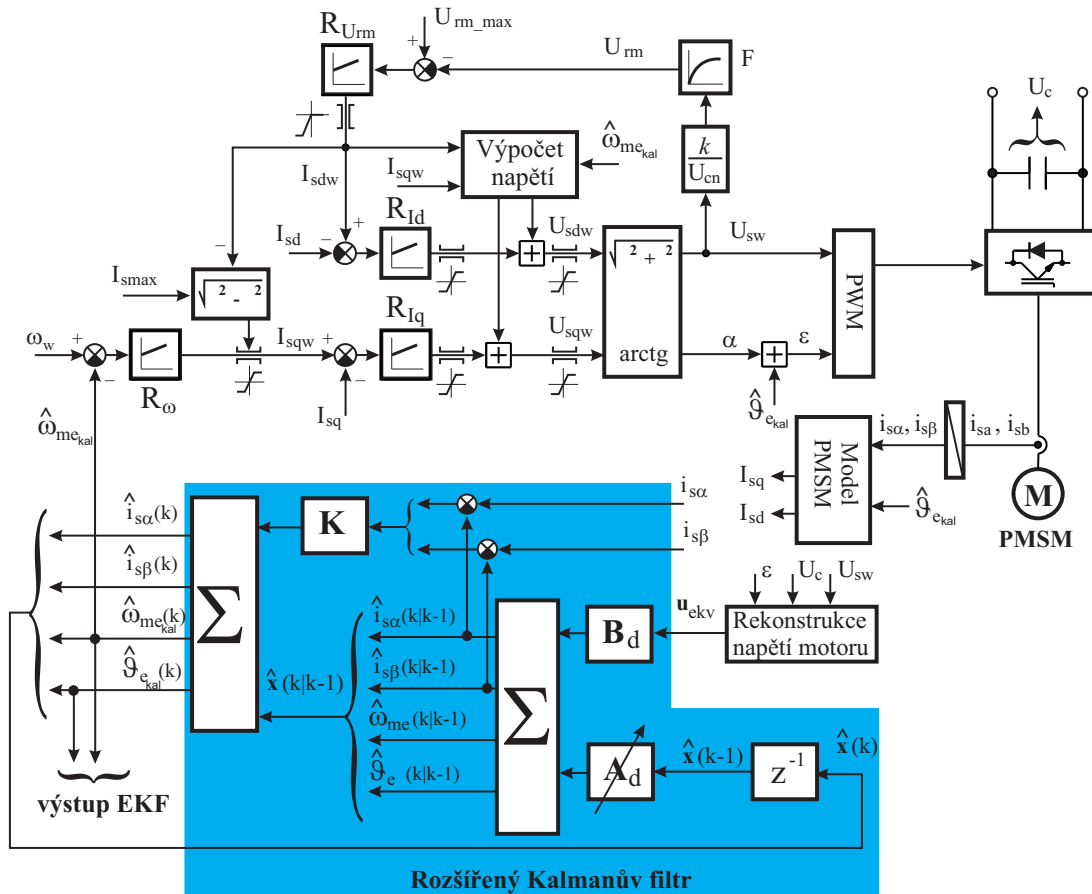
## 4.2 Implementace a experimentální ověření bezsenzorového řízení s rozšířeným Kalmanovým filtrem

V kapitole 4.1 popsaný obecný algoritmus EKF je možno implementovat pro bezsenzorové řízení PMSM. Reálný pohon se mimo jiné sestává z motoru, výkonového měniče a řídicího systému, který je založen na digitálním signálovém procesoru. V rámci této práce byl implementován EKF s modely ve stavovém prostoru 4. a 5. řádu, definované rovnicemi (3.1.20) a (3.1.21). EKF se stavovým modelem 5. řádu umožňuje kromě polohy a rychlosti motoru odhadovat ještě zátěžný moment motoru.

Navržený algoritmus byl začleněn do regulační struktury pohonu s PMSM a je znázorněn na Obr. 4.2.1. Regulační struktura je implementována do procesoru TMS320f2812 s pevnou řádovou čárkou. Z toho vychází požadavek na převod algoritmu do celočíselné formy.

Zvláštní kapitolou implementace je naladění filtru. Ladění filtru spočívá v určení prvků kovariančních matic  $\mathbf{Q}$ ,  $\mathbf{R}$  a  $\mathbf{P}(0)$ . Matice  $\mathbf{Q}$  a  $\mathbf{P}(0)$  mají rozměr 4x4 (v případě modelu dle (3.1.21) je to rozměr 5x5) a matice  $\mathbf{R}$  je v obou případech 2x2. Význam těchto matic byl popsán v předcházejících kapitolách. Velkým problémem ladění, je neznalost přesných vlastností šumu pozorování a modelu (předpokládá se Gaussovo rozdělení hustoty pravděpodobnosti) a z tohoto důvodu se ladění provádělo experimentálně. Pro zjednodušení problému se všechny tři matice považují za diagonální, tedy mají všude kromě hlavní diagonály nulové prvky. Dalším zjednodušením je, že prvky  $q_{00}$  a  $q_{11}$  matice  $\mathbf{Q}$  odpovídají oba proudům, tedy mohou nabývat stejných hodnot a obdobně i diagonální prvky matice  $\mathbf{R}$  jsou shodné. Ladění filtru tedy spočívá v nastavení tří hodnot prvků matic  $\mathbf{Q}$  a jedné hodnoty  $\mathbf{R}$ , resp. čtyř pro  $\mathbf{Q}$  a jedné pro  $\mathbf{R}$  u stavového prostoru 5x5. Počáteční nastavení matice  $\mathbf{P}(0)$  je vhodné nastavit tak, že diagonální prvky jsou nastaveny na maximální hodnotu, (v případě formátu pevné řádové čárky  $q_{0.15}$  je to hodnota 32767), což odpovídá tomu, že výstupům filtru dáváme malou pravděpodobnost, že jsou správné. Použitím pevné řádové čárky vyvstává problém s omezením prvků kovarianční matice  $\mathbf{P}$ . Je nutné omezovat zejména prvky  $p_{22}$  a  $p_{33}$ , které mohou přetékat.

Další problematikou, která má zásadní vliv na kvalitu estimace je způsob zadávání resp. přesněji řečeno způsob vyhodnocení vstupního napětí motoru. Toto napětí má vliv na pracovní bod modelu. Napětí, které lze změřit na svorkách motoru je pulzně modulované, a nelze ho tedy použít pro výpočet modelu. Napětí se tedy musí vyhodnocovat nepřímo. Lze použít napětí, které se zadává střídači (řídicí signály střídače), ale musí se kompenzovat vliv odchylky skutečného (měřeného) napětí na kondenzátoru v ss obvodu střídače od jmenovitého napětí na kondenzátoru vstupního filtru. Namísto měření jednotlivých fázových napětí se tedy měří napětí v ss. meziobvodu a jednotlivá fázová napětí se ze znalosti regulačně zadávaných referencí dopočítají.



OBR. 4.2.1: STRUKTURA POHONU S PMSM A VEKTOROVÝM ŘÍZENÍM A ROZŠÍŘENÝM KALMANOVÝM FILTREM

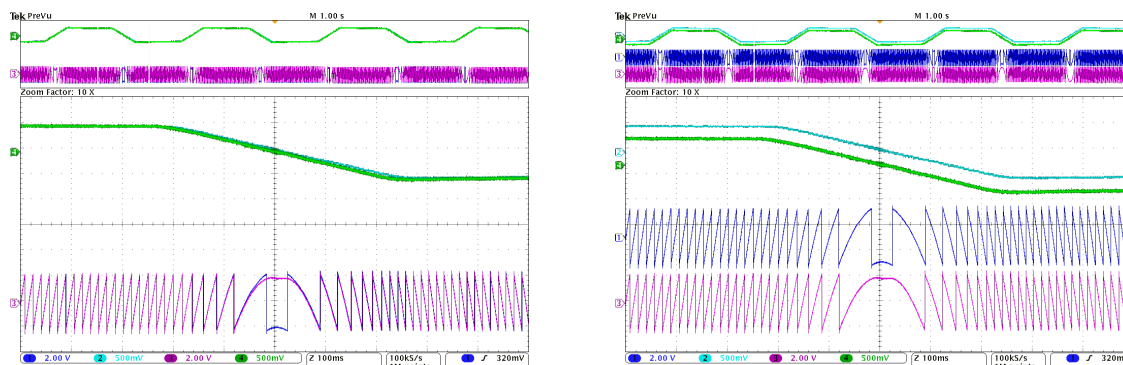
#### 4.2.1 Experimentální ověření bezsenzorového řízení s EKF se stavovým prostorem 4. řádu

Implementovaný algoritmus byl testován na pohonu o jmenovitém výkonu 10,7 kW. Motor byl součástí soustrojí s asynchronním motorem, který byl napájen z frekvenčního měniče a používal přímé řízení momentu. Pro následující testy v této kapitole byl EKF naladěn iteračním způsobem. Počáteční nastavení kovariančních matic je uvedeno v příloze.

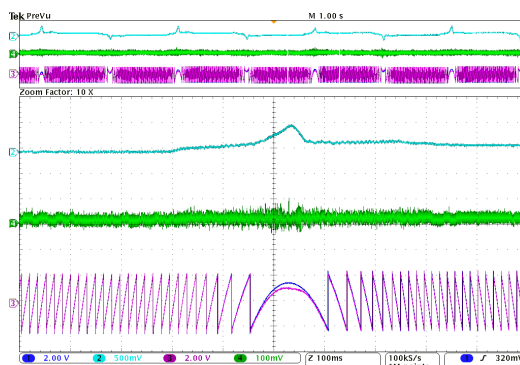
V následujících oscilogramech jsou vždy zachyceny poloha skutečná, změřena absolutním čidlem (ARC), poloha estimovaná Kalmanovým filtrem, dále rychlost skutečná, vypočtená jako derivace polohy z ARC a rychlost estimovaná Kalmanovým filtrem. Zobrazená rychlost je rychlost elektrická, tedy rychlost hřídele motoru násobená počtem pólů. Požadovaná rychlost je zadávána po rampě, aby bylo možno lépe zachytit chování estimátoru při průchodu nulovými otáčkami. Kovarianční matice filtru byly počítány ve formátu  $q0.15$ . Vzorkovací perioda filtru byla zvolena  $125 \mu s$  a nebyly aplikovány žádné algoritmy na kompenzaci mrtvých časů. Pro spínací frekvenci střídače byla použita hodnota  $8 kHz$ . Prováděné experimenty lze rozdělit do dvou skupin. Nejprve jsou uvedeny experimenty v otevřené smyčce. To znamená, že pro

regulaci pohonu byla využívána informace o poloze a el. rychlosti rotoru z čidla na hřídeli a EKF pouze sledoval tyto veličiny.

Na Obr. 4.2.2 je znázorněn přechodový děj reverzace motoru s lichoběžníkovým řídicím profilem se sklonem rampy 240 Hz/s. Požadovaná el. rychlost byla  $\pm 60$  Hz. Obr. 4.2.3 zachycuje přechodový děj, za stejných podmínek jako na Obr. 4.2.2. Zobrazuje průběhy odchylek mezi



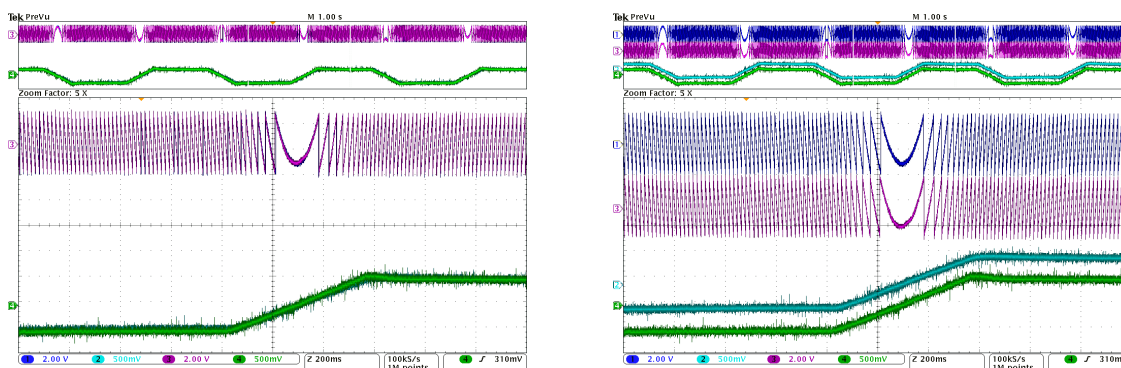
OBR. 4.2.2: PŘECHODOVÝ DĚJ – OTEVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDICÍ PROFIL, RAMPA 240 Hz/s, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 60$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-EL. RYCHLOST ROTORU ARC ČIDLO (120 Hz/V), CH3-POLOHA ROTORU ESTIMACE EKF (72 DEG/V), CH4-EL. RYCHLOST ROTORU EKF (120 Hz/V)



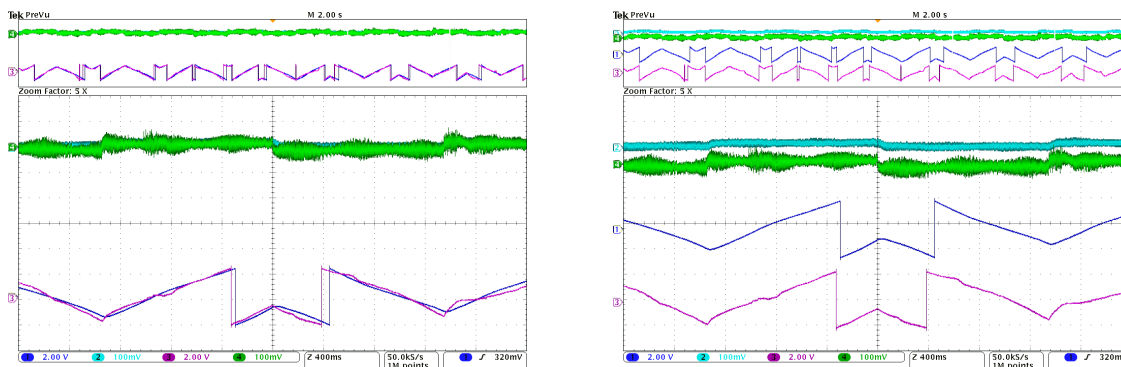
OBR. 4.2.3: PŘECHODOVÝ DĚJ - OTEVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDICÍ PROFIL, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 60$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2- CHYBA V ESTIMACI POLOHY (72 DEG/V), CH3-POLOHA ROTORU ESTIMACE EKF (72 DEG/V), CH4- CHYBA V ESTIMACI EL. RYCHLOSTI ROTORU (120 Hz/V)

skutečnými a estimovanými veličinami. Je možné vysledovat, že největší chyby polohy se filtr dopouští v okamžiku průchodu nulovými otáčkami a velikost chyby pro zobrazený přechodový děj je cca 29°. V ustáleném stavu je chyba přibližně 2°. Obr. 4.2.4 se od předchozích odlišuje pouze strmostí zadávané rampy rychlosti. Je vidět, že při strmější rampě je chyba estimace podstatně menší, protože kritická oblast velmi nízkých otáček, kde estimátor funguje špatně, je projeta rychleji. Špatnou funkci filtru v oblasti nízkých otáček dokládá i Obr. 4.2.5, které zachycují reverzaci pohonu při otáčkách  $\pm 1$  Hz, tedy blízko hranice oblasti, kde filtr ještě konverguje.

Obr. 4.2.6 zobrazuje výsledek testu, kdy byl PMSM v režimu regulace momentu a el. rotorová rychlost soustrojí byla udržována pomocí asynchronního motoru na hodnotě 2,35 Hz (35 ot. /min.). Požadovaný moment byl zadáván po lichoběžníkovém profilu s maximální hodnotou  $\pm 1,5$  Nm. Pro nižší el. rotorové rychlosti a stejné hodnoty zátěžného momentu filtr přestával konvergovat (nepřípustné chyby v poloze). Obr. 4.2.7 zachycuje reverzaci v uzavřené regulační smyčce, kdy byla poloha a otáčky estimované filtrem zavedeny do vektorového řízení a pohon byl provozován nezávisle na čidlu polohy. Čidlo polohy bylo používáno pouze pro potřeby srovnání s estimovanými stavovými veličinami.

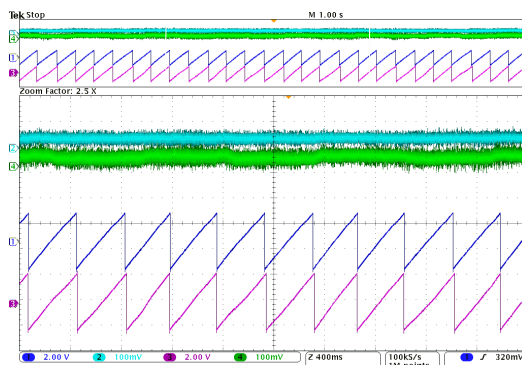


OBR. 4.2.4: PŘECHODOVÝ DĚJ – OTEVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDICÍ PROFIL, RAMPA 260 Hz/s, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 60$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-EL. RYCHLOST ROTORU ARC ČIDLO (120 Hz/V), CH3-POLOHA ROTORU ESTIMACE EKF (72 DEG/V), CH4-EL. RYCHLOST ROTORU EKF (120 Hz/V)

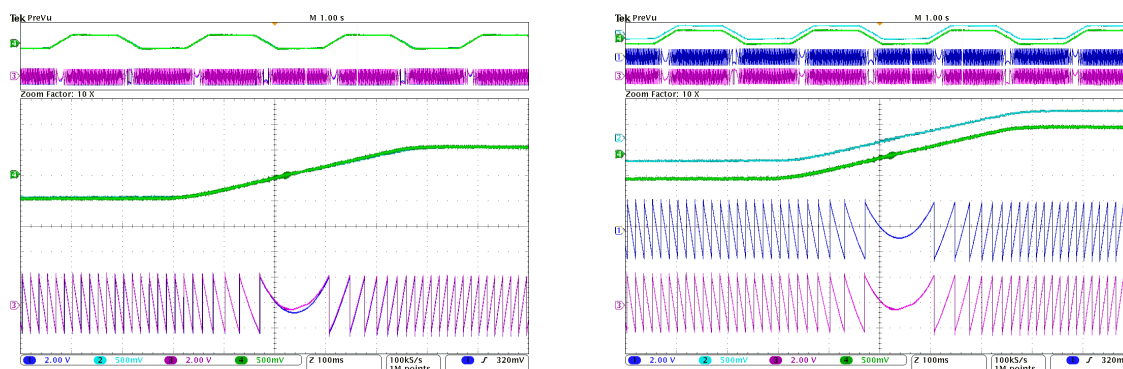


OBR. 4.2.5: PŘECHODOVÝ DĚJ - OTEVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDICÍ PROFIL, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 1$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-EL. RYCHLOST ROTORU ARC ČIDLO (120 Hz/V), CH3-POLOHA ROTORU ESTIMACE EKF (72 DEG/V), CH4-EL. RYCHLOST ROTORU EKF (120 Hz/V)





OBR. 4.2.6: PŘECHODOVÝ DĚJ – OTEVŘENÁ SMYČKA, REVERZACE MOMENTU, POŽADOVANÝ MOMENT MOTORU  $\pm 1,5$  NM, 35 OT. /MIN., CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-EL. RYCHLOST ROTORU ARC ČIDLO (120 HZ/V), CH3-POLOHA ROTORU ESTIMACE EKF (72 DEG/V), CH4-EL. RYCHLOST ROTORU EKF (120 HZ/V)

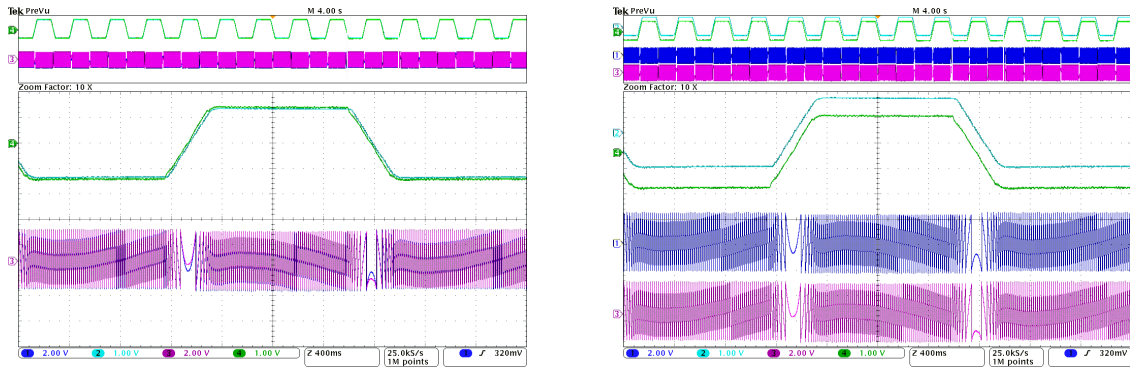


OBR. 4.2.7: PŘECHODOVÝ DĚJ – UZAVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDICÍ PROFIL, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 60$  HZ, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-EL. RYCHLOST ROTORU ARC ČIDLO (120 HZ/V), CH3-POLOHA ROTORU ESTIMACE EKF (72 DEG/V), CH4-EL. RYCHLOST ROTORU EKF (120 HZ/V)

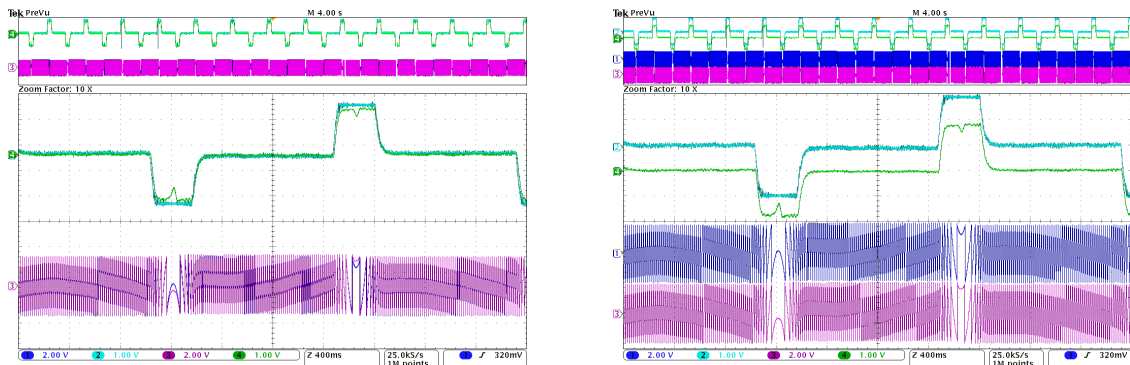
## 4.2.2 Experimentální ověření bezsenzorového řízení s EKF se stavovým prostorem 5. řádu

V případě stavového prostoru 5. řádu vzrůstají výpočetní nároky a z tohoto důvodu musela být prodloužena perioda vzorkování na  $250 \mu s$ . Ladění filtru bylo provedeno opět experimentálně. Nastavení kovariančních matic je uvedeno v příloze.

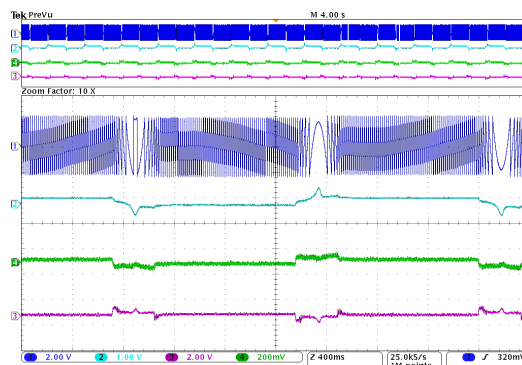
Na Obr. 4.2.8 až Obr. 4.2.10 jsou uvedeny průběhy pro přechodový děj, kdy byl zadáván lichoběžníkový řídicí profil s požadovanou el. rotorovou frekvencí  $\pm 60$  Hz. Na Obr. 4.2.8 jsou srovnávány polohy a rychlosti, Obr. 4.2.9 pak srovnává skutečný a estimovaný zátěžný moment. Obr. 4.2.10 pak uvádí průběh a velikosti chyb, kterých se filtr dopouští při estimaci polohy, rychlosti a momentu. Maximální chyba v poloze byla  $29^\circ$ , v ustáleném stavu pak méně než  $2^\circ$  elektrické. Průchod nulou se negativně projevuje zejména na estimovaném momentu, kde chy-



OBR. 4.2.8: PŘECHODOVÝ DĚJ – OTEVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDICÍ PROFIL, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 60$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-EL. RYCHLOST ROTORU ARC ČIDLO (40 Hz/V), CH3-POLOHA ROTORU ESTIMACE EKF (72 DEG/V), CH4-EL. RYCHLOST ROTORU EKF (40 Hz/V)

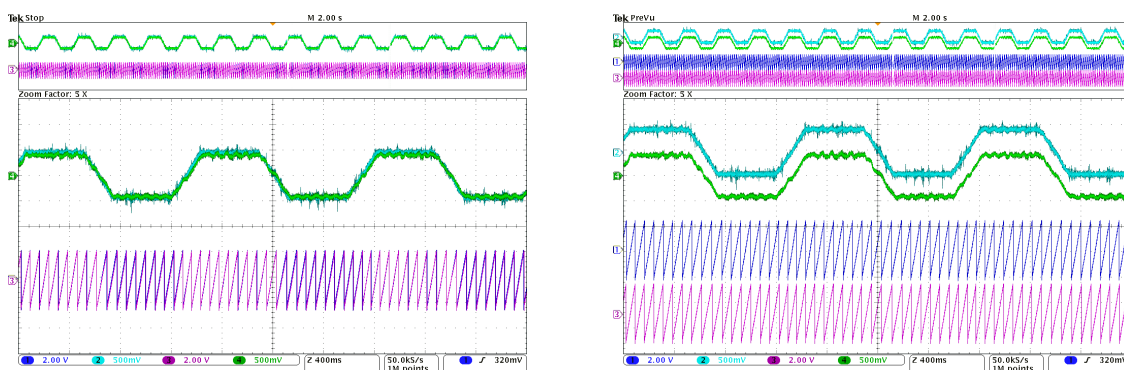


OBR. 4.2.9: PŘECHODOVÝ DĚJ – OTEVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDICÍ PROFIL, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 60$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2- ZÁTĚŽNÝ MOMENT SKUTEČNÝ (10 NM/V), CH3-POLOHA ROTORU ESTIMACE EKF (72 DEG/V), CH4-ZÁTĚŽNÝ MOMENT ESTIMOVANÝ POMOCÍ EKF (10 NM/V)

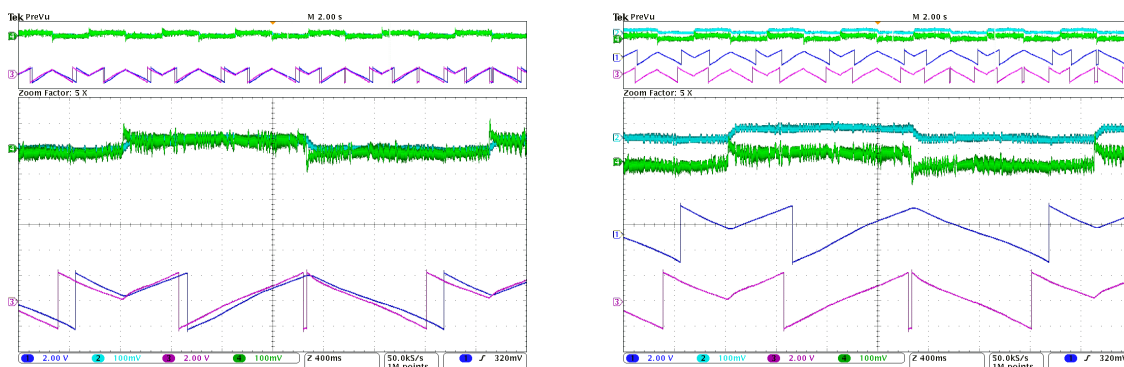


OBR. 4.2.10: PŘECHODOVÝ DĚJ – OTEVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDICÍ PROFIL, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 60$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2- CHYBA V ESTIMACI POLOHY (72 DEG/V), CH3-CHYBA V ESTIMACI ZÁTĚŽNÉHO MOMENTU (10 NM/V), CH4- CHYBA V ESTIMACI EL. RYCHLOSTI ROTORU (40 Hz/V)

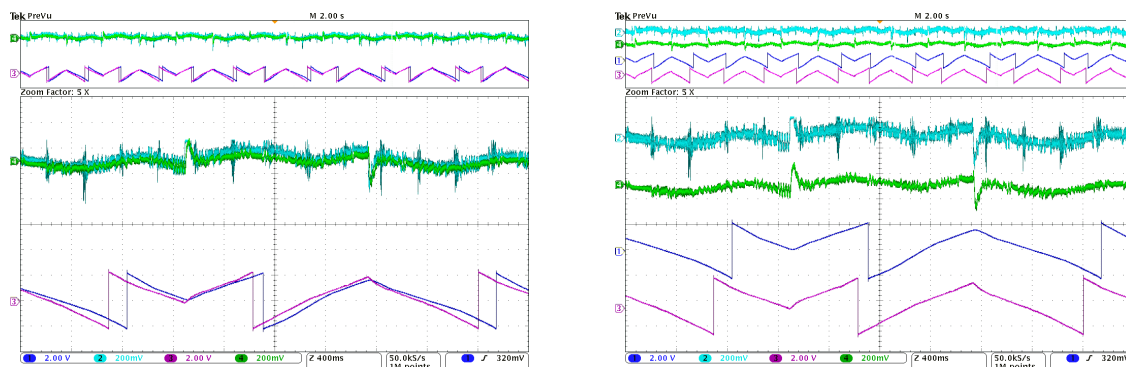
ba odhadu dosahuje hodnoty 3 Nm. Obr. 4.2.11 zachycuje děj, kde bylo pomocí frekvenčního měniče točeno asynchronním motorem rychlostí 200 ot. /min. a pohonu s PMSM byl zadáván lichoběžníkový profil momentu. Zde je vidět, že filtr velmi dobře sleduje změny momentu na hřídeli. Na Obr. 4.2.12 až Obr. 4.2.14 jsou uvedeny průběhy pro přechodový děj, kdy byl zadáván lichoběžníkový řídicí profil s požadovanou el. rotorovou frekvencí  $\pm 1$  Hz, tedy ve velmi nízkých rychlostech. Z obrázků je zřejmé, že filtrem estimované veličiny vykazují poměrně velké zpoždění za skutečnými, a tím i vzrůstá nepřesnost estimace. Funkci filtru v uzavřené regulační smyčce, tedy po zavedení filtrem estimované polohy a el. rotorové rychlosti do regulačních algoritmů pohonu dokládají Obr. 4.2.15 a Obr. 4.2.16. Na Obr. 4.2.15 si lze povšimnout deformaci křivek el. rotorových rychlostí v oblasti nulových otáček.



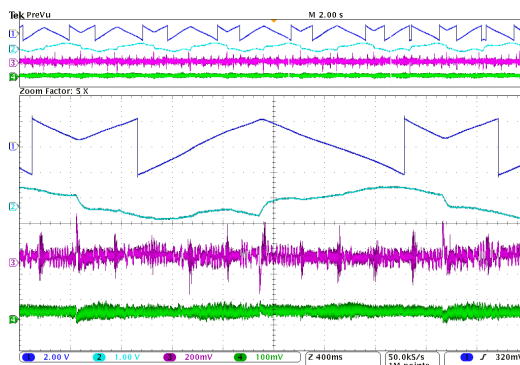
OBR. 4.2.11: PŘECHODOVÝ DĚJ – OTEVŘENÁ SMYČKA, REVERZACE MOMENTU, POŽADOVANÝ MOMENT MOTORU  $\pm 5$  NM, 200 OT. /MIN., CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-ZÁTĚŽNÝ MOMENT SKUTEČNÝ (10 NM/V), CH3-POLOHA ROTORU ESTIMACE EKF (72 DEG/V), CH4-ZÁTĚŽNÝ MOMENT ESTIMOVANÝ POMOCÍ EKF (10 NM/V)



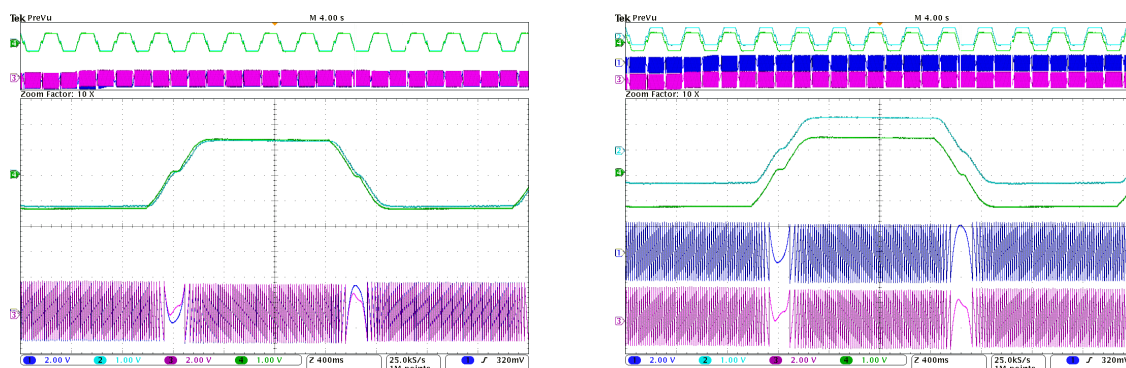
OBR. 4.2.12: PŘECHODOVÝ DĚJ – OTEVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDICÍ PROFIL, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 1$  HZ, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-EL. RYCHLOST ROTORU ARC ČIDLO (40 HZ/V), CH3-POLOHA ROTORU ESTIMACE EKF (72 DEG/V), CH4-EL. RYCHLOST ROTORU EKF (40 HZ/V)



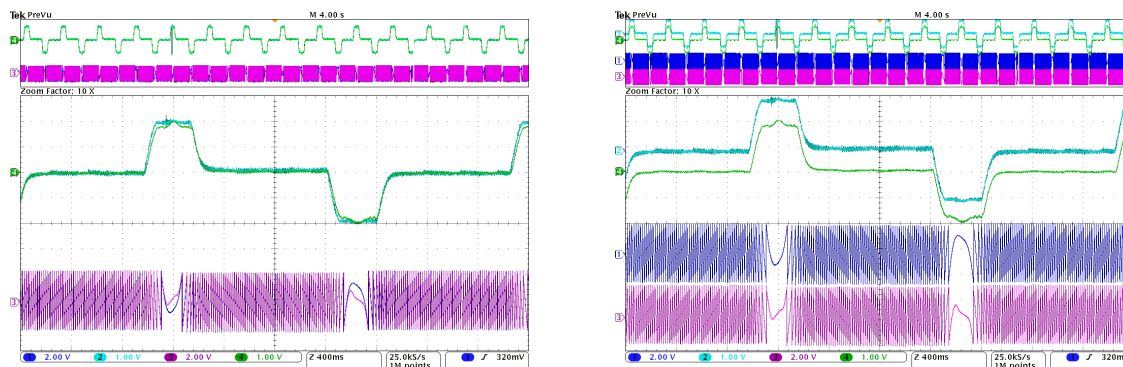
OBR. 4.2.13: PŘECHODOVÝ DĚJ – OTEVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDICÍ PROFIL, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 1$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2- ZÁTĚŽNÝ MOMENT SKUTEČNÝ (10 NM/V), CH3-POLOHA ROTORU ESTIMACE EKF (72 DEG/V), CH4-ZÁTĚŽNÝ MOMENT ESTIMOVANÝ POMOCÍ EKF (10 NM/V)



OBR. 4.2.14: PŘECHODOVÝ DĚJ – OTEVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDICÍ PROFIL, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 1$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2- CHYBA V ESTIMACI POLOHY (72 DEG/V), CH3-CHYBA V ESTIMACI ZÁTĚŽNÉHO MOMENTU (10 NM/V), CH4- CHYBA V ESTIMACI EL. RYCHLOSTI ROTORU (40 Hz/V)



OBR. 4.2.15: PŘECHODOVÝ DĚJ – UZAVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDICÍ PROFIL, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 60$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2- EL. RYCHLOST ROTORU ARC ČIDLO (40 Hz/V), CH3-POLOHA ROTORU ESTIMACE EKF (72 DEG/V), CH4-EL. RYCHLOST ROTORU EKF (40 Hz/V)



OBR. 4.2.16: PŘECHODOVÝ DĚJ – UZAVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDICÍ PROFIL, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 60$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2- ZÁTĚŽNÝ MOMENT MOTORU SKUTEČNÝ (10 NM/V), CH3-POLOHA ROTORU ESTIMACE EKF (72 DEG/V), CH4- ZÁTĚŽNÝ MOMENT ESTIMOVANÝ POMOCÍ EKF (10 NM/V)

### 4.3 Dílčí závěr

V rámci této kapitoly byly předloženy výsledky experimentů, které byly provedeny na laboratorním prototypu o výkonu 10,7 kW. Testy se zaměřovaly zejména na přechodové děje spojené s reverzací motoru a na chování EKF v uzavřené regulační smyčce. Byly testovány dvě varianty filtru:

- stavový prostor 4. řádu (estimace polohy rotoru, el. rotorové rychlosti),
- stavový prostor 5. řádu (estimace polohy rotoru, el. rotorové rychlosti, zátěžného momentu).

Experimenty bylo ověřeno, že mimo oblast nízkých otáček se filtr dopouští chyby v ustáleném stavu méně než  $2^\circ$  elektrické. Oblast nízkých otáček je ohraničena el. rotorovou rychlostí přibližně 1 Hz. Chyba v okamžiku průchodu nulovými otáčkami byla naměřena max.  $29^\circ$  pro strmou řídicí rampu rychlosti 240 Hz/s. Pro pomalejší rampy by chyba samozřejmě narůstala (systém je v nulových otáčkách nepozorovatelný). Z provedených testů vyplývá, že v otevřené smyčce jsou algoritmy s oběma modely srovnatelné. Provedené testy ukázaly, že v okamžiku uzavření regulačních smyček (zavedení estimovaných veličin do regulačních obvodů) se filtr s modelem dle rovnice (3.1.18) během testů choval hůře, což vyplývá ze srovnání Obr. 4.2.15 a Obr. 4.2.7. Toto neodpovídá teoretickým předpokladům a lze to přisuzovat hůře nastaveným variancím kovariančních matic, než pro model 4. řádu. Ladění filtru s modelem 5. řádu představuje komplikovanější problém, protože se zde musí iteračně nalézt o jednu varianci více. Dalším faktorem zhoršující vlastnosti je použití nepřesných hodnot pro setrvačnost a statické tření.

Z experimentálních výsledků vyplývá, že se EKF s oběma variantami stavového prostoru příliš neliší co do kvality estimace. Jelikož je EKF se stavovým prostorem 5. řádu výpočetně náročnější, komplikovaněji nastavitelný, je výhodnější používat variantu s prostorem 4. řádu. Pouze v případě, kdy je potřeba odhadovat zátěžný moment, může EKF se stavovým prostorem 5. řádu nalézt uplatnění.

## 5 Bezenzorový algoritmus využívající anisotropii magnetického obvodu

V předchozí kapitole byl popsán EKF algoritmus, který je zástupce skupiny algoritmů založených na modelu stroje. Z naší práce [25] vyplývá, že systém je v nulových otáčkách nepozorovatelný. Naopak metody využívající anisotropii magnetického obvodu umožňují estimovat polohu a rychlost rotoru motoru i v nulových a velmi nízkých otáčkách. Anisotropie magnetického obvodu vyjadřuje fakt, že magnetický obvod podél obvodu stroje vykazuje rozdílné chování. Tato anisotropie je dána zejména konstrukčními vlastnostmi motoru (proměnná magnetická vodivost po obvodu stroje) a vlivem většího lokálního sycení magnetického obvodu statoru. Tyto anisotropie je možno detekovat injektováním vhodného testovacího signálu.

### 5.1 Pulsující injektážní metoda pro detekci polohy rotoru bez čidla polohy

V kapitole 3.2 jsou popsány obecné vlastnosti a zákonitosti, které souvisí s injektováním  $\forall$  signálu do statorového vinutí. V této kapitole je blíže popsán způsob, jakým lze využít vlastností PMSM motoru při injektování  $\forall$  signálu k identifikaci polohy a elektrické úhlové rychlosti rotoru. Tato práce je zaměřena na pulsující injektáže, které spočívají v injektování signálu do rotujícího systému. Alternativou jsou rotující injektáže, které v této práci nejsou popisovány.

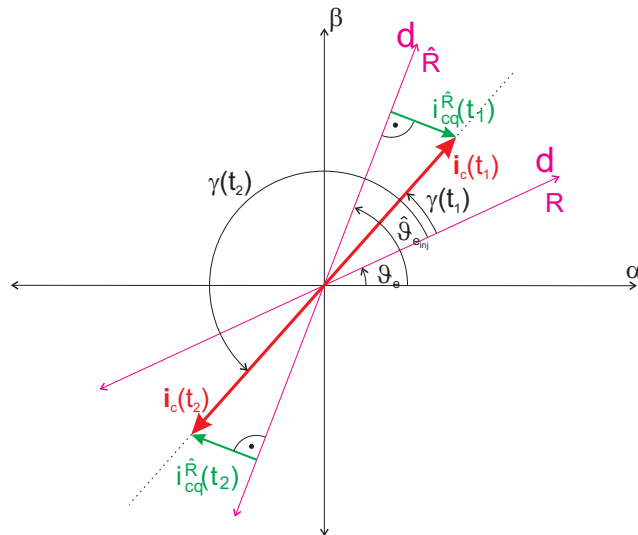
#### 5.1.1 Návrh estimátoru pro odhad polohy pro stojící motor a velmi nízké otáčky

Při návrhu estimátoru pro nízké otáčky se vychází z teoretických poznatků definovaných v modelu magnetické anisotropie (kapitola 3.2). Pulsující injektážní metody se vyznačují injektováním  $\forall$  signálu do rotujícího souřadného systému, který je označen jako estimovaný, nebo  $\hat{R}$ . Tento systém je fiktivní, který obecně nemusí být svázán s žádnou fyzikální veličinou. Na základě teoretické analýzy uvedené v kapitole 3.2 se pro něj ale dá učinit několik závěrů. Pokud se injektuje napěťový signál do osy  $d$ , tohoto systému dostaneme situace, které jsou znázorněny ve vektorových diagramech 3.2.6 a 3.2.7. Každý z obou diagramů znázorňuje situaci pro jednu vzájemnou polohu estimovaného systému  $\hat{R}$  a systému  $R$ , který je svázán s tokem permanentních magnetů. Z pohledu estimátoru je nejdůležitější se zaměřit na to, jak vypadá proudová odezva.

Pokud vezmeme jednu vzájemnou polohu těchto systémů a necháme oba systémy stát, tak proudová odezva bude taková, že se koncový bod výsledného vektoru proudu bude pohybovat po přímce. Pro určení vzájemného úhlu přímky a osy  $d$  systému  $R$  lze vyjít z rovnice (3.2.8):

$$\begin{aligned} \gamma &= \arctan \left( \frac{\frac{1}{L_{sq}} \sin(\hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e)}{\frac{1}{L_{sd}} \cos(\hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e)} \right) = \arctan \left( \frac{L_{sd} \sin(\hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e)}{L_{sq} \cos(\hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e)} \right) = \\ &= \arctan \left( \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \tan(\hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e) \right). \end{aligned} \quad (5.1.1)$$

Z této rovnice lze říci, že přímka se ztotožní s osou  $d$  systému  $R$  v případě, že rozdíl  $\hat{\vartheta}_{e_{inj}} - \vartheta_e$  bude roven 0 nebo  $\pi$ , neboli osa  $d$  systému  $R$  bude totožná s osou  $d$  systému  $\hat{R}$  případně bude v protifázi, což dokládá i fázorový diagram na Obr. 3.2.7. Toto je důležitým poznatkem pro samotný estimátor. Pokud se úhel  $\gamma$  nastaví nula, budou osy  $d$  systémů  $R$  a  $\hat{R}$  zarovnané a dostaneme tedy polohu toku permanentních magnetů. Protože jsou v injecktáži používány pro estimaci polohy systému  $R$ , jehož poloha je neznámá, tak jediné informace, které jsou k dispozici, jsou jednotlivé složky vektoru  $i_{cd}^{\hat{R}}$  a  $i_{cq}^{\hat{R}}$  v systému  $\hat{R}$ . Z fázorových diagramů lze vydedukovat, že zásadní vliv na velikost úhlu  $\gamma$  má právě složka  $i_{cq}^{\hat{R}}$  v systému  $\hat{R}$ . Pokud se tato složka vektoru proudové odezvy na injektovaný signál bude udržovat rovná nule, pak i úhel  $\gamma$  bude nulový. Bližší náhled na tuto situaci je znázorněn ve vektorovém diagramu na Obr. 5.1.1, který dokládá, že situace je komplikovanější. V diagramu je zachycena proudová odezva pro dva různé časové



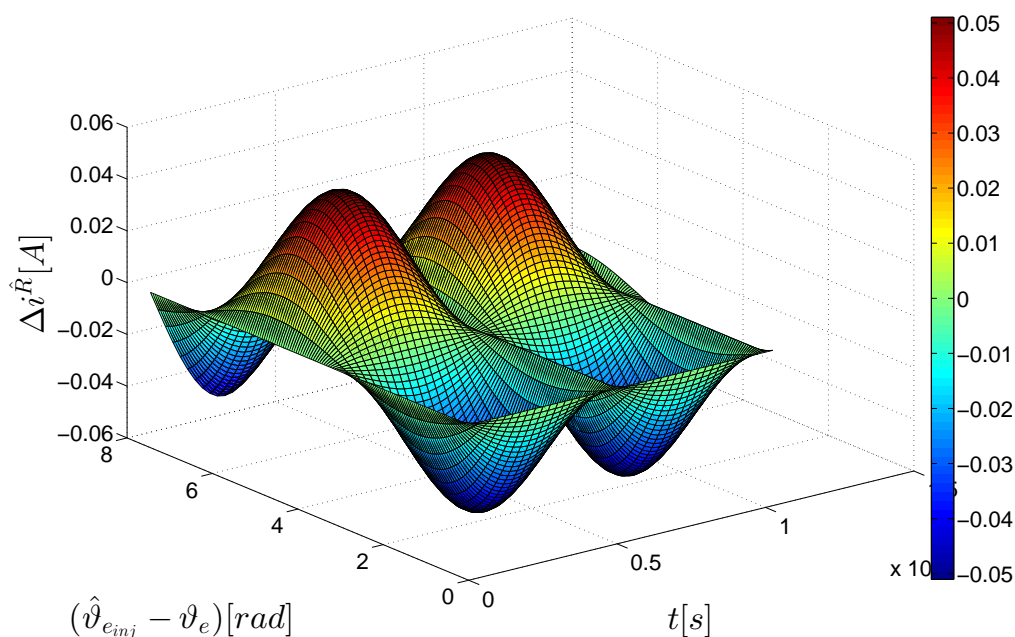
OBR. 5.1.1: PULSUJÍCÍ INJEKTÁŽE- FÁZOROVÝ DIAGRAM

okamžiky. Je zde vidět, že přestože jsou systémy  $R$  a  $\hat{R}$  stále ve stejné poloze, tak složky vektoru proudu  $i_{cq}^{\hat{R}}$  mají rozdílná znaménka, což by v jednom případě způsobovalo, že systémy  $R$  a  $\hat{R}$  se budou sblížovat a v druhém případě oddalovat. Toto je nutné v návrhu algoritmu zohlednit

a to tak, že se do estimátoru přidá ještě podmínka:

$$\Delta i^{\hat{R}} = i_{cq}^{\hat{R}} \cdot \text{sign} \left( i_{cd}^{\hat{R}} \right). \quad (5.1.2)$$

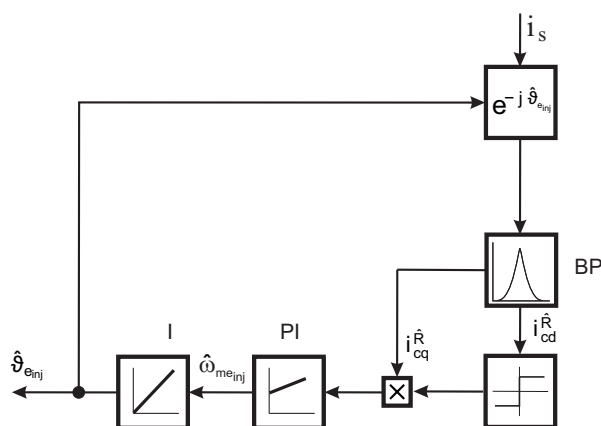
Minimalizací  $\Delta i^{\hat{R}}$  na nulu, dojde k nalezení polohy systému  $R$ . Jak vypadá tento signál v závislosti na čase a vzájemném natočení systémů  $R$  a  $\hat{R}$  znázorňuje průběh na Obr. 5.1.2.



OBR. 5.1.2: CHYBOVÝ INDIKÁTOR  $\Delta i^{\hat{R}}$  V ZÁVISLOSTI NA ČASE A VELIKOSTI ÚHLOVÉHO ROZDÍLU MEZI SYSTÉMY  $R$  A  $\hat{R}$

Principiálně je pulsující injektážní metoda znázorněna na Obr. 5.1.3. Princip činnosti je takový, že je měřen statorový proud, který se transformuje do systému  $\hat{R}$ . K tomu je nutná znalost polohy  $\hat{v}_{e_{inj}}$ , která je zavedena z výstupu estimátoru. Transformovaný signál je zaveden do pásmové propusti, kde se odfiltrují složky signálu, které neodpovídají injektované frekvenci, zejména jsou to složky odpovídající spínací frekvenci a dále složky odpovídající fundamentálním frekvencím souvisejícím s vlastní činností pohonu. Na vyfiltrovaný signál je již aplikována rovnice (5.1.2), vznikne tak vstupní signál pro PI regulátor, který má požadovanou hodnotu rovnou nule, tedy reguluje tak, aby  $\Delta i^{\hat{R}}$  byla rovná nule. Výstupem regulátoru je elektrická rotorová rychlost, která je jedním z výstupů estimátoru. Integrací této rychlosti dostaneme polohu  $\hat{v}_{e_{inj}}$ , která je druhým výstupem estimátoru. Výstupní poloha systému  $\hat{R}$  je zavedena zpět na vstup do transformačního bloku. Vzniká tak smyčka, která se chová jako fázový závěs.

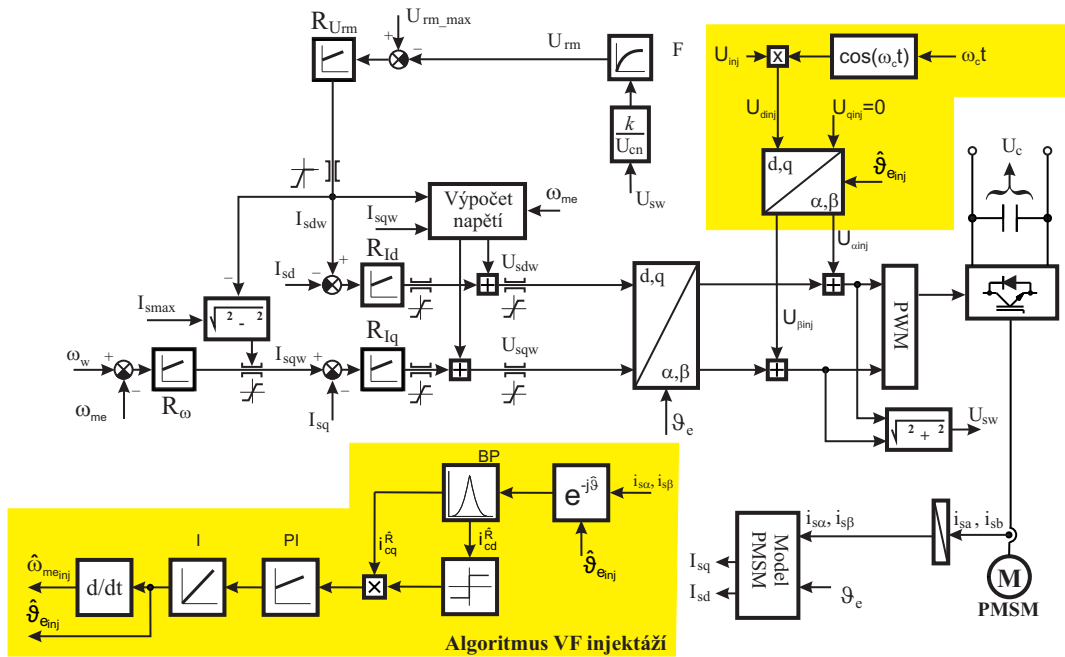




OBR. 5.1.3: PRINCIPÁLNÍ BLOKOVÉ SCHÉMA ZKOUMANÉ PULSUJÍCÍ INJEKTÁŽNÍ METODY

### 5.1.2 Implementace navrženého algoritmu do DSP

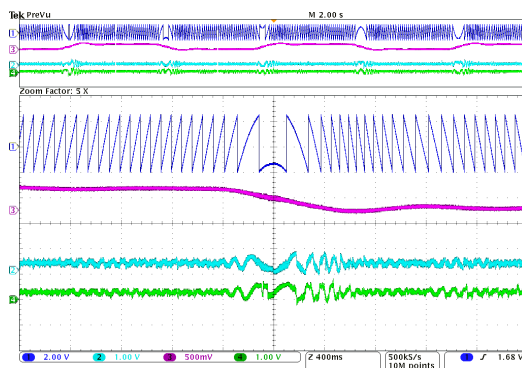
Výše navržený algoritmus byl implementován do řídicího DSP. Blokové schéma pohonu s estimátorem založeným na injeztážní metodě je na Obr. 5.1.4. Pohon je řízen pomocí klasického vektorově orientovaného řízení v kartézských souřadnicích s odděleným zadáváním tokotvorné a momentotvorné složky proudu (kap. 2). V blokovém schématu jsou bloky související s injeztážní metodou znázorněny žlutě. Jak bylo popsáno výše, algoritmus v injeztážní metodou je založen na injeztování vř signálu. V případě postaveného laboratorního prototypu pohonu PMSM je injeztován harmonický signál o frekvenci 1 kHz a amplitudě 8 V. Tento signál je injektován do  $d$  osy souřadného systému  $\hat{R}$  a poté je transformován do stojícího systému. Pro tuto transformaci je použit úhel z výstupu estimátoru. Výsledné složky napětí jsou přičteny k signálům zadávaným modulátoru. Takto implementované injektování signálu má výhodu v tom, že injeztážní metoda může fungovat v podobě estimátoru pracujícího volitelně v otevřené nebo uzavřené smyčce, neboli informace z estimátoru může být i nemusí být využita pro regulaci pohonu. Princip zpracování proudové odezvy na testovací injektovaný signál byl již popsán v předchozí kapitole, kde byl zmíněn i filtr typu pásmová propust, kterým se ze změřeného signálu vyjme užitečná část signálu- tj. proudová odezva o frekvenci testovacího napěťového signálu. Tento filtr je realizován filtrem s nekonečnou impulsní charakteristikou 4. řádu (IIR) . Návrh filtru lze provést jednoduše pomocí knihovní funkce v programu MATLAB. Důležité je však správně volit šířku pásma, tedy které frekvence filtr propustí. Příliš široké pásmo vede ve výsledku k lepší dynamice estimátoru, ale výsledná přesnost je horší. Součástí estimátoru je dále PI regulátor, kterým se dají ovlivňovat vlastnosti fázového závěsu. Volba jeho konstant byla provedena experimentálně. Použitý IIR filtr má frekvenci řezu 1kHz, šířku pásma 100 Hz, vzorkovací frekvencí 8kHz. PI regulátor má zesílení 700 a časovou konstantu 0,05.



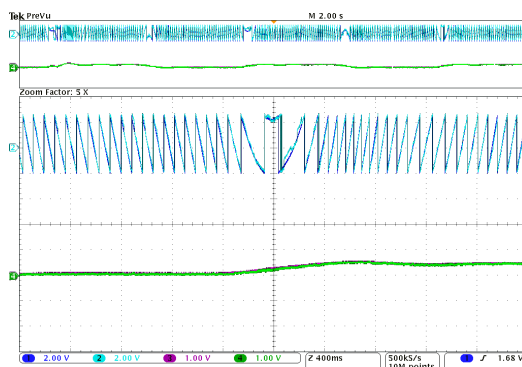
OBR. 5.1.4: BLOKOVÉ SCHÉMA NAVRŽENÉHO POHONU S ESTIMÁTOREM ZALOŽENÝM NA INJEKTÁŽNÍ METODĚ

### 5.1.3 Experimentální ověření na laboratorním prototypu pohonu

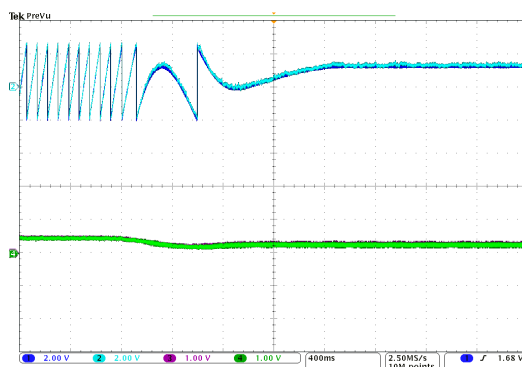
Zkoumaný estimátor byl testován na stejném laboratorním prototypu pohonu s PMSM jako v případě EKF. Algoritmus byl testován v otevřené smyčce, tedy pro řízení byla zavedena informace o poloze a rychlosti z ARC čidla na rotoru i ve smyčce uzavřené. Obr. 5.1.5 zobrazuje přechodový děj v otevřené regulační smyčce, kde byla prováděna reverzace pohonu v oblasti nízkých otáček pro elektrickou rychlost  $\pm 12$  Hz, je zde vidět, jak vypadají složky vektoru statového proudu, kdy je k základní harmonické složce přidán injektovaný signál. Obr. 5.1.6 znázorňuje přechodový děj o stejných parametrech jako v předchozím případě. V něm je vidět, že křivky rychlosti z čidla a z estimované injektážní metodou se téměř shodují. Obr. 5.1.7 zachycuje přechodový děj, kdy pohon brzdí z 12 Hz na 0 Hz. Je vidět, že estimátor sleduje dobře polohu i v nulové rychlosti. Obr. 5.1.8 zobrazuje průběh fázového proudu pohonu, který používá injektážní estimační algoritmus. V křivkách je vidět základní harmonická složka daná vlastní činností pohonu, v tomto případě momentotvornou složkou proudu, ke které se superponuje injektovaný signál. Z obrázku je dále vidět, že injektovaný signál má frekvenci 1 kHz a amplituda proudu, který odpovídá injektovanému vf napětíovému signálu je přibližně 475 mA.



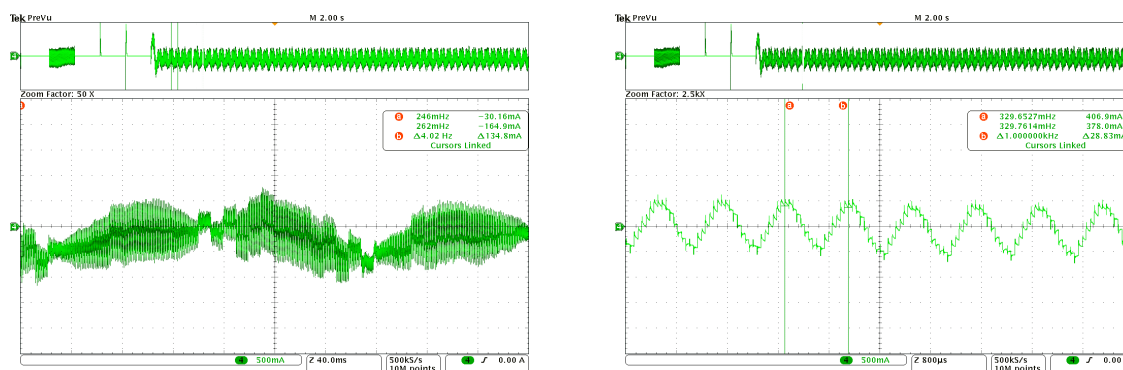
OBR. 5.1.5: PŘECHODOVÝ DĚJ - OTEVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDÍČÍ PROFIL, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 12$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2- PROUD  $i_{s\alpha}$  (22 A/V), CH3-EL. RYCHLOST ROTORU ARC ČIDLO (60 Hz/V), CH4-  $i_{s\beta}$  (22 A/V)



OBR. 5.1.6: PŘECHODOVÝ DĚJ - OTEVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDÍČÍ PROFIL, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 12$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-POLOHA ROTORU ESTIMACE EKF (72 DEG/V), CH3- EL. RYCHLOST ROTORU ARC ČIDLO (60 Hz/V), CH4- EL. RYCHLOST ROTORU INJEKTÁŽNÍ METODA (60 Hz/V)

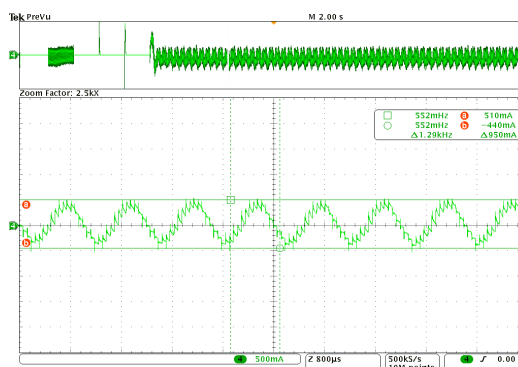


OBR. 5.1.7: PŘECHODOVÝ DĚJ - OTEVŘENÁ SMYČKA, SKOK POŽADOVANÉ EL. RYCHLOSTI ROTORU Z 12 Hz NA 0 Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-POLOHA ROTORU ESTIMACE EKF (72 DEG/V), CH3- EL. RYCHLOST ROTORU ARC ČIDLO (60 Hz/V), CH4- EL. RYCHLOST ROTORU INJEKTÁŽNÍ METODA (60 Hz/V)



(a) fázový proud

(b) detail fázový proud



(c) detail fázový proud

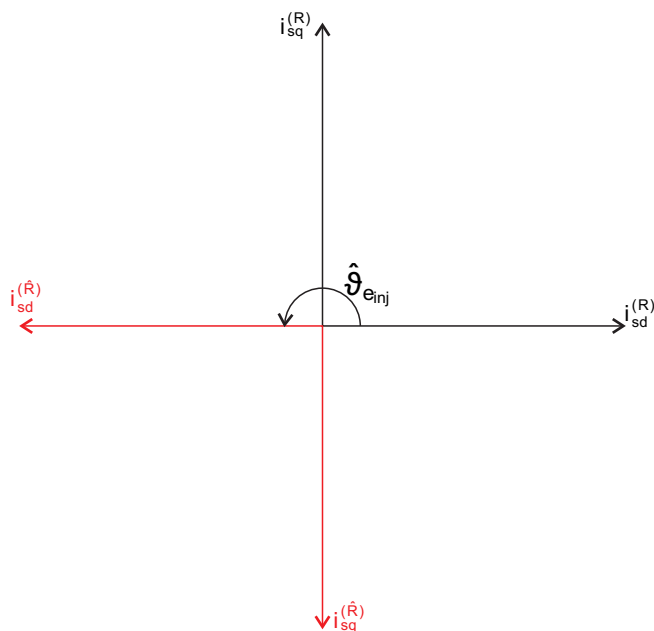
OBR. 5.1.8: PŘECHODOVÝ DĚJ - OTEVŘENÁ SMYČKA, START POHONU, SKOK POŽADOVANÉ EL. RYCHLOSTI ROTORU Z 0 HZ NA 4 HZ, CH4- FÁZOVÝ PROUD  $i_a$  (0,5 A/DIV)

## 5.2 Nalezení správné polaroty magnetického toku permanentních magnetů

V předchozích kapitolách byl naznačen velmi závažný problém injektážních metod, kterým je nalezení správné magnetické polaroty permanentních magnetů. Navržený injektážní algoritmus je založen na minimalizaci  $\Delta i^{\hat{R}}$  na nulu. Z Obr. 5.1.2 je zřejmé, že tento stav nastává pro dva možné úhly natočení mezi systémy  $R$  a  $\hat{R}$  a to pro  $0$  a  $\pi$ . Z toho vyplývá, že estimátor založený na injektážní metodě má dva stabilní stavy, z nichž jeden je z pohledu výsledku estimace nesprávný. Důsledky nesprávně určené magnetické polaroty mohou být fatální. Situaci zachycuje vektorový diagram na Obr. 5.2.1. Pokud dojde k chybnému vyhodnocení polaroty, dojde z pohledu regulace pohonu k vytvoření kladné zpětné vazby jak v regulační smyčce momentotvorné složky vektoru proudu, tak i v tokotvorné smyčce.

### 5.2.1 Úprava navrženého estimátoru pro správné určení polaroty magnetů

Výše popsáný problém představuje velice obtížně řešitelnou úlohu. Pro vyřešení této úlohy lze použít takovou proceduru, kdy se nejprve ve směru osy  $d$  a poté v protisměru injektují krátké



OBR. 5.2.1: FÁZOROVÝ DIAGRAM- INJEKTÁŽNÍ METODOU NESPRÁVNĚ URČENÁ MAGNETICKÁ POLARITA ROTOROVÉHO TOKU

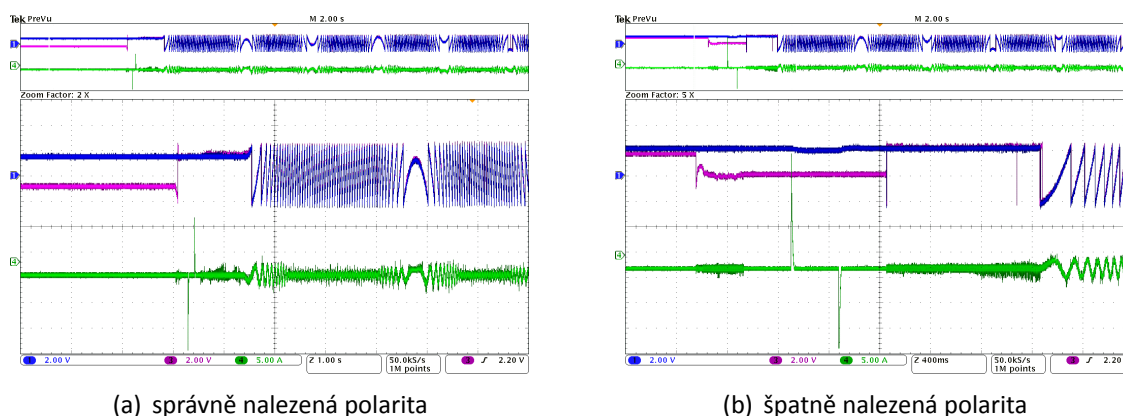
napěťové pulsy, tato myšlenka byla nastíněna v publikaci [14]. Tyto pulsy samozřejmě způsobí proudovou odezvu ve formě proudové špičky jejíž maximální velikost je ovlivněna velikostí indukčností v daném směru a parametry pulsů. Indukčnost ve směru osy  $d$  je v tomto případě nepatrně menší než ve směru opačném. Toto je způsobeno tím, že ve směru osy  $d$  se nachází severní pól magnetu a ve směru opačném jižní pól. Injektované pulsy vytvoří magnetický tok, který se v případě injektování do kladného směru osy  $d$  sečte s tokem permanentního magnetu a v případě záporného směru osy  $d$  odečte. Tyto výsledné toky lokálně sytí magnetické obvody a vlivem toho dochází i ke změnám indukčností, které jsou závislé na velikosti lokálních sytění.

Procedura zjišťování polohy rotoru tedy probíhá tak, že po startu pohonu se nejprve spustí injektážní algoritmus, který nalezne osu magnetů. Poté jsou injektovány pulsy v obou směrech osy  $d$ . Pulsy mají tvar napěťových obdélníků o stejných amplitudách a délkách. Prostým porovnáním amplitud proudových odezev, lze usoudit, ve kterém směru osy  $d$  je menší indukčnost a z této rozdílnosti určit i polaritu permanentních magnetů. Tato procedura funguje spolehlivě za předpokladu, že se rotor neotáčí a že napěťové pulsy mají stejné parametry. Velmi důležité je také, aby počáteční nalezení osy  $d$  bylo velmi přesné. Případná nepřesnost se projeví tím, že injektované pulsy budou mít i  $q$  složku (momentotvornou), která způsobí momentový ráz a ten může způsobit pootočení rotoru, a tím znehodnotit celý test polarity. Dalším důležitým požadavkem jsou správné parametry napěťového pulsu. Je nutné volit jeho velikost tak, aby vzniklý proudový puls lokálně nasytil magnetický obvod a zároveň aby proud nedosáhl takové hodnoty, kdy by již došlo k poškození pohonu. Tyto parametry tak musí být navrhovány podle proudové časové konstanty motoru. Nevýhodou takového hledání polarity je právě to, že ji lze provádět pouze při stojícím rotoru, což omezuje použití a nelze ho tedy použít ke kontinuál-

ní kontrole polohy. Letmý start taktéž není možný. V publikaci [28] lze nalézt další způsob, jak odhadovat magnetickou polaritu, a to pomocí druhé harmonické injektované proudové komponenty. Tato metoda však nevykazovala v laboratoři spolehlivé chování, neboť velikost složky, na základě které se rozhoduje o polaritě, je v případě použitého motoru na hranici chyby měření.

### 5.2.2 Experimentální ověření na laboratorním prototypu pohonu s PMSM

Upravený estimátor byl implementován do DSP a byla ověřena jeho funkčnost experimenty na postaveném laboratorním modelu pohonu s PMSM o jmenovitém výkonu 10,7 kW. Na Obr. 5.1.8 je vidět průběh startovací procedury na fázovém proudu. Nejprve je spuštěn injektážní algoritmus, ten je poté vypnut a do estimátorem nalezené osy  $d$  jsou injektovány pulsy popsané v předchozí kapitole. Po vyhodnocení polarity magnetů je spuštěn injektážní algoritmus, již se správnou magnetickou polaritou magnetického toku, a s ním i celý pohon. Podobné přechodové děje představují průběhy na Obr. 5.2.2. Tyto průběhy jsou více zaměřeny na vlastnosti z pohledu estimace polohy. V prvním případě injektážní algoritmus našel správně polaritu a tak detekce polarity již polohu nemusela korigovat. Ve druhém případě byla polarita na začátku



(a) správně nalezená polarita

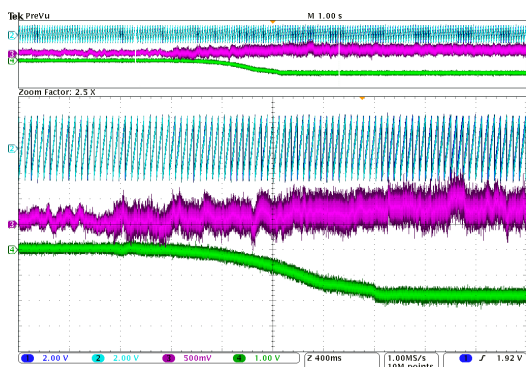
(b) špatně nalezená polarita

OBR. 5.2.2: PŘECHODOVÝ DĚJ - DETEKCE MAGNETICKÉ POLARITY, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH3-POLOHA ROTORU ESTIMACE INJEKTÁŽNÍ ESTIMÁTOR (72 DEG/V), CH4-FÁZOVÝ PROUD MOTORU  $i_a$  (5 A/DIV)

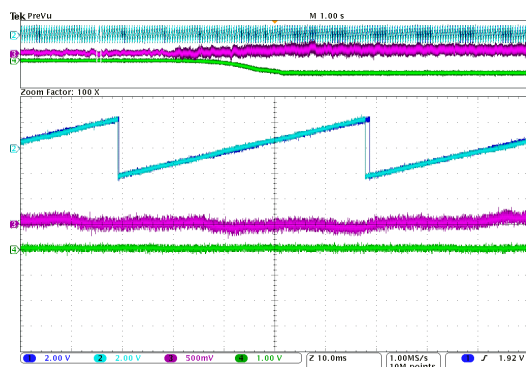
vyhodnocena špatně a prostřednictvím algoritmu detekce polarity korigována. V průbězích fázových proudů si lze dobře povšimnout rozdílnosti velikostí jednotlivých proudových pulsů. Je však nutné zdůraznit, že se jedná o fázový proud a tak z tohoto oscilogramu nelze usuzovat, který puls odpovídá kladnému směru osy. To lze usoudit pouze při pohledu na průběh estimované polohy.

### 5.3 Vliv zatížení PMSM na přesnost estimace polohy

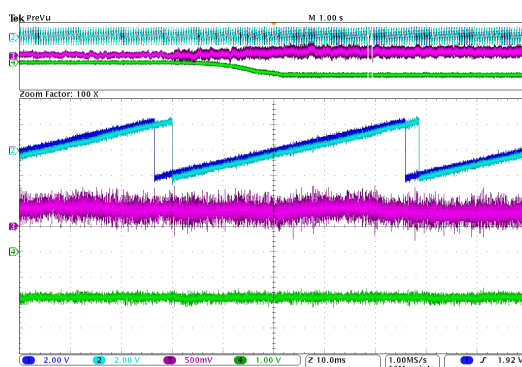
Součástí testů na laboratorním prototypu byl také test, který by ověřil schopnost injektážního algoritmu poskytovat správnou informaci o poloze rotorového toku a o rychlosti v případech různého zatížení stroje. V práci [29] je uváděna silná závislost magnetické anisotropie na zatížení pohonu s PMSM. Je zde popsána dokonce situace, kdy dochází k tomu, že indukčnosti ve směrech os  $d$  a  $q$  se vyrovnají a injektážní metoda tedy nemůže z principu fungovat. Laboratorní prototyp pohonu tedy byl podroben testům, kdy byl PMSM postupně zatěžován až jmenovitým momentem. Testy probíhaly na laboratorním pohonu, kde byl testovaný PMSM na hřídeli spojen s asynchronním motorem. Asynchronní motor byl provozován v režimu řízení otáček a PMSM byl v režimu řízení momentu, kde se zadával požadovaný moment, v případě tohoto testu jmenovitý. Na oscilogramech na Obr. 5.3.1 je zachycen výsledek zatěžovacího testu pohonu s bezsenzorovým algoritmem založeným na injektážní metodě. Je zde dobře vidět, že chyba estimace polohy se mění v závislosti na momentu PMSM. Chyba estimace polohy je v případě nulového zatěžovacího momentu přibližně  $3^\circ$  elektrické, v případě jmenovitého za-



(a) Celkový přechodový děj



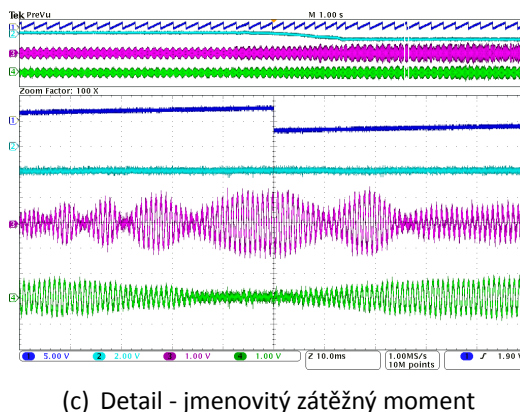
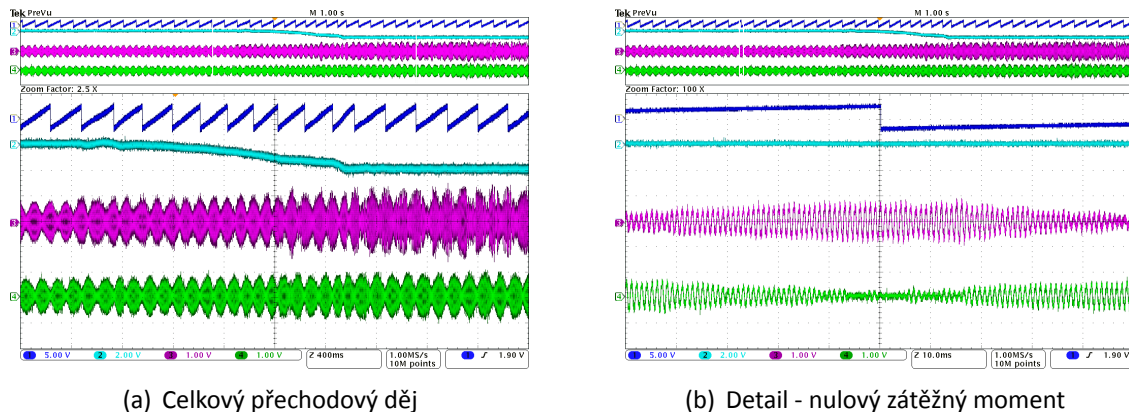
(b) Detail - nulový zátěžný moment



(c) Detail - jmenovitý zátěžný moment

OBR. 5.3.1: PŘECHODOVÝ DĚJ- OTEVŘENÁ REGULAČNÍ SMYČKA – POŽADOVANÁ EL. ROTOROVÁ RYCHLOST 20 HZ – ZMĚNA ZÁTĚŽNÉHO MOMENTU Z NULY NA JMENOVITÝ PO RAMPĚ, CH1: POLOHA TOKU PERMANENTNÍHO MAGNETU – ČIDLO (72DEG/V), CH2: POLOHA TOKU PERMANENTNÍHO MAGNETU – ESTIMOVANÁ (72DEG/V), CH3: CHYBA ESTIMACE POLOHY (72DEG/V), CH4: MOMENT STROJE (20NM/V)

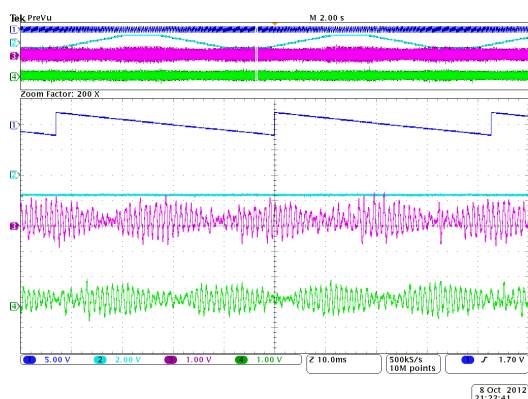
tížení přibližně  $20^\circ$  elektrických. Toto už je zásadní chyba, která kvalitu estimace posouvá do neakceptovatelné roviny. Pro podrobnější analýzu byly ještě zkoumány průběhy proudu na injektované frekvenci v osách  $d$  a  $q$ . Výsledkem je Obr. 5.3.2, které znázorňují tzv. "bochánky". Pro zachycení takovýchto průběhů, se nechá fázový závěs rozpojen, harmonické napětí se injek-



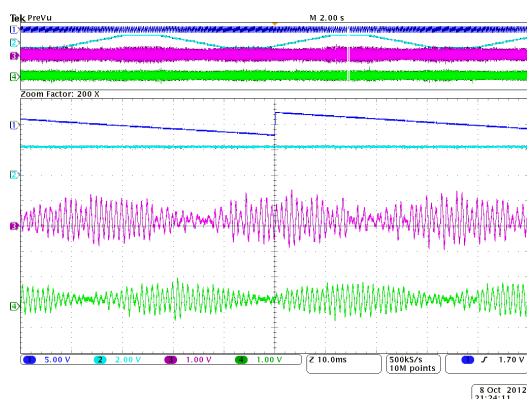
OBR. 5.3.2: PŘECHODOVÝ DĚJ- OTEVŘENÁ REGULAČNÍ SMYČKA – POŽADOVANÁ EL. ROTOROVÁ RYCHLOST 5 HZ – ZMĚNA ZÁTĚŽNÉHO MOMENTU Z NULY NA JMENOVITÝ PO RAMPĚ, CH1: POLOHA TOKU PERMANENTNÍHO MAGNETU – ČIDLO (72DEG/V), CH2: MOMENT STROJE (20NM/V), CH3:  $i_{sd}$  VYFILTROVANÉ (0,7A/V), CH4:  $i_{sq}$  VYFILTROVANÉ (0,7A/V)

tuje do osy, která má v čase konstantní polohu. Z průběhů je vidět rozdílná amplituda proudu na injektované frekvenci pro osu  $d$  a osu  $q$ , což je způsobeno rozdílnou indukčností po obvodu stroje. V předchozích kapitolách bylo popsáno, že injektážní metoda funguje tak, že proud na injektované frekvenci v ose  $q$  je regulován na hodnotu nula. Při hodnotě nula odpovídá estimovaná poloha poloze skutečné. Toto by mělo být na Obr. 5.3.2 rozpoznatelné tak, že v okamžiku, kdy dochází k přetečení polohy z  $\pi$  na  $-\pi$ , musí proud v ose  $q$  nabývat hodnoty 0. Porovnáním detailů pro nezatížený a zatížený stroj lze vypořadovat, že toto zarovnání platí pouze pro nezatížený pohon. Postupným zatěžováním motoru, dochází k posunu nuly proudu v ose  $q$ . Tento posun odpovídá chybě estimace polohy z průběhů na Obr. 5.3.1. Z Obr. 5.3.3 a Obr. 5.3.4 lze vypořadovat, že velikost chyby estimace je závislá na znaménku zátěžného momentu a chyba





(a) Detail - jmenovitý záporný zátěžný moment



(b) Detail - jmenovitý kladný zátěžný moment

OBR. 5.3.3: PŘECHODOVÝ DĚJ- OTEVŘENÁ REGULAČNÍ SMYČKA – POŽADOVANÁ EL. ROTOROVÁ RYCHLOST 20 HZ – ZMĚNA POŽADOVANÉHO MOMENTU, LICHOBĚŽNÍKOVÝ PROFIL  $\pm 40$  NM, CH1: POLOHA TOKU PERMANENTNÍHO MAGNETU – ČIDLO (72DEG/V), CH2: MOMENT STROJE (20NM/V), CH3:  $i_{sd}$  VYFILTROVANÉ (0,7A/V), CH4:  $i_{sq}$  VYFILTROVANÉ (0,7A/V)

estimace tak může nabývat obou polarit, tedy estimovaná poloha předbíhá skutečnou, nebo naopak.

Z výše uvedeného vyplývá, že injektážní metoda ve své základní podobě vykazuje značnou závislost na zatěžovacím momentu stroje. Důvodem je, že algoritmus v základní podobě zanedbává některé důležité vlastnosti PMSM, které zhoršují kvalitu estimace. Především se jedná o vzájemnou indukčnost mezi osami  $d$  a  $q$   $L_{sdq}$  (5.3.1).

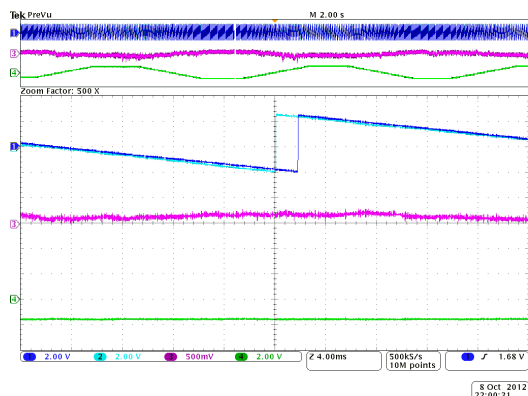
$$\mathbf{L}_s^{(R)} = \begin{bmatrix} L_{sd} & L_{sdq} \\ L_{sdq} & L_{sq} \end{bmatrix} \quad (5.3.1)$$

Pokud je motor zatěžován, je motoru vektorovým řízením vnučována složka vektoru proudu  $i_{sq}$ . Toto způsobuje, že dochází ke zvyšování sycení stroje. Toto sycení mění průběh anisotropie stroje- tak, že k dochází k posunu, který byl pozorován v předchozích experimentech. Takováto chyba estimace může být kompenzována na základě změřeného proudu  $i_{sq}$  [30].

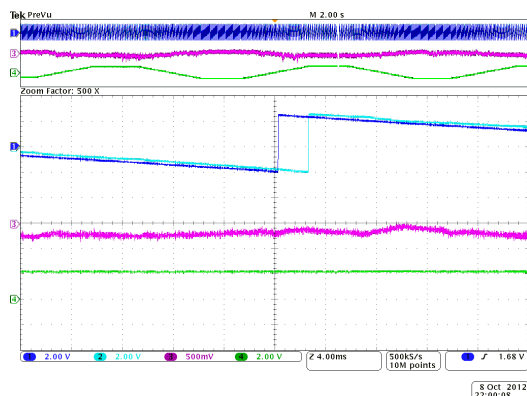
## 5.4 Vyhodnocování magnetické anisotropie pomocí EKF

V kapitole 5.1 byl popsán způsob jakým lze využít magnetickou anisotropii PMSM k detekci polohy magnetického toku permanentních magnetů a rotorové rychlosti. V této kapitole bude popsán další způsob, jakým lze tuto magnetickou anisotropii detekovat, a to pomocí EKF. Systém může být popsán následujícím predikčním modelem jako:

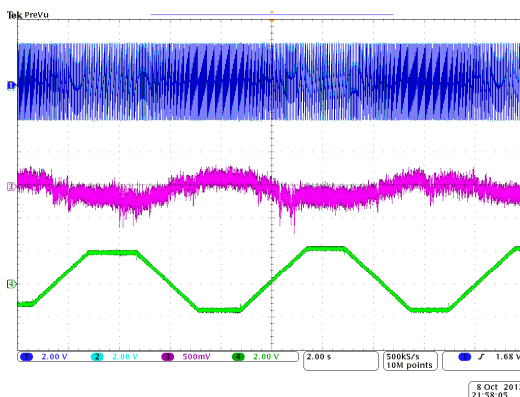
$$\begin{bmatrix} \omega_{me}(k) \\ \vartheta_e(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \Delta t & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_{me}(k-1) \\ \vartheta_e(k-1) \end{bmatrix}. \quad (5.4.1)$$



(a) Detail - záporný jmenovitý zátěžný moment



(b) Detail - kladný jmenovitý zátěžný moment



(c) Celkový přechodový děj

OBR. 5.3.4: PŘECHODOVÝ DĚJ- OTEVŘENÁ REGULAČNÍ SMYČKA – POŽADOVANÁ EL. ROTOROVÁ RYCHLOST 5 HZ – ZMĚNA POŽADOVANÉHO MOMENTU, LICHOBĚŽNÍKOVÝ PROFIL  $\pm 40$  NM, CH1: POLOHA TOKU PERMANENTNÍHO MAGNETU – ČIDLO (72DEG/V), CH2: POLOHA TOKU PERMANENTNÍHO MAGNETU – ESTIMOVANÁ (72DEG/V), CH3: CHYBA ESTIMACE POLOHY (72DEG/V), CH4: MOMENT STROJE (20NM/V)

Rovnici pozorování lze odvodit z (3.2.8):

$$i_{cq}^{(R)} = i_{cd}^{(R)} \cdot \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \tan(\hat{\vartheta}_e - \vartheta_e). \quad (5.4.2)$$

Pokud je rozdíl mezi úhly malý, je možno provést zjednodušení:

$$i_{cq}^{(R)} = i_{cd}^{(R)} \cdot \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \sin(\hat{\vartheta}_e - \vartheta_e). \quad (5.4.3)$$

Matice  $F$  je pak s využitím rovnice (4.1.10) vyjádřena jako:

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \Delta t & 1 \end{bmatrix}. \quad (5.4.4)$$

Matice  $H$  je definována:

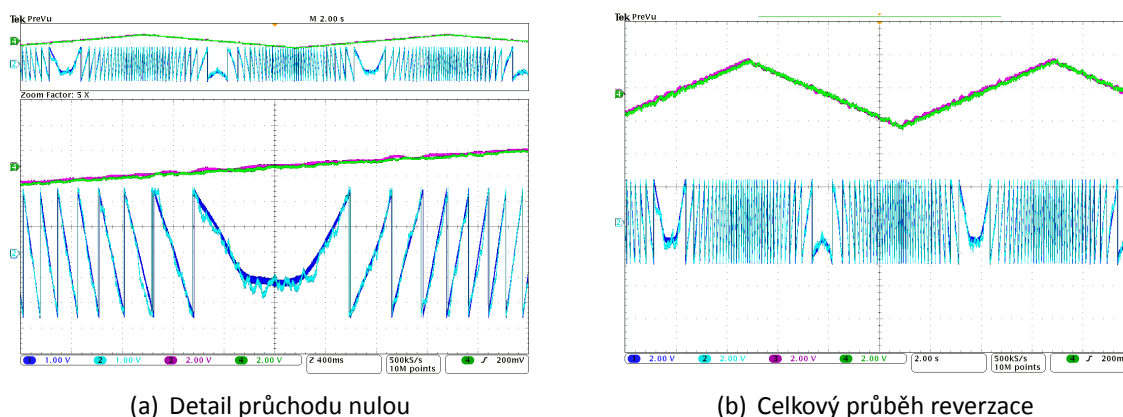
$$H = \frac{\partial h(k-1)}{\partial \hat{x}_{k-1}}. \quad (5.4.5)$$

Aplikováním (5.4.5) na (5.4.3) pak získáme matici  $\mathbf{H}$ :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 0 & i_{cd}^{(R)} \cdot \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \sin(\hat{\vartheta}_e - \vartheta_e) \end{bmatrix}. \quad (5.4.6)$$

### 5.4.1 Experimentální ověření

Nad výše popsanými modely byl postaven EKF dle rovnic (4.1.9 - 4.1.17). EKF byl implementován do digitálního signálového procesoru TMS320f28335 a byly provedeny testy na vybraných přechodových dějích. Algoritmus vykazuje obdobné vlastnosti jako klasická injektážní metoda s PLL (kap. 5.1). Jeho funkce je dokladována přechodovými ději na Obr. 5.4.1. U algoritmu se projevují obdobné problémy jako je tomu u klasického PLL. Nejzávažnější je problém s magnetickou polaritou (Obr. 5.4.3(b)) a problematika naladění IIR filtru, protože i v případě tohoto algoritmu je nutné ze změřeného proudu vybrat pouze část frekvenčního spektra odpovídající proudové odezvě na injektovaný signál.



OBR. 5.4.1: PŘECHODOVÝ DĚJ - OTEVŘENÁ SMYČKA, TROJÚHELNÍKOVÝ ŘÍDÍCÍ PROFIL, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 12$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-POLOHA ROTORU ESTIMACE EKF (72 DEG/V), CH3- EL. RYCHLOST ROTORU ARC ČIDLO (6 Hz/V), CH4- EL. RYCHLOST ROTORU INJEKTÁŽNÍ METODA (6 Hz/V)

### 5.4.2 Dualita EKF a PLL

V literatuře [31, 32] byl popsán vztah mezi fázovým závěsem PLL a EKF. Dle článku [31] je PLL znám jako zjednodušení EKF pro jednoduchý stavový model, kterému odpovídá i náš model popsaný rovnicí (5.4.1). Toto tvrzení vyplývá z následujícího odvození. Ze základní rovnice EKF (4.1.13) lze odvodit, jak vypadá v konečném důsledku struktura EKF pro detekci polohy pomocí

magnetické anisotropie:

$$\hat{\omega}_{me}(k) = \hat{\omega}_{me}(k-1) + k_{11}(k) \cdot \Delta i(k), \quad (5.4.7)$$

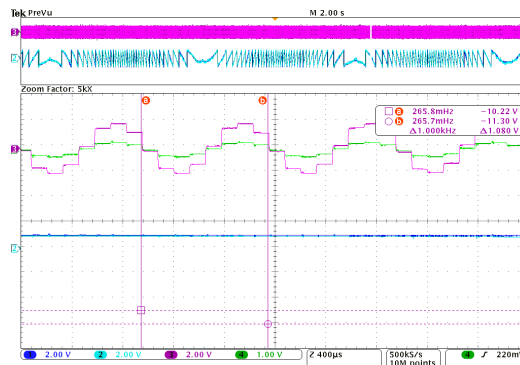
$$\hat{\vartheta}_e(k) = \hat{\vartheta}_e(k-1) + \Delta t \cdot \hat{\omega}_{me}(k-1) + k_{21}(k) \cdot \Delta i(k), \quad (5.4.8)$$

$$\Delta i(k) = i_{cq}^{(R)} - i_{cd}^{(R)} \cdot \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \sin\left(\hat{\vartheta}_e - \vartheta_e\right). \quad (5.4.9)$$

Rekurzivním dosazením (5.4.7) do (5.4.8) získáme:

$$\hat{\vartheta}_e(k) = \hat{\vartheta}_e(k-1) + \Delta t \cdot k_{11}(k) \sum_{\tau=1}^k \Delta i(\tau) + k_{21}(k) \cdot \Delta i(k). \quad (5.4.10)$$

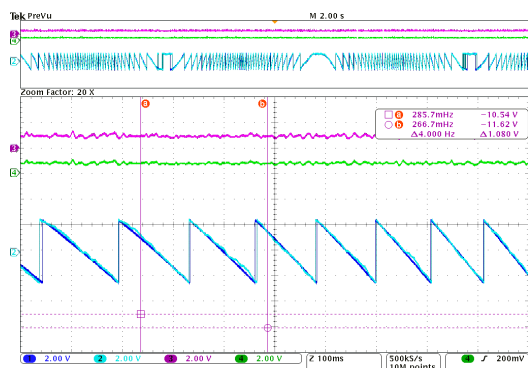
Tuto rovnici lze interpretovat jako PI regulátor se vstupem  $\Delta i(k)$ , což odpovídá podobné struktuře jako je tomu u PLL vyhodnocování polohy. Volbou variancí EKF lze volit zesílení v rovnici (5.4.10). Tato zesílení  $\mathbf{K}^T = [k_{11} \quad k_{21}]$  mají navíc výhodu v tom, že jsou adaptivní. Jejich průběh je znázorněn na Obr. 5.4.2. Je vidět, že nejsou konstantní, ale mění se s frekvencí 1kHz, což přesně odpovídá frekvenci injektovaného signálu. Lze dokázat, že jsou funkcí proudu  $i_{cd}^{(R)}$ . Pokud zesílení podělíme proudem  $i_{cd}^{(R)}$ , jsou již pouze mírně vlněná, což dokazuje průběh na Obr. 5.4.3. Toto má velký význam pokud by byl požadavek na co nejjednodušší způsob výpočtu, z důvodu úspory strojového času řídicího DSP [33].



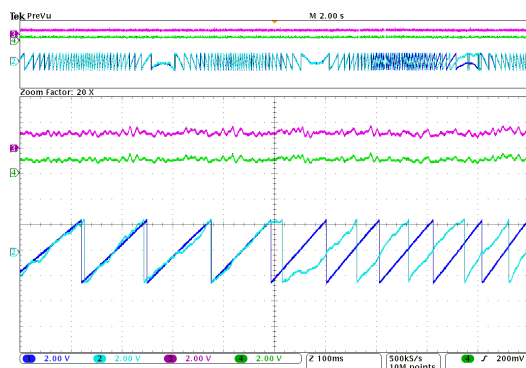
OBR. 5.4.2: PŘECHODOVÝ DĚJ - OTEVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDÍCÍ PROFIL, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 12$  HZ, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-POLOHA ROTORU ESTIMACE EKF (72 DEG/V), CH3- PRVEK  $k_{21}$  MATICE KALMANOVA ZESÍLENÍ (0,8 -/V), CH4- PRVEK  $k_{11}$  MATICE KALMANOVA ZESÍLENÍ (0,8 -/V)

## 5.5 Dílčí závěry

Injektážní metody představují skupinu metod, které využívají nesymetrie magnetického obvodu PMSM. Pro detekci těchto nesymetrií je nutno injektovat testovací signál. Již z principu aditivního testovacího signálu vychází jejich velká výhoda, která spočívá v tom, že lze pomocí nich



(a) Správný odhad magnetické polarity



(b) Chyba odhadu magnetické polarity

OBR. 5.4.3: PŘECHODOVÝ DĚJ - OTEVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDÍCÍ PROFIL, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 12$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-POLOHA ROTORU ESTIMACE EKF (72 DEG/V), CH3- PRVEK  $\frac{k_{21}}{i_{cd}^{(R)}}$  (0,8 -/V), CH4- PRVEK  $\frac{k_{11}}{i_{cd}^{(R)}}$  MATICE KALMANOVA ZESÍLENÍ (4,8 -/V)

estimovat polohu a rychlost vektoru magnetického toku permanentních magnetů i při stojícím rotoru a pro velmi malé rychlosti. Anisotropie, na které je celá estimace založena, má však dvojnásobnou frekvenci, než el. rotorová frekvence. Z tohoto důvodu má estimátor s injektážními metodami dva stabilní stavy odpovídající ose permanentních magnetů. Toto je jedním z největších problémů těchto metod. O magnetické polaritě lze za určitých okolností rozhodnout na základě testu popsaného v kapitole 5.2. Tento test je však omezen na stojící motor a pro otáčející se rotor nelze použít. Z našich testů se dále prokázala závislost chyby odhadu polohy rotoru na zatěžovacím momentu stroje (momentotvorné složce vektoru proudu), který způsobuje syčení a mění vlastnosti anisotropie stroje. Toto je zdrojem chyby estimace, která může nabývat až 20° elektrických při jmenovitém zatížení (ověřeno experimenty na postaveném laboratorním modelu pohonu s PMSM o jmenovitém výkonu 10,7 kW). Z rozsáhlých testů na laboratorním prototypu dále vyplývá, že injektážní metoda má omezenou oblast použití, a to od cca -20 do 20 Hz elektrické rotorové frekvence a určitě nemá takové vlastnosti, aby ji bylo možné použít v celém otáčkovém rozsahu. Toto omezení souvisí s použitým IIR filtrem, který snižuje dynamiku fázového závěsu.

Pro vyhodnocování polohy založené na magnetické anisotropii magnetického obvodu motoru bylo použito dvou algoritmů. Kromě klasického PLL byl použit i EKF. Z našeho zkoumání i z článků v literatuře [31] je zřejmé, že PLL je zjednodušením EKF pro jednoduchý stavový model jako je problematika vyhodnocování polohy rotoru u PMSM pomocí magnetické anisotropie. Z našich testů vychází, že co do vlastností chování poskytují obě metody ekvivalentní výsledky a vykazují obdobné problémy, které jsou dány zejména fyzikální podstatou těchto problémů (problém nalezení správné magnetické polarity).

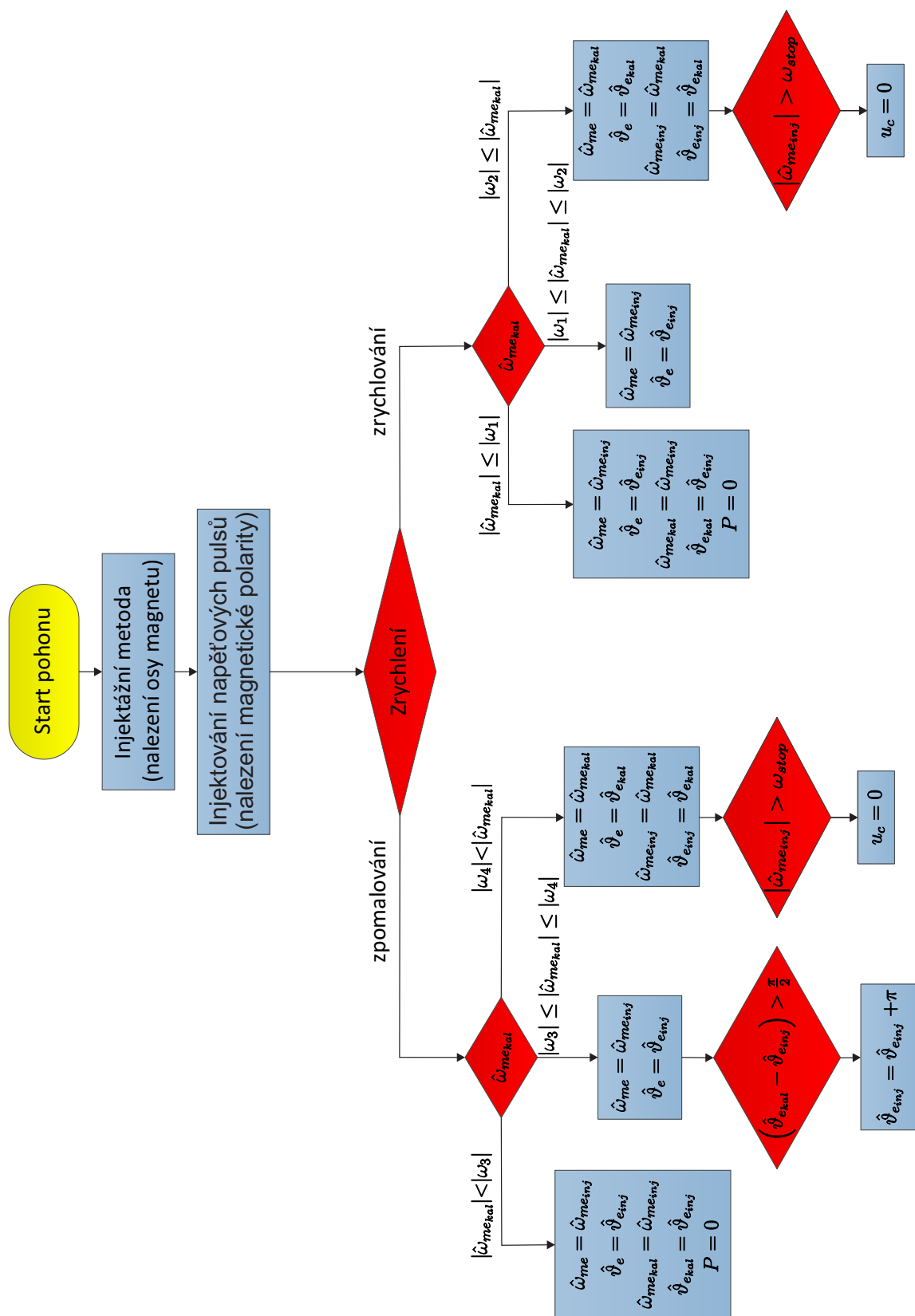
## 6 Hybridní estimátor pro bezsenzorové řízení PMSM

Z předchozích dvou kapitol vyplývá, že oba zkoumané algoritmy pro bezsenzorovou estimaci polohy a rychlosti rotoru PMSM (tj. stochastická filtrace - EKF a injekeční testovací signál) nejsou schopny spolehlivě poskytovat informace o poloze rotorového toku a otáčkách motoru v celém otáčkovém spektru pohonu, což je vážný problém pro cílové aplikace, na které se tato práce zaměřuje a které pracují s velkým rozsahem otáček (typicky trakční aplikace, obráběcí stroje, apod.). Pro tyto aplikace jsme navrhli nový tzv. hybridní estimátor, který je schopen zajistit spolehlivou estimaci polohy a rychlosti rotoru v celém otáčkovém rozsahu pohonu. Navržený hybridní estimátor kombinuje několik modelů, které vzájemně inteligentně přepíná. Jinak řečeno, hybridní estimátor vhodně kombinuje estimační principy popsané v předchozích kapitolách. V oblasti velmi malých a nulových otáček je používán algoritmus injekečních a v oblasti nízkých až vysokých otáček se využívá EKF. Použití více modelů samozřejmě přináší problém, kdy přepínat mezi jednotlivými modely. V následujících sekcích je navrženo řešení přepínání modelů dvěma různými způsoby.

### 6.1 Hybridní estimátor s hysterézním přepínáním

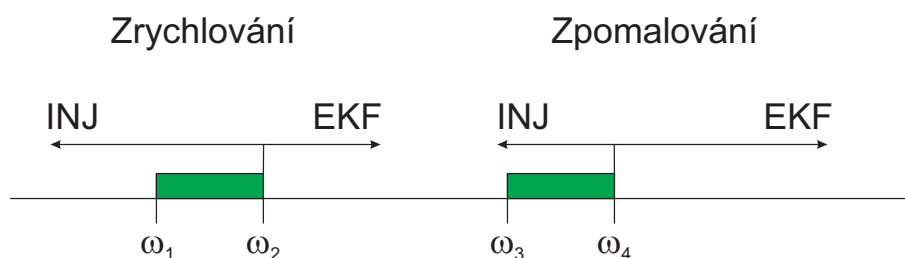
#### 6.1.1 Návrh hybridního estimátoru s hysterézním přepínáním modelů

Nejjednodušším možným způsobem přepínání mezi dvěma partikulárními algoritmy (modely) je přepínat v konstantní okamžiky. To znamená v takové oblasti, kdy spolehlivě fungují oba algoritmy. Pro přepnutí se musí zvolit parametr na základě něhož se určí, který z algoritmů má být vybrán. Pokud otáčky pohonu dosahují hodnot blízkých rozhodovací úrovně, může při přepínání algoritmů nastat problém v podobě nechtěného několikanásobného přepnutí mezi jednotlivými algoritmy, což ve svém důsledku může vést ke vzniku samobuzených kmitů. Přepínání s hysterezí přináší řešení, jak tyto problémy odstranit. Důležité je však určit, podle které veličiny pohonu přepínat mezi jednotlivými algoritmy. Z analýzy chování obou partikulárních algoritmů, provedené v kap. 4 a kap. 5 byla vybrána jako rozhodovací veličina elektrická rotorová rychlost. Pokud má být pohon provozován plně bez čidla polohy nebo rychlosti rotoru nemůže tedy být pro toto rozhodování použita přímo změřená el. rotorová rychlost, ale musí to být již estimovaná rychlost. Navržený způsob provedení hysterézního přepínání je znázorněn na vývojovém diagramu na Obr. 6.1.1. Chod pohonu s hybridním estimátorem s hysterézním přepínáním partikulárních algoritmů lze rozdělit do několika oblastí.



OBR. 6.1.1: VÝVOJOVÝ DIAGRAM HYBRIDNÍHO ESTIMÁTORU S HYSTERÉZNÍM PŘEPÍNÁNÍM MODELŮ

První je oblast startu pohonu. Předpokládá se stojící motor, tak aby injektážní algoritmus mohl správně nalézt jak polohu magnetické osy magnetu, tak především magnetickou polaritu magnetů, jak bylo popsáno v předchozích kapitolách. Pro rozdělení dalších dvou velkých oblastí je důležité vyhodnocovat, jestli pohon zrychluje nebo zpomaluje. To se dá detekovat na základě difference estimované rychlosti. Tato difference se ale musí kvůli přesnosti vypočítávat v dostatečně dlouhém kroku. Detailnějším pohledem na vývojový diagram lze vyzorovat, že v oblastech zrychlování a zpomalování jsou vidět oblasti, kde je pro výstup z hybridního estimátoru použit výstup z EKF a kdy z injektážní metody. Je však nutné zdůraznit některá vylepšení prostého hysterézního přepínání mezi oběma algoritmy. V oblasti velmi nízkých otáček je výstupem hybridního estimátoru výstup z injektážní metody. Námi navržený algoritmus v této oblasti navíc nuluje kovarianční matici odhadu  $\mathbf{P}$  a do stavového vektoru EKF jsou za polohu a el. rotorovou rychlost dosazovány hodnoty z injektážního algoritmu. Toto se dá interpretovat tak, že v této oblasti se předpokládají horší výsledky estimace EKF ve srovnání s injektážní metodou. Jeho výstupy jsou tak ignorovány a naopak se plně důvěřuje výstupu z injektážního algoritmu. Nulování kovarianční matice v důsledku znamená, že z pohledu teorie Kalmanova filtru je výsledek odhadu estimace (s předem dosazenými hodnotami polohy a el. rotorové rychlosti z injektážní metody) přesný, tedy s malou variancí. Praktická testování ukázala, že přechody mezi algoritmy nejsou úplně bezproblémové a z tohoto důvodu byly ještě vytvořeny oblasti, které řeší plynulejší přechod, v Obr. 6.1.2 jsou tyto oblasti vyznačeny zelenou barvou. V případě zrychlování, tedy přepnutí z injektážní metody na EKF, je v této oblasti přerušeno nulování kovarianční matice odhadu stavu systému a zadávání stavů z injektážního estimátoru. EKF má tedy více času ke konvergenci jeho výstupů ke skutečným hodnotám. Během zpomalování dochází k problému u injektážní metody, na kterou se má přepínat. Jak již bylo popsáno dříve, jedním z největších problémů injektážního algoritmu je odhad magnetické polarity permanentních magnetů. Při přepínání z EKF na injektážní metodu je tedy 50% pravděpodobnost, že se fázový závěs injektážního algoritmu zavěsí na správnou magnetickou orientaci vektoru toku permanentních magnetů. S tímto problémem se lze vypořádat pomocí přechodného pásma, kde je polarita kontrolována a případně korigována pomocí polohy estimované EKF.



OBR. 6.1.2: DIAGRAM PŘEPÍNÁNÍ MEZI MODELÝ POMICÍ HYSTERÉZNÍHO VÝBĚRU MODELŮ

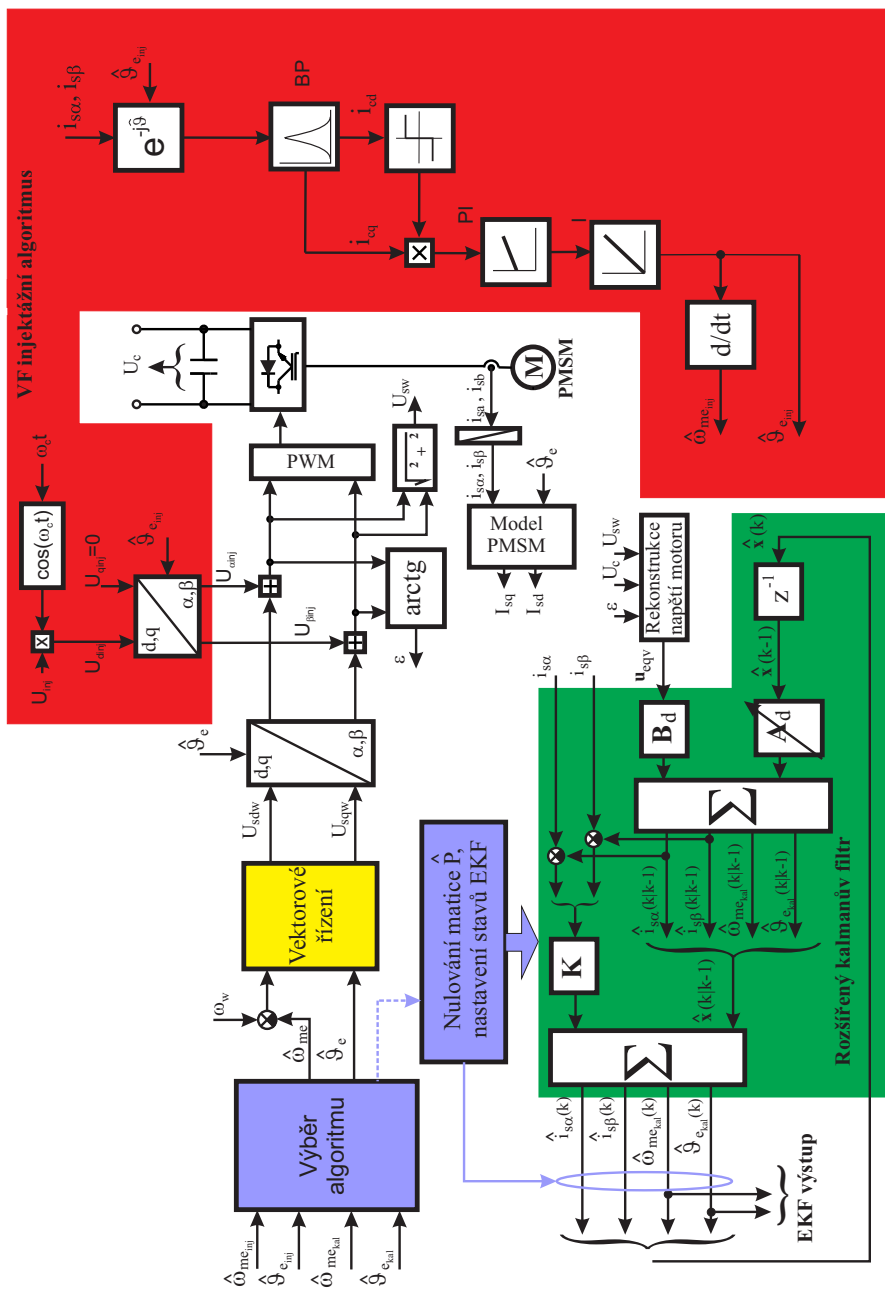


### 6.1.2 Implementace hybridního estimátoru s hysterézním přepínáním modelů do DSP a testy na laboratorním prototypu

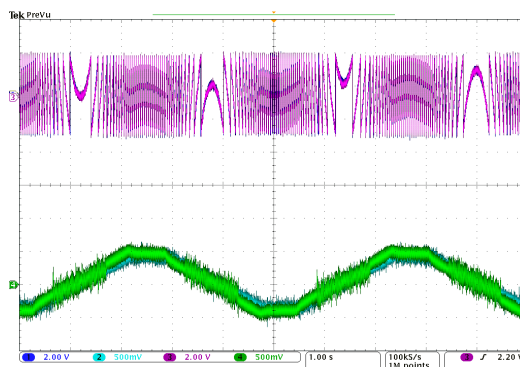
Výše navržený hybridní estimátor s hysterézním přepínáním modelů byl implementován do řídicího DSP TMS320f2812. Blokové schéma regulace PMSM s hybridním estimátorem je na Obr. 6.1.3. Hlavní implementačním úkolem bylo určit hranice, kdy hysterézní algoritmus přepíná mezi jednotlivými oblastmi, a tedy i modely. Volba těchto hranic závisí zejména na funkčních rozsažích obou jednotlivých algoritmů. Je zřejmé, že pro správnou funkci přepínání musí existovat překryv těchto oblastí. Implementovaný injektážní algoritmus z praktických testů vykazuje akceptovatelné chování v oblasti  $\pm 15$  Hz el. rotorové frekvence. Dolní hranice pro EKF se nachází cca  $\pm 1$  Hz. Pro přepínání tedy byla vybrána oblast ležící přibližně uprostřed překryvu obou podřízených estimátorů. Přesné hodnoty přepínacích okamžiků jsou uvedeny v příloze. Testy byly zaměřeny na plynulost přechodu mezi oběma partikulárními algoritmy. Pro testování byl vybrán lichoběžníkový profil požadované rychlosti, a to na základě předpokládaného nejhoršího stavu, kdy rychlost prochází kolem rozhodovacích úrovní delší dobu. Takovýto přechodový stav je znázorněn na Obr. 6.1.4. V oscilogramech lze rozeznat oblasti, kde je pro výstup z hysterézního algoritmu použit EKF a kde injektážní algoritmus. Oblast s injektážním algoritmem se vyznačuje větším zvlněním průběhu rychlosti. Oscilogramy ukazují hladký přechod mezi oběma módy. Tento hladký přechod je však vykoupen tím, že je nutné dobře vyladit hodnoty rychlosti, kdy dochází k přepínání, což snižuje robustnost a rychlou aplikaci u jiných pohonů. Pro přepínání se používají pevné meze, které nemusí být optimální. V daný okamžik přepnutí se neověřuje zda algoritmus, na který se přepíná, estimuje stav motoru lépe než algoritmus, ze kterého se přepíná. Dalším problémem je přechod z EKF na injektážní metodu, kde i přes vložení přechodné oblasti, popisované v předchozí kapitole, nastávají obtíže s odhadem magnetické polarity.

## 6.2 Hybridní estimátor s bayesovským výběrem optimálního modelu

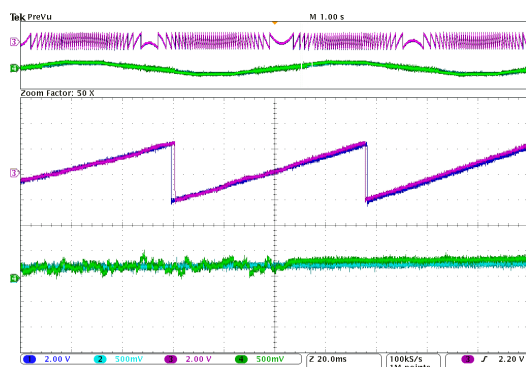
Na konci předchozí kapitoly byly stručně popsány nevýhody hysterézního přepínání jednotlivých modelů (algoritmů) použitých v navrženém hybridním estimátoru. Je zřejmé, že přepínání algoritmů v pevných bodech rychlostního profilu není optimální. V této kapitole je popsán úplně jiný přístup, který vychází z teorie Skrytých Markovských modelů (Hidden Markov Models HMM). Hlavní myšlenkou je přepínat mezi modely na základě srovnání, který z algoritmů poskytuje v daný moment kvalitativně lepší výsledky estimace, neboli který z algoritmů má nejpravděpodobněji správný výsledek estimace. Toto srovnání se dá provést buď heuristicky [23], nebo statisticky optimálně. Druhé variantě se věnuje tato kapitola. Cílem této kapitoly je ukázat, jak se tento v bezsensorovém řízení pohonů zcela nový způsob výběru nejlepšího modelu aplikuje a jaké nové možnosti výzkumu i nasazení otevírá. V této kapitole jsou používány zna-



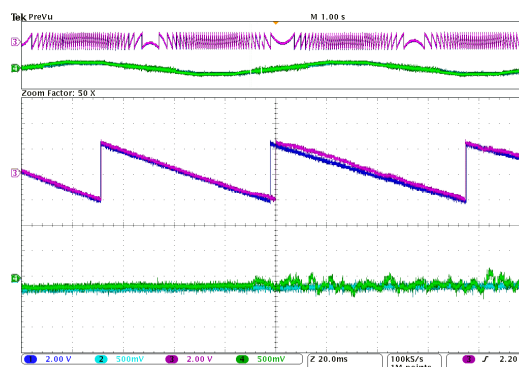
OBR. 6.1.3: BLOKOVÉ SCHÉMA NAVRŽENÉHO HYBRIDNÍHO ESTIMÁTORU S HYSTERÉZNÍM PŘEPÍNÁNÍM MODELŮ



(a) reverzace



(b) detail přechodu injektážní metoda - EKF



(c) detail přechodu EKF - injektážní metoda

OBR. 6.1.4: PŘECHODOVÝ DĚJ – OTEVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDICÍ PROFIL RYCHLOSTI, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 20$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-EL. RYCHLOST ROTORU ARC ČIDLO (40 Hz/V), CH3-POLOHA ROTORU HYBRIDNÍ ESTIMÁTOR (72 DEG/V), CH4-EL. RYCHLOST ROTORU HYBRIDNÍ ESTIMÁTOR (40 Hz/V)

čení, konvence, vztahy z pravděpodobnostního počtu. V rámci této práce nebude tato teorie uváděna. Dobrý přehled lze nalézt například v [34].

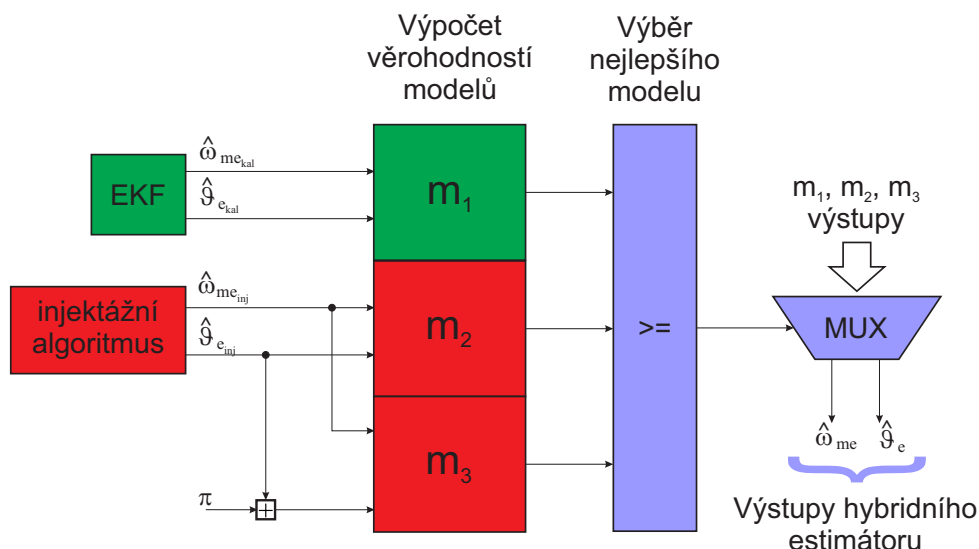
Principiálně je bayesovský algoritmus znázorněn na Obr. 6.2.1. Tento algoritmus přistupuje k problému estimace tak, že nahlíží na problematiku estimace jako na výběr jednoho z následujících modelů:

$m_1$ : Rozšířený Kalmanův filtr, který byl popsán v kapitole 4. Tento algoritmus se uplatní zejména v oblasti nízkých, středních a vysokých otáček.

$m_2$ : Injektážní algoritmus, který byl představen v kapitole 5. Tento algoritmus vyniká v ultra nízkých otáčkách a při stojícím rotoru.

$m_3$ : Injektážní algoritmus stejný jako v případě  $m_2$ . Výstup algoritmu je však posunut o  $\pi$ . Ověřováním věrohodnosti takového modelu se testuje možnost, že injektážní algoritmus našel špatně magnetickou polaritu (viz. kapitola 5.2).

Na základě vypočtených věrohodností se vybere nejvhodnější model a jeho výstupy se stanou výstupy hybridního estimátoru a jsou použity jako vstupy pro vektorové řízení.



OBR. 6.2.1: PRINCIPIÁLNÍ DIAGRAM HYBRIDNÍHO ESTIMÁTORU S BAYESOVSKÝM VÝBĚREM OPTIMÁLNÍHO MODELU

### 6.2.1 Výběr optimálního modelu

V případě přepínání mezi rozšířeným Kalmanovým filtrem a oběma injektážními estimátory lze problém interpretovat jako problematiku výběru nejlepšího modelu, kde nachází uplatnění bayesovský přístup. Máme-li modely  $M_t \in \{m_1, m_2, m_3\}$ , pak je aposteriorní pravděpodobnost modelů určená jako:

$$p(M_t | y_{1:t}) = \frac{p(y_t | M_t) p(M_t)}{\sum_{i=1}^n p(y_t | M_t) p(M_t)}. \quad (6.2.1)$$

Pokud má model neznámé parametry, například  $z_t$ , pak člen  $p(y_t | M_t = m_i)$  může být obecně vyjádřen jako [34]:

$$p(y_t | M_t = m_i) = \int p(y_t, z_t | M_t = m_i) dz_t. \quad (6.2.2)$$

V dalším textu bude používáno následující názvosloví pro jednotlivé členy:

$p(y_t   M_t)$	marginální pravděpodobnost pozorování pro případ, že model $M_t$ je pravdivý
$p(M_t   y_{1:t})$	aposteriorní pravděpodobnost modelu $M_t$
$p(M_t)$	apriorní pravděpodobnost modelu $M_t$

Výpočtem rovnice (6.2.1) získáme pro každý partikulární model aposteriorní pravděpodobnosti. Existuje několik způsobů, jak z výsledných aposteriorních pravděpodobností určovat výstupy celého hybridního estimátoru. V našem případě používáme nejjednodušší způsob a tím je výběr modelu, který má pravděpodobnost nejvyšší. Ten vezmeme v daný okamžik za jediný správný a výstupy tohoto modelu se stanou výstupy celého hybridního estimátoru.

### 6.2.1.1 Určení apriorní pravděpodobnosti modelů

Určení apriorní pravděpodobnosti modelů, tedy členu  $p(M_t)$  v rovnici (6.2.1) spočívá v určení třech hodnot. Pro náš případ výběru modelů, byly tyto pravděpodobnosti určeny experimentálně:

$$p(M_t) = \begin{cases} m_1 & : 0,95 \\ m_2 & : 1 \\ m_3 & : 1 \end{cases} \quad (6.2.3)$$

Preference obou injektážních modelů je stejná, protože nelze určit, který z nich je pravděpodobnější, což bylo popsáno v předchozích kapitolách. Z přehledu konstant (6.2.3) je možno vysledovat, že byla zvolena vyšší preference injektážních algoritmů. Protěžování injektážních modelů jde proti očekávanému předpokladu. Z empirických znalostí algoritmů lze říci, že EKF je v daleko širším spektru provozních stavů přesnějším, stabilnějším estimátorem než injektážní algoritmus. V oblasti nulových a nízkých otáček se však výsledné logaritmy pravděpodobností pro všechny modely neliší podstatně a proto z důvodu vyšší spolehlivosti, byla úmyslně snížena preference EKF algoritmu. Celkový součet pravděpodobností pro všechny algoritmy je větší než 1, což může být na první pohled nesmyslné. Zde jsou tyto pravděpodobnosti chápány spíše jako váhy (míra protěžování jednotlivých algoritmů).

### 6.2.1.2 Marginální pravděpodobnost pozorování modelu s EKF

Pro odvození  $p(y_t | M_t = m_1)$  pro EKF ze vztahu (6.2.1) se vyjde z následující predikční hustoty EKF:

$$p(y_t | M_t = m_1) \sim N(\hat{y}_t, \mathbf{S}_t). \quad (6.2.4)$$

Tedy předpokladem je, že pravděpodobnost dat za podmínky, že model  $m_1$  je správný, má normální rozdělení se střední hodnotou danou výstupy estimátoru a variancí danou kovarianční maticí  $\mathbf{S}_t$  definovanou dle 6.2.8. Aplikací obecného vztahu <sup>1</sup> (6.2.5) na (6.2.4) dostaneme:

$$p(y_t | M_t = m_1) \propto \frac{1}{\sqrt{|\mathbf{S}_t|}} \exp\left(-\frac{1}{2}(y_t - \hat{y}_t)^T \mathbf{S}_t^{-1} (y_t - \hat{y}_t)\right), \quad (6.2.6)$$

kde

$$\hat{y}_t = h(\hat{x}, u_t), \quad (6.2.7)$$

$$\mathbf{S}_t = \mathbf{H}\mathbf{P}_t\mathbf{H}^T + \mathbf{R}, \quad (6.2.8)$$

<sup>1</sup>Obecně má normální rozdělení sdruženou hustotu pravděpodobnosti:

$$f(x_1, x_2, \dots, x_s) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^s |\mathbf{S}_t|}} \exp\left(-\frac{1}{2}(x - \mu)^T \mathbf{S}_t^{-1} (x - \mu)\right). \quad (6.2.5)$$

kde  $\hat{y}_t$ , jsou predikované hodnoty měření z EKF,  $\mathbf{H}$  je linearizační matice predikčního modelu  $h(x)$ ,  $\mathbf{P}_t$  je kovarianční matice estimace a  $\mathbf{R}$  je kovarianční matice pozorování. Pohledem na vztah (6.2.6) je vidět, že výpočet marginální pravděpodobnosti pro EKF je výpočetně velmi jednoduchý, protože část výpočtu (matice  $\mathbf{S}_t^{-1}$  a  $(y_t - \hat{y}_t)$ ) se provádí již v rámci výpočtu samotného EKF algoritmu.

### 6.2.1.3 Marginální pravděpodobnost pozorování modelů založených na injektážní metodě

Injektážní metoda byla popsána v kapitole 5. Výpočet marginální pravděpodobnosti pro model založený na injektážní metodě představuje komplikovanější problém. Byly zvažovány dvě možnosti výpočtu podle toho, která z variant detekce magnetické anisotropie se použije: (i) detekce anisotropie pomocí EKF (kap. 5.4), (ii) detekce anisotropie pomocí klasického PLL (kap. 5.1). První zvažovaný případ může využít toho, že v rámci výpočtu samotného algoritmu je již počítána kovarianční matice  $\mathbf{S}_t$ , která se v tomto konkrétním případě redukuje na skalár. Problémem jsou ovšem residua, která v tomto případě mají význam proudu  $\Delta i(k)$  daného rovnicí (5.4.9), mají tedy úplně jiný význam než je tomu u EKF v rovnici (6.2.6). Dalším problémem je, že u tohoto principu nelze jednoduše ověřovat možnost, že byla špatně vyhodnocena magnetická polarita, což bylo jedním z prioritních cílů pro návrh tohoto hybridního estimátoru. Z tohoto důvodu jsme se přiklonili ke druhé variantě vycházející z detekce magnetické anisotropie pomocí klasického PLL. Z principu funkce PLL se nejedná o stochastický algoritmus a výpočet marginální pravděpodobnosti pro injektážní metodu tak představuje komplikovanější a hlavně výpočetně náročnější problém. Základní filosofií je udělat výpočet obdobně, jako je tomu u výpočtu marginální pravděpodobnosti algoritmu u EKF (6.2.6), tedy aby se marginální pravděpodobnost vypočítávala také podle vztahu (6.2.6). Tedy je potřeba určit hodnoty residuí  $(y_\tau - \hat{y}_\tau)$  a matice  $\mathbf{S}_\tau$ . Stejně jako tomu bylo u EKF, residua se počítají ze změřených a predikovaných proudů v kartézském stojícím souřadném systému, tedy  $i_\alpha$  a  $i_\beta$ . Problém je, že u injektážní metody se predikuje pouze poloha toku permanentních magnetů a elektrická rotorová rychlost. Tyto predikované proudy je tedy nutno si dopočítat. Lze využít stejný matematický model jako u EKF s tím, že se do něj dosadí za elektrickou rotorovou rychlost a polohu toku permanentních magnetů hodnoty, které jsou výstupem fázového závěsu injektážní metody. Dostaneme tak rovnice:

$$\begin{aligned} \hat{i}_{s\alpha inj}(k) &= \left(1 - \frac{R_s T}{L_s}\right) \hat{i}_{s\alpha inj}(k-1) \\ &\quad + \frac{T\psi_{PM}}{L_s} \sin\left(\hat{\vartheta}_{e_{inj}}\right) \hat{\omega}_{me_{inj}}(k-1) + \frac{T}{L_s} u_{s\alpha}(k-1), \end{aligned} \quad (6.2.9)$$

$$\begin{aligned} \hat{i}_{s\beta inj}(k) &= \left(1 - \frac{R_s T}{L_s}\right) \hat{i}_{s\beta inj}(k-1) \\ &\quad - \frac{T\psi_{PM}}{L_s} \cos\left(\hat{\vartheta}_{me}\right) \hat{\omega}_{me_{inj}}(k-1) + \frac{T}{L_s} u_{s\beta}(k-1). \end{aligned} \quad (6.2.10)$$

Pro výsledek estimace mají zásadní význam hlavně druhé členy na pravých stranách, které počítají s výstupy injektážního algoritmu a jsou úměrné chybě estimace injektážním algoritmem. Jedním ze stanovených hlavních cílů pro návrh hybridního estimátoru je i zahrnutí možnosti, kdy injektážní metoda špatně odhadne magnetickou polaritu a  $\hat{v}_{e_{inj}}$  je o  $\pi$  posunuta, do pravděpodobnostního rozhodování o výběru optimálního estimačního algoritmu (modelu) v daném pracovním bodě. Z tohoto důvodu se rovnice pro estimaci složek vektoru statorového proudu počítají ještě jednou s tím, že se za polohu rotoru dosadí poloha z výstupu injektážní metody posunuta o  $\pi$ :

$$\hat{i}_{s\alpha inj\_ \pi}(k) = \left(1 - \frac{R_s}{L_s}T\right) \hat{i}_{s\alpha inj\_ \pi}(k-1) \quad (6.2.11)$$

$$+ \frac{T\psi_{PM}}{L_s} \sin\left(\hat{v}_{e_{inj}} + \pi\right) \hat{\omega}_{me_{inj}}(k-1) + \frac{T}{L_s} u_{s\alpha}(k-1),$$

$$\hat{i}_{s\beta inj\_ \pi}(k) = \left(1 - \frac{R_s}{L_s}T\right) \hat{i}_{s\beta inj\_ \pi}(k-1) \quad (6.2.12)$$

$$- \frac{T\psi_{PM}}{L_s} \cos\left(\hat{v}_{e_{inj}} + \pi\right) \hat{\omega}_{me_{inj}}(k-1) + \frac{T}{L_s} u_{s\beta}(k-1).$$

Dále je nutné určit matici  $\mathbf{S}_{\tau inj}$ . Jedná se o čtvercovou kovarianční matici, takže na hlavní diagonále budou variance pro jednotlivé složky proudu a na vedlejší diagonále jejich kovariance. Při odvození variancí lze vyjít z předpokladu:

$$y \sim N(\hat{y}, \sigma^2), \quad (6.2.13)$$

což lze upravit:

$$(y - \hat{y}) \sim N(0, \sigma^2). \quad (6.2.14)$$

Výsledná variance je pak:

$$\sigma = \left(\sum_t (y_t - \hat{y}_t)^2 - 0^2\right) \frac{1}{n}. \quad (6.2.15)$$

Obdobně se dá určit kovariance. Výsledná matice  $\mathbf{S}_{\tau inj}$  je pak:

$$\mathbf{S}_{\tau inj} = \begin{pmatrix} var\left(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha inj}\right)^2 & cov\left(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha inj}\right)\left(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta inj}\right) \\ cov\left(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha inj}\right)\left(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta inj}\right) & var\left(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta inj}\right)^2 \end{pmatrix}. \quad (6.2.16)$$

Stejným způsobem se musí tato matice vypočítávat pro model s posunutou polohou o  $\pi$ :

$$\mathbf{S}_{\tau inj\_ \pi} = \begin{pmatrix} var\left(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha inj\_ \pi}\right)^2 & cov\left(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha inj\_ \pi}\right)\left(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta inj\_ \pi}\right) \\ cov\left(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha inj\_ \pi}\right)\left(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta inj\_ \pi}\right) & var\left(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta inj\_ \pi}\right)^2 \end{pmatrix}. \quad (6.2.17)$$

### 6.2.2 Dynamický výběr modelů-zapomínání

Dalším důležitým aspektem výpočtu, je volba na jakých datech se bude pravděpodobnost vypočítávat. Z praktických zkušeností s oběma partikulárními algoritmy se dá usuzovat, že pokud by se hodnoty marginální pravděpodobností pro jednotlivé algoritmy počítali pouze pomocí vztahu (6.2.6), byly by průběhy pravděpodobností velmi zvlněné, což by minimálně v oblasti přechodů mezi modely působilo problémy s nechtěnými přepínáními. Z tohoto důvodu je lepší počítat na datech, která budou zahrnovat několik posledních stavů. Jako nejjednodušší byl vybrán způsob, kdy se data filtrují na okně délky  $l$ . Délka okna samozřejmě ovlivňuje chování celého výpočtu aposteriorní pravděpodobnosti a je nutno ho pečlivě volit. Pokud se pravděpodobnost  $p(y_t | M_t = m_i)$  počítá na okně délky  $l$ , pak vztah (6.2.6) lze počítat analyticky jako:

$$p(y_{t-l:t} | M_t = m_i) \propto \prod_{\tau=t-l}^t \frac{1}{\sqrt{|S_\tau|}} \exp\left(-\frac{1}{2} (y_\tau - \hat{y}_\tau)^T \mathbf{S}_\tau^{-1} (y_\tau - \hat{y}_\tau)\right). \quad (6.2.18)$$

Vztah (6.2.18) není příliš vhodný pro implementaci do DSP a pro výpočty v reálném čase, protože výpočet exponenciální funkce je příliš výpočetně náročný, z tohoto důvodu je vhodné provést následující zjednodušení. Jelikož cílem algoritmu není přesný výpočet pravděpodobností, ale pouze vzájemné porovnání pro jednotlivé algoritmy, je možno vztah (6.2.18) zlogaritmovat:

$$\ln p(y_{t-l:t} | M_t = m_i) \propto -\frac{1}{2} \sum_{\tau=t-l}^t \ln |S_\tau| + (y_\tau - \hat{y}_\tau)^T \mathbf{S}_\tau^{-1} (y_\tau - \hat{y}_\tau). \quad (6.2.19)$$

Zavedením tohoto zjednodušení je nutno přeformulovat i rovnici (6.2.1):

$$\begin{aligned} \ln p(M_t | y_{1:t}) &= \ln p(y_{t-l:t} | M_t) + \ln p(M_t | y_{1:t-l}) \\ &\quad - \sum_{i=1}^n (\ln p(y_{t-l:t} | M_t = m_i) + \ln P(M_t = m_i | y_{1:t-l})). \end{aligned} \quad (6.2.20)$$

Z pohledu implementace je možno výpočet sumy v rovnici (6.2.19) na okně udělat na principu filtru s exponenciálním zapomínáním:

$$\ln p(y_{1:t} | M_t) = -\frac{1}{2} f_t, \quad (6.2.21)$$

$$f_t = \phi f_{t-1} + \ln |S_\tau| + (y_\tau - \hat{y}_\tau)^T \mathbf{S}_\tau^{-1} (y_\tau - \hat{y}_\tau). \quad (6.2.22)$$

Filtr s exponenciálním zapomínáním, neboli klouzavý průměr s exponenciálním zapomínáním, je filtr, který počítá průměr z několika posledních hodnot (dáno velikostí okna), jejichž váhy exponenciálně klesají se vzdáleností od posledního vzorku (nejstarší vzorek má nejmenší váhu). Velikost parametru  $\phi$  pak závisí na délce okna  $l$ :

$$\phi = \frac{l-1}{l}. \quad (6.2.23)$$



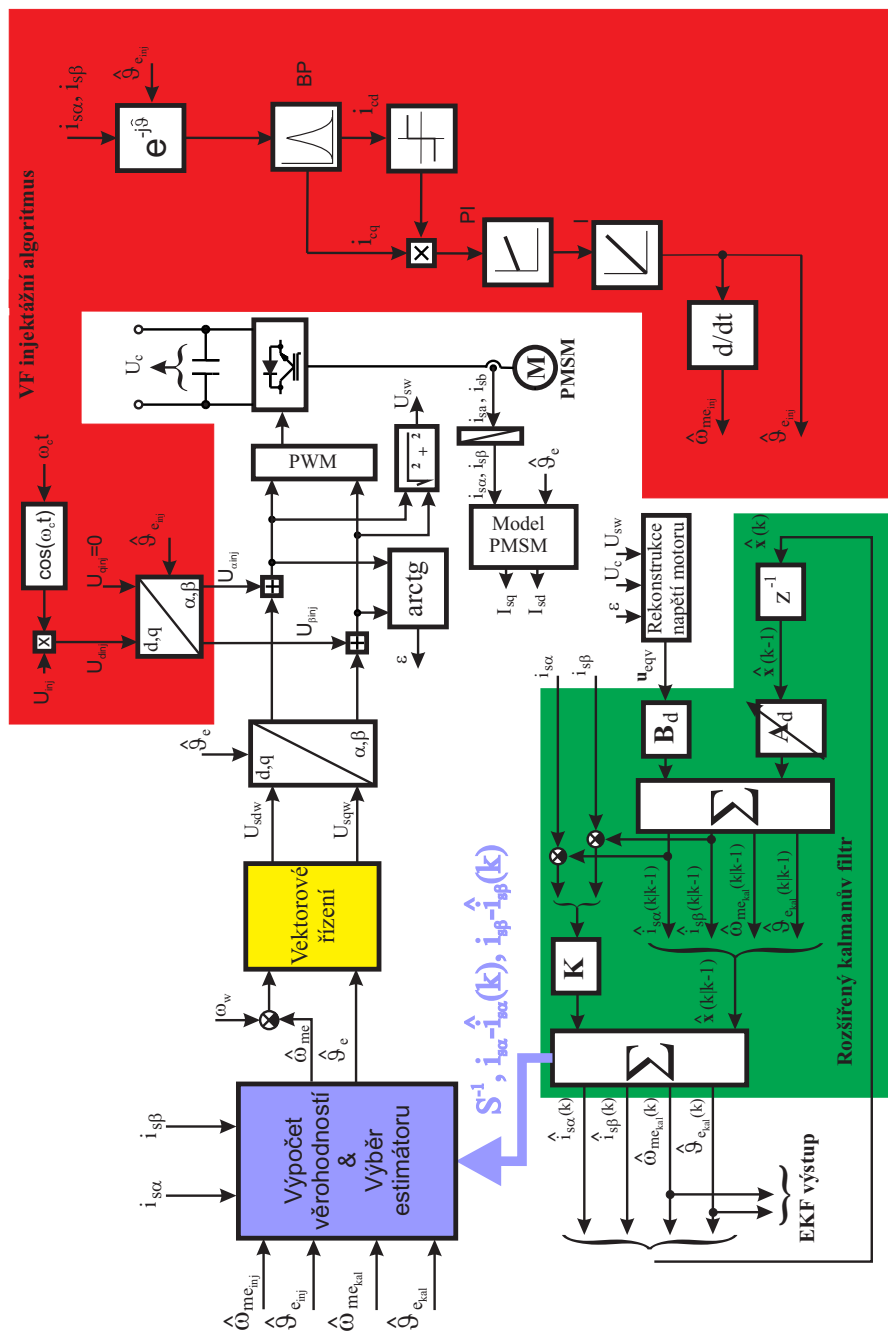
V našem případě byla délka  $l$  zvolena 256 vzorků (32 ms).

Navržený algoritmus byl implementován do řídicího DSP TMS320f2812. V průběhu ladění byly zjištěny potíže v podobě samovolného nechtěného přepínání mezi oběma injeztážními modely. K tomu může docházet v oblasti velmi nízkých otáček a pro stojící rotor. Vysvětlení lze nalézt v rovnicích (6.2.9) až (6.2.12) v členech obsahující  $\vartheta_{inj}$  a  $\omega_{inj}(k-1)$ . V těchto členech je v součinu elektrická rotorová rychlost, která je v oblasti velmi nízkých otáček nulová, a tedy i celý součin se blíží k nule. To má za následek, že aposteriorní pravděpodobnosti pro oba injeztážní modely se od sebe prakticky neliší a vede to ke zmíněným nechtěným přepínáním. Pro zamezení těmto nechtěným přepínáním bylo zavedeno omezení pro přepínání. Toto omezení je znázorněno na Obr. 6.2.2. V zelené oblasti je možno přepínat mezi libovolnými modely bez omezení. V červené oblasti je možno přepínat pouze mezi EKF a posledním vybraným modelem s injeztážním algoritmem. Přepnutí mezi injeztážními modely není v této oblasti možné. Šířka ohraničeného červeného regionu byla volena co nejmenší, konkrétně  $\pm 7$  Hz. Start pohonu probíhá tak, že je počáteční správná poloha (včetně správné polaroty toku permanentních magnetů) nalezena pomocí injeztážní metody včetně aplikování napěťových pulsů (kapitola 5.2) a poté je pohon již rozbíhán s informací o poloze a elektrické rotorové rychlosti dle statisticky optimálního výběrového algoritmu, který je blokově znázorněn na Obr. 6.2.3.



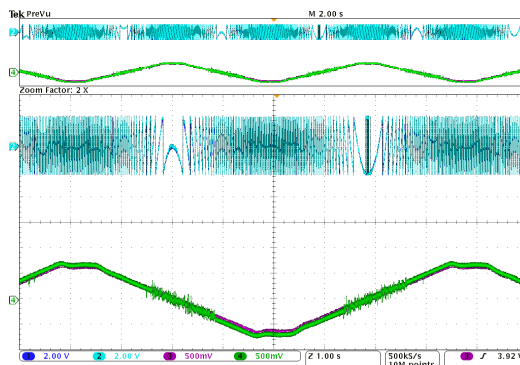
OBR. 6.2.2: KANDIDÁTI PRO PRAVDĚPODOBNOSTNÍ VÝBĚR MODELŮ

Algoritmus z Obr. 6.2.3 byl testován na laboratorním prototypu pohonu PMSM stejného výkonu jako u předchozích algoritmů. Pro otestování byl vybrán lichoběžníkový řídicí profil rychlosti, tak aby otestoval zejména přepínání mezi modely a problematickou oblast velmi nízkých otáček. Tento test je zachycen na Obr. 6.2.4. Z celkového zobrazení přechodového děje je vidět, že přepnutí proběhlo bez větších obtíží. Detailním pohledem Obr. 6.2.4(c) je vidět, že k přepnutí mezi algoritmy došlo vícenásobně. První přepnutí je vidět na levé straně oscilogramu, kdy na cca 20 ms došlo k přepnutí z EKF na injeztáž, během tohoto přepnutí se estimátor dopustil chyby přibližně  $25^\circ$  elektrických. Při dalším přepnutí, už konečném, byla chyba v jednotkách stupňů elektrických. Přestože je první přepnutí nechtěné, lze říci, že i když k takovémuto přepnutí dojde, nemá chyba v poloze dramatický rozměr. Z principu by u všech nechtěných přepnutí nemělo docházet k velkým chybám z důvodu, že takováto přepnutí nastávají v okamžicích, kdy jsou aposteriorní pravděpodobnosti, které se porovnávají, velmi blízké, a tedy i výstupy jednotlivých algoritmů musí být praktické stejné. Při opačném přepínání (injeztážní estimátor-EKF) zachyceném na Obr. 6.2.4(b) lze detailní analýzou dobře vypořadovat, jak se v posledních okamžicích před přepnutím zvětšovala chyba v poloze u injeztážního algoritmu, až v určitém okamžiku do-

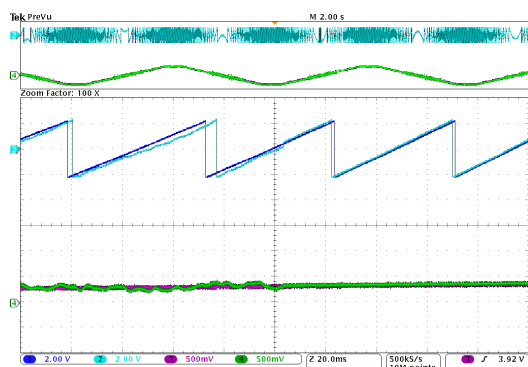


OBR. 6.2.3: BLOKOVÉ SCHÉMA HYBRIDNÍHO ESTIMÁTORU S BAYESOVSKÝM VÝBĚREM OPTIMÁLNÍHO MODELU

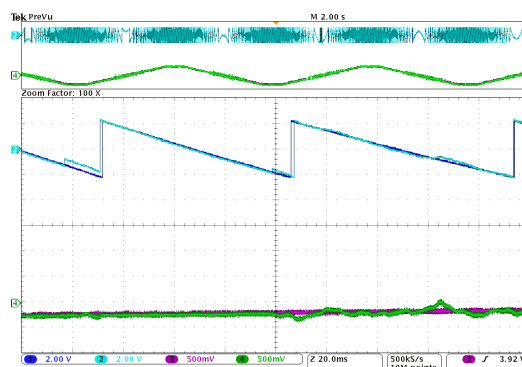
šlo k přepnutí na EKF, čímž se chyba v poloze ztelně zmenšila. Z těchto přechodových dějů se potvrzuje ten samý fakt jako u hysterézního přepínání, že obecně problematictější je přechod z EKF na injektážní algoritmus. To je dáno tím, že ve vysokých otáčkách fázový závěs injektážního algoritmu dynamicky nestíhá sledovat polohu a jeho zpětné zavěšení může způsobovat problémy. Oscilogramy na Obr. 6.2.5 jsou pořízeny pro stejné přechodové děje, jako tomu bylo



(a) reverzace



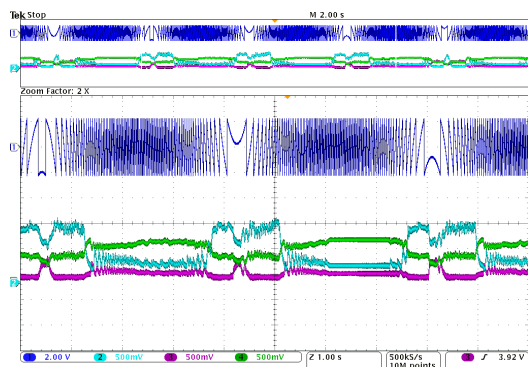
(b) detail přechodu injektážní metoda - EKF



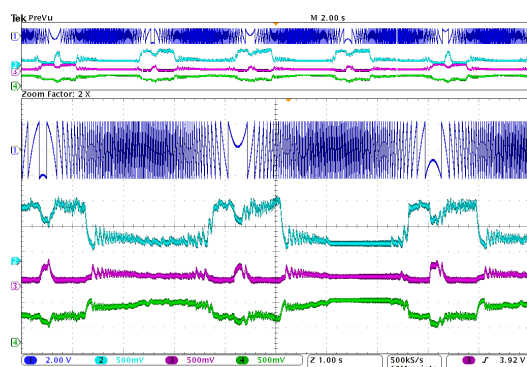
(c) detail přechodu EKF - injektážní metoda

**OBR. 6.2.4: PŘECHODOVÝ DĚJ – OTEVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDICÍ PROFIL RYCHLOSTI, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 40$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-POLOHA ROTORU HYBRIDNÍ ESTIMÁTOR (72 DEG/V), CH3-EL. RYCHLOST ROTORU ARC ČIDLO (55 Hz/V), CH4-EL. RYCHLOST ROTORU HYBRIDNÍ ESTIMÁTOR (55 Hz/V)**

u předchozího. Zachycují průběh aposteriorních pravděpodobností pro jednotlivé algoritmy, na základě kterých se vybírá výstup hybridního estimátoru. Je zde dobře vidět, že tyto pravděpodobnosti se dle očekávání mění v závislosti na rychlosti pohonu. Ve velmi malých otáčkách je nejlepší jeden z injektážních algoritmů a v malých, středních a vysokých otáčkách jednoznačně EKF. Z průběhu pravděpodobnosti pro injektáž s posunutou polohou o  $\pi$  lze vysledovat, že v oblasti nulových otáček (nulová derivace polohy) poklesává i aposteriorní pravděpodobnost, to není způsobeno tím, že by nějak rostla chyba estimace, ale je to způsobeno spíše metodou vyhodnocování. Za určitých podmínek se může i stát, že se pravděpodobnosti obou injektážních modelů přiblíží natolik, že by mohlo docházet k přepínání mezi oběma modely, což by ve výsledku způsobilo chybu estimace  $\pi$ . Toto je nepřijatelné a je ošetřeno necitlivostí v oblasti nulových



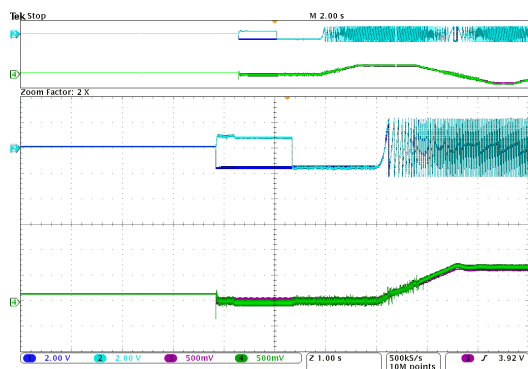
(a) Aposterioerní pravděpodobnosti přesazeny přes sebe



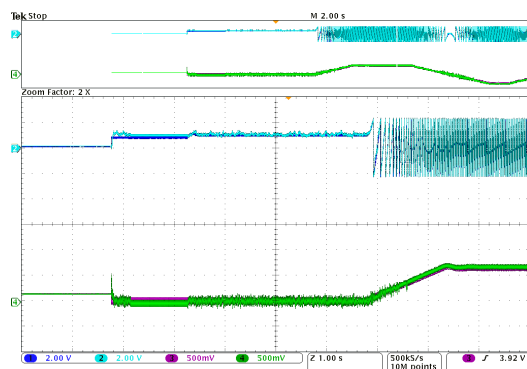
(b) Aposterioerní pravděpodobnosti nad sebou

OBR. 6.2.5: PŘECHODOVÝ DĚJ – OTEVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDICÍ PROFIL RYCHLOSTI, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 40$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-APOSTERIORNÍ PRAVDĚPODOBNOST INJEKTÁŽNÍ METODA  $+\pi$ , CH3-APOSTERIORNÍ PRAVDĚPODOBNOST INJEKTÁŽNÍ METODA, CH4-APOSTERIORNÍ PRAVDĚPODOBNOST EKF

otáček (Obr. 6.2.2). Přechodové děje Obr. 6.2.6 zachycují start algoritmu. a to pro obě možnosti počátečního nalezení magnetické polarity. Je vidět, že start pohonu je bezproblémový. Na oscilogramu Obr. 6.2.7 jsou zachyceny přechodové děje pro proměnné požadavky elektrické rotorové rychlosti. Rychlost 20 Hz byla volena záměrně, protože se nachází v blízkosti hranice, kdy dochází k přepínání mezi algoritmy.

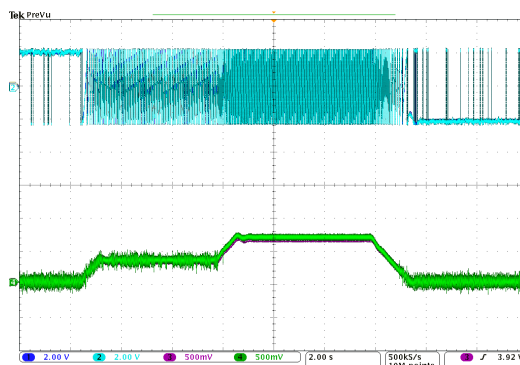


(a) Špatně nalezená počáteční magnetická polarita toku perm. magnetů



(b) Správně nalezená počáteční magnetická polarita toku perm. magnetů

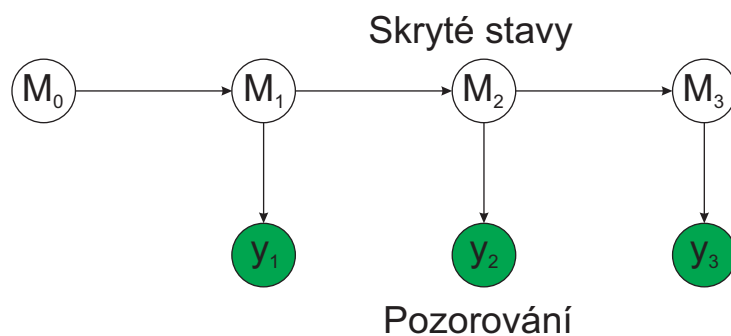
OBR. 6.2.6: PŘECHODOVÝ DĚJ - START POHONU, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 40$  Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-POLOHA ROTORU HYBRIDNÍ ESTIMÁTOR (72 DEG/V), CH3-EL. RYCHLOST ROTORU ARC ČIDLO (55 Hz/V), CH4-EL. RYCHLOST ROTORU HYBRIDNÍ ESTIMÁTOR (55 Hz/V)



OBR. 6.2.7: PŘECHODOVÝ DĚJ - PROFIL RYCHLOSTI S POSTUPNOU ZMĚNOU POŽADOVANÉ EL. RYCHLOSTI 0 Hz, 20 Hz, 40 Hz, 0 Hz, CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-POLOHA ROTORU HYBRIDNÍ ESTIMÁTOR (72 DEG/V), CH3-EL. RYCHLOST ROTORU ARC ČIDLO (55 Hz/V) , CH4-EL. RYCHLOST ROTORU HYBRIDNÍ ESTIMÁTOR (55 Hz/V)

### 6.2.3 Dynamický výběr modelů-Markovský model

Skryté Markovské Modely jsou známou a dobře publikovanou technikou [34, 35]. Problematika výběru optimálního modelu lze interpretovat jako odhadování skrytých stavů (modelů), které jsou odhadovány nepřímo na základě pozorování proměnných, ze kterých lze tyto stavy odhadnout. Struktura HMM modelů je znázorněna na Obr. (6.2.8). Stavů  $M_0 \dots M_n$  jsou stavy (modely) ve skryté vrstvě, které jsou odhadovány, dále  $y_1 \dots y_n$  jsou pozorování v daný časový okamžik. Šipky pak vyjadřují vazby, které jsou v modelu definovány. Svislé vazby vyjadřují vazby mezi stavem a jeho pozorováním, které jsou vyjádřeny observačním modelem, který je v každém kroku stejný. Podélné vazby pak vyjadřují vztah mezi skrytými stavy ve dvou po sobě jdoucích časových okamžicích (diskrétní časové okamžiky). Tyto vazby jsou vyjádřeny predikčním modelem. Algoritmus lze rozdělit do dvou kroků, predikce a korekce [35].



OBR. 6.2.8: STRUKTURA HMM MODELU

### Predikce

Predikční krok spočívá v určení  $p(M_t | y_{1:t-1})$ , tedy pravděpodobnosti, že systém přejde do stavu  $M_t$  za předpokladu pozorování  $y_{1:t-1}$ . Odvození vztahu pro tuto pravděpodobnost je v rovnici (6.2.24) :

$$\begin{aligned} p(M_t | y_{1:t-1}) &= \int p(M_t, M_{t-1} | y_{1:t-1}) dM_{t-1}, \\ &= \sum_{i=1}^n p(M_t | M_{t-1} = m_i, y_{1:t-1}) P(M_{t-1} = m_i | y_{1:t-1}), \\ &= \sum_{i=1}^n p(M_t | M_{t-1} = m_i) P(M_{t-1} = m_i | y_{1:t-1}), \end{aligned} \quad (6.2.24)$$

kde  $p(M_t | M_{t-1})$  vyjadřuje pravděpodobnosti přechodu mezi jednotlivými skrytými stavy.

### Korekce

Korekční krok spočívá v určení  $p(M_t | y_{1:t})$ , tedy pravděpodobnosti, že systém přejde do stavu  $M_t$  za předpokladu nového pozorování  $y_{1:t}$ .

$$p(M_t | y_{1:t}) = p(M_t | y_t, y_{1:t-1}), \quad (6.2.25)$$

$$= \frac{p(y_t | M_t, y_{1:t-1}) p(M_t | y_{1:t-1})}{p(y_t | y_{1:t-1})}, \quad (6.2.26)$$

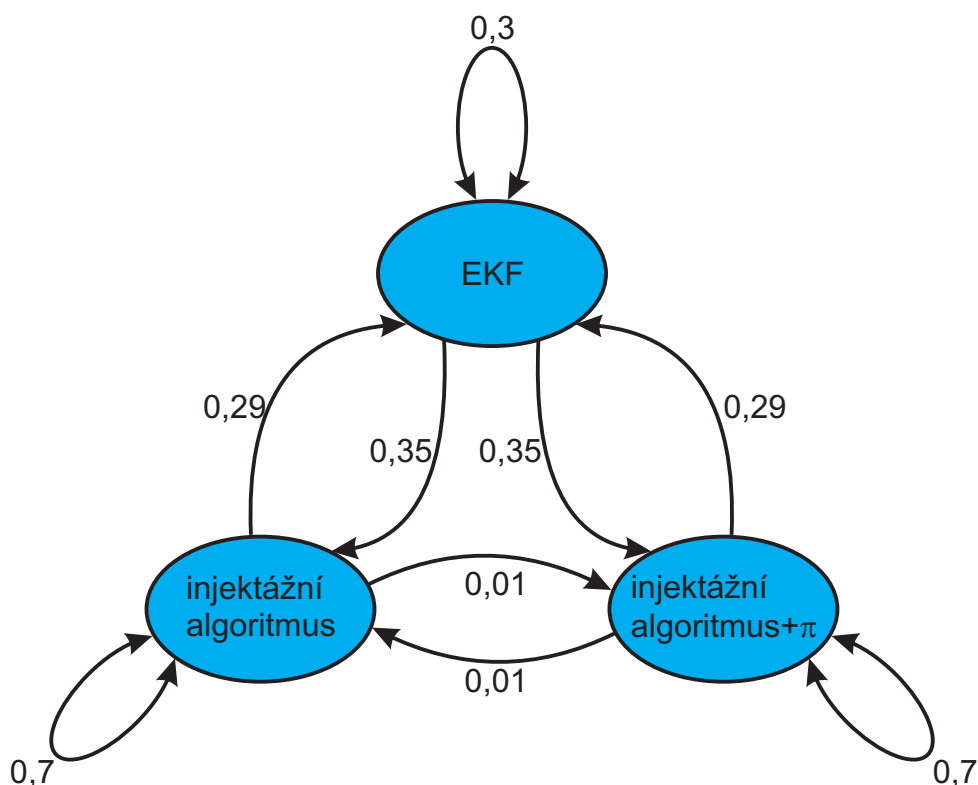
$$= \frac{p(y_t | M_t) p(M_t | y_{1:t-1})}{p(y_t | y_{1:t-1})}, \quad (6.2.27)$$

V kapitole 6.2.1 byl popsán jednoduchý způsob pravděpodobnostního výběru nejlepšího z algoritmů. Tento algoritmus považoval apriorní pravděpodobnosti jednotlivých modelů za konstantní v čase. V případě HMM je vývoj znalosti systému (přes pravděpodobnosti) dán predikčním krokem algoritmu popsáný rovnicí 6.2.24. Tento vztah vyjadřuje jakého stavu bude nabývat systém v následujícím kroku. Pro výpočet je použit předchozí stav systému  $P(M_{t-1} = m_i | y_{1:t-1})$  a přechodová matice (6.2.28). Tato matice vyjadřuje, jak se bude měnit stav v následujícím kroku v závislosti na předchozím kroku. Může být přehledně vyjádřena i graficky Obr. 6.2.9.

$$P(M_t = m_i | M_{t-1} = m_j) = t_{i,j}, \quad i, j = 1, 2, 3, \quad (6.2.28)$$

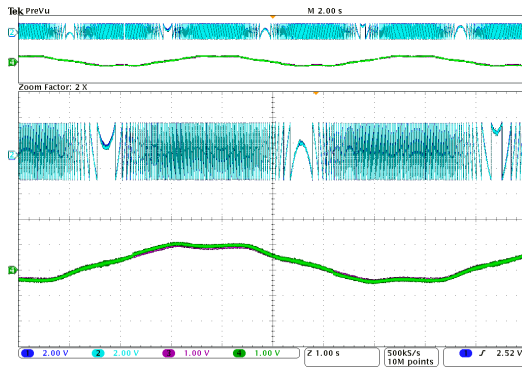
$$0 \leq t_{i,j} \leq 1 \quad \sum_{i=1}^n t_{i,j} = 1.$$

Volba prvků matice přechodu se provádí na základě empirických znalostí algoritmů a na základě ladění na konkrétním pohonu. Vhodnou volbou členů, vyjadřujících přechod mezi injektážním algoritmem a injektážním algoritmem posunutým o  $\pi$  lze zamezit problémům s přepínáním v oblasti nulových otáček, které bylo popsáno v kapitole 6.2.1 a muselo být řešeno speciál-

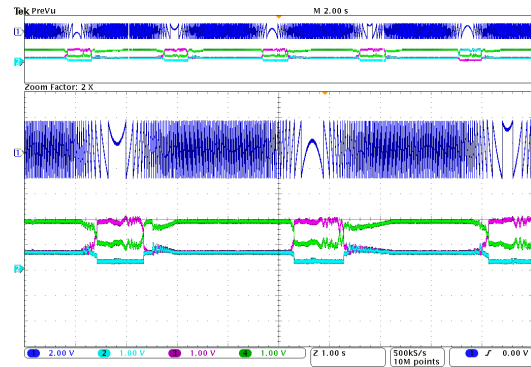


OBR. 6.2.9: GRAFICKÁ INTERPRETACE PŘECHODOVÉ MATICE (PŘEPÍNÁNÍ MEZI ESTIMAČNÍMI MODELY)

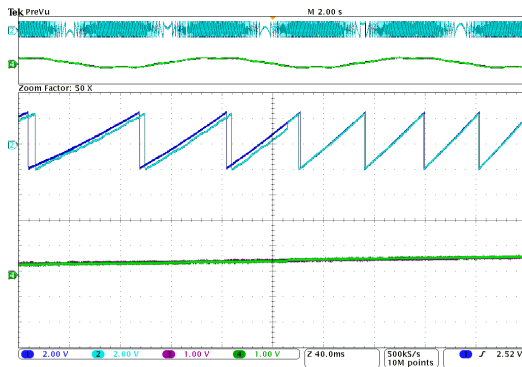
ní necitlivostí v kritické oblasti otáček. Takto upravený algoritmus byl implementován do DSP TMS320f2812 a testován na laboratorním prototypu pohonu s PMSM o jmenovitém výkonu 10,7 kW. Algoritmus byl testován jak v otevřené, tak uzavřené regulační smyčce. Přechodový děj v otevřené smyčce je zachycen na Obr. 6.2.10. Přepnutí je v případě přechodu z EKF na injektážní metodu bezproblémové, v opačném případě se při přepnutí dopouští přepínací algoritmus chyby cca patnáct stupňů elektrických. V oscilogramu 6.2.10(b) je dobře vidět, že v okamžicích přepnutí z jednoho algoritmu na druhý dochází k rychlé změně aposteriorních pravděpodobností u všech algoritmy. Díky těmto rychlým změnám se hodnoty aposteriorních pravděpodobností pro algoritmy, ze kterého se přepíná a na který se přepíná, od sebe více odlišují a nedochází tak k několikanásobnému přepnutí jako v případě algoritmu dle kapitoly 6.2.1. Na obrázku 6.2.11 je znázorněn stejný přechodový děj jako u předchozího obrázku, ale s rozdílem, že se jedná o uzavřenou regulační smyčku, tedy výstup z hybridního estimátoru je zaveden do regulační smyčky vektorového řízení pohonu. Pro tento přechodový děj ovšem bylo sníženo zesílení rychlostního regulátoru, protože dynamické vlastnosti injektážního algoritmu zatím nevykazují uspokojující výsledky a při vyšším zesílení v regulační smyčce docházelo k selhání estimátoru. Při vyšším momentu setrvačnosti motoru, nebo při zatížení momentem by k tomuto problému nedocházelo. Přechodový děj dle Obr. 6.2.11 vykazuje podobné vlastnosti jako tomu bylo u otevřené smyčky.



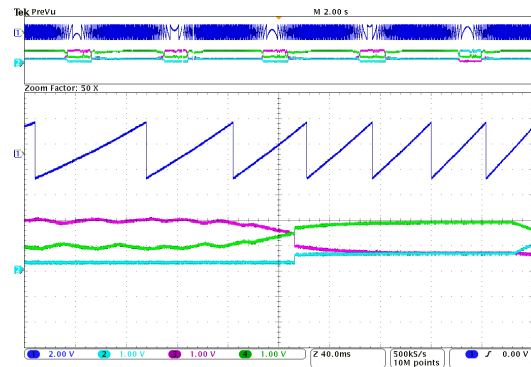
(a) reverzace



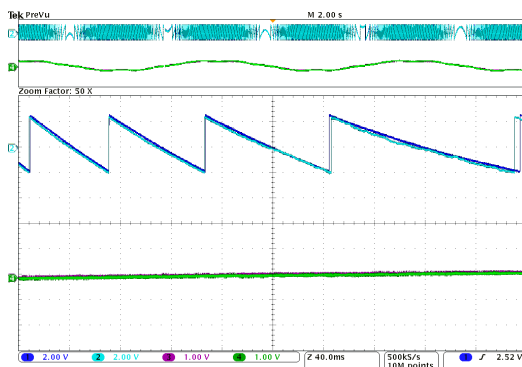
(b) reverzace



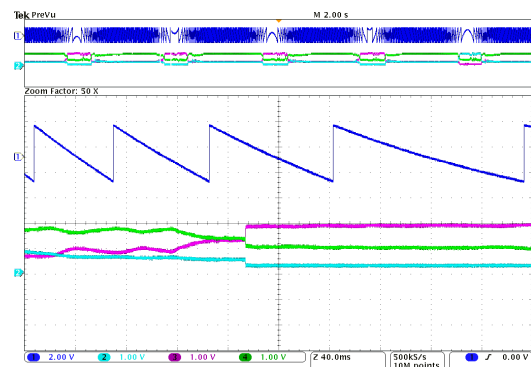
(c) detail přechodu injektážní metoda - EKF



(d) detail přechodu injektážní metoda - EKF



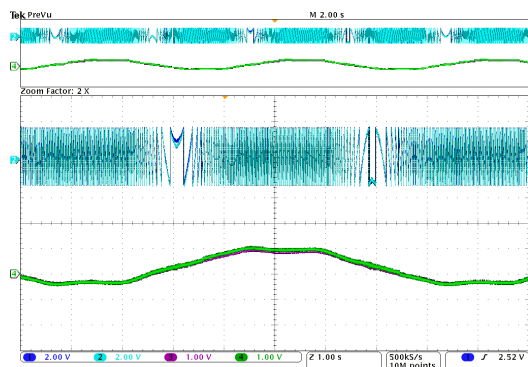
(e) detail přechodu EKF- injektážní metoda



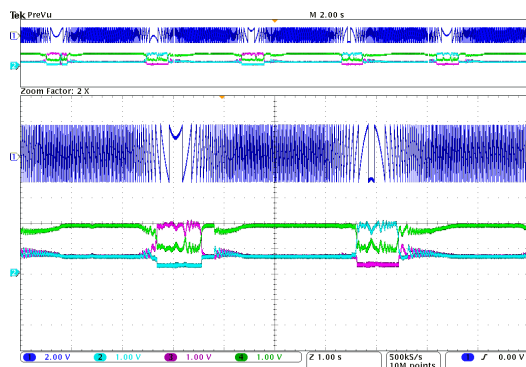
(f) detail přechodu EKF - injektážní metoda

OBR. 6.2.10: PŘECHODOVÝ DĚJ – OTEVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDICÍ PROFIL RYCHLOSTI, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 40$  Hz, OBRÁZKY A, C, E: CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-POLOHA ROTORU HYBRIDNÍ ESTIMÁTOR (72 DEG/V), CH3-EL. RYCHLOST ROTORU ARC ČIDLO (55 Hz/V), CH4-EL. RYCHLOST ROTORU HYBRIDNÍ ESTIMÁTOR (55 Hz/V), OBRÁZKY B, D, F: CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-APOSTERIORNÍ PRAVDĚPODOBNOST INJEKTÁŽNÍ METODA+ $\pi$ , CH3-APOSTERIORNÍ PRAVDĚPODOBNOST INJEKTÁŽNÍ METODA, CH4-APOSTERIORNÍ PRAVDĚPODOBNOST EKF

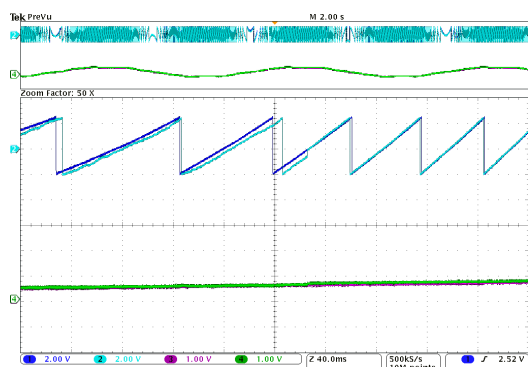




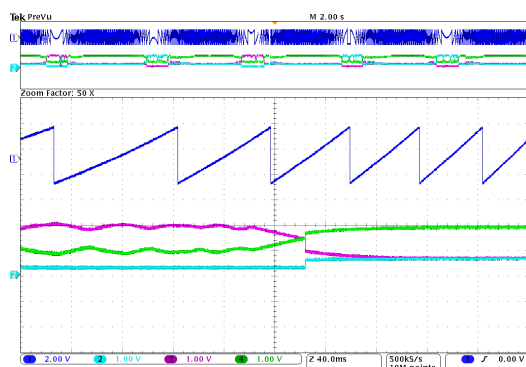
(a) reverzace



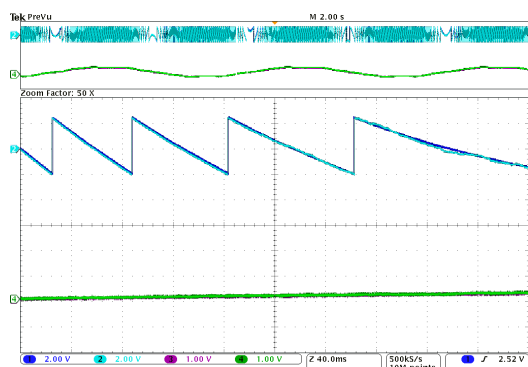
(b) reverzace



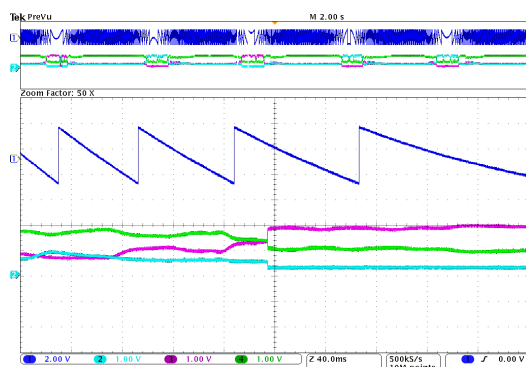
(c) detail přechodu injektážní metoda - EKF



(d) detail přechodu injektážní metoda - EKF



(e) detail přechodu EKF- injektážní metoda



(f) detail přechodu EKF - injektážní metoda

OBR. 6.2.11: PŘECHODOVÝ DĚJ – UZAVŘENÁ SMYČKA, LICHOBĚŽNÍKOVÝ ŘÍDICÍ PROFIL RYCHLOSTI, POŽADOVANÁ EL. RYCHLOST ROTORU  $\pm 40$  Hz, OBRÁZKY A, C, E: CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-POLOHA ROTORU HYBRIDNÍ ESTIMÁTOR (72 DEG/V), CH3-EL. RYCHLOST ROTORU ARC ČIDLO (55 Hz/V), CH4-EL. RYCHLOST ROTORU HYBRIDNÍ ESTIMÁTOR (55 Hz/V), OBRÁZKY B, D, F: CH1-POLOHA ROTORU ARC ČIDLO (72 DEG/V), CH2-APOSTERIORNÍ PRAVDĚPODOBNOST INJEKTÁŽNÍ METODA+ $\pi$ , CH3-APOSTERIORNÍ PRAVDĚPODOBNOST INJEKTÁŽNÍ METODA, CH4-APOSTERIORNÍ PRAVDĚPODOBNOST EKF

Z průběhů aposteriorních pravděpodobností u jednotlivých algoritmů lze vyzorovat, že přepínací algoritmus vybírá správně injektážní algoritmus se správnou polaritou vektoru magnetického toku permanentních magnetů.

### 6.3 Dílčí závěry

Hybridní estimátory představují spojení několika estimačních algoritmů, které jako celek umožňují odhadovat polohu a rychlost otáčení rotoru PMSM v celém spektru provozních otáček pohonu, včetně nulové rychlosti. V této kapitole bylo představeno spojení injektážní metody a EKF, mezi kterými se přepíná, a to pomocí dvou různých technik. První je hysterézní algoritmus, který přepíná mezi algoritmy v pevných bodech rychlostního profilu. Pevné okamžiky přepnutí samozřejmě neberou v úvahu aktuální přesnosti jednotlivých algoritmů, ani případné selhání některého z jednotlivých algoritmů. Touto metodou se dosahuje chyby v jednotkách stupňů. Problémem je ale fakt, že injektážní estimátor vykazuje problémy s určováním polarity vektoru magnetického toku permanentních magnetů a tak teoretická chyba může být až  $\pi$ . Při přepínání z EKF na injektážní algoritmus se může tento problém projevit. V kapitole 6.1 je popsán způsob, jak tento problém minimalizovat, přesto není přepnutí tak spolehlivé jako je tomu u dalšího způsobu přepínání, které je založeno na bayesovském (tzn. pravděpodobnostním) výběru optimálního modelu. Zde již nedochází k přepínání v pevných okamžicích, ale v okamžicích závislých na aktuálních výsledcích estimací z jednotlivých algoritmů a jsou zohledněna případná selhání EKF či injektážní metody. Tento algoritmus navíc ověřuje i možnost, že injektážní algoritmus špatně vyhodnotil problematickou polaritu magnetického toku a tak roste provozní spolehlivost celého hybridního estimátoru. Maximální chyby, které se dosáhlo tímto způsobem bylo cca 15 stupňů elektrických, a to v okamžiku přepnutí z injektážního algoritmu na EKF. Problémem ještě zůstává chování v uzavřené smyčce v systému s malým momentem setrvačnosti a velkým zesílením v rychlostní smyčce, a to z důvodu selhávání injektážního algoritmu. Závěrem lze říci, že pravděpodobnostní způsob přepínání představuje robustní způsob přepínání, který by mohl najít využití v reálném pohonu, a to minimálně v aplikaci, která sleduje případné selhání pohonu s čidlem na rotoru a v případě jeho selhání převede pohon do bezpečného stavu. Dále je to algoritmus, který minimalizuje vliv nepřesnosti určení parametrů. Odolnost vůči špatně určené magnetické polaritě a odolnost vůči špatně určeným parametrům pohonu je jednoznačně velkou výhodou oproti konkurenčním hybridním estimačním technikám, které byly v odborné komunitě publikovány.

## 7 Závěr

Tato disertační práce se věnuje problematice bezsenzorového řízení synchronního motoru s povrchovými permanentními magnety (PMSM). Bezsenzorovým řízením je myšleno řízení pohonu bez čidla polohy nebo rychlosti na rotoru motoru. V práci je popsáno několik estimačních technik zajišťující estimaci polohy magnetického toku permanentních magnetů a estimaci elektrické rotorové rychlosti. Tyto techniky byly voleny tak, aby byl splněn cíl, kterým byl plně bezsenzorový pohon, který by bylo možno provozovat v plném otáčkovém rozsahu, včetně stojícího rotoru. Výstupy estimatorů jsou zaváděny do vektorového řízení v kartézských souřadnicích s odděleným zadáváním momentotvorné a tokotvorné složky proudu.

První bezsenzorovou technikou, která je v práci prezentována, je rozšířený Kalmanův filtr. Tento přístup rozšiřuje výpočet matematického modelu stroje o stochastiku, čímž zásadním způsobem vylepšuje výsledek estimace. V práci byly navrženy EKF se dvěma různými predikčními modely, přičemž numericky zkoumaný EKF vycházel z plné kovarianční matice a byl implementován v aritmetice pevné řádové čárky. První model využívá vektoru stavů 4. řádů s estimací polohy a elektrické rotorové rychlosti a druhý vektor stavů 5. řádu, který estimuje navíc ještě zátěžný moment stroje. Oba modely dosahují srovnatelných výsledků s tím, že stavový vektor 5. řádu přináší samozřejmě vyšší nároky na výpočetní výkon. Estimací pomocí EKF lze dosáhnout robustní estimace požadovaných veličin, která však má omezení v otáčkovém rozsahu (dosažená hranice přibližně 1Hz elektrické rotorové rychlosti). Jelikož jsou predikční modely pro stojící rotor nepozorovatelné, není EKF schopný estimovat v oblasti nulových otáček. O hranici oblasti, v níž je EKF schopný estimovat, rozhoduje nastavení kovariančních matic a zejména přesnost určení parametrů predikčních modelů, případně zda modely zahrnují všechny fyzikální děje, které ovlivňují chování motoru. Výpočet EKF s plným modelem i kovarianční maticí není ideální pro svou výpočetní náročnost, proto je vhodné přejít k redukované formě, která tento výpočetní čas podstatně zkrátí. Toto však již není předmětem této práce.

Druhou zkoumanou technikou je injektážní algoritmus využívající magnetickou anisotropii kolem magnetického obvodu stroje. Tato technika je schopna estimovat i v oblasti nulových otáček. Její slabinou jsou naopak vyšší otáčky, kde fázový závěs nestíhá sledovat polohu rotorového toku. Hranice oblasti, kde estimator estimuje je cca 15 Hz. Problémem je celková dynamika estimatoru, která je příliš nízká a projevuje se zejména v uzavřené smyčce s pohonem s malým momentem setrvačnosti bez zatížení. Výstupní estimovaná rychlost je obecně poměrně zvlněná a v kombinaci s velkým zesílením regulátoru rychlosti a malé setrvačnosti způsobí, že dojde ke ztrátě zavěšení fázového závěsu. Dalším problémem je magnetická polarita vektoru magnetického toku, která potenciálně způsobí chybu v estimaci polohy až  $\pi$ . V práci je před-

staven způsob, jak tuto polaritu nalézt. Tento způsob je bohužel použitelný pouze pro stojící rotor. Dalším nepříznivým vlivem je změna anisotropie vlivem zatížení stroje, což se projevuje růstem chyby estimace polohy rotoru. Toto se ovšem dá kompenzovat. K identifikaci polohy z magnetické anisotropie může být použit kromě PLL také EKF. V práci je dokázána dualita mezi EKF a PLL, která platí pro jednoduchý stavový model popsany rovnicí (5.4.1).

Obě předchozí techniky mají omezení v otáčkovém rozsahu, kde je lze použít. Z tohoto důvodu byl navržen nový hybridní estimátor, který kombinuje oba předchozí přístupy. Základní myšlenka je taková, že v nízkých otáčkách se reguluje podle injektážní metody a ve vyšších otáčkách podle EKF. Problémem je, kdy přepínat mezi jednotlivými partikulárními algoritmy. První navržený způsob využívá hysterézního přepínání v pevné okamžiky rychlostního profilu. Tedy na základě aktuální rychlosti se vybírá algoritmus, podle kterého se reguluje. Zde se projevovoval problém zejména s tím, že injektážní metoda není schopná spolehlivě nalézt magnetickou polaritu toku permanentních magnetů. Hybridní estimátor s hysterézním přepínáním byl prezentován vědecké komunitě na konferenci 14th European Conference on Power Electronics [36]. Z výše uvedených důvodů byl navrhnout způsob přepínání modelů na základě bayesovského (tzn. pravděpodobnostního) výběru optimálního modelu. U každého z použitých modelů se vypočítává aposteriorní pravděpodobnost, že výstup z daného modelu je v daný okamžik nejlepší. Prostým porovnáním těchto pravděpodobností se vybere ten s nejvyšší pravděpodobností. Ten je v daný okamžik považován za nejlepší a jeho výstupy jsou zavedeny jako zpětné vazby pro vektorové řízení pohonu. Tento způsob přináší výhodu v tom, že přepínání probíhá ve variabilní okamžiky podle toho, jak je který estimátor v aktuální okamžik přesný. Další výhodou je, že aposteriorní pravděpodobnost modelu je ověřována i pro možnost, že injektážní metoda našla špatně magnetickou polaritu, což významně zvyšuje spolehlivost hybridního estimátoru. Start estimátoru z nulových otáček je bezproblémový. Problémem ale zůstává letmý start. Hybridní estimátor s bayesovským výběrem optimálního modelu byl již prezentován na konferencích 15th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition [37] a IEEE International Symposium on Industrial Electronics [38].

## Hlavní přínosy práce

- Návrh, implementace a experimentální ověření estimátoru založeného na EKF s různými predikčními modely se stavovými prostory 4. a 5. řádu určeného pro bezsenzorové vyhodnocení polohy a rychlosti rotoru PMSM, porovnání jejich vlastností v uzavřené a otevřené regulační smyčce.
- Návrh, implementace a experimentální ověření injektážního algoritmu, částečné vyřešení problémů s nalezením magnetické polarity vektoru toku permanentních magnetů, ověření vlastností v oblasti zatěžování.

- Návrh, implementace a experimentální ověření nového hybridního hysterézního estimátoru pro přepínání mezi partikulárními algoritmy, ověření vlastností přepínání.
- Návrh, implementace a experimentální ověření nového hybridního estimátoru s bayesovským výběrem optimálního modelu. Hybridní estimátor je schopný estimovat v celém otáčkovém rozsahu pohonu, vyznačuje se vysokou mírou necitlivosti k nepřesnému určení parametrů pohonu a vysokou mírou necitlivosti vůči šumu měření, což je jednoznačně velká výhoda oproti současnému stavu poznání hybridních estimátorů (viz. kapitola 1.1). Ve srovnání se současnými hybridními estimátory navíc zahrnuje i řešení problémů s určením magnetické polaritě způsobené injektážním algoritmem.

### Perspektivní směry dalšího výzkumu

Hybridní estimátor se jeví jako slibný přístup k estimaci polohy a rychlosti rotoru PMSM bez čidla polohy nebo rychlosti na rotoru. Stav kterého bylo v rámci této disertační práce dosaženo, je takový, že partikulární algoritmy jsou počítány paralelně vedle sebe bez toho, aniž by se podřízené estimátory vzájemně ovlivňovali. Jako perspektivní se jeví pokračování výzkumu hybridního estimátoru, který bude vybírat na základě nejvyšší pravděpodobnosti jednoho z modelů s tím, že modely budou vzájemně interagovat. Takovýto postup by byl vhodný zejména pro vylepšení vlastností injektážního algoritmu, který vykazuje problémy zejména v rychlých dynamických dějích. Dalším důležitým bodem, na který je potřeba se v budoucnu zaměřit, je problematika letmého startu pohonu, který je stále vážným problémem. Dále z pohledu implementačního a formálního unifikovat způsob výpočtu marginální pravděpodobnosti pro injektážní algoritmus a EKF. Na základě duality mezi EKF a PLL by bylo vhodné využít pro vyhodnocování polohy pomocí magnetické anisotropie EKF implementaci, která již počítá kovarianční matici implicitně. Toto ovšem vyžaduje vyřešit u této varianty problém s odolností vůči špatně nalezené polaritě injektážním algoritmem. Dalším možným směrem výzkumu je hlubší integrace obou estimačních principů tak, že stavový model pro EKF bude obsahovat jak komponenty fundamentálního modelu, tak i rovnici pro vyhodnocování injektážní metody. První kroky tohoto výzkumu jsme již prezentovali v [33].

## Literatura

- [1] PEROUTKA, Z.; ZEMAN, K.; KRUS, F.; KOSTEN, F. New generation of trams with gearless wheel PMSM drives: From simple diagnostics to sensorless control. In. *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International*. 2010, pp. pages. Available also from WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/EPEPEMC.2010.5606529>).
- [2] FRUS, J. R.; KUO, B. C. Closed-loop control of step motors using waveform detection. In. *Proc. Int. Conf. Stepping Motors and Systems*. 1976, pp. 77–84.
- [3] GENDUSO, F.; MICELI, R.; RANDO, C.; GALLUZZO, G.R. Back EMF Sensorless-Control Algorithm for High-Dynamic Performance PMSM. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*. 2010, vol. 57, no. 6, pp. 2092–2100. Available also from WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2009.2034182>). ISSN 0278-0046.
- [4] KIM, Hag-Wone; YOUN, Myung-Joong; CHO, Kwan-Yuhl; KIM, Hyun-Soo. Nonlinearity estimation and compensation of PWM VSI for PMSM under resistance and flux linkage uncertainty. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*. 2006, vol. 14, no. 4, pp. 589–601. Available also from WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/TCST.2006.876622>). ISSN 1063-6536.
- [5] CHAN, T.F.; WANG, W.; BORSJE, P.; WONG, Y.K.; HO, S.L. Sensorless permanent-magnet synchronous motor drive using a reduced-order rotor flux observer. *Electric Power Applications, IET*. 2008, vol. 2, no. 2, pp. 88–98. Available also from WWW: (<http://dx.doi.org/10.1049/iet-epa:20070234>). ISSN 1751-8660.
- [6] KIM, Hongryel; SON, Jubum; LEE, JangMyung. A High-Speed Sliding-Mode Observer for the Sensorless Speed Control of a PMSM. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*. 2011, vol. 58, no. 9, pp. 4069–4077. Available also from WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2010.2098357>). ISSN 0278-0046.
- [7] BOLOGNANI, S.; OBOE, R.; ZIGLIOTTO, M. Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*. 1999, vol. 46, no. 1, pp. 184–191. Available also from WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/41.744410>). ISSN 0278-0046.

- [8] CHAN, Tze-Fun; BORSJE, P.; WANG, Weimin. Application of Unscented Kalman filter to sensorless permanent-magnet synchronous motor drive. In. *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International*. 2009, pp. 631–638. Available also from WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/IEMDC.2009.5075272>.
- [9] ŠMÍDL, V.; PEROUTKA, Z. Advantages of Square-Root Extended Kalman Filter for Sensorless Control of AC Drives. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*. 2011, vol. PP, no. 99, pp. 1. Available also from WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2011.2180273>. ISSN 0278-0046.
- [10] ICHIKAWA, S.; TOMITA, M.; DOKI, S.; OKUMA, S. Sensorless control of permanent-magnet synchronous motors using online parameter identification based on system identification theory. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*. 2006, vol. 53, no. 2, pp. 363–372. Available also from WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2006.870875>. ISSN 0278-0046.
- [11] BOLOGNANI, S.; TUBIANA, L.; ZIGLIOTTO, M. Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives. 2003, vol. 39, no. 6, pp. 1741–1747. Available also from WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2003.818991>.
- [12] HOLTZ, J.; QUAN, Juntao. Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors. *Industry Applications, IEEE Transactions on*. 2003, vol. 39, no. 4, pp. 1052–1060. Available also from WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2003.813726>. ISSN 0093-9994.
- [13] LINKE, M.; KENNEL, R.; HOLTZ, J. Sensorless position control of permanent magnet synchronous machines without limitation at zero speed. In. *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*. 2002, pp. 674–679 vol.1. Available also from WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/IECON.2002.1187588>.
- [14] ACCETTA, A.; CIRRINCIONE, M.; PUCCI, M.; VITALE, G. PMSM drives sensorless position control with signal injection and neural filtering. In. *Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC '09. IEEE International*. 2009, pp. 279–285. Available also from WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/IEMDC.2009.5075218>.
- [15] YOON, Young-doo; SUL, Seung-ki; MORIMOTO, S.; IDE, K. High bandwidth sensorless algorithm for AC machines based on square-wave type voltage injection. In. *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*. 2009, pp. 2123–2130. Available also from WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/ECCE.2009.5316256>.

- [16] HOLTZ, J. Initial Rotor Polarity Detection and Sensorless Control of PM Synchronous Machines. In. *Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE*. 2006, pp. 2040–2047. Available also from WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/IAS.2006.256816>).
- [17] YANG, Shih-Chin; LORENZ, R.D. Surface permanent magnet synchronous machine self-sensing position estimation at low speed using eddy current reflected asymmetric resistance. In. *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*. 2011, pp. 1–10.
- [18] SCHROEDL, M. Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method. In. *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE*. 1996, pp. 270–277 vol.1. Available also from WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/IAS.1996.557028>).
- [19] IDE, K.; HA, Jung-Ik; SAWAMURA, M.; IURA, H.; YAMAMOTO, Y. A novel hybrid speed estimator of flux observer for induction motor drives. In. *Industrial Electronics, 2002. ISIE 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on*. 2002, pp. 822–827 vol.3. Available also from WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/ISIE.2002.1025839>).
- [20] PIIPPO, A.; LUOMI, J. Adaptive observer combined with HF signal injection for sensorless control of PMSM drives. In. *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*. 2005, pp. 674–681. Available also from WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/IEMDC.2005.195796>).
- [21] SILVA, C.; ASHER, G.M.; SUMNER, M. Hybrid rotor position observer for wide speed-range sensorless PM motor drives including zero speed. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*. 2006, vol. 53, no. 2, pp. 373–378. Available also from WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2006.870867>). ISSN 0278-0046.
- [22] ROBEISCHL, E.; SCHROEDL, M.; KRAMMER, M. Position-sensorless biaxial position control with industrial PM motor drives based on INFORM- and back EMF model. In. *IECON 02 [Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference of the]*. 2002, pp. 668–673 vol.1. Available also from WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/IECON.2002.1187587>).
- [23] AKRAD, A.; HILAIRET, M.; DIALLO, D. Design of a Fault-Tolerant Controller Based on Observers for a PMSM Drive. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*. 2011, vol. 58, no. 4, pp. 1416–1427. Available also from WWW: (<http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2010.2050756>). ISSN 0278-0046.



- [24] HOLTZ, J. Developments in Sensorless AC Drive Technology. In. *Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on.* 2005, pp. 9–16. Available also from WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/PEDS.2005.1619652>.
- [25] PEROUTKA, Z.; ŠMÍDL, V.; VOŠMIK, D. Challenges and limits of extended Kalman Filter based sensorless control of permanent magnet synchronous machine drives. In. *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on.* 2009, pp. 1–11.
- [26] GREWAL, S.; ANDREWS, Angus P. *Kalman Filtering: Theory and Practise Using MATLAB, Second Edition.* 2001.
- [27] VAS, P. *Sensorless vector and direct torque control.* 1998.
- [28] JEONG, Yu-seok; LORENZ, R.D.; JAHNS, T.M.; SUL, Seung-Ki. Initial rotor position estimation of an interior permanent-magnet synchronous machine using carrier-frequency injection methods. *Industry Applications, IEEE Transactions on.* 2005, vol. 41, no. 1, pp. 38–45. Available also from WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2004.840978>. ISSN 0093-9994.
- [29] BIANCHI, N.; BOLOGNANI, S.; JANG, Ji-Hoon; SUL, Seung-Ki. Comparison of PM Motor Structures and Sensorless Control Techniques for Zero-Speed Rotor Position Detection. *Power Electronics, IEEE Transactions on.* 2007, vol. 22, no. 6, pp. 2466–2475. Available also from WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2007.904238>. ISSN 0885-8993.
- [30] LANDSMANN, P.; PAULUS, D.; KENNEL, R. Online identification of load angle compensation for anisotropy based sensorless control. In. *Sensorless Control for Electrical Drives (SLED), 2011 Symposium on.* 2011, pp. 80–84. Available also from WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/SLED.2011.6051548>.
- [31] DRIESSEN, P.F. DPLL bit synchronizer with rapid acquisition using adaptive Kalman filtering techniques. *Communications, IEEE Transactions on.* 1994, vol. 42, no. 9, pp. 2673–2675. Available also from WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/26.317406>. ISSN 0090-6778.
- [32] PATAPOUTIAN, Ara. On phase-locked loops and Kalman filters. *Communications, IEEE Transactions on.* 1999, vol. 47, no. 5, pp. 670–672. Available also from WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/26.768758>. ISSN 0090-6778.
- [33] ŠMÍDL, V.; VOŠMIK, D.; PEROUTKA, Z. Kalman Filters Unifying Model-based and HF Injection-based Sensorless Control of PMSM Drives. In. *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.* 2013, pp. 1–6.
- [34] PETERKA, V. *Bayesian approach to system identification.* 1981.

- 
- [35] RUSSELL, S. J.; NORVIG, P. *Artificial Intelligence: A Modern Approach, 2nd Ed.* 2002.
- [36] VOŠMIK, D.; PEROUTKA, Z. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor employing extended Kalman filter in combination with HF injection method. In. *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on.* 2011, pp. 1–10.
- [37] VOŠMIK, D.; ŠMÍDL, V.; PEROUTKA, Z. Hybrid Estimator Using Advanced Model Selection Approach for Sensorless Control of PMSM. In. *EPE PEMC 2012 ECCE Europe - 15th International Power Electronics and Motion Conference and Exposition.* 2012, pp. pages.
- [38] VOŠMIK, D.; ŠMÍDL, V.; PEROUTKA, Z. Sensorless PMSM Control: Hybrid Rotor Position Estimator Using Maximum Likelihood Model Selection. In. *The 22nd IEEE International Symposium on Industrial Electronics.* 2013, pp. 1–6.

## Seznam autorových publikací

### Seznam autorových článků na mezinárodních konferencích (chronologicky)

- [A1] VOŠMIK, D.; ŠMÍDL, V.; PEROUTKA, Z. Sensorless PMSM Control: Hybrid Rotor Position Estimator Using Maximum Likelihood Model Selection. In. *The 22nd IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2013, pp. 1–6.
- [A2] ŠMÍDL, V.; VOŠMIK, D.; PEROUTKA, Z. Kalman Filters Unifying Model-based and HF Injection-based Sensorless Control of PMSM Drives. In. *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2013, pp. 1–6.
- [A3] BELDA, K.; VOŠMIK, D. Explicit Generalized Predictive Algorithms for Speed Control of PMSM Drives. In. *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2013, pp. 1–6.
- [A4] VOŠMIK, D.; ŠMÍDL, V.; PEROUTKA, Z. Hybrid Estimator Using Advanced Model Selection Approach for Sensorless Control of PMSM. In. *EPE PEMC 2012 ECCE Europe - 15th International Power Electronics and Motion Conference and Exposition*. 2012, pp. pages.
- [A5] BELDA, K.; VOŠMIK, D. Speed Control of PMSM Drives by Generalized Predictive Algorithms. In. *38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. 2012.
- [A6] UZEL, D.; VOŠMIK, D.; PEROUTKA, Z.; SIROVÝ, M. Considerations about sensorless control of permanent magnet synchronous motors at low speed and standstill for wheel mounted drive of tram. In. *Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference on*. 2011, pp. 486–491. Available also from WWW: <http://dx.doi.org/10.1109/PEDS.2011.6147293>.
- [A7] VOŠMIK, D.; PEROUTKA, Z. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor employing extended Kalman filter in combination with HF injection method. In. *Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on*. 2011, pp. 1–10.
- [A8] VOŠMIK, D.; SUTNAR, Z.; PEROUTKA, Z. Application of Extended Kalman Filter for parameter identification of electric drives. In. *Applied Electronics (AE), 2010 International Conference on*. 2010, pp. 1–4.

- [A9] PEROUTKA, Z.; ŠMÍDL, V.; VOŠMIK, D. Challenges and limits of extended Kalman Filter based sensorless control of permanent magnet synchronous machine drives. In. *Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on*. 2009, pp. 1–11.

## Seznam autorových článků na domácích konferencích (chronologicky)

- [A10] VOŠMIK, D.; ŠMÍDL, V.; PEROUTKA, Z. Hybridní estimátor pro bezsensorové řízení PM-SM. In. *Elektrické pohony, XXXIII. Konference*. 2013, pp. 1–8.
- [A11] VOŠMIK, D.; PEROUTKA, Z. Bezsensorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety s EKF- porovnání dvou variant predikčních modelů. In. *Elektrické pohony, XXXII. Konference*. 2011, pp. 1–7. ISBN 978-80-02-02308-1.
- [A12] VOŠMIK, D.; SIROVÝ, M. Simulátor fotovoltaických článků: Hardwarové řešení a implementace algoritmu řízení do DSP. In. *Elektrotechnika a informatika 2010*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2010, pp. 155–158.
- [A13] SIROVÝ, M.; VOŠMIK, D. Simulátor fotovoltaických článků: Laboratorní měření účinnosti měničů pro FVE. In. *Elektrotechnika a informatika 2010*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2010.
- [A14] VOŠMIK, D.; PEROUTKA, Z. Bezsensorové řízení pohonu s PMSM s využitím rozšířeného Kalmanova filtru. In. *Elektrické pohony, XXXI. Konference*. 2009, pp. 1–7. ISBN 978-80-02-02308-1.
- [A15] VOŠMIK, D. Identifikace parametrů synchronního motoru s permanentními magnety na povrchu rotoru. In. *Elektrotechnika a informatika 2009*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2009, pp. 139–142.
- [A16] VOŠMIK, D. Vektorové řízení synchronního motoru s povrchovými permanentními magnety (PMSM). In. *Elektrotechnika a informatika 2008*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2008, pp. 133–136.
- [A17] VOŠMIK, D. PWM generátor pro řízení napětového měniče. In. *Elektrotechnika a informatika 2007*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2007, pp. 129–132.

## Seznam autorových funkčních vzorků (chronologicky)

- [A18] VOŠMIK, D. *Zapojení regulačních obvodů pro bezsensorové řízení PMSM s injektážním estimačním algoritmem*. 2012.

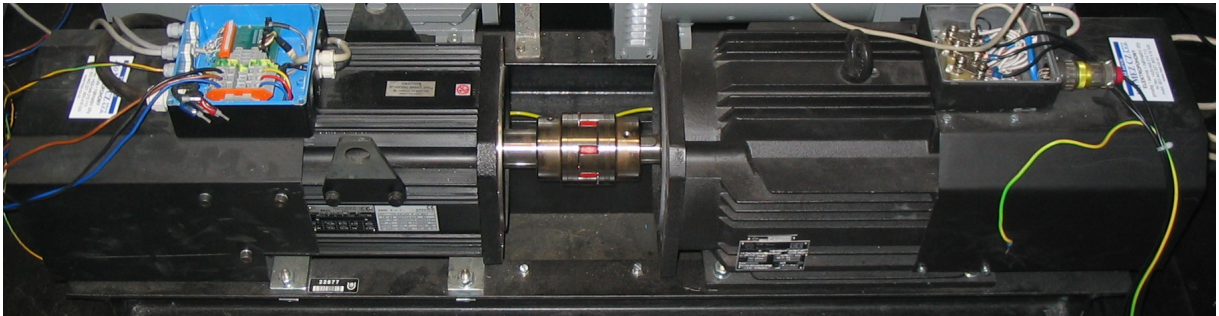
- [A19] UZEL, D.; VOŠMIK, D.; PEROUTKA, Z. *Regulátor synchronního generátoru s permanentními magnety pro hybridní autobus*. 2011.
- [A20] VOŠMIK, D.; MOLNÁR, J. *Zapojení regulačních obvodů emulátoru fotovoltaických článků*. 2011.
- [A21] VOŠMIK, D.; MOLNÁR, J. *Výkonový emulátor fotovoltaických článků*. 2010.
- [A22] VOŠMIK, D.; MOLNÁR, J. *Univerzální ovladač pro průmyslové měniče ABB*. 2010.
- [A23] VOŠMIK, D.; MOLNÁR, J. *Osmikanálový převodník odpor/napětí pro připojení tenzometru k analyzátoru*. 2010.
- [A24] VOŠMIK, D.; MOLNÁR, J. *Modul frekvenčního měniče 1kVA*. 2010.
- [A25] VOŠMIK, D.; MOLNÁR, J. *Funkční vzorek pro zátěžové testy soustrojí s asynchronními a synchronními motory*. 2010.
- [A26] VOŠMIK, D.; MOLNÁR, J. *Programovatelný logický automat PLC verze 2*. 2010.
- [A27] VOŠMIK, D.; DRÁBEK, P. *Regulátor třífázových asynchronních motorů*. 2009.
- [A28] VOŠMIK, D.; DRÁBEK, P. *Měnič pro napájení třífázových zátěží*. 2009.
- [A29] VOŠMIK, D.; PEROUTKA, Z. *Pohon se servo PMSM motorem s bezsenzorovým vektorovým řízením*. 2009.

## Seznam autorových výzkumných zpráv (chronologicky)

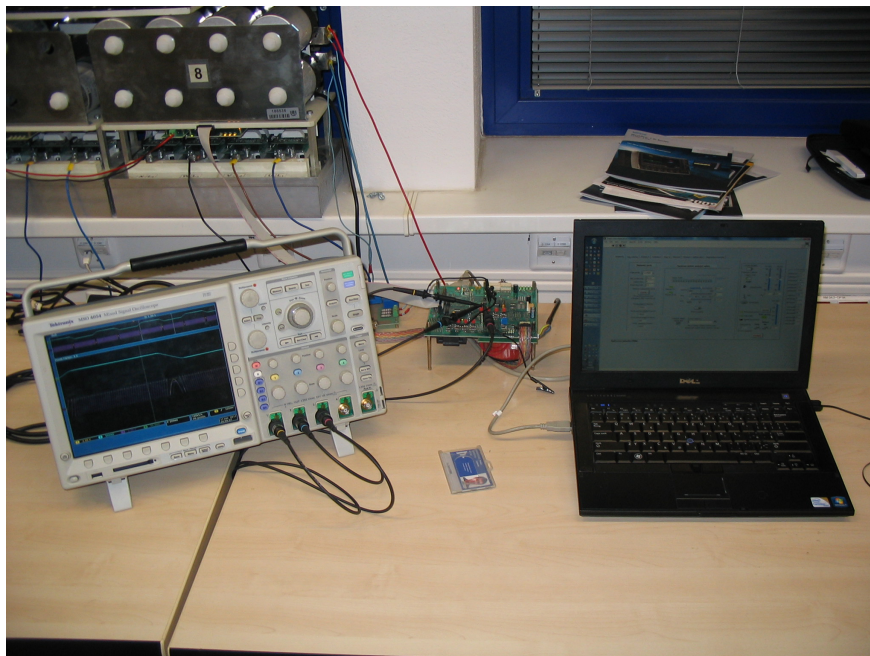
- [A30] VOŠMIK, D.; UZEL, D.; PEROUTKA, Z. *Algoritmy řízení a regulace synchronního generátoru s permanentními magnety pro hybridní autobus: Experimentální studie*. 2011.
- [A31] VOŠMIK, D. *Bezsenzorové řízení PMSM-rešerže*. 2011.
- [A32] VOŠMIK, D. *PMSM-detekce poruchových stavů*. 2011.
- [A33] VOŠMIK, D.; PEROUTKA, Z. *Experimentální studie bezsenzorového pohonu s PMSM s rozšířeným Kalmanovým filtrem*. 2010.
- [A34] VOŠMIK, D.; PEROUTKA, Z. *Bezsenzorové řízení pohonu se synchronním motorem s povrchovými magnety na rotoru s využitím rozšířeného Kalmanova filtru : teoretické úvahy a simulační ověření*. 2009.
- [A35] VOŠMIK, D.; PEROUTKA, Z. *Bezsenzorové řízení pohonu se synchronním motorem s povrchovými magnety na rotoru s využitím rozšířeného Kalmanova filtru : základní experimenty na pohonu malého výkonu*. 2009.

## Příloha I - fotografie experimentálního pracoviště

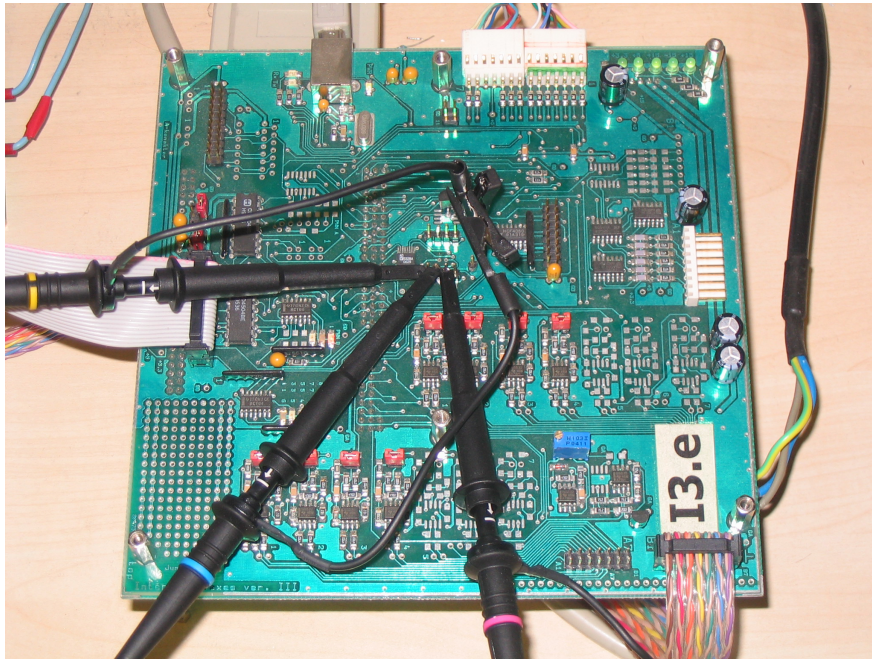
Testovací soustrojí PMSM o jmenovitém výkonu 10,7 kW + zatěžovací asynchronní motor:



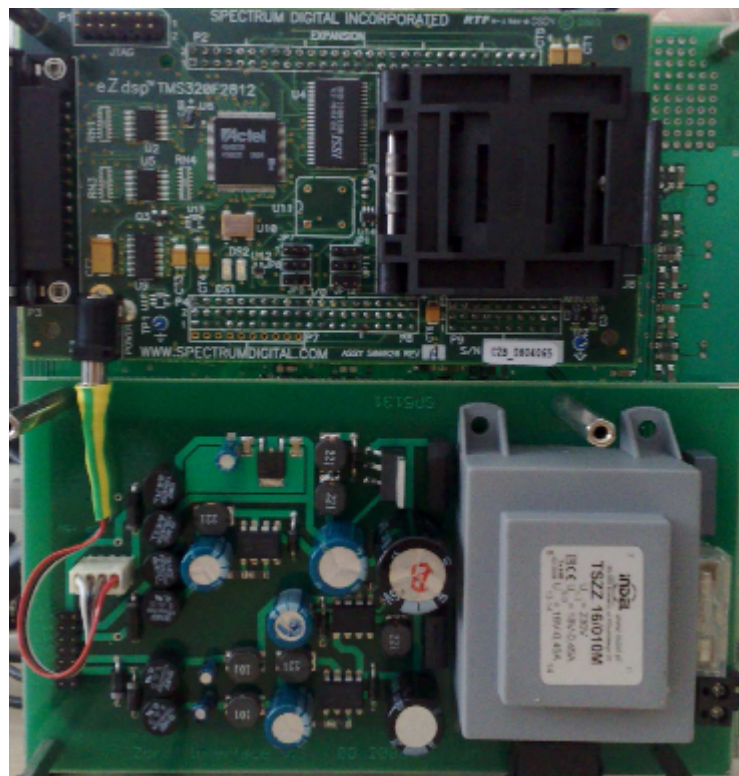
Laboratorní pracoviště pro bezsenzorovou regulaci PMSM:



Interface řídicího systému:



Vývojový kit s DSP TMS 320f2812:



## Příloha II - přehled parametrů algoritmů

Parametry motoru:

$2p$	8
$R_s$	0,28 $\Omega$
$L_s$	3,456 mH
$\psi_{PM}$	0,1989 Wb
$P$	10,7 kW
$M_n$	38 Nm
$I_{max}$	77 A

Parametry vektorového řízení:

$t_{sampl}, t_{sw}$	125 $\mu s$
$u_{CN}$	200 V
$k_{ri}$	5
$t_{ri}$	0,01
$k_{rw}$	0,9
$t_{rw}$	0,04
$k_{rurm}$	400
$t_{rurm}$	0,05
$I_{max}$	40 A



Parametry EKF, stavový prostor 4. řádu:

$t_{\text{sampl}}$	125 $\mu s$
<b>Q</b>	$\text{diag}(0, 014 0, 014 0, 00006 0, 0003)$
<b>R</b>	$\text{diag}(0, 07 0, 07)$
$\dot{i}_{\text{ref}}$	60 A
$u_{\text{ref}}$	700 V
$\omega_{\text{ref}}$	3456 rad/s
$\vartheta_{\text{ref}}$	$\pi$

Parametry EKF, stavový prostor 5. řádu:

$t_{\text{sampl}}$	250 $\mu s$
<b>Q</b>	$\text{diag}(0, 03 0, 03 0, 0006 0, 0003 0, 0009)$
<b>R</b>	$\text{diag}(0, 014 0, 014)$
$\dot{i}_{\text{ref}}$	300 A
$u_{\text{ref}}$	700 V
$\omega_{\text{ref}}$	1260 rad/s
$\vartheta_{\text{ref}}$	$\pi$
$M_{\text{ref}}$	200 Nm

Parametry injektážní metoda:

$t_{\text{sampl}}$	125 $\mu s$
$f_{\text{inj}}$	1 kHz
$u_{\text{inj}}$	8 V
$k_{\text{rinj}}$	700
$t_{\text{rinj}}$	0,09

Parametry hybridní estimátor s hysterézním přepínáním modelů:

$f_1$	7,2 Hz elektrických
$f_2$	8 Hz elektrických
$f_3$	8,8 Hz elektrických
$f_4$	10,4 Hz elektrických

Parametry hybridní estimátor s pravděpodobnostním přepínáním modelů:

$$\mathbf{t} = \begin{bmatrix} 0,7 & 0,29 & 0,01 \\ 0,35 & 0,3 & 0,35 \\ 0,01 & 0,29 & 0,7 \end{bmatrix}$$