

MODELING, CONTROL AND PARAMETER  
IDENTIFICATION OF SALIENT POLE SYNCHRONOUS  
MOTORS

DISSERTATION

Submitted for the degree of

Doctor of Philosophy

in

Electronics

# MODELOVÁNÍ, ŘÍZENÍ A IDENTIFIKACE PARAMETRŮ SYNCHRONNÍCH STROJŮ S VYNIKLÝMI PÓLY

DISERTAČNÍ PRÁCE

k získání akademického titulu doktor

v oboru

Elektronika

Autor:

Ing. David Uzel

Školitel:

prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.

Datum státní závěrečné zkoušky:

27. 4. 2011

Datum odevzdání práce:

14. 11. 2014

## 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 14. 11. 2014

---

Ing. David Uzel

## Prohlášení garanta projektu

Tato práce vznikla s podporou projektů: CZ.1.05/2.1.00/03.0094: Regionální inovační centrum elektrotechniky (RICE), GAČR P102/11/0437: Regulace a identifikace parametrů střídavých elektrických pohonů v kritických provozních stavech, SGS-2012-071: Elektrické pohony a výkonová elektronika, jejichž jsem řešitelem. Potvrzuji, že Ing. David Uzel je hlavním autorem částí, které jsou představeny v této práci.

V Plzni 14. 11. 2014

---

prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.

## Poděkování

Na tomto místě bych rád poděkoval mému školiteli prof. Ing. Zdeňku Peroutkovi, Ph.D. a dále pak ostatním členům vědeckého týmu za cenné rady a připomínky. V neposlední řadě bych chtěl poděkovat mé ženě Haničce spolu s celou rodinou za obětavou podporu během mého studia.

David Uzel

Tato práce vznikla s podporou projektů: CZ.1.05/2.1.00/03.0094: Regionální inovační centrum elektrotechniky (RICE), GAČR P102/11/0437: Regulace a identifikace parametrů střídavých elektrických pohonů v kritických provozních stavech a SGS-2012-071: Elektrické pohony a výkonová elektronika.

## Abstrakt

Tato disertační práce se zabývá problematikou modelování, řízení a identifikace parametrů synchronních strojů s vyniklými póly. Zkoumán je synchronní motor s vnitřními permanentními magnety na rotoru (IPMSM) a klasický synchronní motor s vinutým rotorem s vyjádřenými póly (WRSM).

V první části je popsána motivace k výzkumu dané problematiky a je uveden současný stav poznání ve zkoumaných oblastech.

Ve druhé kapitole jsou popsány matematické modely motoru a to jak ve stojících fázových souřadnicích  $a, b, c$  tak v rotujících  $d, q$ , ty jsou spjaty s polohou rotoru.

Ve třetí kapitole jsou publikovány testované a navržené metody měření parametrů pro uvedené matematické modely. Hlavní pozornost je upřena k měření indukčnosti. Pro modely jak ve fázových tak v rotorových souřadnicích jsou použity přístupy s rotujícím a stojícím rotorem. Testované metody pro přesné určení indukčnosti využívají buď speciálních laboratorních zdrojů, nebo speciálního režimu provozu, kdy je matematický model celého měření redukován na problém nižšího řádu.

Dále v kapitole čtvrté je uveden popis a návrh optimálního řízení jak pro WRSM tak pro IPMSM. Dané optimum je chápáno ve smyslu maximalizovat moment motoru stroje. Je provedena rozvaha nad momentovou rovnicí z pohledu všech možných pracovních bodů s tím, že v oblasti konstantního momentu je omezení pouze z pohledu maximálních proudů, naproti tomu v oblasti odbuzování je nutné zajistit i nutné odbuzení stroje. Pro WRSM optimální řízení vhodně rozvažuje nabuzení stroje pomocí rotorového a statorového proudu pro dosažení maximálního momentu. U IPMSM záporný proud v ose  $d$  zajišťuje přírůstek tzv. reluktanční složky momentu, která je využita na zvýšení momentu stroje vzhledem k vyšší statorové indukčnosti  $L_{sq}$  oproti  $L_{sd}$ .

Pátá kapitola se z velké části věnuje bezsenzorovým metodám na principu detekce anizotropie stroje. Tyto metody jsou založeny na injektování testovacího signálu do rotorového (WRSM) nebo statorového vinutí (IPMSM), který způsobí proudovou odezvu statoru obsahující informaci o poloze rotoru a rotorové rychlosti. Pro WRSM je aplikována jednoduchá metoda na estimaci počáteční polohy rotoru. Na jejím teoretickém základu je postaveno poté celé bezsenzorové řízení s vyhodnocením pomocí fázového závěsu (PLL) nebo Kalmanovým filtrem. U IPMSM je implementován algoritmus tzv. pulzujících injektáží s obdélníkovým tvarem testovacího signálu, kde je ukázán vliv zatěžování motoru, který může nepříznivě ovlivnit výsledek estimace. V poslední části kapitoly je představen bezsenzorový estimátor s redukováním Kalmanovým filtrem založeným na matematickém modelu ve fázových souřadnicích. Toto řešení umožňuje zahrnout nesymetrie a harmonické magnetického obvodu stroje pro zpřesnění estimace polohy natočení rotoru.

Veškeré navržené a odsimulované algoritmy jsou podrobeny ověřovacím testům na postaveném laboratorním prototypu.

## Klíčová slova

Synchronní motor, permanentní magnety, vinutý rotor, optimální řízení, měření indukčností, reluktanční moment, bezsenzorové řízení, anizotropie, pulzující injektáže, estimace, Kalman filtr.

## Abstract

The doctoral thesis features the issue of modeling, control and parameter identification of the salient pole synchronous motors. The synchronous motor with permanent magnets on the rotor (IPMSM) and classical synchronous motor with wound salient pole rotor (WRSM) are investigated.

The first section describes the motivation to the research of the issue and the current state of knowledge in the surveyed areas is given.

The second chapter describes the mathematical models of the motors in a, b, c stationary phase coordinates and d, q rotating coordinates, which are linked with the position of the rotor.

In the third chapter, the proposed methods for measuring of the parameters of specified mathematical models are published and tested. The main focus is paid to an inductance measurement. For the models in both coordinates, the approaches with rotating and stationary rotor are used. Test methods for the exact inductance determining utilize special laboratory sources or special mode of motor operation, which reduces the measurement problem to a lower order.

Furthermore in the fourth chapter, the design of an optimal control for WRSM and IPMSM is described. The optimum is understood in the sense of the torque maximizing. It is given by a balance of the torque equation in terms of all possible operating points. There is the current limitation in the constant torque range and additionally the field weakening necessity at the higher speeds. For WRSM, the optimum is ensured by appropriate delivering of the rotor and stator currents for maximum torque. For IPMSM, the negative d-axis current increment ensures the reluctance torque component, which is used to increase the torque due to higher stator inductance  $L_{sq}$  than  $L_{sd}$ .

The fifth chapter is mainly devoted to methods of anisotropy detecting. These methods are based on injecting of a test signal into the rotor (WRSM) or stator winding (IPMSM) which causes the stator current response containing information about the rotor position and rotor speed. For WRSM, the simple method is applied to the estimation of the initial position of the rotor. At its theoretical base, the full sensorless control with evaluation through a phase-locked loop (PLL) or Kalman filter is built. For IPMSM, the algorithm of pulsatile injection is implemented with a rectangular shape of the test signal, which stator response shows the influence of load on the motor, which may adversely affect the results of the estimation. The last part of the chapter features reduced-order Kalman filter in phase coordinates, which enables to assume all asymmetries and harmonics of magnetic circuit of the machine for improvement of accuracy of rotor position estimation.

All designed and simulated algorithms are subjected to verification tests on built laboratory prototype.

## Keywords

Synchronous motor, permanent magnets, wound rotor, optimal control, inductance measurement, reluctance torque, sensorless control, anisotropy, pulsating injection, estimation, Kalman filter.

## Zusammenfassung

Die Doktorarbeit befasst sich mit der Frage der Modellierung, Steuerung und Parameteridentifikation der ausgeprägten Pol-Synchronmotoren. Es wird der Synchronmotor mit Permanentmagnet-Rotor (IPMSM) und klassischer Synchronmotor mit ausgeprägten Pole gewickelten Rotor (WRSM) untersucht.

Der erste Abschnitt beschreibt die Motivation für die Forschung des Themas und es wird der aktuelle Kenntnisstand in den untersuchten Gebieten dargestellt. Der zweite Abschnitt schildert die mathematischen Modelle der Motoren A, B, C stationäre Phase Koordinaten und d, q rotierenden Koordinaten, die mit der Rotorposition verbunden sind. Im dritten Kapitel werden die vorgeschlagenen Methoden zur Parametermessung der festgelegten mathematischen Modelle veröffentlicht und getestet. Das Hauptaugenmerk beruht auf einer Induktivitätsmessung. Für die Modelle in beiden Koordinaten werden die Ansätze mit rotierenden und feststehenden Rotor verwendet. Die Testverfahren für die genaue Bestimmung der Induktivität nutzen eine spezielle Laborquellen oder eine spezielle Art der Motorbetrieb, der die Messprobleme einer niedrigeren Ordnung reduziert. Außerdem wird im vierten Kapitel das Design einer optimalen Steuerung für WRSM und IPMSM beschrieben. Das Optimum wird im Sinne der Maximierung des Drehmoments verstanden. Es wird durch ein Gleichgewicht zwischen der Drehmomentgleichung in Bezug auf alle möglichen Betriebspunkte angegeben. Es geht um die Strombegrenzung im konstanten Drehmomentbereich und zusätzlich auch um die Feldschwächung Notwendigkeit bei den höheren Geschwindigkeiten. Für WRSM wird die optimale geeignete Abgabe der Rotor und Stator Ströme für maximales Drehmoment gewährleistet. Für IPMSM sorgt die negative d-Achsen Strom-Schritt das Reluktanzmoment Komponente, die verwendet wird, um das Drehmoment auf höhere Statorinduktivität  $L_{sq}$  als  $L_{sd}$  zu erhöhen. Das fünfte Kapitel ist widmet sich hauptsächlich Methoden der Anisotropie Erfassungs. Dieses Verfahren basiert auf Injizieren eines Testsignals, in den Rotor (WRSM) bzw. Statorwicklung (IPMSM), die den Ständerstrom-Antwort, die Information über die Rotorposition und die Rotordrehzahl bewirkt. Für WRSM ist das einfache Verfahren zum Schätzen der Anfangsrotorposition angelegt. Auf seiner theoretischen Basis, die volle sensorlose Steuerung mit Auswertung durch einen Phasenregelkreis (PLL) oder Kalman-Filter aufgebaut ist. Für IPMSM, ist der Algorithmus von pulsatilen Injektion mit einer rechteckigen Form des Testsignals, das Stator Reaktion zeigt den Einfluss der Belastung auf den Motor, der die Ergebnisse der Schätzung negativ beeinflussen können, implementiert. Der letzte Teil des Kapitels Funktionen verkleinerter Ordnung Kalman-Filter in der Phase-Koordinaten, die alle asimetries und Oberschwingungen der Magnetkreis der Maschine zur Verbesserung der Genauigkeit der Rotorpositionsschätzung annehmen können.

Alle diese werden entworfen und simuliert, um Algorithmen Verifikationstests auf Laborprototyp zu entwickeln.

## Stichworte

Synchronmotor, Permanentmagnete, Wundrotor, optimale Kontrolle, Induktivität Messung, Reluktanzmoments, geberlose Regelung, Anisotropie, pulsierende Injektion, Schätzung, Kalmanfilter.

---

**Obsah**

<b>Symboly a značení .....</b>	<b>9</b>
Symboly a zkratky .....	9
Indexy .....	11
<b>1 Úvod .....</b>	<b>13</b>
1.1 Současný stav poznání .....	14
1.1.1 Identifikace parametrů synchronních motorů s vyniklými póly .....	14
1.1.2 Optimální řízení synchronních motorů s vyniklými póly .....	15
1.1.3 Bezsenzorové řízení synchronních motorů s vyniklými póly .....	15
1.2 Cíle disertační práce .....	17
1.3 Metodika .....	18
<b>2 Matematický model synchronního motoru s vyniklými póly .....</b>	<b>20</b>
2.1 Úvod .....	20
2.2 Matematický model ve fázových souřadnicích .....	21
2.2.1 Model se statorovými proudy jako stavovými veličinami .....	24
2.2.2 Model s magnetickými toky jako stavovými veličinami .....	25
2.2.3 Ověření modelu .....	26
2.3 Matematický model v rotorových souřadnicích .....	28
2.3.1 Model WRSM .....	31
2.3.2 Model IPMSM .....	31
2.3.3 Ověření modelu .....	31
2.4 Dílčí závěr .....	32
<b>3 Metody měření parametrů matematického modelu synchronního motoru s vyniklými póly .....</b>	<b>34</b>
3.1 Úvod .....	34
3.2 Matematický model ve fázových souřadnicích .....	34
3.2.1 Měření indukovaného napětí .....	34
3.2.2 Měření hlavní fázové indukčnosti – zabržděný rotor .....	34
3.2.3 Měření hlavní fázové indukčnosti – rotující rotor .....	38
3.3 Matematický model v rotorových souřadnicích .....	40
3.3.1 Měření statorových indukčností – metoda s obdélníkovými pulzy napětí – zabržděný rotor .....	40
3.3.2 Měření statorových indukčností – metoda s 3f sinusovým zdrojem – zabržděný rotor .....	41
3.3.3 Měření statorových indukčností – metoda při ustáleném stavu – rotující rotor .....	43
3.4 Využití měřicích metod pro self-commissioning pohonu .....	46
3.4.1 Průmyslový pohon .....	47
3.4.2 Trakční pohon .....	47



---

3.5	Dílčí závěr.....	47
<b>4</b>	<b>Optimální řízení a regulace .....</b>	<b>49</b>
4.1	Úvod.....	49
4.2	Optimální řízení a regulace WRSM.....	49
4.2.1	Oblast konstantního momentu .....	49
4.2.2	Oblast odbuzování .....	50
4.2.3	Navržené řízení a regulace pohonu s WRSM .....	51
4.3	Optimální řízení a regulace IPMSM.....	55
4.3.1	Oblast konstantního momentu .....	55
4.3.2	Oblast odbuzování .....	58
4.3.3	Navržené řízení a regulace pohonu s IPMSM.....	61
4.4	Dílčí závěr.....	71
<b>5</b>	<b>Bezsenzorové řízení .....</b>	<b>73</b>
5.1	Úvod.....	73
5.2	Bezsenzorová estimace počáteční polohy WRSM.....	73
5.3	Bezsenzorová estimace polohy WRSM .....	76
5.3.1	Funkce arkustangens .....	78
5.3.2	Fázový závěs.....	83
5.3.3	Kalmanův filtr .....	87
5.4	Bezsenzorová estimace polohy IPMSM – princip detekce anizotropie.....	90
5.5	Bezsenzorová estimace polohy IPMSM – matematický model .....	97
5.6	Dílčí závěr.....	100
<b>6</b>	<b>Závěr.....</b>	<b>102</b>
6.1	Hlavní přínosy práce.....	103
6.2	Perspektivní směry dalšího výzkumu .....	104
	<b>Literatura .....</b>	<b>105</b>
	<b>Autorovy práce (chronologicky).....</b>	<b>109</b>
	Mezinárodní konference .....	109
	Domácí konference.....	110
	Funkční vzorky .....	111
	Software .....	111
	Výzkumné zprávy .....	112
	<b>Příloha 1 – Parametry motorů .....</b>	<b>114</b>
	Synchronní motor s povrchovými permanentními magnety (tramvaj 15T) .....	114
	Synchronní motor s vnitřními tangenciálně uloženými permanentními magnety NY90L-6.....	115
	Synchronní motor s vnořenými povrchovými permanentními magnety.....	116

---

Synchronní motor s elektrickým buzením a vyniklými póly rotoru.....	116
<b>Příloha 2 – Digitální signálový procesor .....</b>	<b>118</b>
Procesor s plovoucí řádovou čárkou.....	118

## Symboly a značení

### Symboly a zkratky

Symbol	Definice	Jednotky
$\bar{x}$	prostorový vektor	
$ \bar{x} , X$	velikost prostorového vektoru	
$\bar{a}, \bar{a}^{-2}$	jednotkové prostorové vektory ve směru fáze b a c ( $e^{j-120^\circ}, e^{j120^\circ}$ )	
A	amplituda	
a, b, c	označení fází 3f systému	
A/D	převodník z analogového signálu na digitální	
arctg	arkus tangens	
ASM	asynchronní motor	
d, q	podélná a příčná složka vektoru v rotujícím souřadném systému svázaném s mg. tokem rotoru	
D/A	převodník z digitálního signálu na analogový	
$df/dx$	derivace funkce f dle proměnné x	
DP	filtr dolní propust	
DSP	digitální signálový procesor	
el.	elektrický	
$f$	frekvence, funkce, fáze	[Hz]
$i$	elektrický proud	[A]
$I$	elektrický proud, jednotková matice	[A], [-]
I/O	digitální vstup výstup	
IIR	filtr s nekonečnou impulzní odezvou	
IPMSM	synchronní motor s vnitřními permanentními magnety na rotoru	
$J$	moment setrvačnosti	[kgm <sup>2</sup> ]
k	kanál osciloskopu	
$K$	matice zesílení Kalmanova filtru	
konst.	konstanta	
$k_p$	konstanta Parkovy transformace	
$K_p$	proporční zesílení regulátoru	[-]
$l$	vlastní indukčnost, délka vzduchové mezery	[H], [m]
$L$	vlastní indukčnost	[H]
$M$	moment	[Nm]
mg.	magnetický	

Symbol	Definice	Jednotky
MTPA	maximální moment ku jednotce proudu	
MTPF	maximální moment ku jednotce mg. toku	
$n$	mechanické otáčky	[ot./min]
Obr.	obrázek	
OSC	osciloskop	
ot.	otáčky	
$P$	výkon, kovarianční matice	[W], [-]
PI	proporčně integrační regulátor	
PLL	fázový závěs	
PMSM	synchronní motor s povrchovými permanentními magnety na rotoru	
PP	filtr typu pásmová propust	
$p_p$	počet pólpárů	[-]
PWM	pulzně šířková modulace	
$Q$	variance modelu	
$R$	elektrický odpor, regulátor, variance měření	[ $\Omega$ ], [-]
sin, cos	goniometrické funkce sinus a cosinus	
SM	synchronní motor	
st.	stupeň	
t	teplota, čas	[ $^{\circ}$ C], [s]
$T$	časová konstanta regulátoru, perioda vzorkování	[s]
Tab.	tabulka	
$T_p$	délka rampy	[s]
Tr	tranzistor	
$U, u$	elektrické napětí	[V]
$W$	elektrická energie	[J]
WRSM	synchronní motor s vinutým rotorem	
$x$	vektor stavu	
$X$	složka prostorového vektoru	
$\partial f/\partial x$	parciální derivace funkce f dle proměnné x	
$\vartheta$	poloha rotoru ve stojícím souřadném systému v elektrické úhlové míře	[ $^{\circ}$ ]
$\omega$	úhlová rychlost v elektrické úhlové míře	[rad.s <sup>-1</sup> ]
$\theta$	vektor parametrů	
$\lambda$	faktor zapomínání	[-]
$\phi$	vektor měřených veličin	

Symbol	Definice	Jednotky
$\psi$	spřažený magnetický tok	[Wb]
$\eta$	účinnost	[%]
$\alpha$	reálná složka vektoru ve stojícím souřadném systému svázaném se statorem, úhel vektoru statorového napětí v souřadném systému d, q, řídicí úhel	[-], [°], [°]
$\beta$	imaginární složka vektoru ve stojícím souřadném systému svázaném se statorem, zátěžný úhel	[-], [°]
$\varepsilon$	úhel vektoru statorového napětí v souřadném systému $\alpha, \beta$	[°]

## Indexy

Symbol	Definice	Jednotky
$\hat{\phantom{x}}$	odhadovaná veličina	
0	veličina v ustáleném stavu	
a, b, c	označení fází 3f systému	
b	veličina popisující buzení	
arc	veličina absolutního čidla polohy	
c	veličina spjata s kapacitou stejnosměrného meziobvodu, veličina odpovídající funkci cosinus	
d, q	podélná a příčná složka vektoru v rotujícím souřadném systému svázaném s mg. tokem rotoru	
e	estimovaná veličina	
f	veličina buzení při přepočtení na stranu statoru	
h	hlavní	
i	indukovaná veličina, veličina spjata s injektážemi	
k	krojující veličina, krok výpočtu	
m	veličina mechanická, veličina v mechanické úhlové míře, maximální hodnota, mrtvý čas	
max	maximální hodnota veličiny	
mg	magnetizační veličina	
min	minimální hodnota veličiny	
N	veličina o jmenovité hodnotě	
PLL	veličina fázového závěsu	
pm	veličina vztažená k permanentním magnetům	
PWM	veličina spjata a pulzně šířkovou modulací	
r	veličina rotoru, regulátoru, řídicí veličina, remanence, reluktanční	

Symbol	Definice	Jednotky
reg	veličina regulace	
s	veličina vztažená ke statoru, veličina odpovídající funkci sinus	
T	transpozice	
u	veličina spjata s vektorem napětí	
usm	veličina usměřovače	
vyp	veličina výpočtu	
w	požadovaná hodnota veličiny	
z	fázové veličina střídače, mechanická zátěž	
$\alpha, \beta$	reálná a imaginární složka vektoru ve stojícím souřadném systému svázaném se statorem	
$\sigma$	veličina rozptylu	

## 1 Úvod

Koncem roku 2008, kdy bylo utvářeno téma této práce, se v oblasti moderních regulovaných pohonů středních a vyšších výkonů stále více uplatňovali synchronní motory. Jejich hlavní výhodou je vysoký poměr výkonu ku zástavbovému prostoru. Velké oblibě se zejména těšily motory s permanentními magnety, které tuto výhodu umocňují a přidávají bezkartáčové řešení. V této době byla intenzivně řešena problematika řízení a regulace synchronního motoru s povrchovými permanentními magnety (častější a standardní konstrukce) pro kolový pohon celonízkopodlažní tramvaje. Ve snaze rozvíjet toto řešení, byla zpočátku upřena pozornost na řešení s konstrukcí synchronního motoru s vnitřními permanentními magnety. Tato speciální konstrukce dává motoru specifické vlastnosti, které by mohli vést k vylepšení vlastností celého pohonu. Z počátku tedy byla hlavně řešena problematika optimálního řízení a regulace takového motoru v porovnání s dokončovaným pohonem tramvaje. Z důvodu nutnosti znalosti parametrů motoru pro definice optimálních pracovních bodů motoru, byly testovány vhodné metody identifikace těchto parametrů na reálném motoru. Postupným testováním reálného motoru se došlo k závěru, že základní model daného motoru v rotujících souřadnicích rotoru  $d, q$ , je více než zjednodušující. Bylo tedy uvažováno nad vhodností modelů pro motor s vyššími harmonickými v magnetickém toku. Pro takový motor byl zvolen model v  $a, b, c$  souřadnicích. Od měření parametrů reálného motoru byl udělán další logický krok k bezsenzorovému vyhodnocování polohy rotoru na motoru, kde je využíváno rozdílné magnetické vodivosti po obvodu motoru (proměnná vzduchová mezera motoru). Jelikož v roce 2011 došlo k prudkému nárůstu cen vzácných zemin pro permanentní magnety, které je možné těžit pouze na území Číny, objevily se pohnutky na využití klasického buzeného synchronního motoru pro automobilový průmysl a velké trakční motory. Dané téma práce se tedy rozšířilo (zobecnilo) na synchronní motory s vyjádřenými póly.

Tato disertační práce se tedy soustředí na matematický popis, identifikaci parametrů a senzorové a bezsenzorové řízení a regulaci obecně synchronních motorů s vyjádřenými póly. Cílem této práce je tedy ucelený pohled na vlastnosti pohonu s takovouto konstrukcí, který může pomoci při volbě základní koncepce pohonu.

## 1.1 Současný stav poznání

Řízení a regulace synchronních motorů s proměnnou vzduchovou mezerou je velmi široká oblast, která však lze rozdělit do několika následujících charakteristických disciplín, kterými se autor ve svém výzkumu zabýval:

- měření, obecněji identifikace parametrů motoru resp. jeho modelu,
- optimální řízení motoru,
- bezsenzorové řízení motoru.

### 1.1.1 Identifikace parametrů synchronních motorů s vyniklými póly

Vzhledem k tomu, že zajištění sinusovosti mg. pole bez harmonických u těchto motorů není z hlediska konstrukce lehká záležitost, zejména pak u motorů s vnitřními permanentními magnety, je identifikace parametrů modelu motoru zajímavou oblastí z hlediska různorodosti vlastností jednotlivých konstrukcí motoru.

Jednotlivé metody lze rozdělit dle modelu motoru, který předpokládají a zavádí tak určité zjednodušení:

- sinusový mg. obvod s rozdílnou vodivostí v jednotlivých osách,
- nesinusový mg. obvod.

Sinusové metody viz [1], [2], [3] i při rozdílnosti vodivostí v jednotlivých osách pracují s modelem v rotujícím souřadném systému  $d, q$ , který tyto vlastnosti postihne a při rozšíření o vzájemné indukčnosti zachycuje i vlivy sycení magnetického pole. Vše je velice zvýhodněno jednoduchým matematickým tvarem modelu. Nevýhodou takového měření je nutnost měřit veličiny v rotujícím souřadném systému, kde je nutné zadávat napájení motoru dle aktuální polohy rotoru. Pokud motor vykazuje harmonické mg. toku může být výhodnější použití modelu ve fázových souřadnicích  $a, b, c$ , [4], [5], [6], kde měření probíhá v přímých veličinách reálného motoru a napájení. Měřené veličiny mají tak velmi názorný fyzikální obraz a jsou přímo dostupné na měřicích sondách. Porovnání metod založených na obou typech modelů v porovnání s výsledky z metody konečných prvků uvádí např. publikace [7].

Dále lze zkoumané metody identifikace parametrů modelu motoru rozdělit na metody dle způsobu měření parametrů:

- během speciálního režimu měření,
- za normálního běhu stroje – online.

Z hlediska přesnosti lze považovat za výhodnější metody při speciálním měření, kdy lze jednotlivé rušivé elementy nahradit idealizovanými. Například nahradit napájecí spínaný zdroj (napěťový střídač) sinusovým zdrojem [2], [4], [5], popřípadě eliminovat některé složky náhradního schématu stroje tím, že se například stroj zabrzdí [1], [2], [4], [5], a tedy indukované napětí je rovno nule. Tyto metody je vhodné použít pro změření parametrů pro simulační model vlastního motoru.

Druhá disciplína je naopak výhodná k estimaci provozních parametrů, tedy parametrů, které jsou využívány například k vlastnímu řízení stroje (tzv. self-commissioning), nebo k estimaci polohy například viz [8]. Výhodou jest zahrnutí vlivu všech provozních jevů, a tak například zpřesnit onu



regulaci či estimaci. Nevýhodou jsou neměnné podmínky pro estimaci z hlediska hardwaru a pracovních režimů.

Dále lze zaznamenat rozdílnost frekvencí měřících signálů:

- nízké frekvence v oblasti provozování pohonu (např. 0 – 200Hz),
- vysoké frekvence (např. 0,5 – 4kHz).

Klasické metody předešle uvedené používají nízké frekvence. Jiný přístup využívá vyšších napájecích kmitočtů, kde jest základní výhodou možnost určování parametrů stroje z přídatného „vysokofrekvenčního“ signálu viz [9], [10]. Vzhledem k napájení vyšší frekvencí však vznikají přídatné jevy jako skin efekt, změna magnetických ztrát, což se projevuje např. jako změna statorového odporu  $R_s$ . Tyto efekty zahrnuje v náhradním schématu stroje např. práce [11].

### 1.1.2 Optimální řízení synchronních motorů s vyniklými póly

Optimální řízení je pro stroje s vyniklými póly velmi hojně publikovanou doménou. Je nutno však poznamenat, že v drtivé většině jsou teoretické předpoklady opřeny o model v  $d, q$  souřadnicích, a tedy pro některé konstrukce motorů jsou jen přibližné. Dle daných optim lze vypočítat několik různých optimalizačních kritérií (cílů) regulace:

- maximální moment,
- minimální ztráty,
- jednotkový účinník.

Pro synchronní motory s vnitřními permanentními magnety je velmi publikovanou oblastí využití reluktanční složky momentu. U těchto motorů lze tak zvýšit účinnost pohonu. Optimum do jmenovitých otáček řeší např. práce [12], [13], [14] definováním charakteristik optimálních pracovních bodů buď formou tabulky, nebo matematického vzorce, kde často nejsou uvažovány jevy jako syčení magnetického obvodu a vliv změny parametrů stroje se změnou teploty. Práce [15] zohledňuje i proměnnost parametrů v závislosti na proudovém pracovním bodu stroje (vliv syčení magnetického obvodu). Optimum ve vysokých otáčkách, kde je nutné zajistit odbuzení stroje (konstantní velikost vektoru statorového napětí), řeší např. [12], [14], [16] metodou definice optimální trajektorie a limitováním složky proudu v ose  $d$ , přičemž jsou řešeny pouze ustálené stavy.

Pro synchronní motor s vinutým rotorem využití reluktančního momentu nemá význam z pohledu nutnosti aplikace kladného toku statoru, což by vedlo k syčení magnetického obvodu. Ovšem shodně je zde řešena problematika optimálních pracovních bodů. Optimum s ohledem na jednotkový účinník uvádí např. publikace [17], [18]. Zohlednění minimálních ztrát prezentuje např. [19] a [20] bere celou problematiku komplexněji, kde jsou proměřeny rozsáhlé účinnostní mapy pohonu, které definují poté statické pracovní body pohonu.

### 1.1.3 Bezsenzorové řízení synchronních motorů s vyniklými póly

Bezsenzorovým řízením se rozumí řízení motoru bez čidla polohy nebo rychlosti na rotoru. Toto téma je nejobsáhleji publikováno ze všech zkoumaných oblastí, zejména pro motory s permanentními magnety. Lze tedy opět definovat dílčí dělení této části na:

- metody založené na principu detekce anizotropie magnetického obvodu motoru,

- metody založené na matematickém modelu motoru.

Vzhledem k specifickým vlastnostem motorů s vyjádřenými póly je pozornost věnována pouze technikám, které detekují proměnnost vzduchové mezery stroje. Tyto techniky, na rozdíl od klasických technik založených na matematickém modelu motoru, umožňují identifikaci polohy rotoru i v nulových otáčkách.

Z hlediska výzkumu je v posledních letech nejpobulárnější detekce anizotropie u motoru s vnitřními permanentními magnety. Nejpoužívanější a z hlediska schopnosti a přesnosti detekce optimální variantou je injektování přídatného signálu (0,6 – 2kHz) do statorového napětí v rotujícím souřadného systému, poloha rotoru je pak určena vyhodnocením z proudové odezvy pomocí fázového závěsu tzv. pulzující injektážní metoda, viz např. [21], [22] z domácích prací pak např. [23], kde je problematika vhodně rozebrána s množstvím názorných grafů. Nemalá část vědecké komunity se soustředí na řešení filtrace, která je u této metody velmi podstatnou a nedílnou součástí např. [24], kde je navrhována přeladitelná šířka pásmové propusti z neuronových sítí. I do této problematiky pronikají stochastické metody, např. v podobě Kalmanova filtru. Jeho využití je rozmanité, ať jako náhrada hlavní pásmové propusti [25], nebo dolnopropustného filtru v určitém seskupení vlastního estimátoru [26]. Objevují se i řešení s klasickým modelem motoru pro základní signály motoru [27], kde je stroj pouze přibuzován v signálem v nulových otáčkách pro eliminaci singularity řešení. Zajímavou variantou je nahrazení fázového závěsu na konci estimačního řetězce tímto filtrem v publikaci [28]. Společným problémem těchto metod je však náročnost na výpočetní čas procesoru.

Méně publikovanou avšak velmi zásadní skutečností je vliv sycení magnetického obvodu a s tím související vzájemné indukčnosti a nesinusovosti magnetického obvodu, což má zásadní vliv na správnost estimace. Pro motor s povrchovými magnety tento jev popisuje práce [29], pro motor s vnitřními magnety pak [30], v [31] je nastíněna sofistikovaná metoda pro kompenzaci negativního vlivu těchto fenoménů na přesnost estimace opět s pomocí neuronových sítí. Ve své podstatě se jedná o kompenzaci fázového posuvu estimované polohy od skutečné v závislosti na pracovním bodě stroje. Hodnota kompenzačního členu je buď proměřena a zadávána tabulkou, nebo generována předčtenou neuronovou sítí na reálném stroji.

Velice málo se publikace soustředí na injektážní metody pro motor s vinutým rotorem. Jako základní a principiální metody je možné brát tzv. inicializační, kde je nutné pouze určit počáteční polohu stojícího stroje a vlastní řízení tak může spolupracovat pouze s inkrementálním čidlem otáček [32]. Klasickou metodu injektování bez využití rotorového signálu uvádí [33]. Metoda však naráží na velký problém nemožnosti detekovat magnetickou polaritu rotoru stroje. Zajímavý přístup uvádí [34], kde je injektován napěťový signál do rotorového obvodu a následně je poloha vyhodnocována z napěťových signálů statoru, což ovšem v případě pulzního napětí není jednoduchá záležitost a vyžaduje přídatný nestandardní hardware pro měření.

Metody založené na matematickém modelu z hlediska motoru s proměnnou vzduchovou mezeru představují specifika pouze z pohledu použitého modelu, kde se publikační směr opět upírá takřka výhradně na rotující systém  $d, q$  viz [35] a [36], popřípadě je zohledněn saturační efekt  $mg$  obvodu proměnností parametrů v závislosti na pracovním bodu stroje.

## 1.2 Cíle disertační 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 pohonu s IPMSM a WRSM s čidlem polohy na rotoru, které slouží jako referenční řízení pro všechna vyvíjená řízení a měření.
- Detailně analyzovat existující matematické modely a navrhnout optimální model IPMSM a WRSM pro jejich detailní simulaci v ustálených i přechodových stavech a pro návrh řízení těchto strojů. Provést identifikaci parametrů vybraných matematických modelů postavených laboratorních prototypů pohonů s IPMSM a WRSM.
- Navrhnout algoritmus optimálního řízení IPMSM a WRSM vycházející z vektorového řízení v kartézských souřadnicích spjatých s natočením rotoru, navržené algoritmy implementovat do mikroprocesorového regulátoru a provést jejich kompletní experimentální studii na postavených prototypech.
- Navrhnout algoritmus bezsenzorové identifikace počáteční polohy rotoru WRSM, navržené algoritmy implementovat do mikroprocesorového regulátoru a provést jejich kompletní experimentální studii na postaveném prototypu pohonu.
- Navrhnout algoritmus bezsenzorové identifikace polohy rotoru WRSM se standardním hardwarovým vybavením daného pohonu, navržené algoritmy implementovat do mikroprocesorového regulátoru a provést jejich kompletní experimentální studii na postaveném prototypu pohonu.
- Implementovat algoritmus bezsenzorové estimace polohy rotoru pro IPMSM a prozkoumat vlastnosti anizotropie magnetického obvodu IPMSM, navrhnout a implementovat jednoduchý nástroj (algoritmus) pro detekci těchto vlastností, který bude schopen pomocí injektovaného testovacího signálu detekovat vlastnosti daného stroje.
- Navrhnout a implementovat algoritmus Kalmanova filtru s modelem ve fázových souřadnicích pro bezsenzorovou estimaci polohy rotoru IPMSM. Navržené algoritmy implementovat do mikroprocesorového regulátoru a provést jejich kompletní experimentální studii na postaveném prototypu pohonu.

### 1.3 Metodika

Při řešení této disertační práce bylo postupováno tak, aby se dosáhlo cíle, kterým byl ucelený pohled na specifické oblasti řízení a regulace synchronních motorů s vyjádřenými póly, kde byly provedeny dílčí vědecké pokroky.

Práce je členěna do pěti kapitol a je postupováno od matematického popisu stroje až po sofistikované estimátory polohy rotoru. Všechny navržené algoritmy a teoretické závěry jsou vždy ověřeny simulacemi (v jazyce C a prostředí Matlab/Simulink/Plex) pomocí matematických modelů a experimenty na postavených laboratorních prototypch dle přílohy č. 1. V práci jsou uvedeny důležité výsledky testů, které byly 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 popisem, výběrem a ověřením matematického modelu pro klasický synchronní motor s vinutými vyjádřenými póly a synchronní motor s vnitřními permanentními magnety na rotoru. Je studována varianta modelu motoru ve fázových souřadnicích, která velmi fyzikálně názorně popisuje chování stroje avšak na úkor trojrozměrného systému a střídavých veličin. Jsou představeny dvě varianty matematického modelu z pohledu řešení stavových rovnic, kde první varianta uvažuje jako stavové veličiny statorové proudy naproti druhé variantě s magnetickými toky. Dále je popsán a zobecněn klasický model v rotujících souřadnicích  $d, q$ , který přináší jednoduché vyjádření zejména pro sinusové pole stroje. Modely jsou částečně ověřeny na laboratorním prototypu pohonu.

Kapitola 3 se věnuje měřicím metodám, pomocí nichž je možné popsané matematické modely naplnit parametry stroje. Zejména je řešena problematika měření magnetického toku potažmo indukčnosti. Pozornost je věnována specifickým dějům jako sycení magnetického obvodu a proměnnost vzduchové mezery s obsahem harmonických, které nejsou standardně dodávány výpočtářem u sériově zakoupeného stroje a představují někdy i složité troj a popřípadě i vícerozměrné závislosti. Jsou představeny metody využívající jak nízké frekvence pro měření (desítky Hz), tak metody s frekvencí vysokou (jednotky kHz). Pro zpřesnění měření jsou využívány dále speciální provozní stavy motoru, a to se zabrzděným rotorem (motor je zatěžován ve stojícím stavu) a s rotujícím rotorem (s motorem je otáčeno a jsou proměřovány stavy od nezatíženého stroje až po maximální hodnoty proudů). Na závěr je provedena rozvaha nad využitelností jednotlivých metod pro automatické nastavení řízení pohonu při neznalosti parametrů připojeného stroje.

Kapitola 4 prezentuje navržené optimální řízení z hlediska maximalizace momentu stroje v celém otáčkovém rozsahu, který je dělen dle specifik chování řízení (oblast konstantního momentu, odbuzování, popřípadě omezení zátěžného úhlu). Pro motor s vinutým rotorem, u kterého lze řídit jak nabuzení rotoru, tak definovat polohu vektoru statorového proudu, ovšem magnetická vodivost je vyšší v ose  $d$  než v ose  $q$ , je uvedeno nastavení pracovního bodu vhodným rozvážením proudů  $I_{sd}, I_{sq}, I_f$  při sledování maxima momentu dle momentové rovnice. Problematika omezování

zátěžného úhlu není řešena, z důvodu možnosti odbuzení ve smyslu snížení rotorového toku. U motoru s vnitřními permanentními magnety není možné nastavit tok rotoru, jelikož je dán magnetickým tokem permanentních magnetů. Rozvahy jsou tedy rozšířeny o režim omezování zátěžného úhlu ve velmi vysokých otáčkách, pokud ovšem konstrukce motoru umožní dosažení takové oblasti (pole statoru musí být schopno vyrušit pole rotoru). Po provedené analýze chování pohonu v ustáleném stavu pomocí velmi pomalých simulačních dějů, jejichž výsledkem jsou momentové charakteristiky, byly pro oba typy motorů navrženy regulační schémata, kde základním stavebním kamenem je vektorová regulace v kartézských souřadnicích s oddělenou regulací proudu tokového a momentového  $I_{sd}$ ,  $I_{sq}$ . Předpokládané chování je ověřeno jak detailními simulacemi, tak testy na postaveném laboratorním prototypu pohonu.

Kapitola 5 popisuje navržené algoritmy pro bezsenzorovou identifikaci polohy rotoru. Bezsenzorovou se rozumí bez použití vlastního senzoru polohy na hřídeli motoru, s využitím pouze měřených elektrických veličin motoru. Na úvod je představena bezsenzorová metoda pro určení počáteční polohy rotoru stojícího stroje s vinutým rotorem, která představuje velmi názorně základní myšlenku všech metod postavených na detekci anizotropie rotoru. Z této metody vychází a rozšiřuje ji o detekci i při rotujícím stroji dále uvedená bezsenzorová metoda injektující v proud do rotorového vinutí, kde jako vyhodnocovací člen je testována jak jednoduchá výpočetní funkce arkustangens, tak fázový závěs, nebo závěrečně zjednodušený Kalmanův filtr. Dále kapitola uvádí injektážní bezsenzorové řízení pro motor s vnitřními permanentními magnety, kde je analyzován vliv vlastností tohoto motoru na chybu estimace polohy pro tzv. pulzující metodu injektáže, čímž je představen jednoduchý nástroj na detekci takovéto chyby pro její možnou kompenzaci. Závěr kapitoly uvádí bezsenzorové řízení pro motor s vnitřními permanentními magnety založený na Kalmanově filtru s modelem ve fázových souřadnicích. Daný estimátor je navrhnut s ohledem na minimalizaci výpočetní náročnosti algoritmu, ovšem při zachování vlivu nesymetrií a harmonických magnetického obvodu stroje. Veškeré zkoumané děje jsou opět ověřeny jak detailními simulacemi, tak testy na postaveném laboratorním prototypu pohonu.

Kapitola 6 shrnuje všechny důležité závěry práce, formuluje její hlavní přínosy a nastiňuje směry, kterými by se měl ubírat další vývoj v řešené problematice.

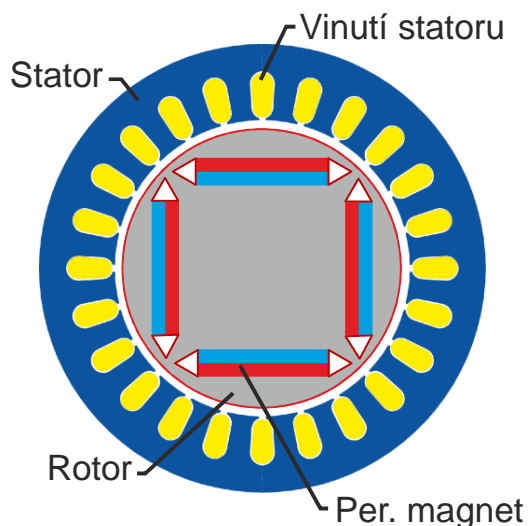
## 2 Matematický model synchronního motoru s vyniklými póly

### 2.1 Úvod

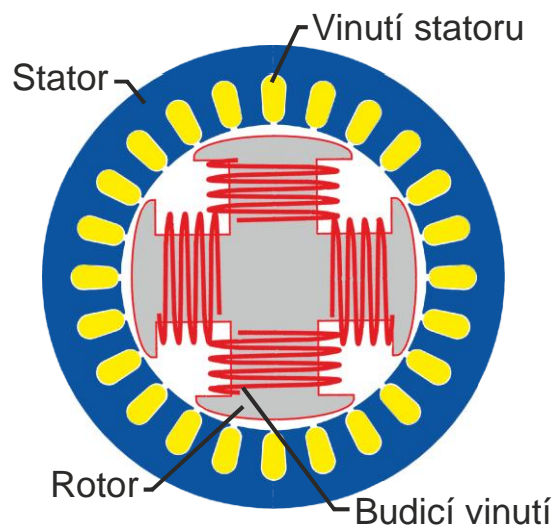
Obecně lze matematické modely dělit dle zvolených souřadnic. Jako nejzákladnější je znám model dle fázových veličin, tedy model v  $a$ ,  $b$ ,  $c$  souřadnicích. Další varianty využívají transformace na prostorový vektor. Zde poté závisí na systému, jaký se zvolí pro reprezentaci onoho vektoru. Nejpoužívanějšími souřadnicemi jsou stojící s označením os  $\alpha$ ,  $\beta$ , které jsou svázány se statorem, a rotující souřadnice  $d$ ,  $q$  svázané s polohou rotoru stroje. Pro motory s vyniklými póly je takřka výhradně používán model v  $d$ ,  $q$  souřadnicích pro svou jednoduchost a názornost.

Jelikož chování motoru závisí na konstrukci, je nutné specifikovat, jaký typ motoru bude modelován. Matematický model bude popisovat synchronní motor s 3f vinutím na statoru a permanentními magnety na rotoru viz Obr. 2.1, tzv. motor s vnitřními permanentními magnety (IPMSM – interior permanent magnet synchronous motor), nebo motor se stejnosměrným buzením na rotoru pomocí elektromagnetu viz Obr. 2.2, tzv. motor s vinutým, listěným rotorem (WRSM – wound rotor synchronous motor), kde není uvažováno tlumicí vinutí. Tato varianta byla vybrána jako vhodná pro regulovaný pohon, jelikož tlumicí vinutí nebo masivní pólové nástavce (chovající se jako tlumič v ose  $d$  rotujícího souřadného systému) představují zkrat pro vyšší harmonické, což je problémové z hlediska oteplení motoru a pulzací momentu.

Následující kapitoly popisují jednotlivé matematické modely vhodné pro synchronní motory s vyniklými póly (tyto stroje vykazují proměnnou vzduchovou mezeru po obvodu stroje).



Obr. 2.1 Příčný řez – synchronní motor s vnitřními permanentními magnety



Obr. 2.2 Příčný řez – synchronní motor s vinutým rotorem

## 2.2 Matematický model ve fázových souřadnicích

Fyzikálně a prakticky nejbližší model motoru je RLU<sub>i</sub> zapojení, kde je naznačena podstata daného motoru z pohledu fázových veličin. Jelikož se jedná o nejobecnější, netransformovaný tvar, lze popsat motor s veškerými jeho vlastnostmi bez zjednodušujících podmínek.

Napěťové rovnice pro jednotlivé fáze jsou udány ve tvaru:

$$\begin{aligned} u_{sa} &= R_s i_{sa} + d\psi_{sa} / dt \\ u_{sb} &= R_s i_{sb} + d\psi_{sb} / dt \\ u_{sc} &= R_s i_{sc} + d\psi_{sc} / dt. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Po rozepsání na klasický tvar RLU<sub>i</sub> získáme:

$$\begin{aligned} u_{sa} &= R_s i_{sa} + d\psi_{i_{sa}} / dt + u_{ia} \\ u_{sb} &= R_s i_{sb} + d\psi_{i_{sb}} / dt + u_{ib} \\ u_{sc} &= R_s i_{sc} + d\psi_{i_{sc}} / dt + u_{ic}. \end{aligned} \quad (2.2)$$

Přičemž magnetické toky vybuzené proudy statoru jsou dány vztahy:

$$\begin{aligned} \psi_{i_{sa}} &= (L_{s\sigma} + l_{ha})i_{sa} + l_{ba}i_{sb} + l_{ca}i_{sc} \\ \psi_{i_{sb}} &= l_{ab}i_{sa} + (L_{s\sigma} + l_{hb})i_{sb} + l_{cb}i_{sc} \\ \psi_{i_{sc}} &= l_{ac}i_{sa} + l_{bc}i_{sb} + (L_{s\sigma} + l_{hc})i_{sc}. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Dále pro indukovaná napětí obecně platí:

$$\begin{aligned} u_{ia} &= d\psi_{ba} / dt = d(\psi_b \cos \vartheta) / dt = d\psi_b / dt \cos \vartheta + \psi_b (-\sin \vartheta) d\vartheta / dt = \\ &= d\psi_b / dt \cos \vartheta - \omega_r \psi_b \sin \vartheta \\ u_{ib} &= d\psi_{bb} / dt = d\psi_b / dt \cos(\vartheta - 120^\circ) - \omega_r \psi_b \sin(\vartheta - 120^\circ) \\ u_{ic} &= d\psi_{bc} / dt = d\psi_b / dt \cos(\vartheta + 120^\circ) - \omega_r \psi_b \sin(\vartheta + 120^\circ), \end{aligned} \quad (2.4)$$

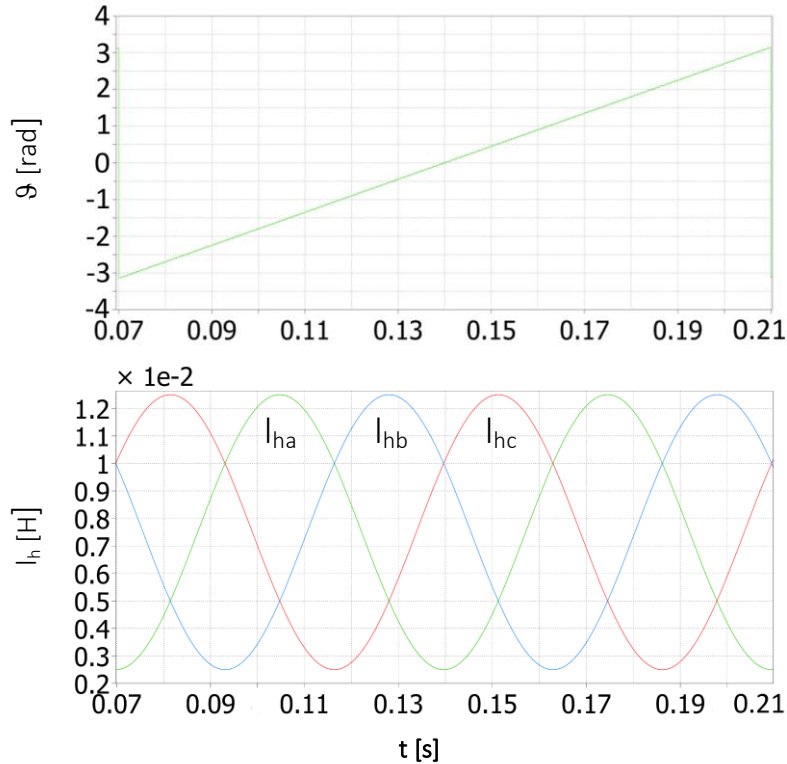
kde

$\psi_{ba}$ ,  $\psi_{bb}$ ,  $\psi_{bc}$  jsou střídavé budící fázové magnetické toky, které reprezentují míru indukovaného napětí v jednotlivých fázích. Neboli průměty buzení do jednotlivých fází statoru.

V příp. nesymetrického magnetického obvodu ( $L_{sd} \neq L_{sq}$ ) jsou indukčnosti funkcí polohy rotoru. Pro další odvození je uvažován průběh indukčností dle Obr. 2.3 a (2.5).

Ve skutečnosti i tento tvar je velmi idealizovaný. Nejčastěji průběh indukčností obsahuje vyšší harmonické, které však často pro klasické řízení mohou být zanedbány.

$$l_{ha} = l_h(\vartheta), \quad l_{hb} = l_h(\vartheta + 240^\circ), \quad l_{hc} = l_h(\vartheta + 120^\circ) \quad (2.5)$$



Obr. 2.3 Výsledky simulace – sinusový mg. obvod – hlavní fázové indukčnosti

Magnetické toky lze pak přepsat na tvar:

$$\begin{aligned}\psi_{i_{sa}} &= (L_{s\sigma} + l_h(\vartheta))i_{sa} + l_{ba}i_{sb} + l_{ca}i_{sc} \\ \psi_{i_{sb}} &= l_{ab}i_{sa} + (L_{s\sigma} + l_h(\vartheta + 240^\circ))i_{sb} + l_{cb}i_{sc} \\ \psi_{i_{sc}} &= l_{ac}i_{sa} + l_{bc}i_{sb} + (L_{s\sigma} + l_h(\vartheta + 120^\circ))i_{sc}.\end{aligned}\quad (2.6)$$

S ohledem na komplikované stanovení vlastních indukčností motoru je pro vzájemné indukčnosti přijat zjednodušující předpoklad:

$$\begin{aligned}l_{ab} = l_{ac} &\cong l_{ha} \cos(120^\circ) = -\frac{1}{2}l_{ha} = -\frac{1}{2}l_h(\vartheta) \\ l_{ba} = l_{bc} &\cong l_{hb} \cos(120^\circ) = -\frac{1}{2}l_{hb} = -\frac{1}{2}l_h(\vartheta + 240^\circ) \\ l_{ca} = l_{cb} &\cong l_{hc} \cos(120^\circ) = -\frac{1}{2}l_{hc} = -\frac{1}{2}l_h(\vartheta + 120^\circ).\end{aligned}\quad (2.7)$$

Rovnice tedy přecházejí na tvar:

$$\begin{aligned}\psi_{i_{sa}} &\cong (L_{s\sigma} + l_h(\vartheta))i_{sa} - \frac{1}{2}l_h(\vartheta + 240^\circ)i_{sb} - \frac{1}{2}l_h(\vartheta + 120^\circ)i_{sc} \\ \psi_{i_{sb}} &\cong -\frac{1}{2}l_h(\vartheta)i_{sa} + (L_{s\sigma} + l_h(\vartheta + 240^\circ))i_{sb} - \frac{1}{2}l_h(\vartheta + 120^\circ)i_{sc} \\ \psi_{i_{sc}} &\cong -\frac{1}{2}l_h(\vartheta)i_{sa} - \frac{1}{2}l_h(\vartheta + 240^\circ)i_{sb} + (L_{s\sigma} + l_h(\vartheta + 120^\circ))i_{sc}.\end{aligned}\quad (2.8)$$

Pokud se podíváme na produkci momentu zkoumané konstrukce motoru, obecně lze vysledovat tři základní složky momentu:



- 1) Hlavní složka – vzniká vlivem působení pole vybuzeného rotorem a příslušným proudem statoru.
- 2) Reluktanční složka – vzniká vlivem působení statorového pole a změnou magnetické vodivosti rotoru v závislosti na jeho natočení.
- 3) Krokující složka – vzniká vlivem působení rotorového pole a změnou magnetické vodivosti statoru v závislosti na rozdílné poloze po obvodu motoru (drážkování statoru).

Z výkonu předaného na rotor lze určit hlavní složku momentu motoru:

$$M_h = \frac{P_h}{\omega_m} = \frac{u_{ia}i_{sa} + u_{ib}i_{sb} + u_{ic}i_{sc}}{\omega_m}. \quad (2.9)$$

Rozdílná vodivost po obvodu motoru znamená změnu mg. toku (potažmo indukčnosti), po pronásobení s příslušným proudem dostáváme vztah pro reluktanční složku momentu ve tvaru:

$$\begin{aligned} M_r &= \frac{P_r}{\omega_m} = \frac{dW_r}{\omega_m dt} = \frac{1}{2} \left( \frac{d\psi_{i_{sa}}}{dt} i_{sa} + \frac{d\psi_{i_{sb}}}{dt} i_{sb} + \frac{d\psi_{i_{sc}}}{dt} i_{sc} \right) = \\ &= \frac{1}{2\omega_m} \left[ \frac{dl_{ha}}{dt} \left( i_{sa}^2 - \frac{1}{2} i_{sa} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sa} i_{sc} \right) + \frac{dl_{hb}}{dt} \left( i_{sb}^2 - \frac{1}{2} i_{sb} i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} i_{sc} \right) + \right. \\ &\quad \left. + \frac{dl_{hc}}{dt} \left( i_{sc}^2 - \frac{1}{2} i_{sc} i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sc} i_{sb} \right) \right]. \end{aligned} \quad (2.10)$$

Takový model ovšem neposkytuje správné výsledky pro nulovou rychlost motoru ( $\omega_m = 0 \rightarrow u_i = 0$ ), je tedy nutno definovat napětí na jednotku rychlosti (jedná se o příspěvní od všech pólů, tedy figuruje zde rychlost  $\omega_m$ ):

$$u_{ix} = \omega_m u_{ix1} \quad (2.11)$$

$$\omega_m = \frac{d\theta}{dt} \frac{1}{p_p}, \quad (2.12)$$

kde

$u_{ix1}$  představuje často uváděnou napěťovou konstantu, která určuje množství indukovaného napětí na jednotku rychlosti v x-té fázi. Pro sinusové pole motoru se jedná o jedinou konstantu. Pokud motor vykazuje harmonické, je tato hodnota nejčastěji do modelu zadávána v podobě koeficientů Fourierovy řady. Po dosazení výrazů (2.11) a (2.12) do rovnic (2.9), (2.10) a úpravách odstranění přímého vyjádření rychlosti otáčení motoru rovnice přechází na tvar:

$$\begin{aligned}
M &= M_h + M_r = u_{ia1} i_{sa} + u_{ib1} i_{sb} + u_{ic1} i_{sc} + \\
&+ \frac{p_p}{2} \left[ \frac{dl_{ha}}{d\vartheta} \left( i_{sa}^2 - \frac{1}{2} i_{sa} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sa} i_{sc} \right) + \frac{dl_{hb}}{d\vartheta} \left( i_{sb}^2 - \frac{1}{2} i_{sb} i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} i_{sc} \right) + \right. \\
&\left. + \frac{dl_{hc}}{d\vartheta} \left( i_{sc}^2 - \frac{1}{2} i_{sc} i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sc} i_{sb} \right) \right].
\end{aligned} \tag{2.13}$$

Krokující moment, který je také znám jako aretační nebo také moment bez působení proudu, je nežádoucí a projevuje se hlavně v nízkých otáčkách blízkých nule, kde se projevuje typickým krokováním (poskakováním). Pro danou složku momentu platí dle [37]:

$$M_k \approx l_0 \frac{d\psi_b}{d\vartheta}, \tag{2.14}$$

kde  $l_0$  je délka vzduchové mezery.

Jelikož tento moment je závislý na detailních konstrukčních vlastnostech (rozměry, materiály) motoru, je nejsnazší jej do modelu zjednodušeně přidat jako momentovou složku (z modelu pomocí metody konečných prvků, nebo měření na reálném stroji), která je generována v závislosti na natočení rotoru a její vlastní implementace je obecně provedena nejčastěji pomocí Fourierovy řady.

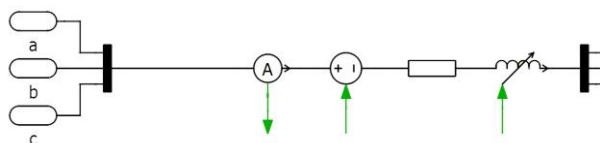
Následující kapitoly popisují odlišný způsob řešení diferenciálních rovnic tohoto modelu motoru a z toho plynoucí rozdílné vlastnosti.

### 2.2.1 Model se statorovými proudy jako stavovými veličinami

Tento model řeší diferenciální rovnice až na úrovni proudů. Je tedy nutné znát chování indukčnosti. Vzhledem k tomu, že synchronní motory s vyniklými póly vykazují jak nesinusové chování magnetického obvodu, tak sycení mg. obvodu, je nutné při výpočtu napětí na indukčnosti postupovat následujícím způsobem (indukčnost je funkcí času, tedy je nutné derivovat jako funkci součinu):

$$u = \frac{d\psi}{dt} = \frac{d}{dt} (Li) = L \frac{di}{dt} + \frac{dL}{dt} i. \tag{2.15}$$

V nadstavbě Matlab-Simulink Plex lze pro tento případ využít proměnnou indukčnost, s níž lze simulovat i vícefázové mg. obvody s magnetickým vázáním (vzájemné indukčnosti). Vlastní model v tomto simulačním prostředí pak využívá diskretních elektrických součástí v náhradním elektrickém schématu uváděného motoru, což velmi zvyšuje názornost daného modelu a vhodnost použití bloků nadstavby Plex. Hlavní elektrický obvod motoru je složen z napěťového zdroje → indukované napětí  $u_i$ , statorového odporu  $R_s$  a magneticky vázané 3f indukčnosti viz následující obr:



Obr. 2.4 Výkonový obvod – simulační model se stavovými proudy

Z důvodu složité derivace indukčnosti, vede řešení takového modelu ke zvolení poměrně malého kroku výpočtu, což navyšuje dobu simulace.

### 2.2.2 Model s magnetickými toky jako stavovými veličinami

Tato varianta využívá základní stavové rovnice mg. toků viz:

$$\begin{aligned} d\psi_{i_{sa}} / dt &= u_{sa} - R_s i_{sa} - u_{ia} \\ d\psi_{i_{sb}} / dt &= u_{sb} - R_s i_{sb} - u_{ib} \\ d\psi_{i_{sc}} / dt &= u_{sc} - R_s i_{sc} - u_{ic}. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Výsledné magnetické toky lze následně přepočítat na proudy motoru, kde se indukčnosti vyskytují pouze v úměře, a tedy zde není nutné počítat složitou derivaci jako u předcházejícího modelu. Nastává však problém s určením napětí statoru, jelikož při nevyvedeném středu vinutí a harmonických v indukovaném napětí obecně neplatí klasické vztahy pro přepočet mezi fázovým napětím střídače a napětím na zátěži, kde je přijat předpoklad nulovosti součtu statorových napětí a tedy nulovosti součtu indukovaných napětí, platí:

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0. \quad (2.17)$$

Z obvodového schéma RLUI lze velice obecně sepsat následující rovnici:

$$u_{sa} + u_{sb} + u_{sc} = R(i_{sa} + i_{sb} + i_{sc}) + L \frac{d}{dt} (i_{sa} + i_{sb} + i_{sc}) + (u_{ia} + u_{ib} + u_{ic}). \quad (2.18)$$

Po dosazení dle předcházející podmínky (2.17), tedy platí:

$$\sum u_s = \sum u_i. \quad (2.19)$$

Pro výpočet fázových napětí statoru lze využít vztahu (2.19) a libovolných dvou rovnic dle:

$$\begin{aligned} u_{sab} &= u_{sa} - u_{sb} \\ u_{sbc} &= u_{sb} - u_{sc} \\ u_{sca} &= u_{sc} - u_{sa}. \end{aligned} \quad (2.20)$$

Po dosazení fázových napětí střídače za sdružené napětí statoru dle:

$$\begin{aligned} u_{sab} &= u_{za} - u_{zb} \\ u_{sbc} &= u_{zb} - u_{zc} \\ u_{sca} &= u_{zc} - u_{za}, \end{aligned} \quad (2.21)$$

dostáváme obecné vztahy pro fázová napětí statoru ve tvaru:

$$\begin{aligned} u_{sa} &= \frac{1}{3} (2u_{za} - u_{zb} - u_{zc} + \sum u_i) \\ u_{sb} &= \frac{1}{3} (2u_{zb} - u_{za} - u_{zc} + \sum u_i) \\ u_{sc} &= \frac{1}{3} (2u_{zc} - u_{za} - u_{zb} + \sum u_i). \end{aligned} \quad (2.22)$$

Funkční blokové schéma modelu je znázorněno na Obr. 2.5. Základem modelu je elektrický obvod složený z proudových zdrojů  $i_{sa}$  a  $i_{sc}$  a příslušných voltmetrů fázových napětí střídače  $u_{za}$ ,  $u_{zb}$ ,  $u_{zc}$ .

Z těchto vnučených napětí do motoru jsou vypočteny fázová napětí motoru dle (2.22) při uvažování zapojení motoru do hvězdy s nevyvedenou nulou.

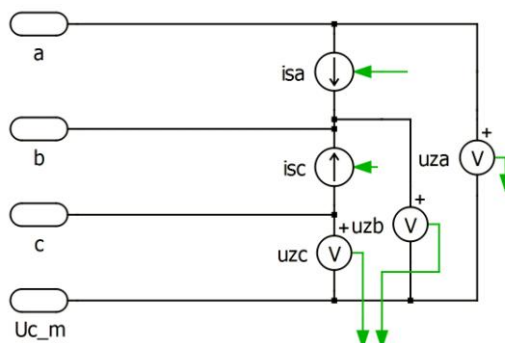
Pro řešení fázových proudů ze soustavy rovnic fázových toků (2.8) je použit blok Funkce Matlabu v prostředí vlastního Simulinku (toky spolu s indukčnostmi vystupují z modelu PLEX do Simulinku, zde je vyřešena soustava rovnic pro proudy, které jsou opět zavedeny do modelu PLEXu). Zde není přímá podpora od prostředí Plex, ale výpočet modelu motoru je počítán značně rychleji.

### 2.2.3 Ověření modelu

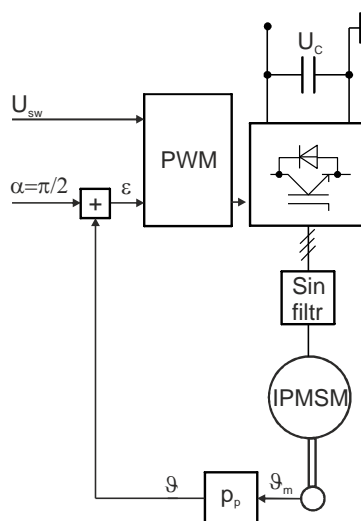
Uvedené modely při řízení pohonu viz Obr. 2.6 poskytují shodné výsledky simulace s výstupem z reálného laboratorního prototypu viz Tab. 2.1 při parametrech IPMSM viz příloha č. 1.

**Tab. 2.1** Ověření modelu

Frekvence pulzně šířkové modulace (PWM)	$f_{\text{PWM}} = 4\text{kHz}$
Mrtvý čas střídače	$t_m = 3\ \mu\text{s}$
Perioda vzorkování výpočtu regulace	$T_{\text{vyp.reg}} = 125\ \mu\text{s}$

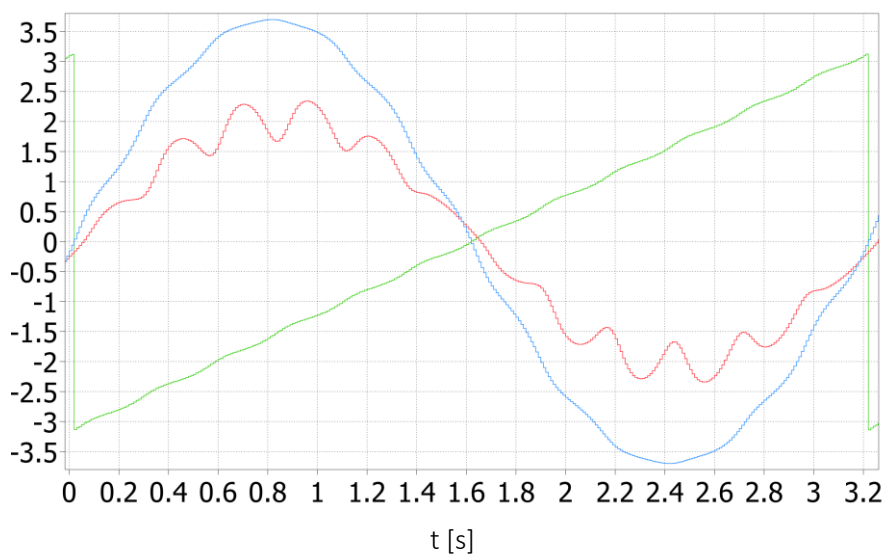


Obr. 2.5 Výkonový obvod – simulační model se stavovými mg. toky

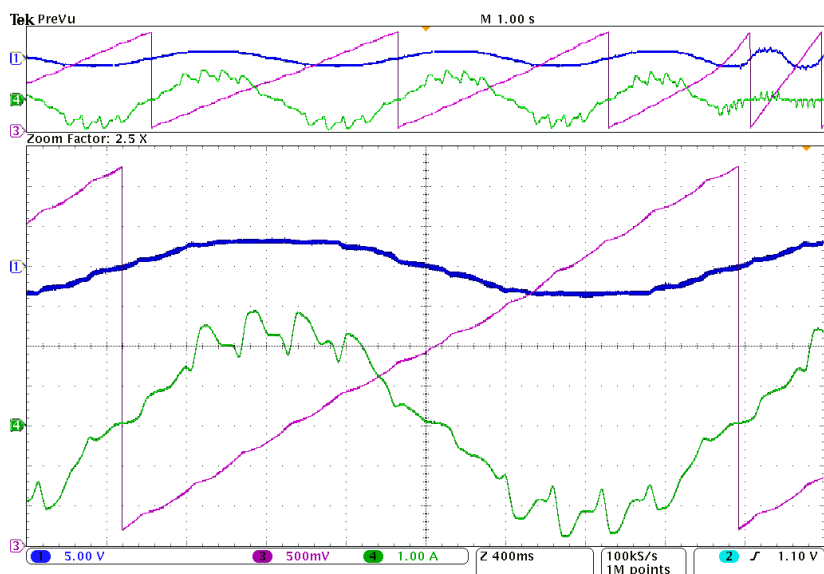


Obr. 2.6 Blokové schéma – testování modelu motoru v a, b, c souřadnicích

Jedná se o otevřenou smyčku, kde je zadáváno napětí do motoru s úhlovým posunem vůči skutečné poloze rotoru, která je určena z čidla polohy rotoru. Simulace viz Obr. 2.7 byla prováděna při napájení motoru sinusovým zdrojem o amplitudě 3,6V, zátěžným momentem  $M_z = 5,5\text{Nm}$ , moment setrvačnosti  $J = 0,1\text{Nm}$ . Vzhledem k absenci momentového čidla na laboratorním prototypu a nemožnosti jinak změřit krokující složku momentu  $M_k$ , byl zvolen sinusový tvar s 1Nm v amplitudě a frekvencí 12x za el. otáčku motoru, což bylo vysledováno na reálném zařízení. Reálný prototyp byl také řízen v otevřené napěťové smyčce, kde výsledné napětí na motoru za vřazeným sinusovým filtrem, bylo také 3,6V. Motor byl zatížen na hodnotu  $I_{sq} = 2\text{A}$ , což odpovídá cca zátěžnému momentu simulace. Výsledky experimentu uvádí oscilogram na Obr. 2.8.



Obr. 2.7 Výsledky simulace – testování modelu motoru v a, b, c souřadnicích  
k1 modrá: napětí fáze a  $u_{sa}$  [V], k2 červená: proud fáze a  $i_{sa}$  [A], k3 zelená: poloha rotoru  $\vartheta$  [rad]



Obr. 2.8 Oscilogram – testování modelu motoru v a, b, c souřadnicích  
k1: napětí fáze a  $u_{sa}$  [5V/d], k3: poloha rotoru  $\vartheta$  [40°/d], k4: proud fáze a  $i_{sa}$  [1A/d]

### 2.3 Matematický model v rotorových souřadnicích

Jedná se o vůbec nejpoužívanější model pro motory s vyniklými póly. Základní obecné rovnice v souřadném systému  $d, q$  dostáváme po transformaci rovnic (2.1) na prostorové vektory dle (2.23) do tvaru (2.24) a přepočtu do souřadného systému svázaného s polohou rotoru (2.25) na vyjádření (2.26), poté po vyjádření složek dostáváme klasické vztahy pro napětí statoru (2.27).

$$\bar{\mathbf{x}} = \frac{2}{3}(\mathbf{x}_a + \bar{\mathbf{a}}\mathbf{x}_b + \bar{\mathbf{a}}^2\mathbf{x}_c) \quad (2.23)$$

$$\begin{aligned} U_{s\alpha} &= R_s I_{s\alpha} + d\psi_{s\alpha} / dt \\ U_{s\beta} &= R_s I_{s\beta} + d\psi_{s\beta} / dt. \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$\bar{\mathbf{x}}_{dq} = \bar{\mathbf{x}}_{\alpha\beta} e^{j\theta} \quad (2.25)$$

$$\bar{\mathbf{u}}_{sdq} e^{j\theta} = R_s \bar{\mathbf{i}}_{sdq} e^{j\theta} + d(\bar{\psi}_{sdq} e^{j\theta}) / dt = R_s \bar{\mathbf{i}}_{sdq} e^{j\theta} + (d\bar{\psi}_{sdq} / dt) e^{j\theta} + j\omega_r \bar{\psi}_{sdq} e^{j\theta} \quad (2.26)$$

$$\begin{aligned} U_{sd} &= R_s I_{sd} + d\psi_{sd} / dt - \omega_r \psi_{sq} \\ U_{sq} &= R_s I_{sq} + d\psi_{sq} / dt + \omega_r \psi_{sd}. \end{aligned} \quad (2.27)$$

Dále moment motoru:

$$M = M_h + M_r = k_p p_p [\psi_b I_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) I_{sd} I_{sq}] \quad (2.28)$$

$$M_h = k_p p_p \psi_b I_{sq} \quad (2.29)$$

$$M_r = k_p p_p (L_{sd} - L_{sq}) I_{sd} I_{sq}, \quad (2.30)$$

kde moment je opět složen ze složky hlavní  $M_h$  a reluktanční  $M_r$ , která vzniká vlivem proměnné vzduchové mezery po obvodu stroje. Tato skutečnost je vyjádřena pomocí rozdílných indukčností v osách  $d$  a  $q$   $L_{sd} \neq L_{sq}$ .

Magnetický tok statoru je obecně dán:

$$\begin{aligned} \psi_{sd} &= \psi_b + L_{sd} I_{sd} \\ \psi_{sq} &= L_{sq} I_{sq}. \end{aligned} \quad (2.31)$$

Obecné rovnice (2.27) využívají toky jako stavové veličiny. S využitím (2.31) lze rovnice přepsat do tvaru, kde stavovými veličinami jsou statorové proudy:

$$\begin{aligned} U_{sd} &= I_{sd} R_s + L_{sd} dI_{sd} / dt - \omega_r L_{sq} I_{sq} \\ U_{sq} &= I_{sq} R_s + L_{sq} dI_{sq} / dt + \omega_r L_{sd} I_{sd} + \omega_r \psi_b. \end{aligned} \quad (2.32)$$

Lze tedy opět zvolit obě varianty stavových veličin, avšak opět je zde výhodné zvolit mg. toky z důvodu výpočetní náročnosti a jednoduchosti implementace proměnné indukčnosti např. při sycení mg. obvodu.

Pomocí napěťových rovnic motoru (2.32) lze pro ustálené stavy (viz fázorový diagram na Obr. 2.9) a při zanedbání statorového odporu ( $R_s = 0$ ) získat dle rovnice (2.28) vztah pro moment

motoru v závislosti na zátěžném úhlu  $\beta_u$  (úhel, který svírá vektor indukovaného napětí s vektorem statorového napětí) známý z klasické teorie elektrických strojů. Postupováno je od definování d, q složek napětí pomocí  $\beta_u$  dle (2.33) k definování proudů z napěťových rovnic (2.34), které jsou dosaženy do rovnice momentu (2.28).

$$\begin{aligned} U_{sd} &= -U_s \sin \beta_u \\ U_{sq} &= U_s \cos \beta_u \end{aligned} \quad (2.33)$$

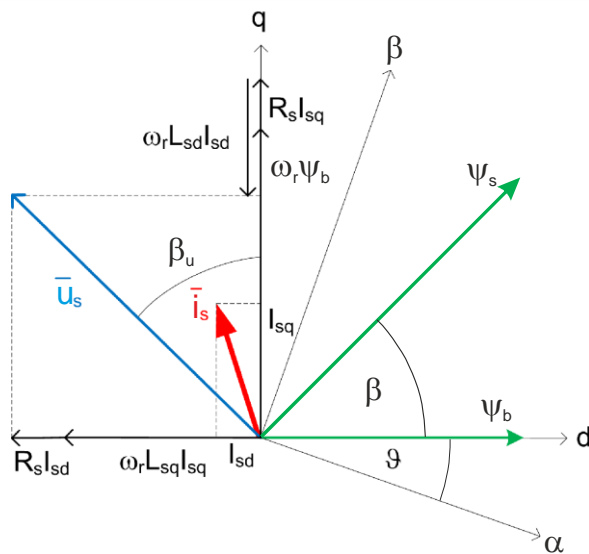
$$\begin{aligned} I_{sd} &= (U_s \cos \beta_u - \omega_r \psi_b) / \omega_r L_{sd} \\ I_{sq} &= U_s \sin \beta_u / \omega_r L_{sq} \end{aligned} \quad (2.34)$$

$$\begin{aligned} M &= \frac{3}{2} p_p \left[ \frac{\psi_b U_s}{\omega_r L_{sq}} \sin \beta_u + (L_{sd} - L_{sq}) \frac{U_s \sin \beta_u \cos \beta_u - \omega_r \psi_b}{\omega_r L_{sq} \omega_r L_{sd}} \right] \\ &= \frac{3}{2} p_p \left[ \frac{\psi_b U_s}{\omega_r L_{sq}} \sin \beta_u + \frac{U_s^2 \sin \beta_u \cos \beta_u}{\omega_r} \left( \frac{1}{\omega_r L_{sq}} - \frac{1}{\omega_r L_{sd}} \right) - \left( \frac{\psi_b U_s}{\omega_r L_{sq}} \sin \beta_u - \frac{\psi_b U_s}{\omega_r L_{sd}} \sin \beta_u \right) \right] \\ &= \frac{3}{2} p_p \left[ \frac{\psi_b U_s}{\omega_r L_{sd}} \sin \beta_u + \frac{U_s^2}{2\omega_r} \left( \frac{1}{\omega_r L_{sq}} - \frac{1}{\omega_r L_{sd}} \right) \sin 2\beta_u \right], \end{aligned} \quad (2.35)$$

kde

$$M_{hu} = \frac{3}{2} p_p \frac{\psi_b U_s}{\omega_r L_{sd}} \sin \beta_u \quad (2.36)$$

$$M_{ru} = \frac{3}{2} p_p \frac{U_s^2}{2\omega_r} \left( \frac{1}{\omega_r L_{sq}} - \frac{1}{\omega_r L_{sd}} \right) \sin 2\beta_u. \quad (2.37)$$



Obr. 2.9 Fázorový diagram – model motoru v d, q souřadnicích

Jednotlivé složky jsou doplněny indexem  $u$ , jelikož dle odvození nekorespondují se složkami dle (2.29) a (2.30). Vzhledem k zanedbání statorového odporu ani výsledný moment (2.35) není v nízkých otáčkách totožný s (2.28). Pro správné úvahy v celém otáčkovém rozsahu je výhodnější vztah (2.40) se zátěžným úhlem mezi vektory magnetického toku. Odvození je analogické s předcházejícím, pouze se vychází z rovnic pro magnetický tok statoru a jeho složky (2.38), které jsou dosazeny do rovnice (2.31). Pro složky statorového proudu v rotujícím systému platí vztah (2.39). Ty jsou dosazeny opět do rovnice momentu (2.28) a upraveny na výsledný tvar (2.40).

$$\begin{aligned}\psi_{sd} &= \psi_s \cos \beta \\ \psi_{sq} &= \psi_s \sin \beta\end{aligned}\quad (2.38)$$

$$\begin{aligned}I_{sd} &= (\psi_s \cos \beta - \psi_b) / L_{sd} \\ I_{sq} &= \psi_s \sin \beta / L_{sq}\end{aligned}\quad (2.39)$$

$$M = \frac{3}{2} p_p \left[ \frac{\psi_b \psi_s}{L_{sd}} \sin \beta + \frac{\psi_s^2}{2} \left( \frac{1}{L_{sq}} - \frac{1}{L_{sd}} \right) \sin 2\beta \right], \quad (2.40)$$

kde

$$M_{h\psi} = \frac{3}{2} p_p \frac{\psi_b \psi_s}{L_{sd}} \sin \beta \quad (2.41)$$

$$M_{r\psi} = \frac{3}{2} p_p \frac{\psi_s^2}{2} \left( \frac{1}{L_{sq}} - \frac{1}{L_{sd}} \right) \sin 2\beta. \quad (2.42)$$

Jelikož však konstrukce vyniklých pólů přináší efekt sycení magnetického obvodu, je často model doplňován o vzájemné indukčnosti mezi osami  $d, q$ . Jednotlivé magnetické toky jsou poté proměnné s proudy obou os  $\psi_{sd} = f(I_{sd}, I_{sq})$ ,  $\psi_{sq} = f(I_{sd}, I_{sq})$ . Mg. toky lze dále tedy reprezentovat za pomoci indukčností dle následujících vztahů:

$$\begin{aligned}L_{sd} &= \partial \psi_{sd} / \partial I_{sd} \Big|_{I_{sq}=\text{konst.}} \\ L_{sq} &= \partial \psi_{sq} / \partial I_{sq} \Big|_{I_{sd}=\text{konst.}} \\ L_{sdq} &= \partial \psi_{sd} / \partial I_{sq} \Big|_{I_{sd}=\text{konst.}} \\ L_{sqd} &= \partial \psi_{sq} / \partial I_{sd} \Big|_{I_{sq}=\text{konst.}},\end{aligned}\quad (2.43)$$

kde

$L_{sdq}, L_{sqd}$  jsou vzájemné indukčnosti v rotujícím souřadném systému  $d, q$ .

Rovnice motoru pak přecházejí na tvar:

$$\begin{aligned}U_{sd} &= I_{sd} R_s + L_{sd} dI_{sd} / dt + L_{sdq} dI_{sq} / dt - \omega_r L_{sq} I_{sq} \\ U_{sq} &= I_{sq} R_s + L_{sq} dI_{sq} / dt + L_{sqd} dI_{sd} / dt + \omega_r L_{sd} I_{sd} + \omega_r \psi_{pm}.\end{aligned}\quad (2.44)$$



### 2.3.1 Model WRSM

Model v  $d, q$  souřadnicích je velmi jednoduchý a názorný pro použití u tohoto typu synchronního el. motoru s vinutým rotorem jak pro simulační použití, tak pro výpočty za účelem řízení. Jeho využívání je nejčastější hlavně u varianty s tlumícím vinutím, jelikož by se úkol např v  $a, b, c$  souřadnicích velmi výpočetně ztížil a zneřehlednil. Vzhledem k možnostem navrhnout konstrukci elektricky buzeného motoru bez harmonických v magnetickém toku (obsah harmonických není významný), je použití  $d, q$  modelu vhodné a dostačující. Mg. tok rotorového buzení je dán dle:

$$\psi_b = L_{hd} I_f \quad (2.45)$$

Pro daný typ motoru platí, že indukčnost v ose  $d$  dosahuje několikanásobně vyšších hodnot než indukčnost v ose  $q$ , jelikož v ose  $d$  je vzduchová mezera minimální (vyjádřený pól leží v ose  $d$ ):

$$L_{sd} > L_{sq} \quad (2.46)$$

Statorové magnetické toky:

$$\begin{aligned} \psi_{sd} &= \psi_{s\sigma} + \psi_{hd} = \psi_{s\sigma} + \psi_b + L_{hd} I_{sd} = L_{s\sigma} I_{sd} + L_{hd} (I_f + I_{sd}) = L_{s\sigma} I_{sd} + L_{hd} I_{mg} \\ \psi_{sq} &= \psi_{s\sigma} + \psi_{hq} = L_{s\sigma} I_{sq} + L_{hq} I_{sq}, \end{aligned} \quad (2.47)$$

kde  $\psi_{hd}, \psi_{hq}$  jsou složky hlavního toku stroje, pro který platí:

$$\overline{u}_i = j\omega_r \overline{\psi}_h \quad (2.48)$$

### 2.3.2 Model IPMSM

Daný motor lze popsat obecnými napěťovými rovnicemi (2.27) v  $d, q$  rotujícím souřadném systému, který je svázán s rotorovým magnetickým tokem permanentních magnetů:

$$\psi_b = \psi_{pm} \quad (2.49)$$

Vzhledem ke konstrukci rotoru, kde v ose  $d$  leží permanentní magnet s  $\mu_r = 1$  a v ose  $q$  je pouze feromagnetické železo, platí pro poměr indukčností:

$$L_{sd} < L_{sq} \quad (2.50)$$

Pro magnetický tok statoru v souřadném systému  $d, q$  tak platí:

$$\begin{aligned} \psi_{sd} &= \psi_{pm} + L_{sd} I_{sd} \\ \psi_{sq} &= L_{sq} I_{sq}. \end{aligned} \quad (2.51)$$

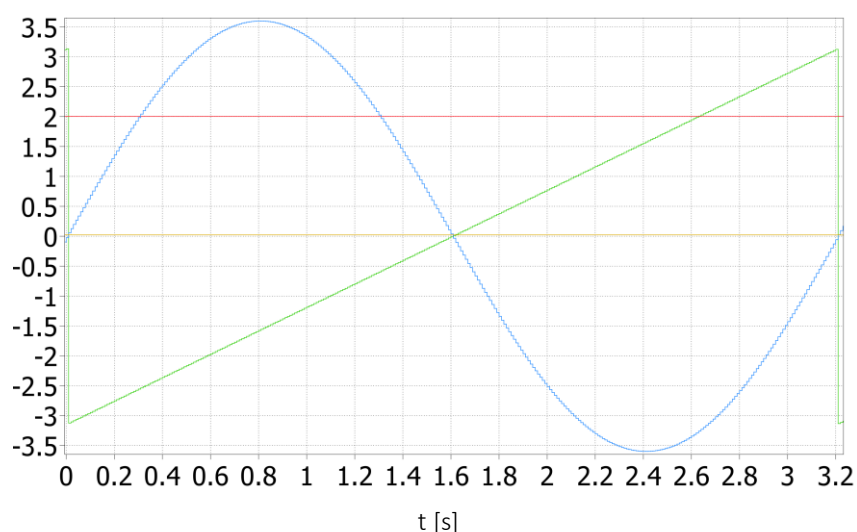
### 2.3.3 Ověření modelu

Shodně s kapitolou 2.2.3 (blokové schéma a parametry pohonu se shodují) je zde poukázán částečný důkaz ověření modelu v podobě simulace a výsledků z reálného laboratorního prototypu s IPMSM viz Obr. 2.10 a Obr. 2.11. Vzhledem k harmonickým obsaženým v mg. obvodu motoru, lze výsledky simulace a oscilogramy z reálného stroje srovnávat pouze ve střední hodnotě. Pro vyšší

zatížení stroje a rychlosti otáčení se pak zvlnění jednotlivých veličin stává minoritním a d, q model nabývá vyšší věrohodnosti.

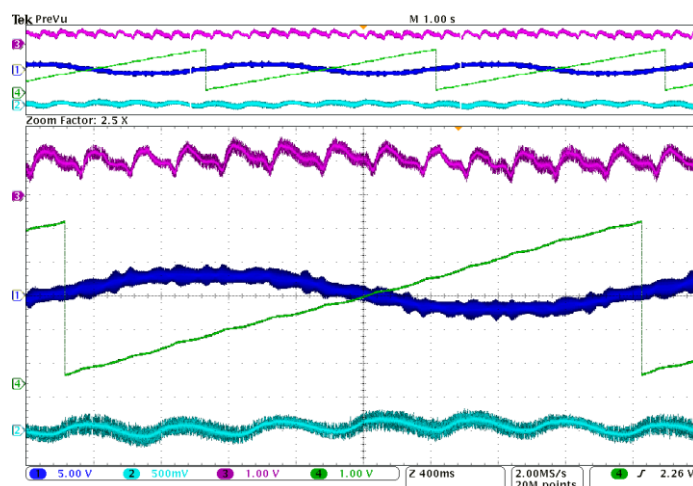
## 2.4 Dílčí závěr

Kapitola 2 analyzovala jednotlivé varianty matematického modelu, které jsou vhodné pro synchronní motory s vyniklými póly. Model v souřadném systému a, b, c lze využívat i za podmínek harmonických v magnetickém toku a veškerých nesymetrií stroje, kdy indukované napětí a průběh indukčností motoru jsou neharmonické. Pokud jsou indukčnosti závislé na poloze rotoru, není vhodné využívat model, kde stavovými veličinami jsou proudy. Derivace součinu  $L_{(t)}I_{(t)}$  je komplikovaná. Vhodný je model, ve kterém stavovými veličinami jsou magnetické toky, model pak nevyžaduje tak malý krok výpočtu, což jej urychluje.



Obr. 2.10 Výsledky simulace – testování modelu motoru v d, q souřadnicích

k1 modrá: napětí fáze a  $u_{sa}$  [V], k2 žlutá: proud v ose d  $I_{sd}$  [A], k3 červená: proud v ose q  $I_{sq}$  [A], k4 zelená: poloha rotoru  $\vartheta$  [rad]



Obr. 2.11 Oscilogram – testování modelu motoru v d, q souřadnicích

k1: napětí fáze a  $u_{sa}$  [5V/d], k2: proud v ose d  $I_{sd}$  [1,37A/d], k3: proud v ose q  $I_{sq}$  [1,64A/d], k4: poloha rotoru  $\vartheta$  [80°/d]

Nevýhodou může být nutnost připojení na střed napětí ve stejnosměrném meziobvodu pro získání hodnot fázových napětí zdroje (platí pro motor bez vyvedeného středu vinutí hvězdy). Při výpočtu fázových napětí motoru, jehož vinutí je zapojeno do hvězdy s nevyvedenou nulou, nelze využívat obvyklé vztahy. Je nutno využívat vztahy uvedené v kap. 2.2.2. Po ukončení výpočtu je nutno kontrolovat správnost podmínky  $\sum u_s = \sum u_i$ . Harmonické obsažené v magnetickém toku a indukovaném napětí (neharmonicky závislé na poloze rotoru) způsobují velkou střídavou složku momentu.

Model v souřadném systému (d, q) věrně popisuje chování motoru pouze za podmínek, kdy indukčnost je s proměnnou polohou konstantní, popř. se harmonicky mění s periodou  $180^\circ$  el.

## 3 Metody měření parametrů matematického modelu synchronního motoru s vyniklými póly

### 3.1 Úvod

Aby bylo možné dané stroje modelovat a optimálně řídit klasickými metodami, je nutná znalost parametrů jejich náhradních matematických modelů. U daných motorů je uvedeno několik možných postupů jak detekovat potřebné parametry pro model synchronního motoru s vyniklými póly (metody jsou použitelné pouze pro konstrukci motoru, kde není využito tlumicích vinutí).

Jelikož identifikace statorového odporu lze jednoduše zvládnout měřením Ohmovou metodou např. digitálním multimetrem, bude pozornost věnována zejména vyhodnocení mg. indukčností popřípadě toků.

Následující kapitoly analyzují principy daných metod a uvádějí výsledky jejich ověřování v podobě testu na reálném laboratorním prototypu pohonu. Pro měření byl použit servomotor IPMSM NY 90L-6 ( $P_{mN} = 4\text{kW}$ ), viz příloha č. 1.

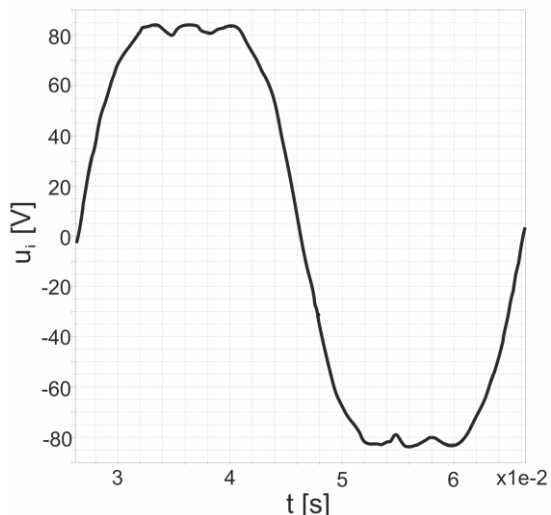
### 3.2 Matematický model ve fázových souřadnicích

#### 3.2.1 Měření indukovaného napětí

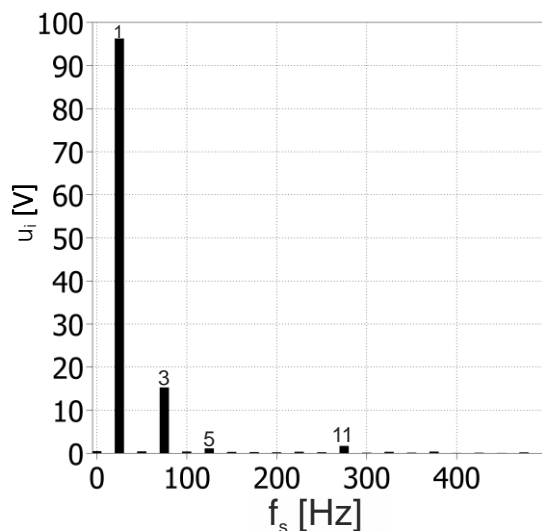
Jelikož napěťová konstanta uvedená na štítku stroje představuje pouze velikost první harmonické, je nutné změřit tvar a hodnoty jednotlivých harmonických indukovaného napětí. Měření lze provést za pomoci spárovaného asynchronního motoru na hřídeli, který se strojem otáčí konstantní rychlostí (v našem případě 500 ot./min). Časový průběh fázového indukovaného napětí a jeho frekvenční spektrum uvádí Obr. 3.1 a Obr. 3.2 (testovaný motor má vyveden střed vinutí zapojeného do hvězdy).

#### 3.2.2 Měření hlavní fázové indukčnosti – zabržděný rotor

Nejčastějším přístupem pro získání indukčností stroje typickým pro konstruktéry strojů je pomocí metody konečných prvků, kde je nutné ovšem detailně znát konstrukci stroje. Laboratorní prototyp byl zakoupen jako kompletní motor, není tedy jeho přesná konstrukce známa a demontáž je přinejmenším problematická, proto bylo nutné přistoupit k motoru jako k černé skřínce, kde parametry je nutné získat pomocí vhodné měřicí metody.



Obr. 3.1 Výsledky měření – indukované napětí – časový průběh  
 $f_s = 25\text{Hz}$  (500 ot./min)

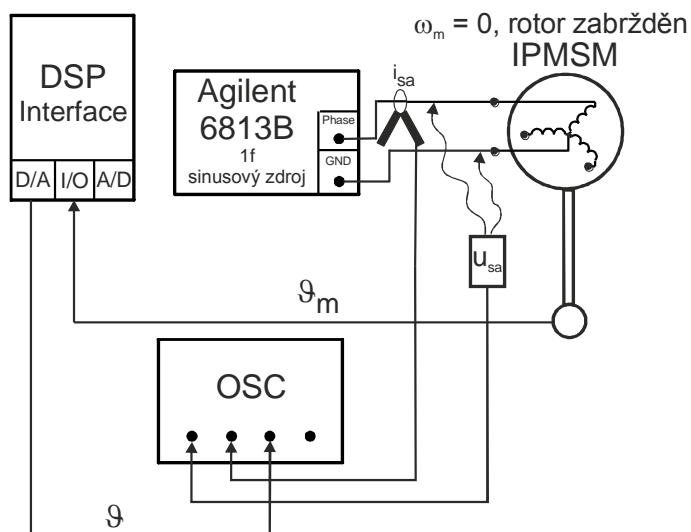


Obr. 3.2 Výsledky měření – indukované napětí – frekvenční spektrum  
 $f_s = 25\text{Hz}$  (500 ot./min)

Metody lze dělit na dva základní typy:

- 1) Se zabrzděným rotorem – Náhradní obvod motoru je eliminován pouze na RL obvod. Je nutné poznamenat, že brzda motoru musí působit bez jakékoliv vůle, aby nebyly způsobeny nepřesnosti měření vlivem nenulového indukovaného napětí.
- 2) S rotujícím rotorem – Je nutné uvažovat plný model. Pro měření je požadována zátěž, která umožňuje plynulé otáčení (zatěžující motor spojen hřídelí, třecí brzda).

Pro měření indukčnosti je výhodný první typ, jelikož se úloha redukuje na jednodušší. Pro měření byl použit sinusový signál napájený ze zdroje Agilent 6813B (1750VA), jelikož derivace takového signálu je spojitá, což zajišťuje přesnější vyhodnocení. Blokové schéma navrhovaného měření je uvedeno na Obr. 3.3.



Obr. 3.3 Blokové schéma – měření hlavní fázové indukčnosti – zabrzděný rotor

Samotné měření tedy zaznamenává fázové napětí a proud při napájení sinusovým zdrojem, přičemž motor je zabrzděn v definované poloze natočení rotoru. Oscilogram měření je uveden na Obr. 3.4.

Naměřená data byly vyhodnoceny metodou rekurzivních nejmenších čtverců pro rovnici RL obvodu ve tvaru (indukované napětí je rovno nule, ostatní fáze jsou odpojeny, rozptylová indukčnost je zanedbávána):

$$u_s = R_s i_s + l_h \frac{di_s}{dt} . \quad (3.1)$$

Metoda estimuje neznámé parametry  $R_s$  a  $l_h$  dle lineárního modelu, kde suma kvadrátů diferencí mezi vypočtenými a změřenými hodnotami je minimalizována. Při proměnných parametrech je nutné dále periodické resetování estimačního schéma, což zajišťuje exponenciální zapomínání. Starší data jsou tedy brány s nižší vahou než data novější. To je realizováno prostřednictvím tzv. faktoru zapomínání, pro který platí  $0 < \lambda \leq 1$ .

Ztrátová funkce je tedy dána:

$$V(\theta, k) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^k \lambda^{k-i} \left( y(i) - \phi^T(i) \theta(k) \right)^2 , \quad (3.2)$$

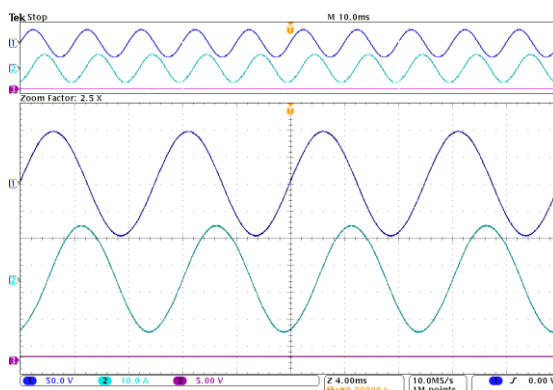
kde  $\phi = \left( i_s, \frac{di_s}{dt} \right)$ ,  $y = u_s$  jsou měřená data a  $\theta = (R_s, l_h)$  odhadované parametry.

$$\theta(k) = \theta(k-1) + L(k) \left( y(k) - \phi^T(k) \theta(k-1) \right) \quad (3.3)$$

$$L(k) = P(k) \phi(k) = P(k-1) \phi(k) \left( \lambda + \phi^T(k) P(k-1) \phi(k) \right)^{-1} \quad (3.4)$$

$$P(k) = \left( I - L(k) \phi^T(k) \right) P(k-1) \frac{1}{\lambda} \quad (3.5)$$

Hlavní rozdíl oproti klasické metodě nejmenších čtverců je chování kovarianční matice  $P$ . V klasickém řešení kovariance klesnou na nulu s přibývajícím časem, což snižuje schopnost sledovat změny parametrů.



Obr. 3.4 Oscilogram – měření hlavní fázové indukčnosti – zabrzděný rotor

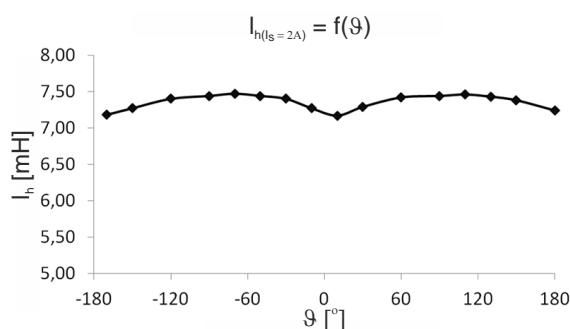
K1: fázové napětí ( $f_s = 100\text{Hz}$ )  $u_{sa}$  [50V/d], K2: fázový proud statoru  $i_{sa}$  [1A/d], K3: poloha rotoru  $\vartheta$  [400 el. st./d]

Oproti tomu u metody s exponenciálním zapomínáním tento jev upravuje člen  $1/\lambda$ , kde kovariance exponenciálně klesají dle nastaveného faktoru zapomínání. Dalším problémem je určení derivace průběhu proudu, který není hladký. Pro tento případ je použit filtr klouzavý průměr opět s exponenciálním zapomínáním, kde jednotlivé vzorky filtru jsou brány opět s váhou dle zadaného faktoru zapomínání, kde nejnovější vzorek má nejvyšší váhu. Filtr pracuje dle následující rovnice:

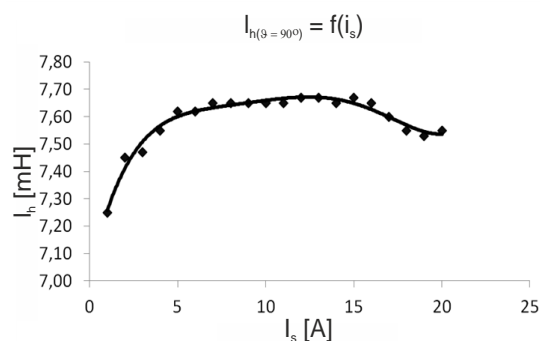
$$y_{f(k)} = \frac{\sum y_k}{\sum n_k} = \frac{\lambda \sum y_{k-1} + y_k}{\lambda \sum n_{k-1} + 1} \quad (3.6)$$

Změřená data jsou filtrována offline z obou stran, a tedy výsledek není zatížen chybou fázového posunu filtru.

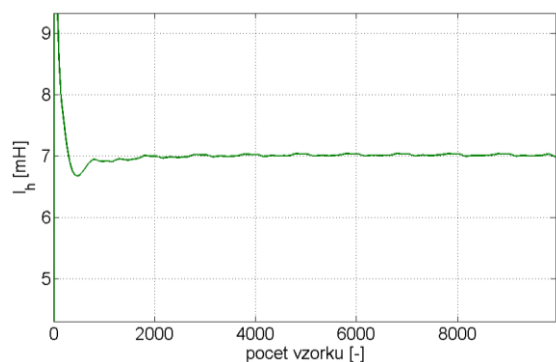
Toto měření bylo provedeno pro konstantní amplitudu proudu, ale pro různé natočení rotoru v rámci celé elektrické otáčky viz Obr. 3.5. Druhá měření byla provedena pro identické natočení rotoru, kde byla zvolena poloha v ose  $q$ , kde je předpokládán největší vliv syčení magnetického obvodu, tedy výrazná změna hlavní fázové indukčnosti viz Obr. 3.6. Měření je provedeno do proudu 20A, což odpovídá 1,74 násobku jmenovitého proudu. Metoda využívá možnosti nastavit stejnosměrný offset u použitého napěťového zdroje, kde signál o amplitudě 2V je posouván do pracovního bodu dle proměřovaného proudu. Magnetický obvod je tak stejnosměrně syčen pro proměření jednotlivých částí magnetizační charakteristiky. Faktor zapomínání byl zvolen  $\lambda = 0,995$  (shodný pro filtr i metodu nejmenších čtverců). Testováno bylo i napájení motoru 1kHz signálem, výsledky při fixaci odporu na  $R_s = R_{sN} = 1,2\Omega$  však byly identické, ale při uvolnění tohoto parametru dochází k poklesu indukčnosti a odpor je estimován s hodnotou cca  $R_s = 5\Omega$  viz Obr. 3.7 – Obr. 3.9. Publikace [11] tento jev vysvětluje např. změnou magnetických ztrát vlivem zvýšení frekvence. S ohledem na použití pro modelování zejména frekvencí pod a okolo 100Hz byl uvažován pouze model s fixním  $R_s = R_{sN}$ .



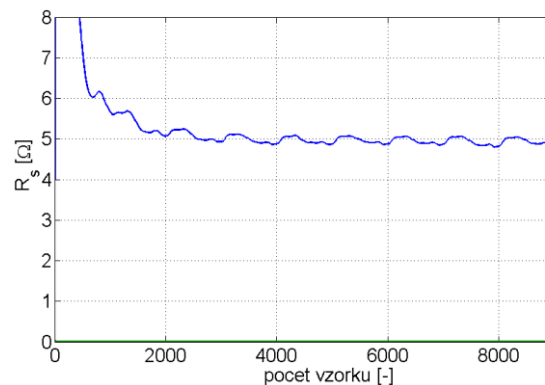
Obr. 3.5 Výsledky měření – hlavní fázová indukčnost –  $L_h = f(\vartheta)$   
 $f_s = 100\text{Hz}$ ,  $R_s = 1,2\Omega$



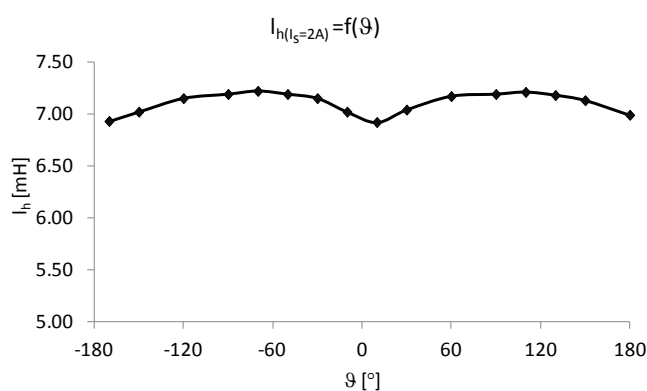
Obr. 3.6 Výsledky měření – hlavní fázová indukčnost –  $L_h = f(i_s)$   
 $f_s = 100\text{Hz}$ ,  $R_s = 1,2\Omega$



Obr. 3.7 Výsledky měření – hlavní fázová indukčnost –  $I_h$  pro  $\vartheta = 30^\circ$   
 $i_s = 2A$



Obr. 3.8 Výsledky měření – odpor statoru –  $R_s$   
 pro  $\vartheta = 30^\circ$   
 $i_s = 2A$



Obr. 3.9 Výsledky měření – hlavní fázová indukčnost –  $I_h = f(\vartheta)$   
 uvolněné oba parametry  $I_h$  i  $R_s$  pro estimaci ( $f_s = 1kHz$ ,  $R_s \approx 5\Omega$ )

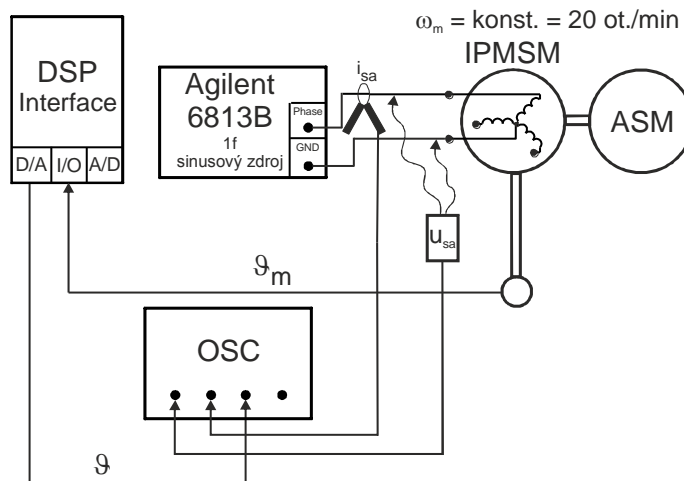
### 3.2.3 Měření hlavní fázové indukčnosti – rotující rotor

Vzhledem k nemožnosti některé stroje perfektně zabrzdit, byla navržena metoda při rotujícím motoru viz Obr. 3.10. Metoda je založena na stejném vybavení jako předchozí metoda pouze vyžaduje druhý motor na hřídeli (v našem případě asynchronní motor – ASM). Tento motor otáčí s IPMSM konstantní rychlostí, přičemž je motor napájen opět sinusovým zdrojem napětí o frekvenci 1kHz (napájecí frekvence je řádově vyšší než elektrická rychlost rotoru). Naměřené hodnoty pro rychlost 20 ot./min ( $f_s = 1Hz$ ) jsou uvedeny na Obr. 3.11. Jelikož pole permanentních magnetů je stále přítomno, je proud motoru promodulován základní harmonickou. Je nutné také myslet na generování energie motorem. Zdroj tedy musí být rekuperativního typu (umožňuje vracet energii zpět do sítě), nebo lze využít sériového a paralelního odporu k ochraně zdroje.

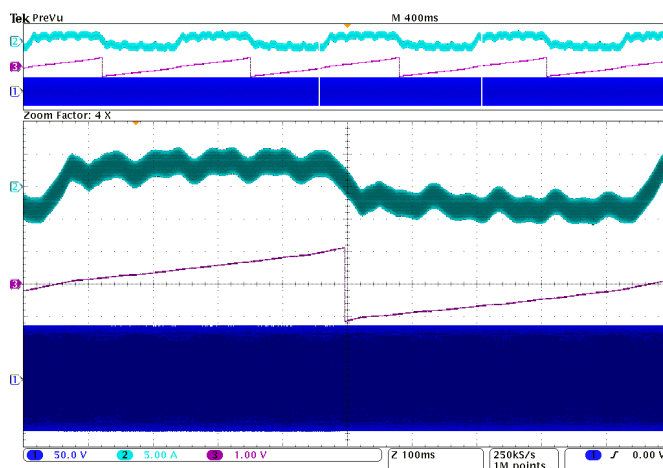
Vzhledem k velkému rozdílu frekvencí napájecího napětí (1kHz) a rotace motoru (1Hz) je možné na el. obvod stroje pohlížet opět pouze jako na RL kombinaci, jelikož za jednu periodu napájecího (injektovaného) napětí se poloha rotoru změní o 0,36 el. stupně, lze tedy považovat rotor motoru za stojící. Z naměřených dat (jedná se pouze o proud) je proto nutné vyfiltrovat 1kHz slož-



Kapitola 3 Metody měření parametrů matematického modelu synchronního motoru s vyniklými póly ku. Což opět lze z naměřených dat offline vyfiltrovat z obou stran a vykompenzovat tak fázový posuv filtru. Z těchto dat je pak indukčnost vyhodnocena shodně s předchozí metodou pomocí metody nejmenších čtverců. Obr. 3.12 uvádí výsledný průběh hlavní indukčnosti pro jednu el. otáčku motoru, která se takřka shoduje s Obr. 3.5 z měření se zabrzděným rotorem.

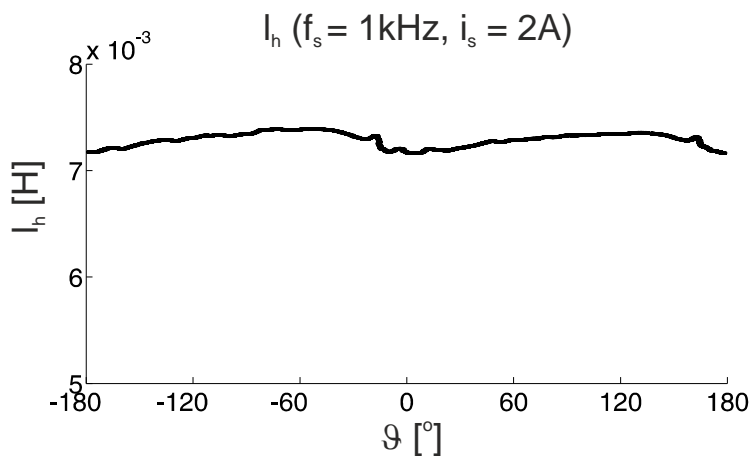


Obr. 3.10 Blokové schéma – měření hlavní fázové indukčnosti – rotující rotor



Obr. 3.11 Oscilogram – měření hlavní fázové indukčnosti – rotující rotor

k1: fázové napětí ( $f_s = 1\text{kHz}$ )  $u_{sa}$  [50V/d], k2: fázový proud statoru  $i_{sa}$  [5A/d], k3: poloha rotoru  $\vartheta$  [165° el. st./d]



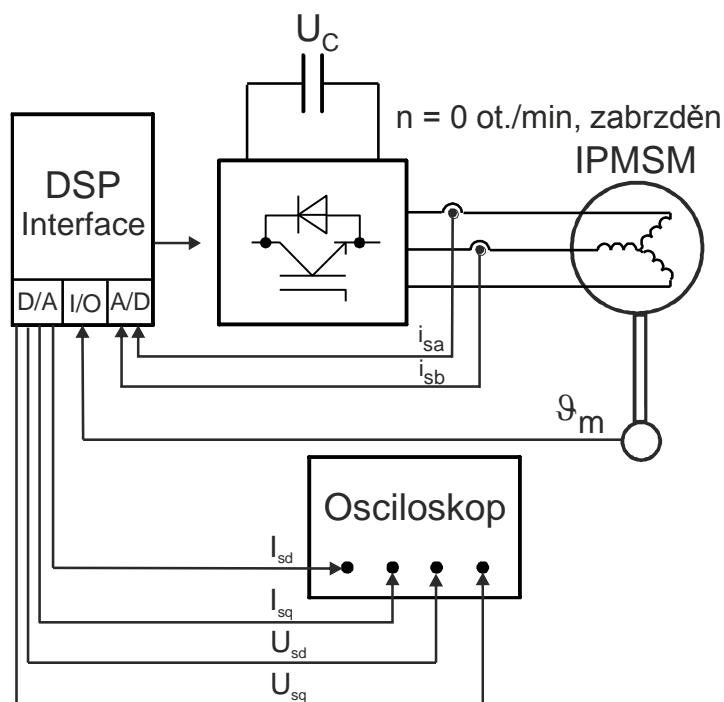
Obr. 3.12 Výsledky měření – hlavní fázová indukčnost – rotující rotor

$i_{sa} = 2\text{A}$ ,  $f_s = 1\text{kHz}$

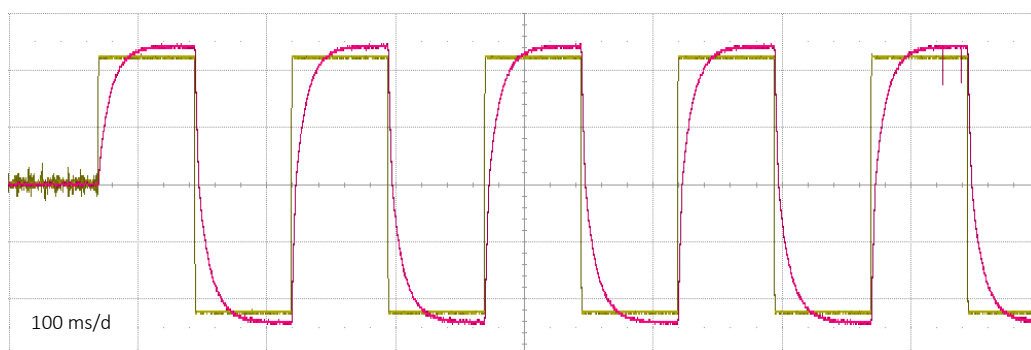
### 3.3 Matematický model v rotorových souřadnicích

#### 3.3.1 Měření statorových indukčností – metoda s obdélníkovými pulzy napětí – zabrzděný rotor

Základní metoda je popsána v [1] a principiálně je znázorněna na Obr. 3.13 a vychází z rovnice (2.27), přičemž je uvažován rotor zabrzděný v libovolné poloze, platí tedy  $\omega_r \psi_{sd} = 0$  a  $\omega_r \psi_{sq} = 0$ . Motor je řízen vektorovým řízením v kartézských souřadnicích (proudová smyčka viz Obr. 4.2, parametry viz Tab. 3.1), kde jsou přímo zadávány obdélníkové pulzy napětí  $U_{sd}$  do motoru a je sledována odezva proudu v ose d, kdy proud v ose q je regulován na konstantní hodnotu viz Obr. 3.14, nebo jsou naopak generovány obdélníkové pulzy napětí  $U_{sq}$  a je sledována odezva proudu v ose q, kdy proud v ose d je regulován na konstantní hodnotu. Hodnoty magnetických toků statoru jsou vypočítávány integrací napětí v příslušné ose, které je sníženo o úbytek na odporu (lze získat z ustálené hodnoty proudu a napětí), z nichž je poté vykreslena magnetizační smyčka dle Obr. 3.15. Proložení této smyčky získáme magnetizační charakteristiku, a tedy hodnoty mg. toků pro výpočet indukčností při proměřovaných pracovních bodech (celý interval složky proudu v ose injektovaného napětí a konstanta v ose druhé). Problémy představuje reálná aplikace při měření v ose q, jelikož momentové rázy v kombinaci se sebemenší vůlí v kotvícím mechanismu (brzdě) znehodnocují měření. Pro daný prototyp byla vyhodnocena z důvodu nízké přesnosti měření pouze indukčnost v ose d a q pro  $i_{sq, d} = 0$  viz pro osu d dle Obr. 3.16 (výsledky metoda udávala totožné pro obě osy). Chybu měření způsobuje zejména velikost napětí, jelikož je použita požadovaná hodnota z vektorové regulace, která nekoresponduje s reálným napětím na motoru vlivem úbytků na polo vodičích a mrtvých časů napěťového střídače. Dále poměrně velký vliv na hodnotu výsledku má zvolené proložení získané magnetizační smyčky.

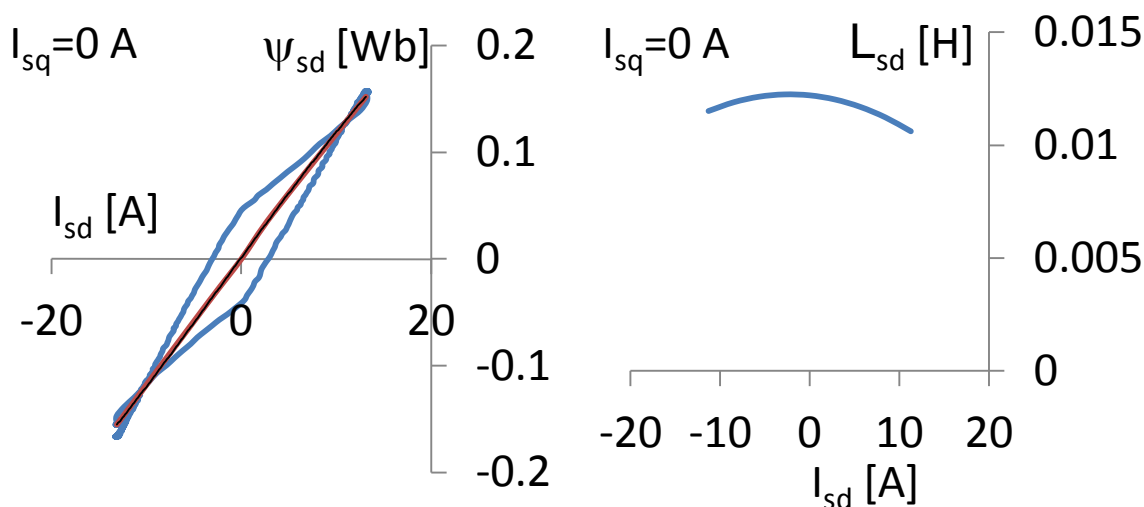


Obr. 3.13 Blokové schéma – metoda s obdélníkovými pulzy napětí – zabrzděný rotor



Obr. 3.14 Oscilogram – metoda s obdélníkovými pulzy napětí – zabrzděný rotor – měření indukčnosti v ose d

k1 žlutá: d-složka vektoru statorového napětí  $U_{sd}$  [7V/d], k2 červená: d-složka vektoru statorového proudu  $I_{sd}$  [5A/d],  $I_{sq} = 0A$



Obr. 3.15 Výsledky měření – magnetizační smyčka  $\psi_{sd}$

Obr. 3.16 Výsledky měření – průběh statorové indukčnosti v ose d

Tab. 3.1 Metoda s obdélníkovými pulzy napětí – zabrzděný rotor

Frekvence pulzně šířkové modulace (PWM)	$f_{PWM} = 16\text{kHz}$
Mrtvý čas střídače	$t_m = 3\ \mu\text{s}$
Perioda vzorkování výpočtu regulace	$T_{vyp\ reg} = 31,25\ \mu\text{s}$
Proporcionální zesílení regulátorů proudu	$K_p\ I_{sd} = K_p\ I_{sq} = 20$
Časové konstanty regulátorů proudu	$T_r\ I_{sd} = T_r\ I_{sq} = 0,1\ \text{s}$

### 3.3.2 Měření statorových indukčností – metoda s 3f sinusovým zdrojem – zabrzděný rotor

Metoda je popsána v práci [2]. Při měření je rotor motoru zabrzděn v definované poloze  $\vartheta = 0$ , kdy stojící souřadný systém  $\alpha, \beta$  je zarovnán s rotujícím systémem  $d, q$ . Pro navrhovanou metodu poté platí:

$$\begin{aligned} U_{s\alpha} &= I_{s\alpha} R_s + d\psi_{sd} / dt \\ U_{s\beta} &= I_{s\beta} R_s + d\psi_{sq} / dt, \end{aligned} \quad (3.7)$$

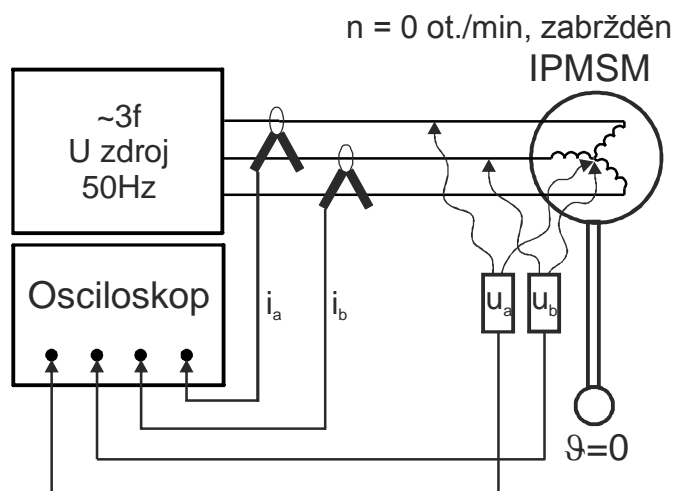
lze tedy vypočítat statorové magnetické toky v souřadném systému  $d, q$  s využitím složek vektoru ve stojícím souřadném systému  $\alpha, \beta$ . Obr. 3.17 uvádí kompletní principiální blokové schéma postu-

Kapitola 3 Metody měření parametrů matematického modelu synchronního motoru s vyniklými póly pu měření. Motor je napájen sinusovým 3f zdrojem o frekvenci 50Hz. S pomocí osciloskopu jsou poté měřeny 2 fázové proudy a 2 fázová napětí. Z těchto hodnot při znalosti  $\vartheta = 0$  je provedena transformace na prostorový vektor, jehož složky lze dosadit do (3.7). Jednotlivé indukčnosti jsou poté vypočteny s uvažováním konstantních hodnot dle:

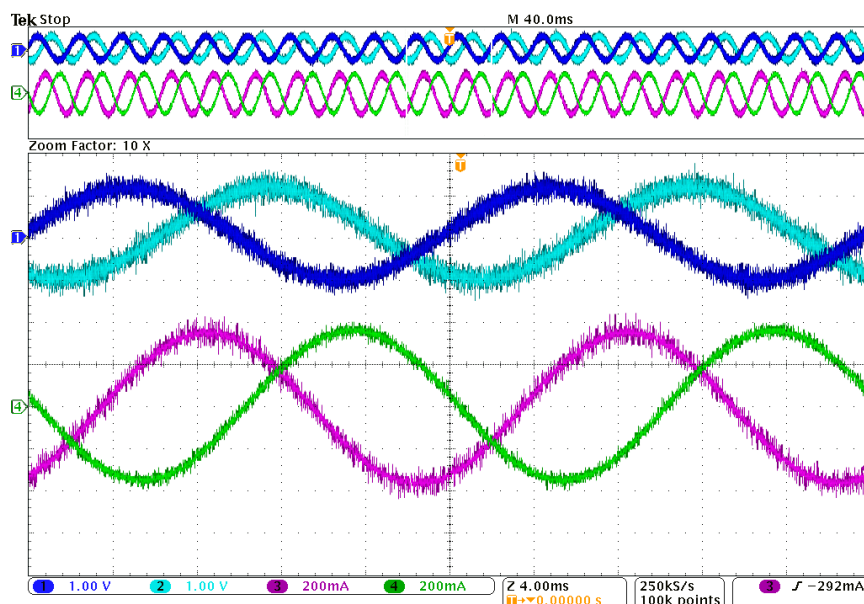
$$L_{sd} = \frac{U_{s\alpha} - I_{s\alpha} R_s}{\frac{dI_{s\alpha}}{dt}}$$

$$L_{sq} = \frac{U_{s\beta} - I_{s\beta} R_s}{\frac{dI_{s\beta}}{dt}} \quad (3.8)$$

Oscilogram z měření viz Obr. 3.18. Obr. 3.19 uvádí průběh vyhodnocených vlastních indukčností. Metoda vyžaduje precizní 3f zdroj pro nízké hodnoty napětí (jednotky voltů). Výhodné oproti předcházející metodě je nižší citlivost na případné vůle v kotvicím mechanismu pro nízké hodnoty proudu. V rámci jednoho měření je možné vyhodnotit indukčnosti pro různé natočení vektoru proudu (různé složky  $I_{sd}$ ,  $I_{sq}$ ), jelikož se vektor proudu otáčí. Ovšem situace není tak jednoduchá, jelikož vlivem rozdílné vodivosti po obvodu stroje se mění i velikost vektoru proudu. Hodnoty indukčností byly proměřeny pouze do hodnot proudu 4A, kde se neuplatňuje vliv sycení mg. obvodu, tedy lze hodnoty indukčností považovat za konstantní.

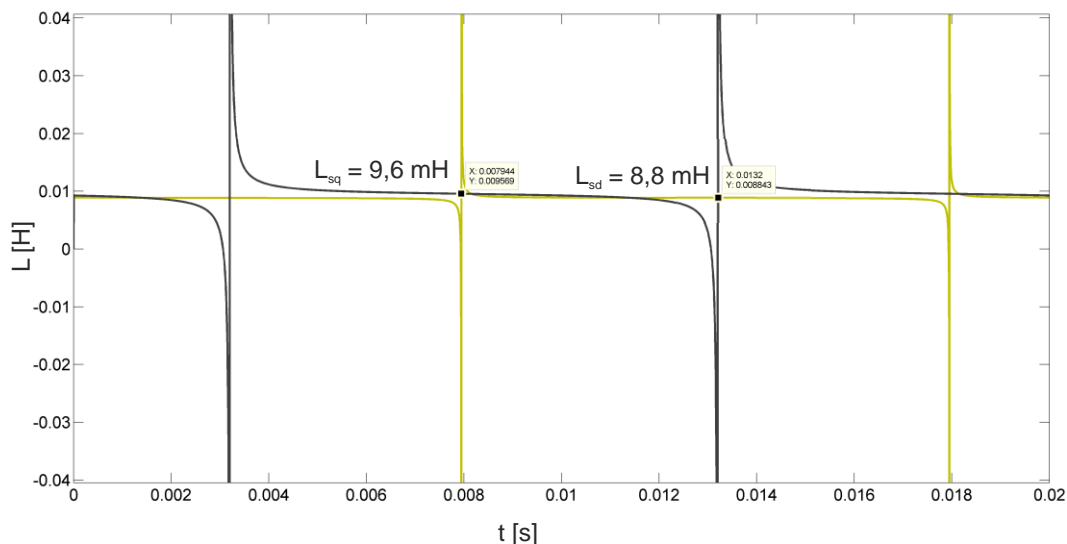


Obr. 3.17. Blokové schéma – metoda s 3f sinusovým zdrojem – zabržděný rotor



Obr. 3.18 Oscilogram – metoda s 3f sinusovým zdrojem – zabržděný rotor

k1: fázové napětí  $u_{sa}$  [1V/d], k2: fázové napětí  $u_{sb}$  [1V/d], k3: fázový proud  $i_{sa}$  [200mA/d], k4: fázový proud  $i_{sb}$  [200mA/d]

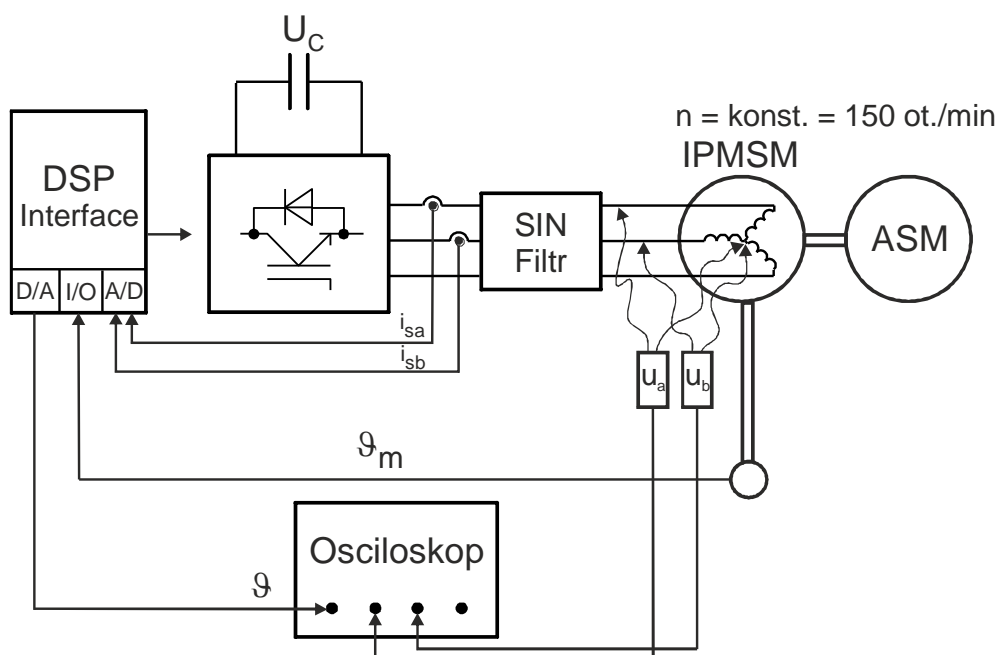


Obr. 3.19 Výsledky měření – vlastní indukčnosti  $L_{sd}$ ,  $L_{sq}$

k1 žlutá: vlastní satorová indukčnost  $L_{sd}$  [H], k2 černá: vlastní satorová indukčnost  $L_{sq}$  [H]

### 3.3.3 Měření satorových indukčností – metoda při ustáleném stavu – rotující rotor

Tato metoda je uvedena v práci [3] a vychází opět z rovnice (2.27), přičemž je uvažován stroj rotující konstantní rychlostí (ustálený stav), tedy platí  $d\psi_{sd}/dt = 0$  a  $d\psi_{sq}/dt = 0$ , kde je uvažován stroj se sinusovým polem. Měření popisuje následující blokové schéma viz Obr. 3.20.



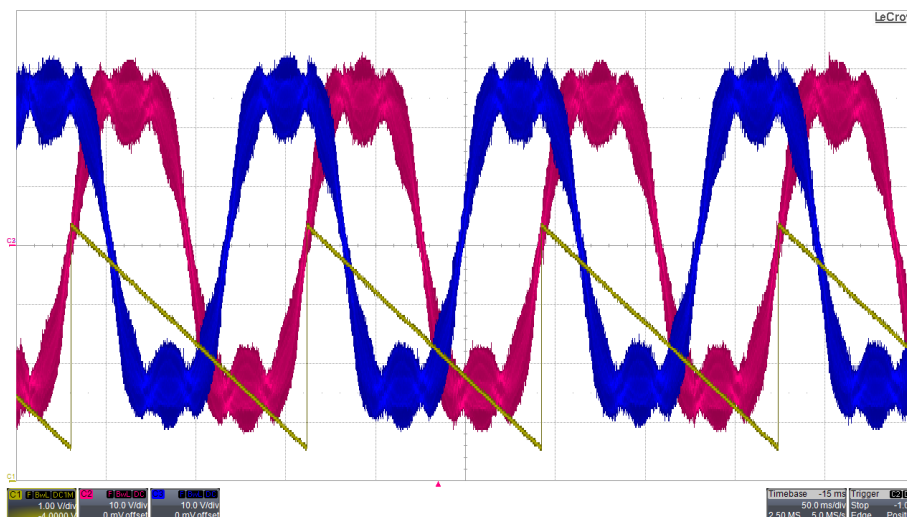
Obr. 3.20 Blokové schéma – metoda při ustáleném stavu – rotující rotor

Měřicí stanoviště je složeno z mikroprocesorového regulátoru s vektorovým řízením v kartézských souřadnicích viz Obr. 4.2, které ovládá napěťový střídač, jímž je napájen IPMSM viz příloha č. 1. Parametry řízení uvádí Tab. 3.2. Jako zatěžující stroj je použit asynchronní motor v režimu regulace otáček.

Tab. 3.2 Metoda při ustáleném stavu – rotující rotor

Frekvence pulzně šířkové modulace (PWM)	$f_{\text{PWM}} = 16\text{kHz}$
Mrtvý čas střídače	$t_m = 3\ \mu\text{s}$
Perioda vzorkování výpočtu regulace	$T_{\text{vyp.reg}} = 31,25\ \mu\text{s}$
Proporcionální zesílení regulátorů proudu	$K_{p\ \text{Isd}} = K_{p\ \text{Isq}} = 20$
Časové konstanty regulátorů proudu	$T_{r\ \text{Isd}} = T_{r\ \text{Isq}} = 0,1\ \text{s}$

Dle (2.27) je nutné znát pro identifikaci indukčností napětí a proud v příslušné ose d, q systému a rychlost otáčení. Z důvodu vyhlazení skutečného napětí motoru, při napájení z napěťového střídače, je nutné před motor předřadit sinusový filtr. Měření proudů není nutné provádět, jelikož vektorové řízení pracuje v proudové smyčce regulace. Pro výpočet jsou tedy použity požadované hodnoty d, q složek proudů. Konstantní rychlost otáčení je dána zatěžujícím strojem v regulaci otáček, kde byla zvolena hodnota otáček  $n = 150\ \text{ot./min}$ . Zachycené průběhy napětí a polohy rotoru v elektrické úhlové míře pro pracovní bod dán  $I_{\text{sd}} = 0\text{A}$ ,  $I_{\text{sq}} = 1\text{A}$  poukazuje následující obrázek.



Obr. 3.21 Oscilogram – metoda při ustáleném stavu – rotující rotor

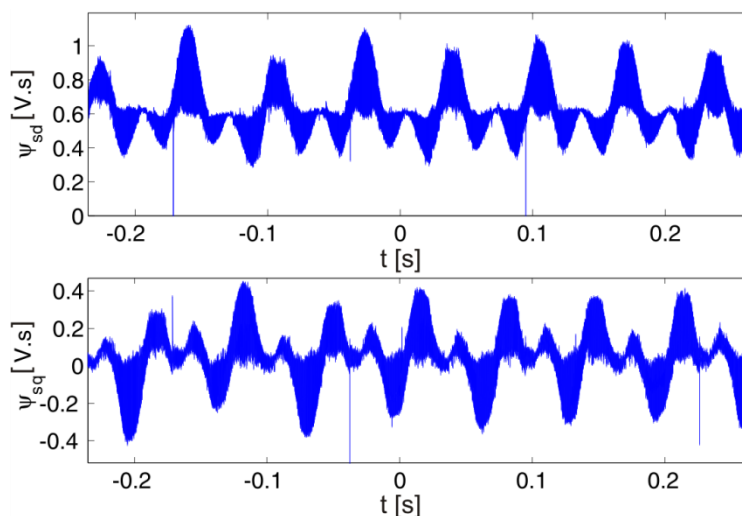
$$I_{sd} = 0A, I_{sq} = 1A$$

k1 žlutá: poloha rotoru  $\vartheta$  [ $90^\circ/d$ ], k2 červená: fázové napětí  $u_{sa}$  [10V/d], k3 modrá: fázové napětí  $u_{sb}$  [10V/d]

Dle výsledků lze uvažovat na vlastnosti měřeného motoru. Indukované napětí daného motoru je nesinusové, což je dáno konstrukcí motoru s vnitřními magnety, který má obecně vyšší obsah harmonických v rotorovém magnetickém toku. Z toho vyplývá proměnnost indukčností motoru s natočením rotoru (harmonické v mg. toku). Použití  $d, q$  souřadného systému je tedy pro tento motor pouze kompromisem mezi jednoduchostí implementace a vlastnostmi řízení. Daná metoda dle základního předpokladu  $d\psi_{sd}/dt = 0$  a  $d\psi_{sq}/dt = 0$  má tedy platnost pouze pro první harmonické měřených napětí.

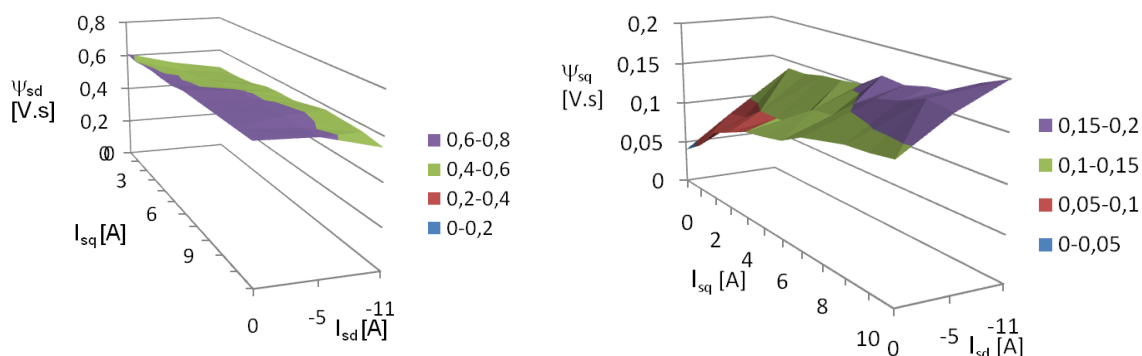
Vyhodnocené hodnoty magnetických toků  $\psi_{sd}, \psi_{sq}$  pro naměřenou hodnotou satorového odporu  $R_s = 1,2\Omega$  uvádí Obr. 3.22. Je nutné podotknout, že  $d\psi_{sd}/dt \neq 0$  a  $d\psi_{sq}/dt \neq 0$ .

Pro první harmonické napětí a proměřením pro celý rozsah řízení lze získat následující 3D grafy satorových toků  $\psi_{sd}, \psi_{sq}$  viz Obr. 3.23.



Obr. 3.22 Výsledky měření – satorové magnetické toky  $\psi_{sd}, \psi_{sq}$

$$I_{sd} = 0A, I_{sq} = 1A$$



Obr. 3.23 Výsledky měření – statorové magnetické toky  $\psi_{sd}$ ,  $\psi_{sq}$  pro celý rozsah regulace

Z magnetických toků statoru lze získat indukčnosti motoru dle (2.43) viz Obr. 3.24. Přičemž pro složku d je nutné odečíst magnetický tok permanentních magnetů (lze odečíst při pracovním bodu s  $I_{sd} = 0A$ ,  $I_{sq} = 0A$ ). Vzhledem k malému poli reakce kotvy a harmonickým mg. toku je pro tento motor dané měření velmi málo přesné a hodnoty je možné brát pouze jako orientační. Hodnoty indukčností se tedy pohybují okolo 10 mH.

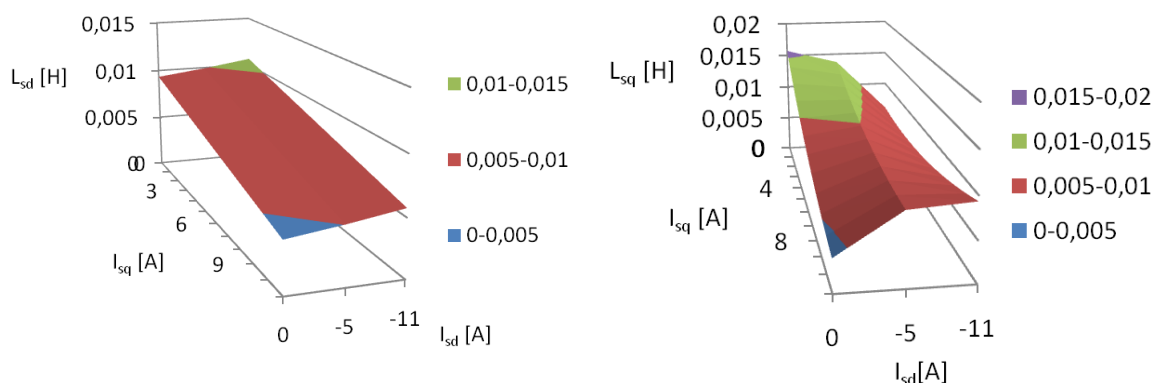
### 3.4 Využití měřicích metod pro self-commissioning pohonu

Na začátek je nutné si nadefinovat, za jakých podmínek a na jakém seskupení a typu pohonu by metody měly být použity. Byly vybrány dvě varianty:

- průmyslový pohon – měnič napájí motor pro pohon např. čerpadla,
- trakční pohon – např. kolový pohon automobilu, nebo tramvaje.

Dále lze obecně říci, pakliže se jedná o stroj se sinusovým polem lze s výhodou použít d, q model. Pokud se jedná o stroj s harmonickými, popřípadě s nesymetriemi, začíná se výhodnost modelu v rotujících souřadnicích ztrácet, jelikož je nutné zavádět vzájemné indukčnosti, závislost na poloze rotoru a netočivou složku prostorového vektoru. Zde je poté nutné zvážit, zda použití modelu ve fázových souřadnicích není minimálně z hlediska fyzikální názornosti výhodnější.

Dalším kritériem by mělo být hledisko režimu provozování pohonu. Pro klasické vektorové řízení je nutné znát pouze základní parametry stroje a případné odchylky řeší regulátory proudu díky zpětné vazbě od statorových proudů. Jinak tomu je u optimálního řízení, kde je nutné znát např. magnetizační charakteristiku stroje, aby nebyl provozován v neoptimálním pracovním bodě.



Obr. 3.24 Výsledky měření – statorové magnetické indukčnosti  $L_{sd}$ ,  $L_{sq}$  pro celý rozsah regulace



### 3.4.1 Průmyslový pohon

U tohoto pohonu je obvyklé, že je možné se strojem cvičně zatočit. Lze tedy použít metody s rotujícím rotorem, které jsou orientovány na složky modelu obsahující rychlost. Metody nakrátko (rotor je zabrzděn) jsou nerealizovatelné, alespoň pro základní frekvence (pro vysoké napájecí frekvence lze mechanické chvění zanedbat), jelikož není možné pohon zabrzdít.

Z těchto předpokladů by jako základ startovacího estimátoru pro klasické vektorové řízení motoru se sinusovým polem mohla být metoda s  $d, q$  modelem při otáčení stroje. Pokud by pohon neobsahoval výstupní sinusový filtr, musela by metoda být doplněna o nějaký typ adaptabilní techniky (např. Kalman filtr atd.), která zohlední chybu reálného výstupního napětí střídače ku požadovanému z vektorového řízení, což je extrémně obtížný problém. S dalšími neidealistickými projevy motoru (nesouměrnost atd.) souvisí zpřesnění modelu (navýšení členů nebo celých rovnic modelu), z čehož plyne navýšení výpočetní náročnosti.

Dále je možné měřit s pomocí napájení vysokou frekvencí. Takový přístup nastiňuje pro model v  $a, b, c$  souřadnicích metoda měření fázové indukčnosti. Zde je základní problém, že je použito sinusové napájení motoru. Což nelze na běžném pohonu zajistit vzhledem k napájení z napěťového střídače. Řešením je opět zohlednění a výpočet reálného výstupního napětí měniče a využití metody nejmenších čtverců. Nevýhodou je zesložnění náhradního obvodu motoru, jelikož napájení několika kHz vede k efektům, jako jsou přídavné magnetické ztráty, skin efekt atd. Získané parametry tak nemusí věrně popisovat stroj pro základní frekvence, jak nastiňuje kap.3.2.2.

### 3.4.2 Trakční pohon

U trakčního pohonu s motory s permanentními magnety na rotoru zpravidla bývá možnost odpojit motor od hnané části. Lze tak motor proměřit naprázdno a při připojení hnané části i nakrátko vzhledem k možnosti vozidlo zastavit i pomocí mechanických brzd. Není možné pouze zatěžování v rotujícím stavu. Lze tedy použít techniky všech uváděných metod s výjimkou zatěžování při rotujícím rotoru. Samozřejmě je zde opět omezení v podobě nesinusového napětí na výstupu měniče, tedy výsledky budou zatížené vyšší chybou.

## 3.5 Dílčí závěr

V kapitole 3 bylo představeno několik metod měření, pomocí nichž je možné identifikovat parametry synchronního motoru. Základní myšlenkou bylo získat parametry motoru pro jeho simulační model a popřípadě pro optimální řízení. Hlavní pozornost byla upřena k postihnutí co možná nejpřesněji všech základních dějů, které se ve stroji odehrávají. Byly tak využity i techniky, které potřebují jak speciální měřicí stanoviště a podmínky, tak napájecí zdroje.

Chronologicky byly metody testovány od těch, které předpokládají model v rotujícím souřadném systému  $d, q$  a postačuje jim (nebo vyžadují) napěťový střídač jako napájecí zdroj, zde však byly zjištěny problémy z hlediska přesnosti s nemožností měřit jeho výstupní napětí, kde i při zařazení sinusového filtru je zde nějaký rozkmit daného napětí. Pozornost tak byla upřena na metody se sinusovým napájením (derivate sinusového signálu proudu je hladká). Model ve fázových souřadni-

cích  $a$ ,  $b$ ,  $c$  byl zvolen vzhledem jednoduchosti a přesnosti měření, kde není nutná transformace v závislosti na poloze rotoru a signály jsou dávány přímo měřícími sondami. U měř. metod pro model v  $d$ ,  $q$  souřadnicích musí být napětí na motor zadáváno v závislosti na poloze rotoru, což není ani technicky možné s klasickým laboratorním zdrojem. S výhodou pak model ve fázových souřadnicích dokáže zachytit veškeré nesymetrie stroje při zachování fyzikální průhlednosti dějů, ovšem za cenu 3 rozměrného prostoru, kde bylo uděláno zjednodušení z důvodu obtížného určování vzájemných indukčností mezi jednotlivými fázemi.

Jelikož byly metody aplikovány na stroj, který svou klasickou konstrukcí IPMSM s tangenciálně uloženými magnety vykazuje nesinusové indukované napětí stroje (významné harmonické rotorového magnetického toku), jeví se jako nejvýhodnější z hlediska přesnosti a podchycení všech dějů ve stroji metoda pro naplnění modelu v  $a$ ,  $b$ ,  $c$  souřadnicích se sinusovým zdrojem a v zabrzděné variantě. Pokud, ale budeme uvažovat například stroj se sinusovým polem, typicky WRSM, a variantu, kde není možné zajistit dokonalé zabrzdění rotoru, ale je možná cesta zatěžování pomocí ASM na jedné hřídeli (platí pro používaný laboratorní prototyp), je metoda s  $d$ ,  $q$  modelem a rotujícím strojem dostatečně validní.

Z hodnocení jednotlivých metod z hlediska využití pro vlastní detekci parametrů stroje (self-commissioning) vyplývá několik základních poznatků. Metody uvažují většinou speciální napájení (ideálně sinusové) z hlediska dosažení maximální přesnosti, z toho důvodu by musely být doplněny o výpočetní algoritmus, který by zohlednil vliv napěťového střídače, což ovšem zavede jistou nepřesnost v měření. Problematika se tak posouvá do oblasti příbuzné bezsenzorovým metodám na základě detekce anizotropie mg. obvodu popř. výpočtu vhodného matematického modelu. Výběr samotného modelu je opět velmi rozsáhlou disciplínou závislou na požadavcích řízení a výpočetních možnostech mikroprocesorového regulátoru pohonu. Předkládané měř. metody mohou být chápány tak, jako principiální idealizované základní příklady pro takovou estimaci parametrů.

V souhrnu byly zjištěny následující vlastnosti měřeného IPMSM: nevýznamné pole reakce kotvy vůči toku permanentních magnetů ( $\psi_{pm} \gg L_{sd} I_{sd}$ ), rozdílnost vodivostí v ose  $d$  a v ose  $q$  motoru ( $L_{sq}/L_{sd} \cong 1,09$ ), vliv sycení magnetického obvodu (pokles  $L_{sq}$  se změnou zatížení stroje), obsah harmonických v mg. toku, a tedy závislost parametrů stroje na poloze rotoru.

## 4 Optimální řízení a regulace

### 4.1 Úvod

Optimálním řízením je chápáno získání maximálního momentu stroje v celém otáčkovém rozsahu. Motory s vyjádřenými póly vykazují oproti hlavní složce momentu také významnou složku reluktanční, jelikož mg. vodivost po obvodu daného stroje je výrazně proměnná. Ta může být využita ke zvýšení momentu a potažmo i účinnosti stroje. Následující kapitoly blížeji popisují, rozvádějí a aplikují tuto myšlenku, kde je otáčkový rozsah rozdělen na dílčí části dle specifik pracovního bodu stroje.

V dané problematice není řešena problematika harmonických magnetického toku motoru, jelikož v drtivé většině jsou konstruovány tak, aby obsah harmonických byl co nejvíce eliminován. Lze tedy přijmout zjednodušení sinusovosti magnetického pole motoru, kde nalezený pracovní bod je jakýmsi průměrem pro stroj s nízkým obsahem harmonických (optimální body při zohlednění změny indukčnosti stroje v závislosti na poloze natočení rotoru stroje se pohybují v blízkém okolí tohoto pracovního bodu).

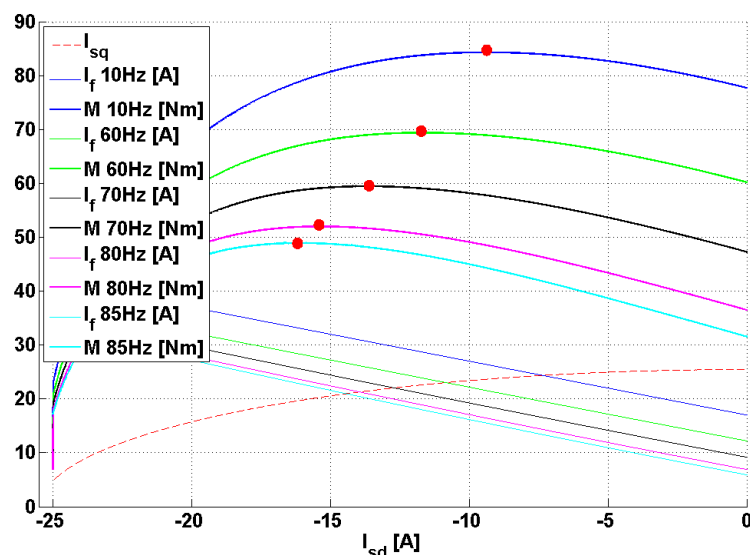
### 4.2 Optimální řízení a regulace WRSM

#### 4.2.1 Oblast konstantního momentu

Optimální řízení z pohledu reluktančního momentu je u tohoto motoru teoreticky možné dle rovnice momentu (2.28). Ovšem pokud požadujeme nárůst momentu motoru, byla by nutná aplikace kladné hodnoty podélné složky proudu statoru  $I_{sd}$ . To by ovšem vedlo k saturačnímu efektu magnetického obvodu statoru (motor je přibuzován nad jmenovitý bod). Lze ovšem uvažovat nad vhodným rozvážením jednotlivých částí budícího toku tak, aby výsledné nabuzení bylo ponecháno dle nominální hodnoty  $\psi_{hd} = \text{konst.} = \psi_{hdN}$  při  $I_s = \text{konst.} = I_{s\max}$ . Zde platí rovnice:

$$\psi_{hd} = L_{hd} (I_f + I_{sd}) = L_{hd} I_{mg} \quad (4.1)$$

Pro získání optimálního pracovního bodu motoru byla provedena simulace vektorového řízení daného motoru, kdy během velmi pomalého přechodného děje byly měněny hodnoty budícího proudu rotoru  $I_f$  a k němu příslušně  $I_{sd}$ , tak aby budící tok stroje  $\psi_{hd} = \text{konst.} = \psi_{hdN}$ .  $I_{sd}$  následně ovlivňuje velikost proudu v ose q, jelikož musí být zajištěno  $I_s = \text{konst.} = I_{s\max}$ . Simulace dále byla provedena pro sinusové napájení motoru, konstantní napětí stejnosměrného meziobvodu dle parametrů stroje viz příloha č. 1. Výsledky simulací pro maximální velikost vektoru statorového proudu uvádí Obr. 4.1:



Obr. 4.1 Výsledky simulace – optimum maximálního momentu

 $f_s = 10, 60, 70, 80, 85\text{Hz}$ 

Z výsledků pro  $f_s = 10\text{Hz}$  lze vysledovat maximum při  $M = 85\text{Nm}$ ,  $I_{sd} = -9\text{A}$ ,  $I_{sq} = 23,8\text{A}$ ,  $I_f = 25,5\text{A}$  (což odpovídá  $I_r = 3\text{A}$ ). Přírůstek momentu je teoreticky  $8\text{Nm}$ , oproti řízení bez provedení optimalizace. Vlivem nárůstu rotorového proudu se navýší Jouleovy ztráty o  $\Delta P_{jr} = 6\text{W}$ , přičemž jmenovitý výkon motoru vzroste o  $\Delta P = 1256\text{W}$ .

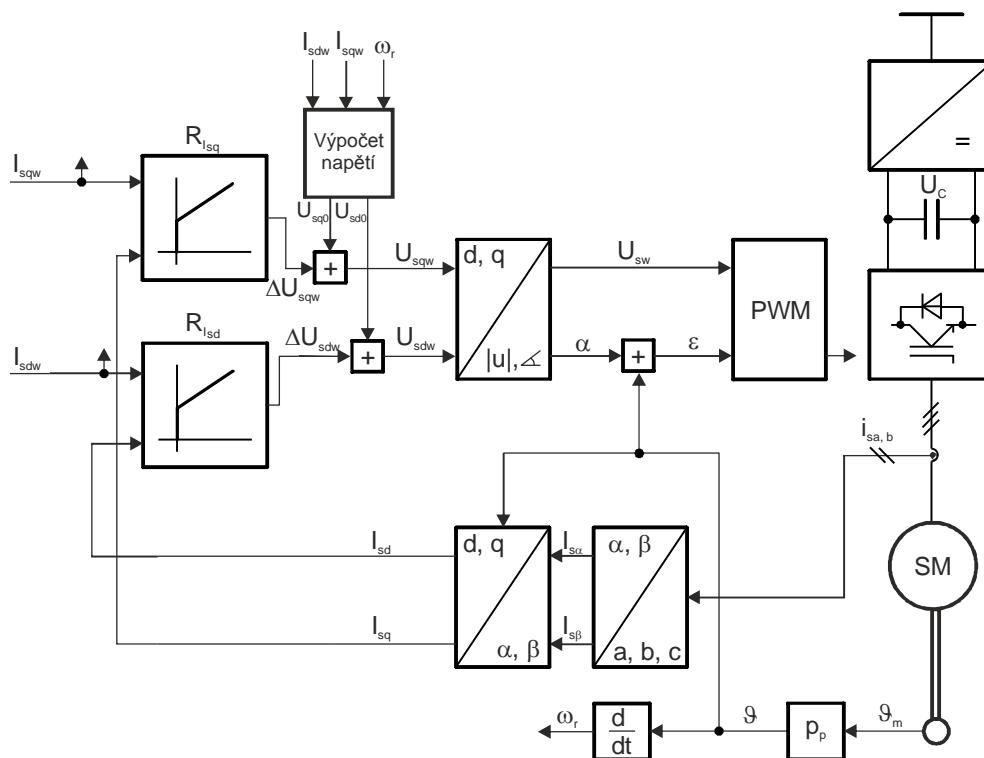
#### 4.2.2 Oblast odbuzování

U této konstrukce motoru je možné ovládat nabuzení stroje skrze rotorový proud  $I_f$  a statorový proud  $I_{sd}$ . Dle výsledků z Obr. 4.1 optimální body s maximálním momentem vyžadují jak pokles  $I_f$  a tak  $I_{sd}$ , je tedy nutné ovládat obě tyto složky. Principiálně odbuzovací smyčka ze statorové strany tedy vzhledem k obecně nižší indukčnosti a vyšší napájecím napětím, slouží pro zajištění dynamických přechodových dějů, kdy je nutné rychle odbudit pro udržení říditelnosti celého pohonu. Naproti tomu rotorová smyčka skrze proud  $I_r$  nastavuje statické pracovní body v důsledku nižší dynamiky (obecně obvod s vysokou hodnotou indukčnosti).

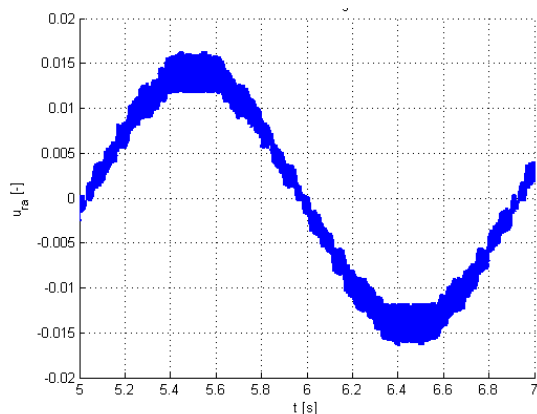
Vzhledem k možnosti odbuzení rotoru není nutné využít motoru se speciální konstrukcí statorového vinutí (zejména  $L_{sd}$ ,  $\psi_{pm}$ ,  $I_{sd}$ ) pro zajištění ideálně nekonečného otáčkového rozsahu viz kap. 4.3.2, jak je tomu u motorů s permanentními magnety.

### 4.2.3 Navržené řízení a regulace pohonu s WRSM

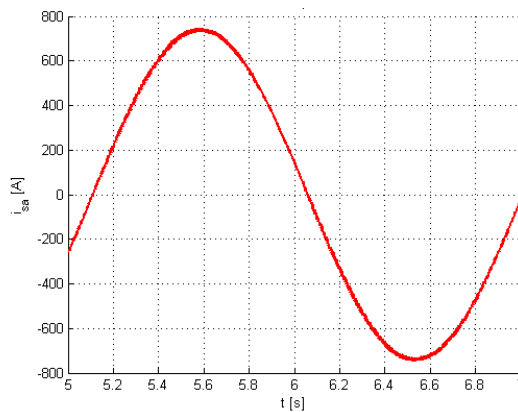
Pro navrhované optimum jsou navrženy algoritmy řízení a regulace, kde jádrem regulace je klasické vektorové řízení v Kartézských souřadnicích viz Obr. 4.2. Jedná se o jednoduchou strukturu, která je založena na myšlence tokotvorné a momentotvorné složky vektoru statorového proudu v systému  $d, q$  svázaném s osou pólového nástavce. Požadované hodnoty proudů jsou motoru vnučeny prostřednictvím regulátorů  $R_{I_{sq}}$ ,  $R_{I_{sd}}$  skrze požadavek na příslušná napětí, která fyzicky přiloží na motor napěťový střídač. Tato varianta vektorového řízení se vyznačuje obecně výbornými vlastnostmi pro nulové a nízké otáčky. Proud je ideálně sinusový, jelikož je s vektorem napětí velmi dynamicky hýbáno (jak do velikosti, tak do natočení) viz Obr. 4.3 a Obr. 4.4. Se vzrůstající rychlostí zpravidla musejí být zvyšovány konstanty proudových regulátorů pro udržení požadovaných vlastností. Ze stejného důvodu je použit blok výpočtu napětí (rovnice motoru viz (2.32) v ustáleném stavu, tedy  $di/dt = 0$ ), který napomáhá regulátorům s předvýpočtem požadovaného napětí. Regulátory pak pouze kompenzují chybu modelu vlivem nepřesných parametrů a dynamických změn. Nejdůležitější složkou tohoto bloku je tedy indukované napětí motoru. Jelikož se jedná o proudovou regulovanou smyčku, není nutná vazba od napětí stejnosměrného meziobvodu. Informace je zprostředkována skrze vazby proudů.



Obr. 4.2 Blokové schéma – vektorové řízení v kartézských souřadnicích

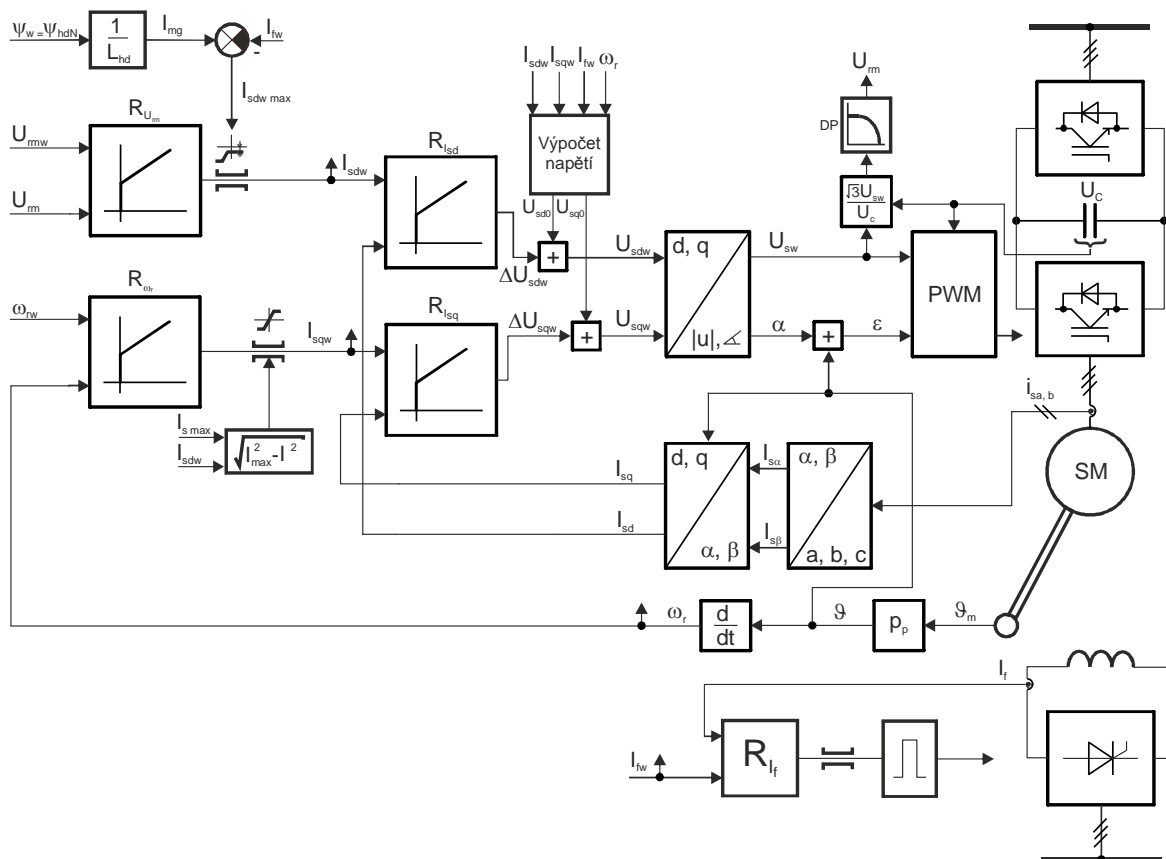


Obr. 4.3 Výsledky simulace – vektorové řízení v kartézských souřadnicích – řídicí napěťový signál



Obr. 4.4 Výsledky simulace – vektorové řízení v kartézských souřadnicích – fázový proud motoru

Plné blokové schéma pohonu uvádí Obr. 4.5. Jelikož se jedná o pohon pracující v otáčkovém režimu do jmenovité rychlosti, není zde řešeno odbuzování pomocí proudu rotoru. Řízení je vybaveno pouze bezpečnostní smyčkou odbuzování ze strany statoru v závislosti na překročení maximální amplitudy řídicího napětí (teoreticky se jedná o hodnotu 1, což je hranicí mezi lineární a nelineární částí výstupní charakteristiky napěťového střídače, prakticky vzhledem k rozptylu jednotlivých veličin se nastavuje na hodnotu 0,95). Pokud nemohou regulátory dosáhnout požadovaných proudů z důvodu omezené velikosti výstupního napětí střídače (oblast odbuzování), začnou se sytit a řízení přechází do havarijního stavu (zejména je špatně zadáván úhel napěťového vektoru). Bloky zajišťující optimum z pohledu kapitoly 4.2.1 uvádí Obr. 4.5 v levé horní části, kde dle požadovaného budícího toku strojem  $\psi_{hd} = \psi_{hdN}$  je nastaven magnetizační proud dle konstanty nebo funkce (pro zachycení jevu syčení). Pokud je požadovaný budící proud nastaven na optimální hodnotu, složka proudu je dána dle vztahu (4.1) a je nastavena skrze nasycený omezovač za regulátorem  $R_{Urm}$ .



Obr. 4.5 Blokové schéma – navrhované optimální řízení WRSW

Navrhované řízení bylo implementováno do DSP a otestováno ve spolupráci s napěťovým rekuper- ačním výkonovým obvodem sestávajícího se z trojúrovňových měničů. Jako zatěžovací stroj byl použit hřídelí spárovaný asynchronní motor napájený z průmyslového měniče ABB ACS 800, který také sloužil jako vyhodnocovací člen momentu (moment je pouze vypočítáván), jelikož ten nemohl být jinak měřen. Uváděné řízení bylo testováno při rychlosti  $n = 200$  ot./min, parametrech motoru viz příloha č. 1 a dalších konstantách pohonu dle následující tabulky:

Tab. 4.1 Implementace optimálního řízení WRSW – parametry regulace

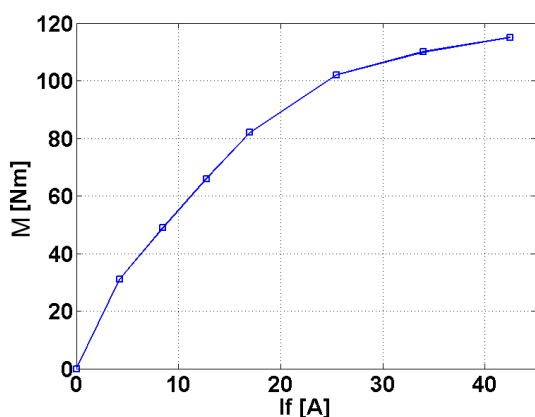
Proporcionální zesílení regulátorů proudu	$K_p I_{sd} = K_p I_{sq} = 6$
Časové konstanty regulátorů proudu	$T_r I_{sd} = T_r I_{sq} = 0,05$ s
Proporcionální zesílení regulátoru otáček	$K_p \omega = 2,5$
Časová konstanta regulátoru momentu	$T_r \omega = 0,5$ s
Proporcionální zesílení regulátoru odbuzování	$K_p U_{rm} = 50$
Časová konstanta regulátoru odbuzování	$T_r U_{rm} = 0,05$ s
Časová konstanta filtru pro signál $U_{rm}$	$T_f U_{rm} = 0,01$ s

V první fázi byla měřena závislost velikosti momentu v závislosti na velikosti budícího proudu  $I_f$  při  $I_{sd} = 0$ ,  $I_{sq} = I_{s\ max}$ . Výsledek měření uvádí Obr. 4.6.

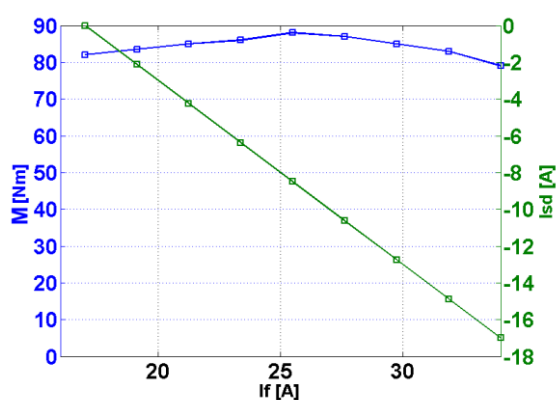
V druhém kroku se ověřilo vlastní optimální řízení. Analogicky, moment motoru byl zaznamenáván pro rozdílné hodnoty budícího proudu při zajištění konstantní hodnoty magnetizačního

toku  $\psi_{hd} = \text{konst.} = \psi_{hdN}$  a velikosti statorového proudu  $|I_s| = I_{s \text{ max}}$ . Z těchto důvodů musí být proměnný proud v ose d ( $I_{sd} \neq \text{konst.} \neq 0$ ), k němuž musí být adekvátně snižována složka v ose q. Výsledky viz Obr. 4.7.

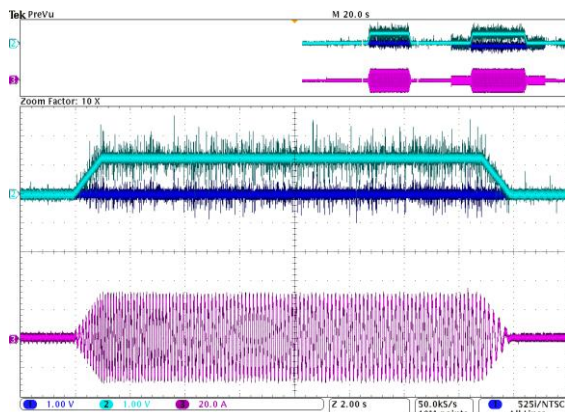
Ze simulačních a experimentálních podkladů byl stanoven optimální pracovní bod pro hodnoty proudů  $I_{sd} = -8,5\text{A}$ ,  $I_{sq} = 23,99\text{A}$ ,  $I_r = 3\text{A}$  ( $I_f = 25,5\text{A}$ ). Výsledky uvádí pro porovnání jak klasickou variantu pouze s  $I_{sd} = 0$  viz levý sloupec počínaje Obr. 4.8, tak variantu pracující v optimálním bodě viz pravý sloupec počínaje Obr. 4.9. Hodnoty na Obr. 4.12 a Obr. 4.13 uvádí záporný moment, jelikož se jedná o veličiny zatěžujícího asynchronního motoru. Přírůstek momentu lze vysledovat o hodnotě 6 Nm při stejné velikosti statorového proudu a dodržení jmenovitého hlavního magnetického toku stroje.



Obr. 4.6 Výsledky měření – závislost  $M = f(I_f)$   
 $I_{sd} = 0$ ,  $f_m = 6,67\text{Hz}$  ( $n = 200 \text{ ot./min}$ )

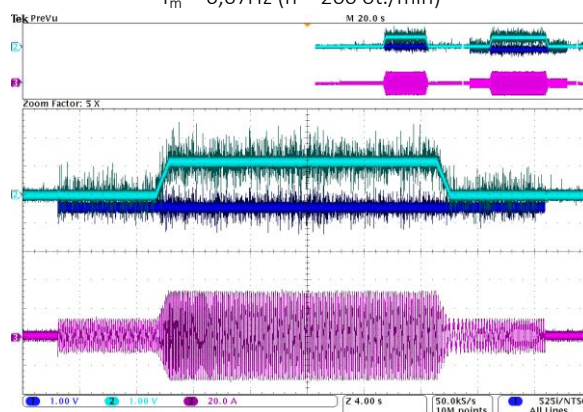


Obr. 4.7 Výsledky simulace – závislost  $M = f(I_f)$   
 při změně  $I_{sd}$   
 $f_m = 6,67\text{Hz}$  ( $n = 200 \text{ ot./min}$ )



Obr. 4.8 Oscilogram – veličiny motoru při změně momentu – řízení s  $I_{sd} = 0$

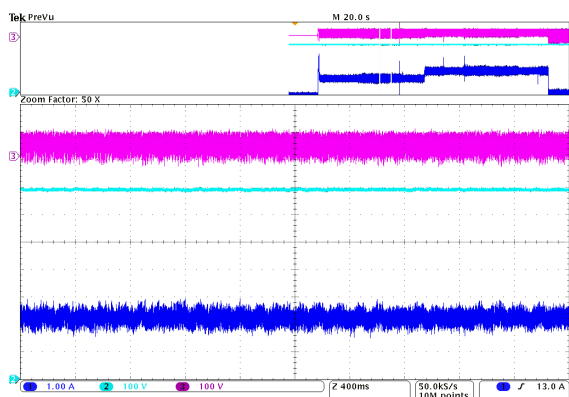
k1: d složka statorového proudu  $I_{sd}$  [20A/d], k2: q složka statorového proudu  $I_{sq}$  [20A/d], k3: statorový proud ve fázi a  $i_{sa}$  [20A/d]



Obr. 4.9 Oscilogram – veličiny motoru při změně momentu – optimální řízení

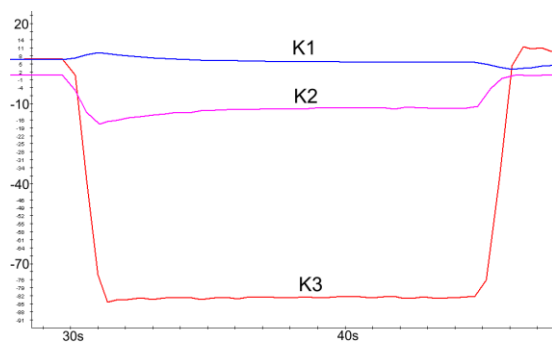
k1: d složka statorového proudu  $I_{sd}$  [20A/d], k2: q složka statorového proudu  $I_{sq}$  [20A/d], k3: statorový proud ve fázi a  $i_{sa}$  [20A/d]





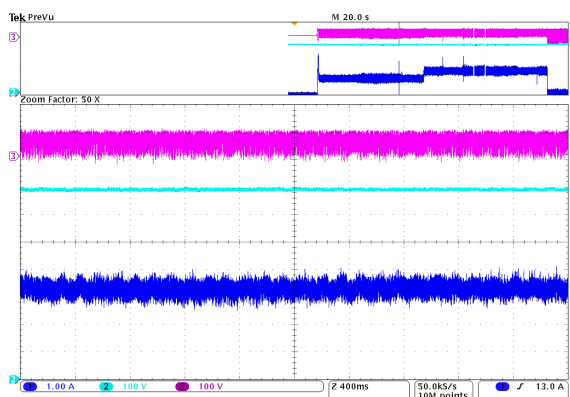
Obr. 4.10 Oscilogram – ustálený stav při max. momentu – řízení s  $I_{sd} = 0$

k1: rotorový budicí proud  $I_r$  [1A/d], k2: napětí stejnosměrného meziobvodu  $U_c$  [100V/d], k3: usměrněné napětí rotorového usměřňovače  $U_{usm}$  [100V/d]



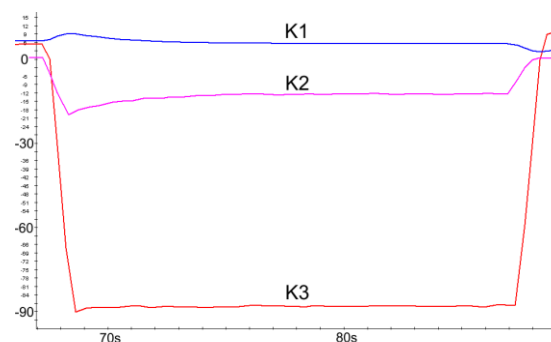
Obr. 4.12 Výsledky měření – veličiny zatěžujícího stroje při změně momentu – řízení s  $I_{sd} = 0$

k1: frekvence statoru  $f_s$  [Hz], k2: el. výkon asynchronního motoru P [kW], k3: moment asynchronního motoru M [Nm]



Obr. 4.11 Oscilogram – ustálený stav při max. momentu – optimální řízení

k1: rotorový budicí proud  $I_r$  [1A/d], k2: napětí stejnosměrného meziobvodu  $U_c$  [100V/d], k3: usměrněné napětí rotorového usměřňovače  $U_{usm}$  [100V/d]



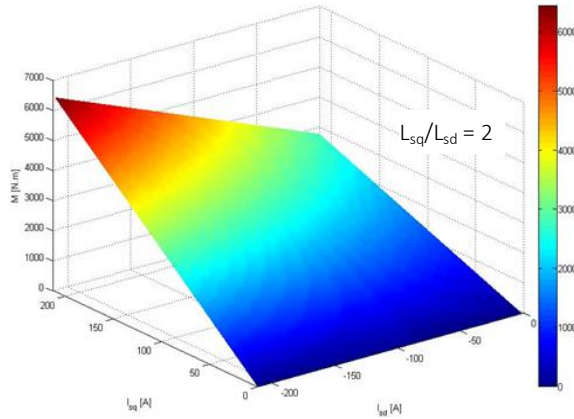
Obr. 4.13 Výsledky měření – veličiny zatěžujícího stroje při změně momentu – optimální řízení

k1: frekvence statoru  $f_s$  [Hz], k2: el. výkon asynchronního motoru P [kW], k3: moment asynchronního motoru M [Nm]

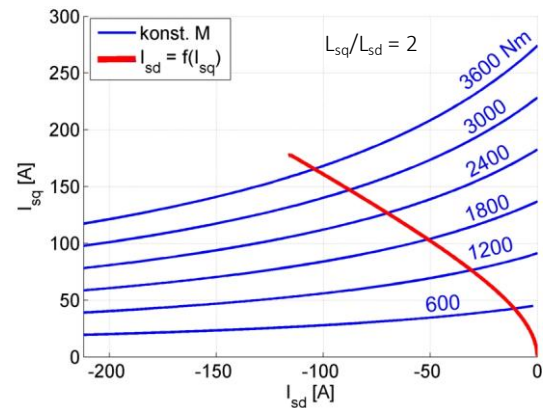
### 4.3 Optimální řízení a regulace IPMSM

#### 4.3.1 Oblast konstantního momentu

Dle vztahu (2.28) je moment u IPMSM závislý na obou složkách vektoru proudu v souřadném systému  $d, q$  svázaném s polohou rotoru, přičemž pro kladný příspěvek reluktanční složky je zapotřebí záporná hodnota proudu v ose  $d$ . Pokud je vykreslen 3D graf momentu v závislosti na  $d, q$  složkách statorového proudu získáváme Obr. 4.14, kde jsou brány v úvahu parametry reálného synchronního motoru s povrchovými permanentními magnety ( $L_{sq}/L_{sd} = 1$ ) viz příloha č. 1, u kterého je pouze hypoteticky (bez ohledu na reálné konstrukční možnosti) upraven poměr  $L_{sq}/L_{sd} = 2$ , čímž se změní chování motoru na typ s vnitřními permanentními magnety (reluktanční složka momentu je nenulová). Pro jednodušší představu této závislosti byl vykreslen rovinný graf na Obr. 4.15.



Obr. 4.14 Výsledky simulace – moment IPMSM  
 $M = f(I_{sd}, I_{sq})$



Obr. 4.15 Výsledky simulace – optimum maximálního momentu  
 $I_{sq} = f(I_{sd})$

Nelineární modré křivky popisují pracovní body s konstantním momentem (pro motor s povrchovými magnety, pro který platí  $L_{sq}/L_{sd} = 1$ , by konstantní moment popisovaly přímky rovnoběžné s osou x (proud  $I_{sd}$ )). Tato skutečnost je viditelná i z 3D grafu (hodnoty jedné barvy). Je tedy zřejmé, že lze dosáhnout určité hodnoty momentu s nižší velikostí statorového proudu, pokud jsou využity obě d, q složky. Jelikož je řízení v nízkých otáčkách omezeno pouze maximální hodnotou statorového proudu, lze definovat optimum, které zajistí maximální moment motoru. Předpis pro toto optimum lze z rovnice momentu získat vyhledáním maxima funkce dle proudu. Předpis udává následující odvození, které vychází z rovnice momentu (2.28):

$$M = k_p p_p \left[ \psi_{pm} I_{sq} + L_{sd} I_{sq} \sqrt{I_{s\max}^2 - I_{sq}^2} - L_{sq} I_{sq} \sqrt{I_{s\max}^2 - I_{sq}^2} \right]$$

$$\frac{dM}{dI_{sq}} = 0 = k_p p_p \left[ \psi_{pm} + L_{sd} \sqrt{I_{s\max}^2 - I_{sq}^2} - L_{sd} I_{sq}^2 \frac{1}{\sqrt{I_{s\max}^2 - I_{sq}^2}} - L_{sq} \sqrt{I_{s\max}^2 - I_{sq}^2} + L_{sq} I_{sq}^2 \frac{1}{\sqrt{I_{s\max}^2 - I_{sq}^2}} \right]$$

$$\psi_{pm} \sqrt{I_{s\max}^2 - I_{sq}^2} = L_{sq} I_{s\max}^2 - L_{sq} I_{sq}^2 + L_{sd} I_{sq}^2 - L_{sd} I_{s\max}^2 + L_{sd} I_{sq}^2 - L_{sq} I_{sq}^2$$

$$0 = (L_{sq} - L_{sd}) I_{sd}^2 - \psi_{pm} I_{sd} + (L_{sd} - L_{sq}) I_{sq}^2$$

$$I_{sd} = \frac{\psi_{pm}}{2(L_{sq} - L_{sd})} - \sqrt{\frac{\psi_{pm}^2}{4(L_{sq} - L_{sd})^2} + I_{sq}^2} \quad (4.2)$$

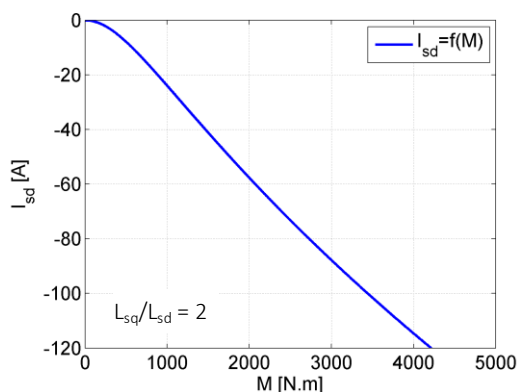
Tento vztah popisuje červenou křivku  $I_{sd} = f(I_{sq})$  na Obr. 4.15 (v angl. psaných člancích se toto optimalizační kritérium označuje MTPA – maximum torque per ampere).

Vztah (4.2) uvádí optimální vztah mezi proudy  $I_{sd}$ ,  $I_{sq}$ . Pro potřebu následujících regulačních obvodů (regulace momentu) je nutné dále získat předpis pro závislosti  $I_{sd} = f(M)$  a  $I_{sq} = f(M)$ . Bohu-

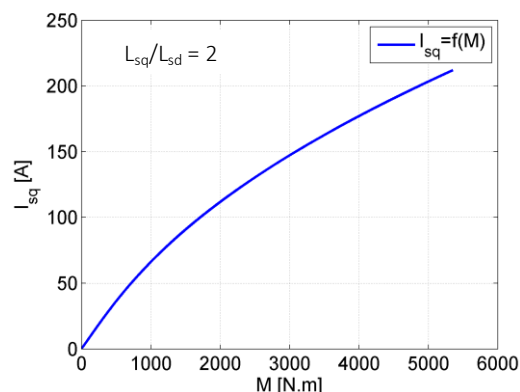
žel tyto závislosti nelze jednoduše analyticky vyjádřit (algebraická rovnice 3. a vyššího stupně), je tedy nutné použít numerické řešení pomocí interpolace (známý průběh funkce např.  $M = f(I_{sd})$  je interpolován, hledaná funkce je inverzní funkcí k výsledku interpolace). Je nutné poznamenat, že je zde závislost na parametrech motoru. Při uvažování lineární mg. charakteristiky a konstantního magnetického toku permanentních magnetů jsou závislosti znázorněny na Obr. 4.16 a Obr. 4.17. Pro reálnou implementaci řízení s reálným motorem tyto idealizované charakteristiky nezajišťují optimální pracovní režim motoru, jelikož není uvažováno sycení magnetického obvodu (nelineární magnetizační charakteristika) a změna toku permanentních magnetů vlivem změny teploty (tento efekt je u materiálu NdFeB např.  $-0,12\% B_r/^\circ\text{C}$ , u materiálu SmCo např.  $-0,04\% B_r/^\circ\text{C}$ ).

Charakteristiky při zohlednění nelineární magnetizační charakteristiky lze získat velmi pomalým přechodným dějem s využitím vektorového řízení a modelu motoru, který uvažuje změnu parametrů vlivem sycení mg. obvodu (v ideálním případě díky změřeným hodnotám reálného motoru – vlastní indukčnosti  $L_{sd}$ ,  $L_{sq}$  a vzájemné indukčnosti  $L_{sdq}$ ,  $L_{sqd}$  v závislosti na obou složkách vektoru statorového proudu  $I_{sd}$  a  $I_{sq}$ ), přičemž proud  $I_{sd}$  je lineárně měněn  $0 \rightarrow -I_{s \max}$  a proud  $I_{sq}$  je dpočítáván tak, aby velikost vektoru proudu byla konstantní  $|\vec{i}_s| = I_{s \max}$ . Na výstupu simulace je sledován průběh momentu motoru, přičemž optimální pracovní bod je v maximu získané momentové charakteristiky. Takto je získána jedna hodnota potřebných charakteristik. Více bodů je možné získat simulací pro různé hodnoty  $I_{s \max}$ . Vykreslené charakteristiky popisuje Obr. 4.18 ovšem bez uvažování sycení mg. obvodu, jelikož hodnoty indukčností v rozsahu řízení nejsou přesně známe (parametry motoru nejsou založeny na reálné konstrukci, ale vychází z úvodní zjednodušené výpočetní studie motoru pro kolový pohon tramvaje).

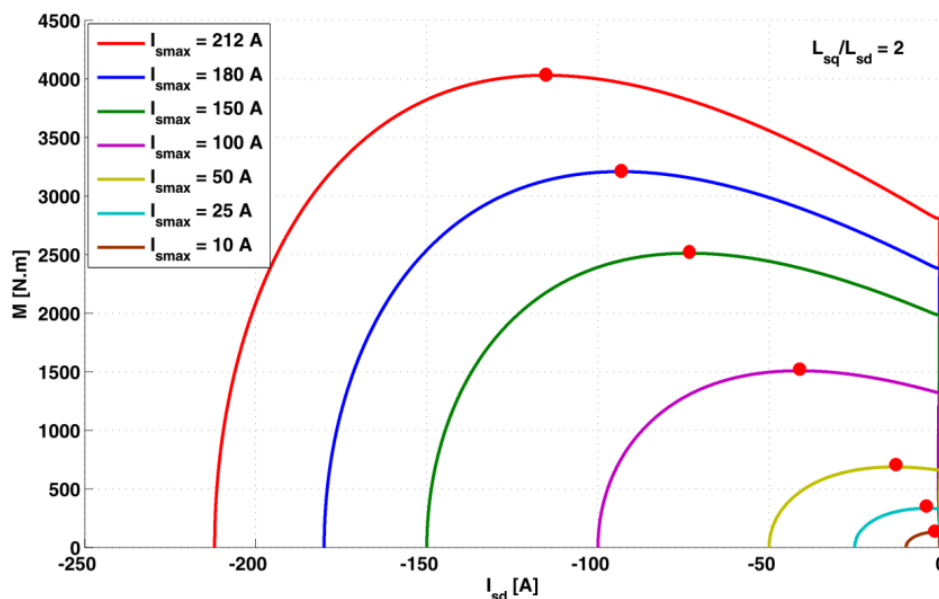
Simulace byla prováděna velmi pomalým přechodným dějem při sinusovém napájení motoru dle parametrů viz PMSM příloha č. 1 s  $L_{sq}/L_{sd}=2$  za konstantního napětí na kondenzátoru  $U_c = U_{cN}$  a konstantních nulových otáčkách motoru  $n = 0$  (nekonečný momentu setrvačnosti  $J \rightarrow \infty$ ).



Obr. 4.16 Výsledky simulace – optimalizační funkce –  $I_{sd} = f(M)$



Obr. 4.17 Výsledky simulace – optimalizační funkce –  $I_{sq} = f(M)$



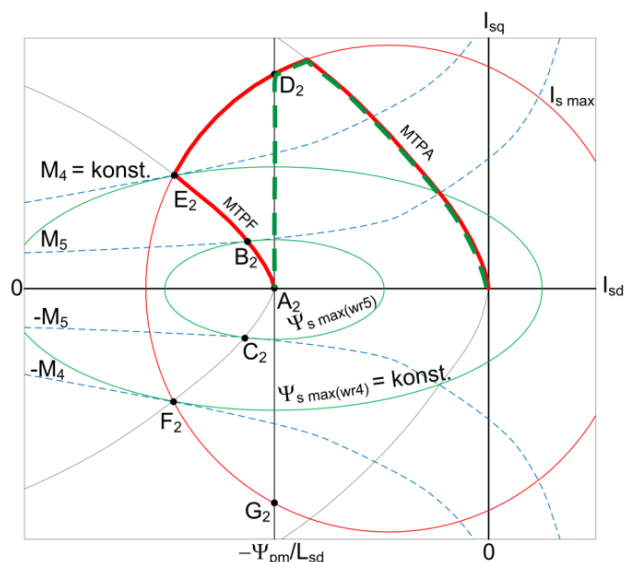
Obr. 4.18 Výsledky simulace – momentové charakteristiky  $M = f(I_{sd})$  při změně statorového proudu

Interpolací získaných optimálních pracovních bodů lze získat funkci  $I_{sd} = f(M)$ , dopočtem dle rovnice momentu také fce  $I_{sq} = f(M)$  (popř.  $I_{sd} = f(I_{sq})$ ). Pro uvažování teplotního driftu toku permanentních magnetů je nutné nasimulovat více charakteristik  $I_{sd} = f(M)$  pro různé hodnoty konstantního toku perm. magnetů. Výsledkem by byla závislost  $I_{sd} = f(M, t)$ , kde  $t$  je teplota permanentních magnetů.

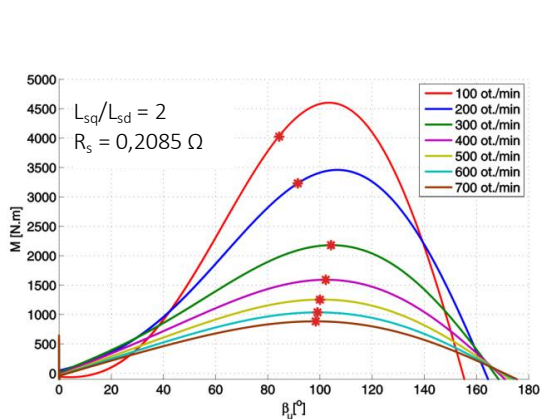
#### 4.3.2 Oblast odbuzování

V této oblasti lze také optimalizovat trajektorii koncového bodu vektoru proudu v souřadnicích  $d, q$  dle kritéria, které zajišťuje maximální moment při daném „nutném“ odbuzení stroje v závislosti na otáčkách (velikost vektoru statorového napětí je konstantní). V anglické literatuře se lze setkat s pojmem maximum torque per flux (MTPF). Opět je využívána reluktanční složka momentu, kdy musí konstrukce stroje splňovat podmínku  $I_{smax} > \psi_{pm}/L_{sd}$  (možnost provozu se závažným úhlem  $\beta > 90^\circ$ ). Tato skutečnost dovoluje tok permanentních magnetů dostatečně odbudit ze strany kotvy a navíc dosáhnout tím zvýšení momentu. Je tak možné ideálně dosáhnout nekonečného otáčkového rozsahu pohonu, jelikož i při vysokých otáčkách, a tedy vysokém indukovaném napětí, lze dosáhnout momentu, z důvodu vyrovnání s velikostí reakce kotvy, která také roste s otáčkami. Tuto oblast naznačuje Obr. 4.19 mezi body  $E_2, A_2$  a momentové charakteristiky Obr. 4.20 a Obr. 4.21 pro otáčky nad 300 ot./min. Odvozením funkce  $I_{sd} = f(\omega_r, U_c)$  při zanedbání statorového odporu  $R_s$  se zabývá publikace [16]. Výsledkem je následující vztah:

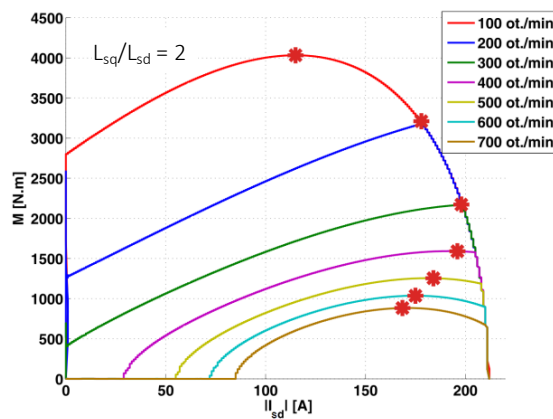
$$I_{sd} = \frac{L_{sq}}{L_{sq}L_{sd} - L_{sd}^2} \cdot \frac{\psi_{pm}}{4} - \frac{\psi_{pm}}{L_{sd}} - \sqrt{\left( \frac{L_{sq}}{L_{sq}L_{sd} - L_{sd}^2} \cdot \frac{\psi_{pm}}{4} \right)^2 + \frac{1}{2} \left( \frac{U_{smax}}{\omega_r L_{sd}} \right)^2}. \quad (4.3)$$



Obr. 4.19 Výsledky simulace – trajektorie koncového bodu vektoru statorového proudu v souřadném systému d, q



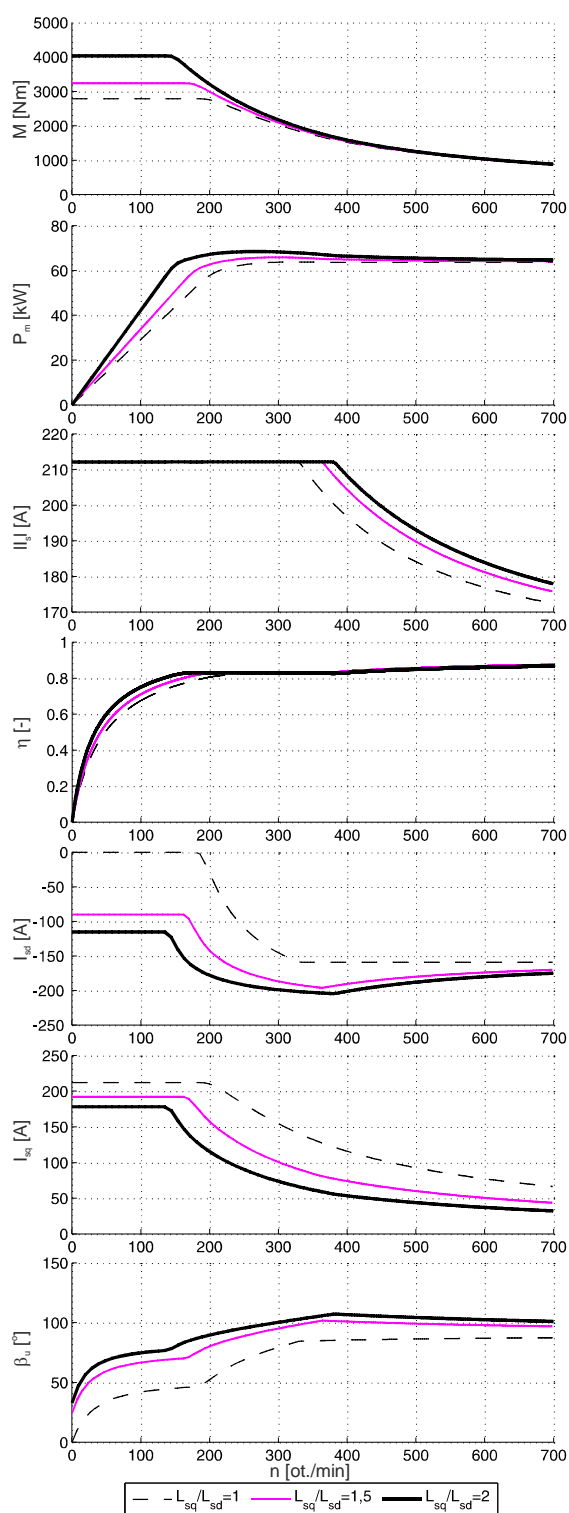
Obr. 4.20 Výsledky simulace – momentové charakteristiky IPMSM –  $M = f(\beta_u)$  při změně otáček



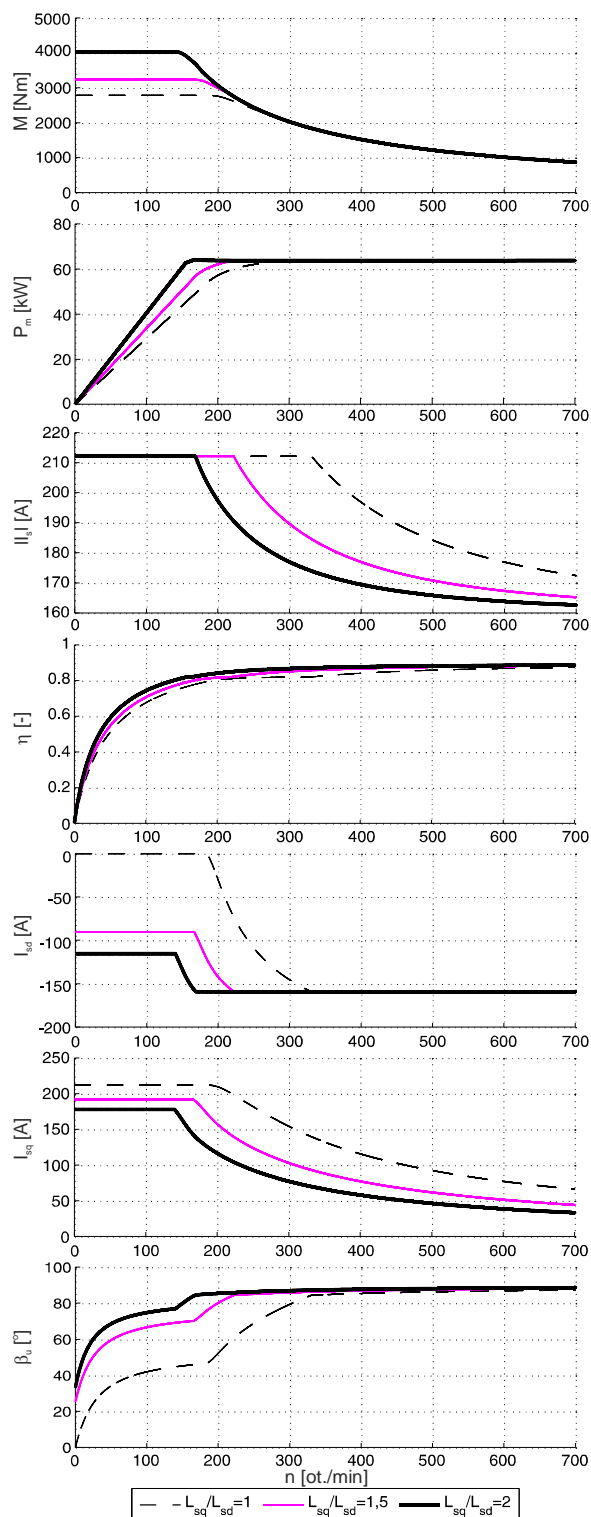
Obr. 4.21 Výsledky simulace – momentové charakteristiky IPMSM –  $M = f(|I_{sd}|)$  při změně otáček

Danou optimalizací lze dosáhnout maximálního momentu motoru, ovšem děje se tak využitím re-  
 luktanční složky momentu. Dle definice v (2.37) tato složka, v oblasti konstantní velikosti vektoru  
 napětí, klesá s kvadrátem rychlosti, přičemž vyžaduje poměrně vysoký odbuzovací proud (konstato-  
 váno dle výsledků pro motor simulovaných parametrů viz PMSM příloha č. 1s  $L_{sq}/L_{sd}=2$ ). Porovnání  
 přináší výsledky simulace viz Obr. 4.22 a Obr. 4.23. Simulace byla provedena pomalým přechodným  
 dějem s využitím dynamického d, q modelu motoru viz (2.27). Jednotlivé charakteristiky pro para-  
 metry motoru dle přílohy č. 1, otáčky  $n = 0 - 700$  ot./min, napájení motoru sinusovým napájecím  
 zdrojem za neměnného napětí na kondenzátoru  $U_c = U_{cN}$ ,  $I_{sqw}=I_{smax}$ , momentu setrvačnosti  $400$   
 $kg.m^2$ . Varianta na Obr. 4.22 aplikuje MTPF přístup, kde je motor maximálně využit. Varianta na  
 Obr. 4.23 naopak používá ve vysokých otáčkách pouze omezení zátěžného úhlu na konstantní hod-  
 notu  $\beta = 90^\circ$ . Z uvedených důvodů může být z hlediska účinnosti a robustnosti pohonu výhodnější  
 nevyužívat re-  
 luktanční složku momentu ve vysokých otáčkách (v oblasti konstantní velikosti vektoru

napětí). Koncový bod vektoru statorového proudu se pak pohybuje dle zelené čárkované trajektorie na Obr. 4.19 (mezi body  $D_2$ ,  $A_2$ ), což odpovídá v momentových charakteristikách Obr. 4.20 a Obr. 4.21,  $\beta_u \approx 90^\circ$  nebo  $I_{sd} = -\psi_{pm}/L_{sd}$ .



Obr. 4.22 Výsledky simulace – trakční charakteristiky IPMSM – MTPF



Obr. 4.23 Výsledky simulace – trakční charakteristiky IPMSM –  $\beta = 90^\circ$

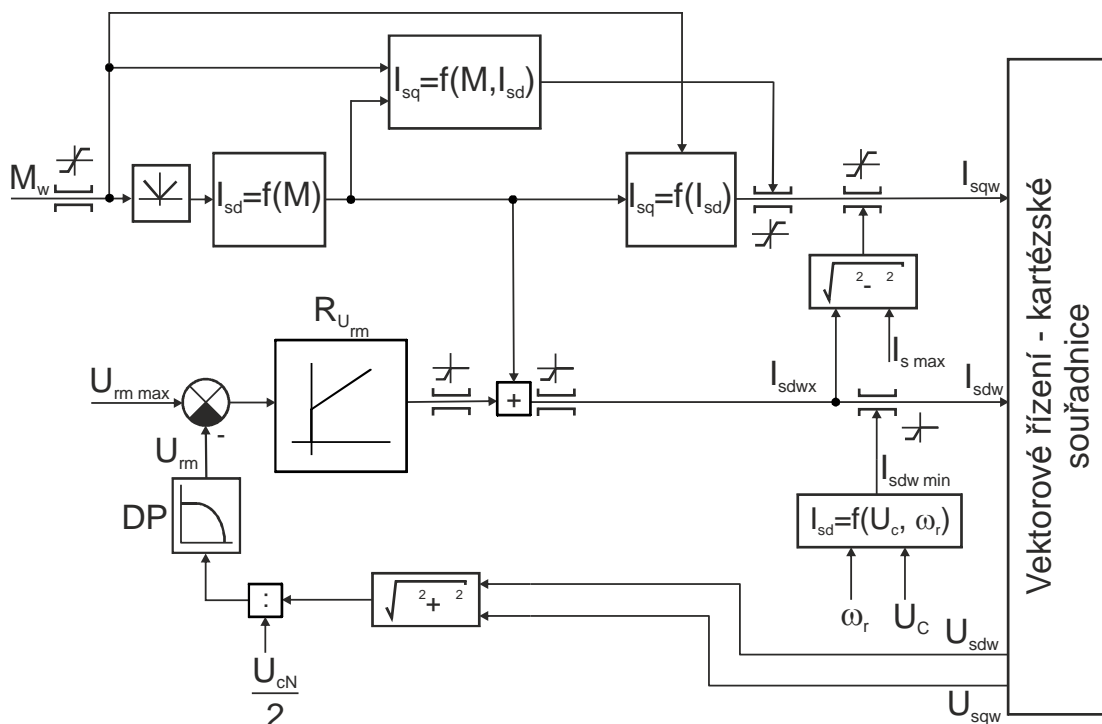
### 4.3.3 Navržené řízení a regulace pohonu s IPMSM

Dle teoretického rozboru uvedeného v kap. 4.3.1 a 4.3.2, byly navrhnuty nadřazené regulační algoritmy pro vektorové řízení v kartézských souřadnicích. První varianta viz Obr. 4.24 dle hodnoty na požadovaný moment využívá optimalizačních funkcí  $I_{sd} = f(M)$ ,  $I_{sq} = f(I_{sd})$  a modelu motoru pro moment v d, q souřadnicích, z něhož je vyjádřena funkce  $I_{sq} = f(M, I_{sd})$ :

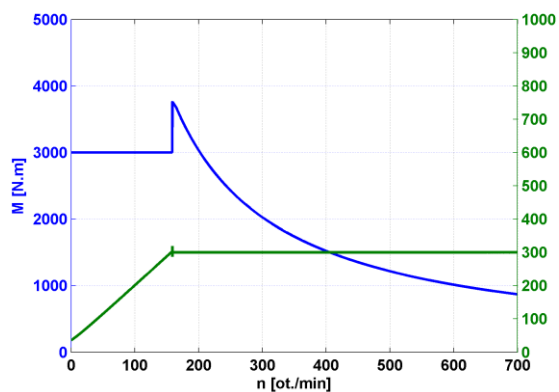
$$I_{sq} = \frac{M}{p_p k_p [\psi_{pm} + (L_{sd} - L_{sq}) I_{sd}]} \tag{4.4}$$

Tato funkce ošetřuje stav překročení jmenovitého bodu motoru. Je definován otáčkami, kdy vektor statorového napětí dosáhne svého maxima ( $U_{rm} = 1$ ). Odbuzovací smyčka (regulátor  $R_{U_{rm}}$ ) tedy začíná snižovat proud  $I_{sd}$  pro snížení magnetického toku statoru stroje a udržení tak říditelnosti střídače a celého vektorového řízení. Jelikož je moment motoru závislý i na této složce proudu dle (2.28), nastává vlivem odbuzování nárůst momentu. Tento stav je také možné řešit regulátorem momentu, který díky informaci ze zpětné vazby sníží proud  $I_{sq}$ . Stav, kdy toto není ošetřeno v regulaci momentu, popisují výsledky simulací viz Obr. 4.25 a Obr. 4.26.

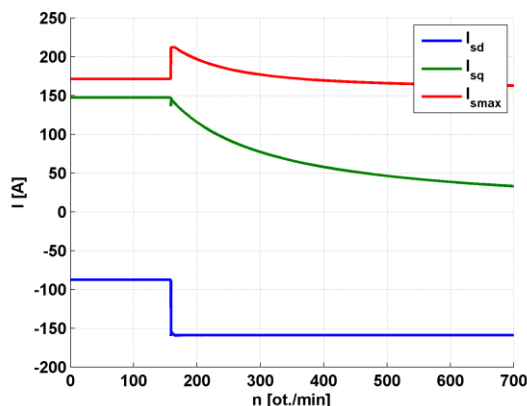
Simulace byla prováděna velmi pomalým přechodným dějem při sinusovém napájení motoru dle parametrů viz příloha č. 1 za konstantního napětí na kondenzátoru  $U_c = U_{cN}$ , otáčky  $n = 0 \div 700$  ot./min,  $M_w = M_{max}$  a momentu setrvačnosti  $1600 \text{ kg.m}^2$ .



Obr. 4.24 Blokové schéma – regulační algoritmy – varianta 1 – výpočet  $I_{sd}$  z  $M_w$  a  $I_{sq}$  z  $I_{sd}$



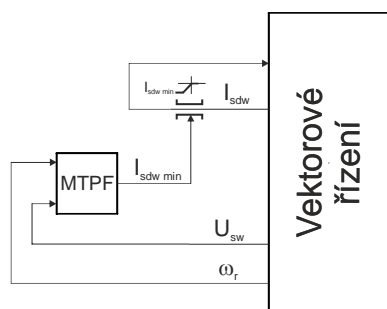
Obr. 4.25 Výsledky simulace – problémový stav při přechodu jmenovitých otáček – M, U<sub>sw</sub> = f(n)



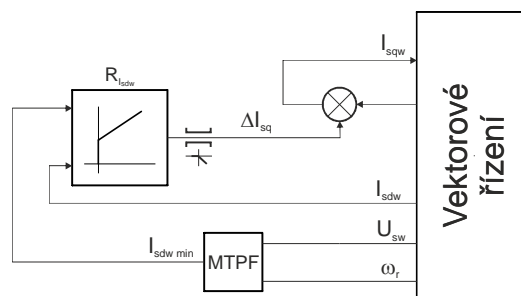
Obr. 4.26 Výsledky simulace – problémový stav při přechodu jmenovitých otáček – I<sub>s</sub> = f(n)

Optimální řízení v oblasti omezování zátěžného úhlu je možné realizovat prostým omezením proudu I<sub>sd</sub> dle vztahu (4.3), jak uvádí blokové schéma Obr. 4.27, nebo omezením zátěžného úhlu β<sub>u</sub> viz Obr. 4.28. Jelikož využití zátěžného úhlu mezi vektory napětí neskýtá žádné výhody (shodně s (4.3) je nutná fce β<sub>u</sub> = f(ω<sub>r</sub>, U<sub>c</sub>)), jak je tomu u motorů s povrchovými permanentními magnety, kde optimum MTPF odpovídá β<sub>u</sub> = 90° (regulace U<sub>sq</sub> = 0, R<sub>s</sub> zanedbáván), byl upřednostněn přístup omezení zátěžného úhlu skrze proud I<sub>sd</sub>. Protože v této oblasti je problémová hlavně stabilita řízení.

Rozvahu nad regulačními smyčkami, které zajišťují toto optimum ve vysokých otáčkách, popisují následující odstavce. Varianta viz Obr. 4.27 omezuje požadovanou hodnotu proudu I<sub>sdw</sub>. Tato varianta je funkční, přestože je omezen výstup odbuzovací smyčky (regulátor R<sub>U<sub>rm</sub></sub>), jelikož odbuzení je provedeno vlivem vazby pro omezení složky I<sub>sqw</sub> při dosažení maximální velikosti vektoru statorového proudu. Hodnota I<sub>sdwx</sub> vstupující do bloku omezení vektoru proudu na hodnotu I<sub>smax</sub>, je tedy vlivem funkce regulátoru R<sub>U<sub>rm</sub></sub> vyšší, než požadovaná hodnota vstupující do vektorového řízení za omezovačem optima MTPF. Pro přechodný děj při skokové změně napětí ve stejnosměrném meziobvodu tento stav uvádí Obr. 4.30 – Obr. 4.33. Simulace byla opět prováděna při sinusovém napájení motoru dle parametrů viz příloha č. 1, napětí kondenzátoru U<sub>c</sub> = 600 → 500V, otáčky n = 0 ÷ 700 ot./min, M<sub>w</sub> = M<sub>max</sub> a momentu setrvačnosti 400 kg.m<sup>2</sup>.

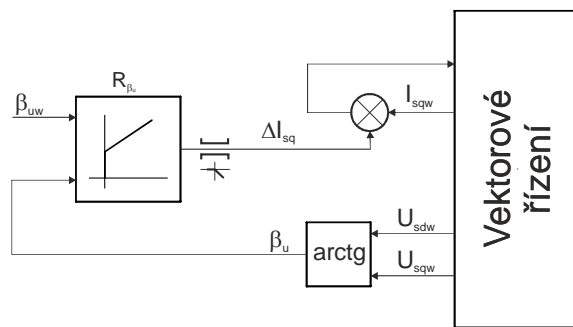


Obr. 4.27 Blokové schéma – omezování zátěžného úhlu – přímé omezení proudu I<sub>sd</sub>

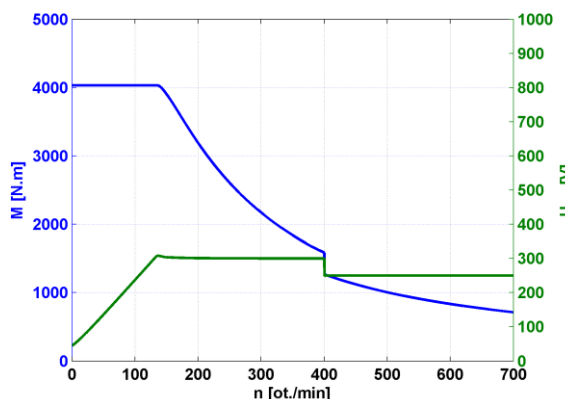


Obr. 4.28 Blokové schéma – omezování zátěžného úhlu – regulace proudu I<sub>sd</sub> skrze ΔI<sub>sq</sub>

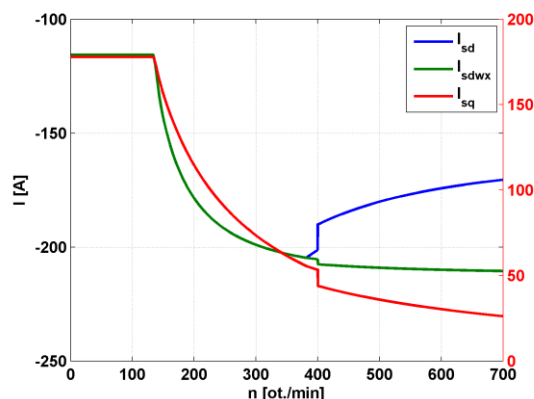




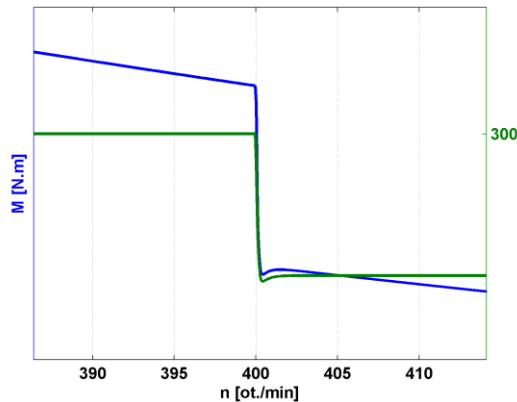
Obr. 4.29 Blokové schéma – omezování zátěžného úhlu – regulace zátěžného úhlu  $\beta_u$  skrze  $\Delta I_{sq}$



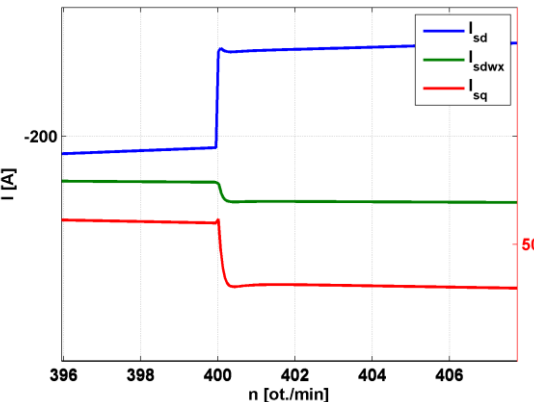
Obr. 4.30 Výsledky simulace – přímé omezení  $I_{sd}$  –  $M, U_{sw} = f(n)$



Obr. 4.31 Výsledky simulace – přímé omezení  $I_{sd}$  –  $I_s = f(n)$

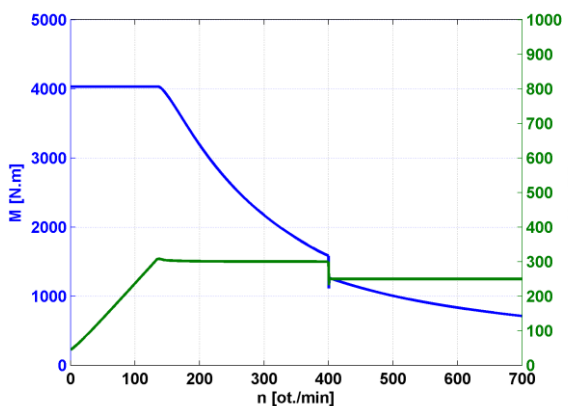


Obr. 4.32 Výsledky simulace – přímé omezení  $I_{sd}$  –  $M, U_{sw} = f(n)$  detail

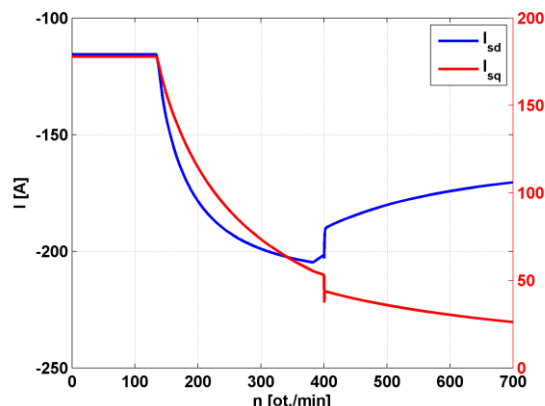


Obr. 4.33 Výsledky simulace – přímé omezení  $I_{sd}$  –  $M, U_{sw} = f(n)$  detail

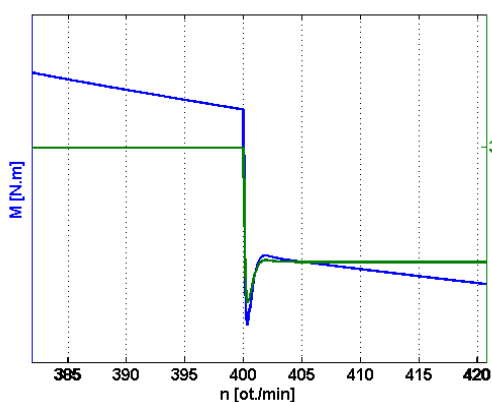
Varianta omezení regulátorem  $I_{sd}$  v ustáleném stavu viz Obr. 4.28 zajistí shodné vlastnosti s variantou přímého omezení  $I_{sd}$ . V přechodném stavu však dle nastavení regulátoru  $R_{I_{sdw}}$  zajistí volnost regulátoru  $R_{U_{rm}}$ , pro odbuzení pomocí proudu  $I_{sdw}$  dle výsledků simulací na Obr. 4.34 – Obr. 4.37 při stejných parametrech simulace jako v předcházejícím případě a  $K_p I_{sdw} = 0,15$ ,  $T_r I_{sdw} = 0,05$ . Tímto způsobem lze dosáhnout maximálního momentu motoru, ovšem děje se tak využitím reluktanční složky momentu. Tato složka, v oblasti konstantní velikosti vektoru napětí, klesá s kvadrátem rychlosti, přičemž vyžaduje poměrně vysoký budicí proud



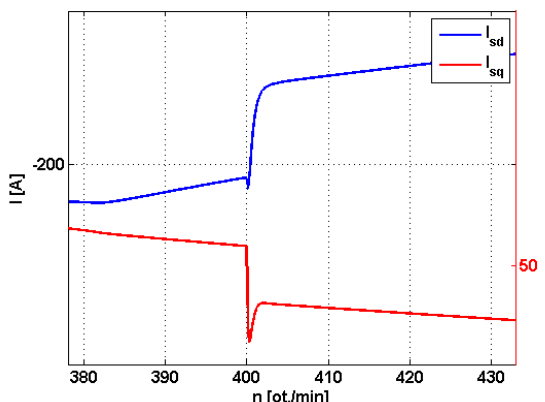
Obr. 4.34 Výsledky simulace – omezení regulátorem  $I_{sd} - M, U_{sw} = f(n)$



Obr. 4.35 Výsledky simulace – omezení regulátorem –  $I_s = f(n)$



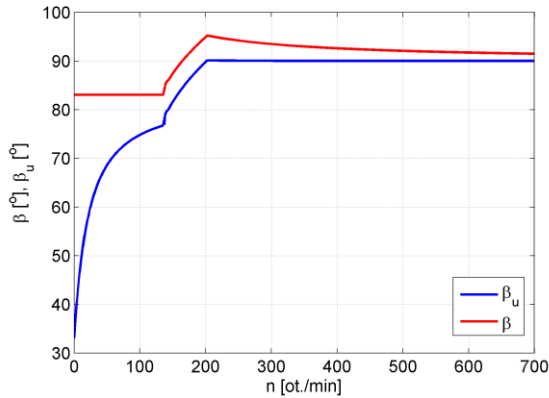
Obr. 4.36 Výsledky simulace – omezení regulátorem –  $M, U_{sw} = f(n)$  detail



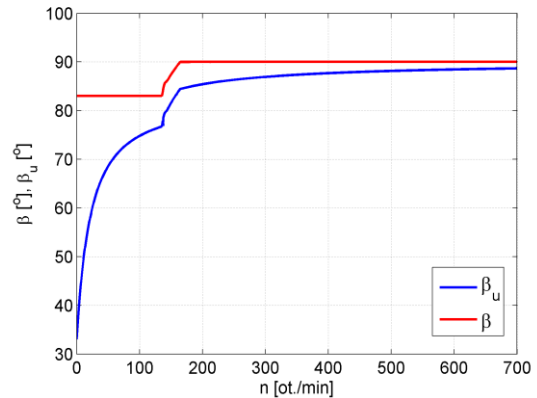
Obr. 4.37 Výsledky simulace – omezení regulátorem –  $M, U_{sw} = f(n)$  detail

(konstatováno dle výsledků pro motor simulovaných parametrů). Z tohoto důvodu může být z hlediska účinnosti pohonu výhodnější nevyužívat reluktanční složku momentu v této oblasti. Algoritmy řízení pak pracují dle zelené čárkované trajektorie na Obr. 4.19 (mezi body  $D_2, A_2$ ). Pokud je využito MTPF optimum, je nutné popsat optimální závislost  $I_{sd} = f(U_c, \omega_r)$ . To opět nevede na jednoduché matematické vyjádření (4.3), přičemž opět je zde závislost na parametrech motoru.

Pokud reluktanční moment není využíván, je implementace řízení jednodušší. Řízení pouze zajišťuje omezení  $I_{sd} = -\psi_{pm}/L_{sd}$ , nebo  $\beta = 90^\circ$ . Pro vysoké otáčky  $\beta \cong \beta_u = 90^\circ$ , které odpovídá  $U_{sq} = 0$ , lze tedy zajistit omezení bez závislosti na parametrech motoru, ovšem vzniká zde chyba vlivem dopravního zpoždění regulace (vypočtená hodnota vektoru napětí je aplikována až při následující změně PWM reference). Pokud není možné odpor statoru zanedbat (trakční PMSM vzhledem k nutnosti vysoké indukčnosti vykazují poměrně velký statorový odpor), z pohledu momentu je principiálně správné použít omezení proudu  $I_{sd}$ , které souhlasí se zátěžným úhlem  $\beta = 90^\circ$  mezi vektory magnetických toků viz následující výsledky simulace.

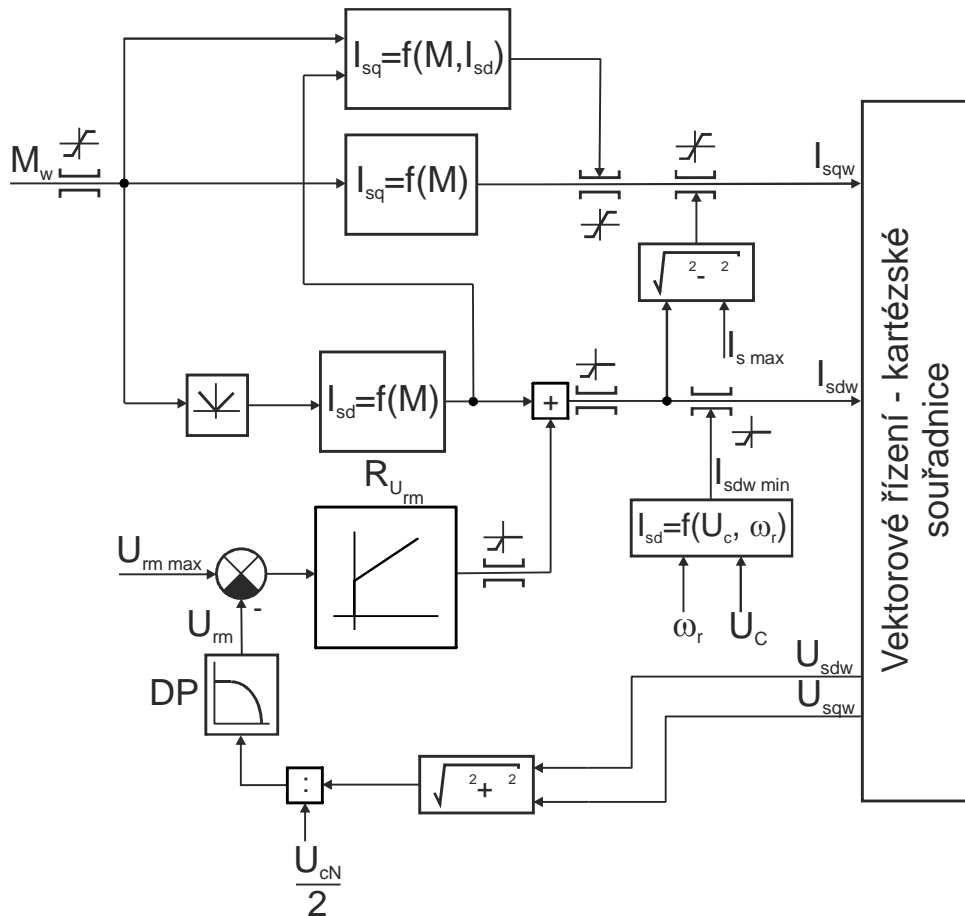


Obr. 4.38 Výsledky simulace – omezení zátěžného úhlu – skrze  $\beta_u = 90^\circ$   
 $U_{sq} = 0$

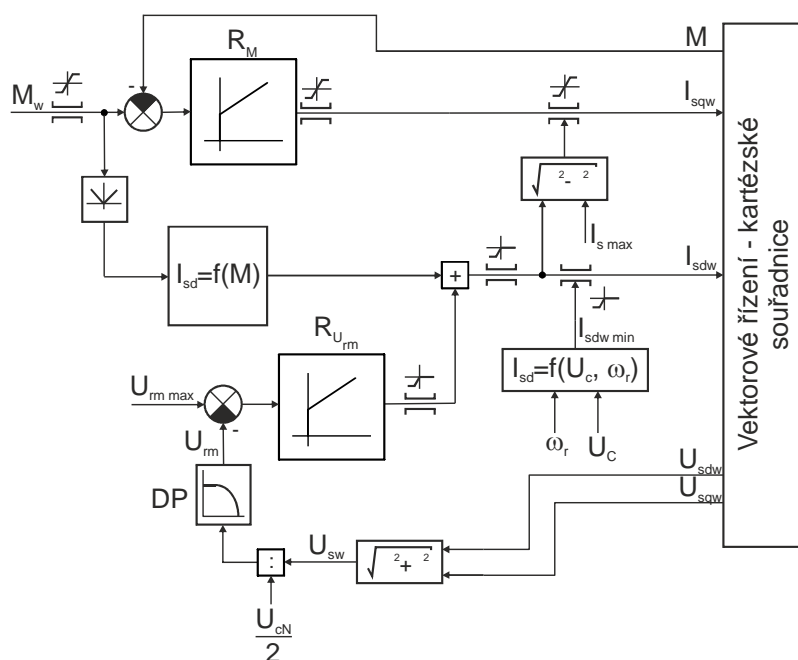


Obr. 4.39 Výsledky simulace – omezení zátěžného úhlu – skrze  $\beta = 90^\circ$   
 $I_{sd} = -\Psi_{pm}/L_{sd}$

Z pohledu nastavení pracovního bodu v oblasti s konstantním momentem byly navrženy další dvě varianty. Druhá varianta je zobrazena na Obr. 4.40, na rozdíl od var. 1 využívá optimalizačních funkcí  $I_{sd} = f(M)$ ,  $I_{sq} = f(M)$  a také modelu motoru pro moment v d, q souřadnicích, z něhož je vyjádřena funkce  $I_{sq} = f(M, I_{sd})$ . Třetí variantu uvádí Obr. 4.41, která na rozdíl od var. 1 a 2 využívá optimalizační funkci  $I_{sd} = f(M)$  a regulátor momentu, který ovšem potřebuje zpětnou vazbu od momentu stroje (ten je vypočítáván dle (2.28)).

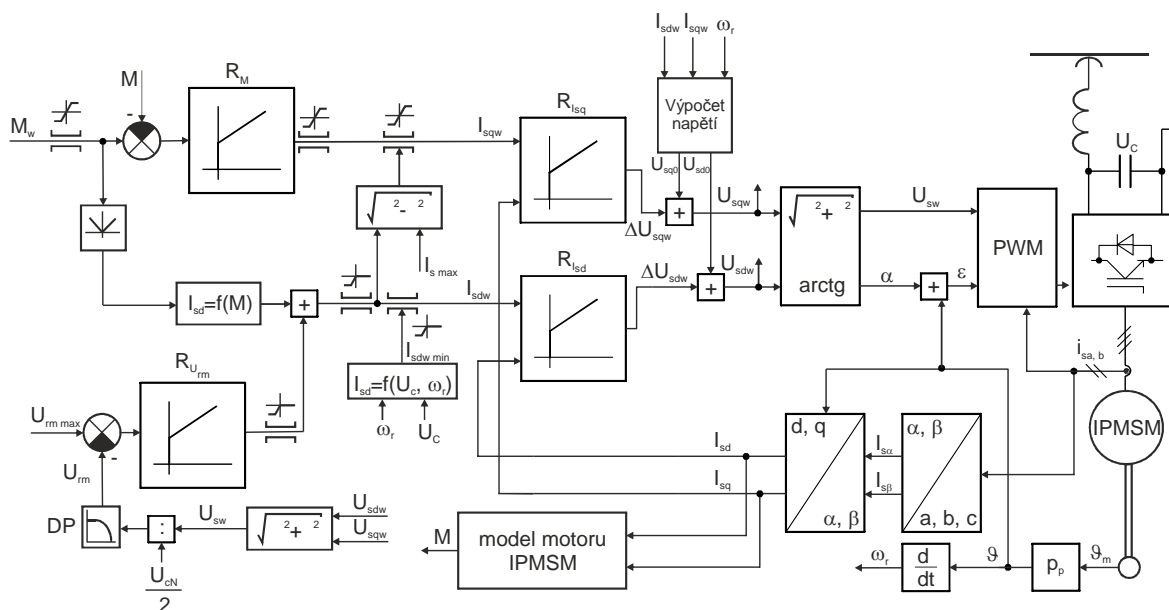


Obr. 4.40 Blokové schéma – regulační algoritmy – varianta 2 – výpočet  $I_{sd}$  a  $I_{sq}$  z  $M_w$



Obr. 4.41 Blokové schéma – regulační algoritmy – varianta 3 – výpočet  $I_{sd}$  z  $M_w$  a regulace  $I_{sq}$

Varianta 1 a 2 jsou totožné, pouze se liší použitými optimalizačními funkcemi. Třetí varianta využívá regulátoru momentu, což vede na použití pouze jedné optimalizační funkce  $I_{sd} = f(M)$ . Proto pro použití a simulace byla vybrána varianta 3 viz Obr. 4.42. Navrhované algoritmy regulace byly simulovány pro ověření vlastností nadřazených obvodů v ustáleném a přechodném stavu pohonu. Vlastnosti základního vektorového řízení nejsou předmětem pozorování, tedy zesílení regulátorů proudu  $R_{I_{sd}}$ ,  $R_{I_{sq}}$  jsou nastaveny dostatečně vysoké pro ideální vlastnosti řízení (skutečné hodnoty proudů  $I_{sd}$ ,  $I_{sq}$  odpovídají požadovaným hodnotám  $I_{sdw}$ ,  $I_{sqw}$ ). Motor je napájen střídačem, který je řízen pulzně šířkovou modulací se sinusovým modulovaným signálem ( $U_{sw} = U_{rm} \cdot U_{cN} / 2$ ).



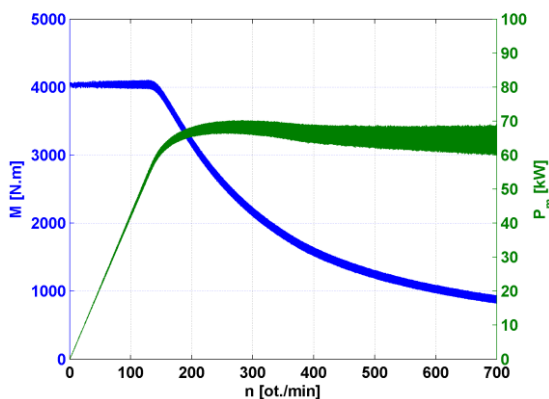
Obr. 4.42 Blokové schéma – navržené regulační algoritmy – výpočet  $I_{sd}$  z  $M_w$  a regulace  $I_{sq}$

Mrtvé časy střídače jsou zanedbávány. Napětí na kondenzátoru je uvažováno konstantní. Vzorkování regulace je prováděno vždy ve vrcholcích pilovitého signálu (symetrická pila – vzorkování odpovídá dvojnásobku frekvence PWM). Doba výpočtu je nastavena na celou periodu vzorkování (regulace je zpožděna o celou periodu vzorkování). V simulacích jsou využity parametry reálného synchronního motoru s povrchovými permanentními magnety ( $L_{sq}/L_{sd} = 1$ ) viz příloha č. 1, u kterého je pouze hypoteticky (bez ohledu na reálné konstrukční možnosti) upraven poměr  $L_{sq}/L_{sd} = 2$ , čímž se změní chování motoru na typ s vnitřními permanentními magnety (reluktanční složka momentu je nenulová). Syčení magnetického obvodu není uvažováno (z důvodu neznalosti), přestože je u tohoto typu motoru významné (reálný motor  $L_{sd}, L_{sq} = f(I_{sd}, I_{sq})$ ). Nastavení pohonu souhrně uvádí následující Tab. 4.2.

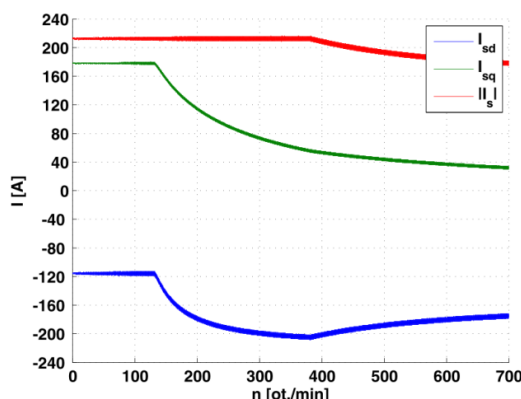
**Tab. 4.2 Optimální řízení IPMSM – parametry regulace**

Frekvence pulzně šířkové modulace (PWM)	$f_{PWM} = 4\text{kHz}$
Perioda vzorkování výpočtu regulace	$T_{vyp\ reg} = 125\mu\text{s}$
Doba výpočtu regulace	$t_{vyp\ reg} = 125\mu\text{s}$
Proporcionální zesílení regulátorů proudu	$K_{p\ Isd} = K_{p\ Isq} = 3$
Časové konstanty regulátorů proudu	$T_{r\ Isd} = T_{r\ Isq} = 0,01\text{ s}$
Proporcionální zesílení regulátoru momentu	$K_{p\ M} = 0,45$
Časová konstanta regulátoru momentu	$T_{r\ M} = 0,02\text{ s}$
Proporcionální zesílení regulátoru odbuzování	$K_{p\ Urm} = 500$
Časová konstanta regulátoru odbuzování	$T_{r\ Urm} = 0,05\text{ s}$
Časová konstanta filtru pro signál $U_{rm}$	$T_{f\ Urm} = 0,01\text{ s}$

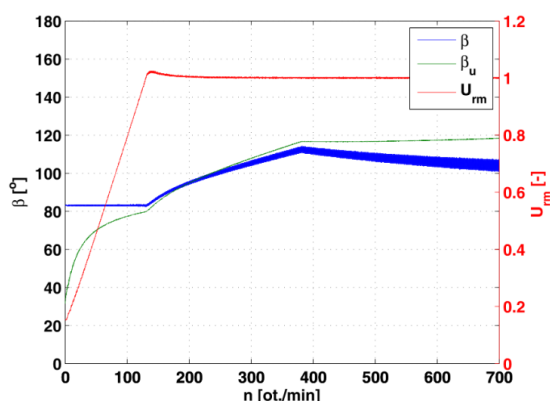
Požadovaná hodnota momentu je nastavena konstantní po celou dobu rozjezdu na maximální hodnotu momentu motoru  $M_w = M_m = 4043\text{ Nm}$ . Zátěžný úhel  $\beta_u$  je vypočítáván z požadovaných složek vektoru statorového napětí  $U_{sdw}, U_{sqw}$ . Výsledky uvádí následující grafy Obr. 4.43 – Obr. 4.46. Uvedené simulace poukazují na principiální funkčnost navrhovaných regulačních obvodů. Grafy uvádí chování pohonu od nulových do maximálních otáček. Výsledky ukazují na velkou rozdílnost zátěžného úhlu  $\beta$  mezi vektory  $m_g$  toků a zátěžného úhlu  $\beta_u$  mezi vektory napětí při otáčkách blízkých nule a naopak otáčkách blízkých maximálním.  $\beta_u$  vlivem reálného vzorkování regulace (dopravní zpoždění) nesleduje zátěžný úhel  $\beta$ , jak je po zanedbání statorového odporu  $R_s$  předpokládáno z vektorového diagramu stroje. Obr. 4.46 uvádí nápravu pro vysoké otáčky při zavedení kompenzace úhlu vektoru napětí přírůstkem, který je odvozený od rychlosti pohonu ( $4,8 \cdot 10^{-4} \cdot n$  [rad]).



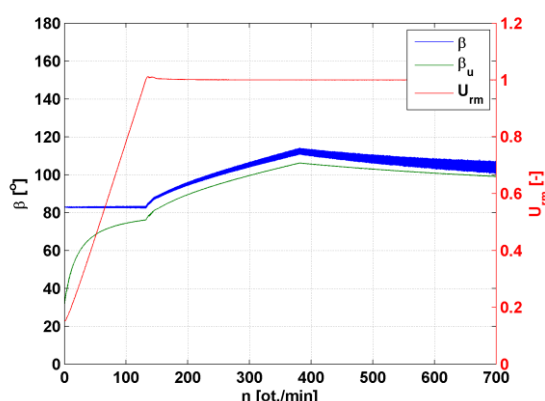
Obr. 4.43 Výsledky simulace – rozjezd pohonu –  $M, P = f(n)$



Obr. 4.44 Výsledky simulace – rozjezd pohonu –  $I = f(n)$

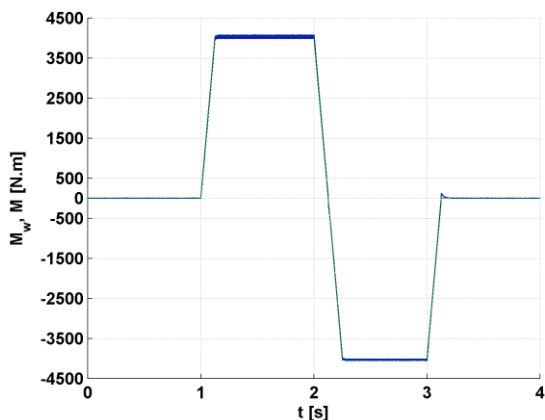


Obr. 4.45 Výsledky simulace – rozjezd pohonu –  $\beta, \beta_u, U_{rm} = f(n)$

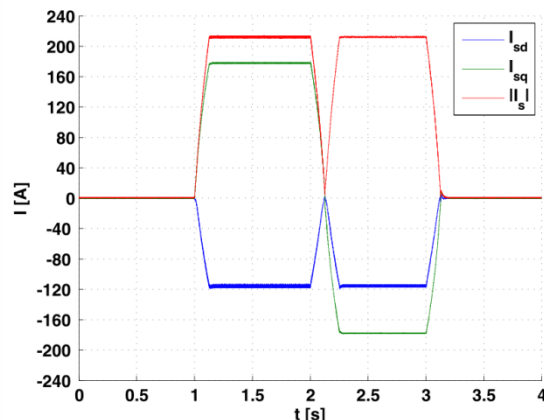


Obr. 4.46 Výsledky simulace – rozjezd pohonu –  $\beta, \beta_u, U_{rm} = f(n)$   
kompenzace dopravního zpoždění (+4,8e-4\*n [rad])

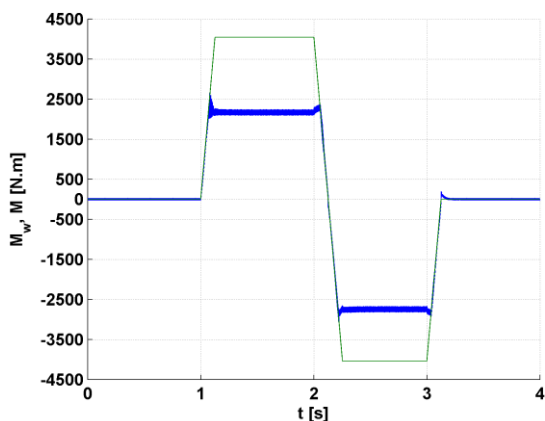
Výsledky simulace změny požadavku momentu  $M_w = 0 \div 4 \div -4 \div 0$  kNm pro shodné parametry s předchozí a vybrané konstantní otáčky dle rozdílných oblastí (konstantní moment, prosté odbuzování, odbuzování s omezením zátěžného úhlu) uvádí následující Obr. 4.47 – Obr. 4.52. Z výsledků rozjezdu pohonu byly pro následující simulace reverzace pohonu zvoleny specifické rychlosti s odlišnou funkcí regulačního schéma:  $n = 50$  ot./min (oblast regulace s konstantním momentem),  $n = 300$  ot./min (oblast odbuzování, zátěžný úhel není omezen) a  $n = 700$  ot./min (oblast odbuzování, zátěžný úhel je omezen). Výsledky popisují Obr. 4.47 – Obr. 4.52. V oblasti regulace s konstantním momentem je funkce řízení ideální a přesně sleduje požadovanou hodnotu momentu. Pro otáčky, kdy je motor odbuzován regulátorem  $R_{U_{rm}}$  skrze proud  $I_{sdw}$ , motor nemůže dosáhnout požadovaného (maximálního) momentu. Regulátor momentu je nasycen (nereguluje), a tedy proud  $I_{sqw}$  je upravován regulátorem odbuzování  $R_{U_{rm}}$  skrze vazbu blokem omezení maximálního modulu vektoru statorového proudu na hodnotu  $I_{s_{max}}$ . Na průběhu momentu je zjevné zvlnění, jelikož na moment má vliv i složka proudu v ose d. Ve vysokých otáčkách (motor je odbuzován, zátěžný úhel je omezen) je navíc omezena složka proudu  $I_{sdw}$ , a tedy odbuzování regulátor  $U_{rm}$  provádí skrze složku  $I_{sqw}$  vazbou přes blok omezení modulu vektoru proudu.



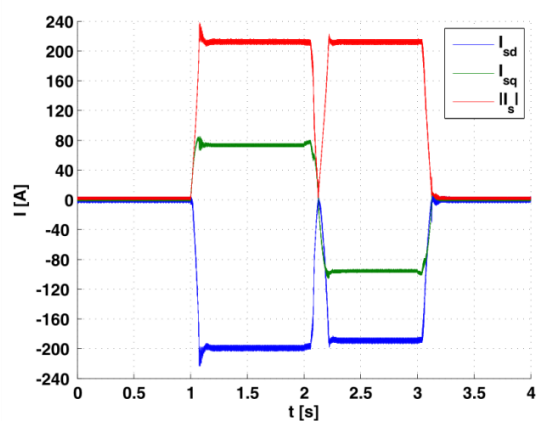
Obr. 4.47 Výsledky simulace – změna požadovaného momentu  $M_w - M$ ,  $M_w = f(t)$   
 $n = 50 \text{ ot./min}$



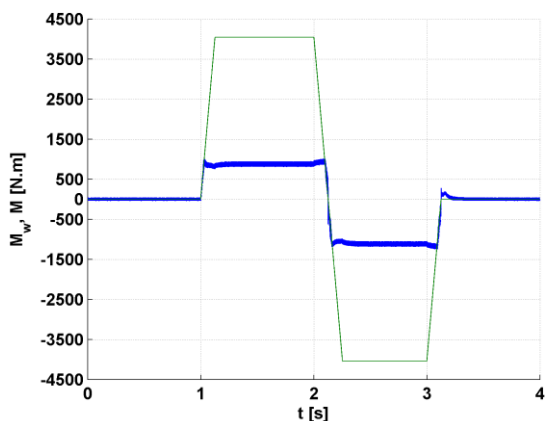
Obr. 4.48 Výsledky simulace – změna požadovaného momentu  $M_w - I_s = f(t)$   
 $n = 50 \text{ ot./min}$



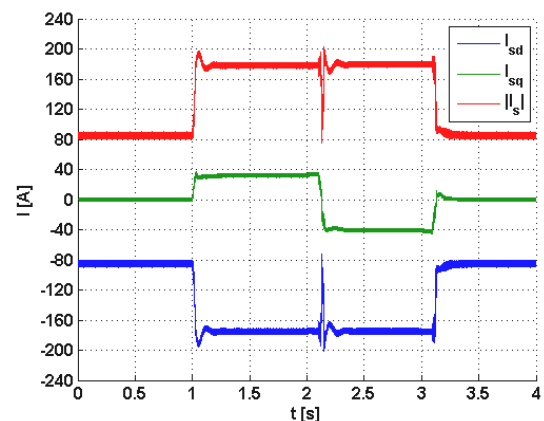
Obr. 4.49 Výsledky simulace – změna požadovaného momentu  $M_w - M$ ,  $M_w = f(t)$   
 $n = 300 \text{ ot./min}$



Obr. 4.50 Výsledky simulace – změna požadovaného momentu  $M_w - I_s = f(t)$   
 $n = 300 \text{ ot./min}$



Obr. 4.51 Výsledky simulace – změna požadovaného momentu  $M_w - M$ ,  $M_w = f(t)$   
 $n = 700 \text{ ot./min}$



Obr. 4.52 Výsledky simulace – změna požadovaného momentu  $M_w - I_s = f(t)$   
 $n = 700 \text{ ot./min}$

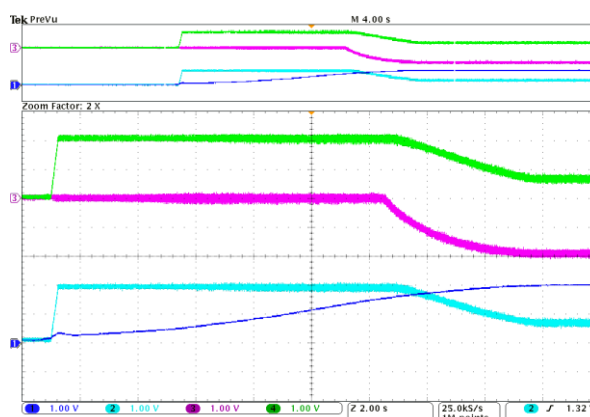
Vzhledem k velkému zesílení regulátoru a úzké oblasti stabilních pracovních bodů je řízení náchylné k nestabilitě. Chování regulátoru momentu je v souladu s předchozími úvahami pro střední otáčky.

Navrhované řízení bylo implementováno do DSP jímž byl řízen prototypový synchronní motor s vnitřními permanentními magnety NY90L-6 viz příloha č. 1, který je spojen v soustrojí spolu s asynchronním motorem.

Následující oscilogramy znázorňují výsledky z reálné implementace regulace pohonu dle nastavení viz Tab. 4.3. Vzhledem k nízkému rozdílu indukčností v osách d, q ( $L_{sd} = 8,8$  mH,  $L_{sq} = 9,6$  mH), je příspěvek optimálního řízení mizivý ( $I_{sq} = 11,3$ A,  $I_{sd} = -0,167$ A,  $M_r = 0,0015$ Nm). Funkčnost algoritmů naznačuje Obr. 4.53, který zobrazuje rozjezd pohonu do maximálních otáček. Obr. 4.54 s Obr. 4.55 poukazují reverzaci požadovaného momentu. Vzhledem k nízké statorové indukčnosti a proudu ( $I_{sd}L_{sd} < \psi_{pm}$ ) pohon nepřechází do otáčkové oblasti s omezováním zátěžného úhlu, není tak možné ověřit vlastnosti celé regulační struktury. Napěťový střídač byl řízen pomocí sinusové referenční pulzně šířkové modulace.

**Tab. 4.3 Implementace optimálního řízení IPMSM – parametry regulace**

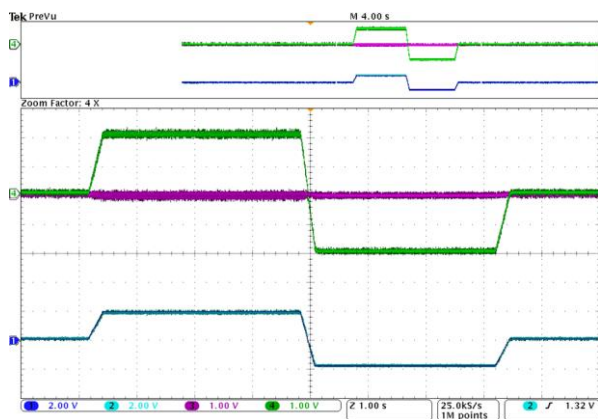
Napětí stejnosměrného meziobvodu	$U_c = \text{konst.} = 560$ V
Napětí ss meziobvodu zadávané vektorovému řízení	$U_{cN} = \text{konst.} = 560$ V
Frekvence pulzně šířkové modulace (PWM)	$f_{PWM} = 4$ kHz
Mrtvý čas střídače	$t_m = 3$ $\mu$ s
Perioda vzorkování výpočtu regulace proudu a momentu	$T_{vyp\ reg\ I} = 125$ $\mu$ s
Proporcionální zesílení regulátorů proudu	$K_{p\ I_{sd}} = K_{p\ I_{sq}} = 5$
Časové konstanty regulátorů proudu	$T_{r\ I_{sd}} = T_{r\ I_{sq}} = 0,001$ s
Proporcionální zesílení regulátoru momentu	$K_{p\ M} = 0,25$
Časová konstanta regulátoru momentu	$T_{r\ M} = 0,008$ s
Požadovaná hloubka modulace (maximální)	$U_{rm\ max} = 0,95$
Proporcionální zesílení regulátoru odbuzování	$K_{p\ U_{rm}} = 50$
Časová konstanta regulátoru odbuzování	$T_{r\ U_{rm}} = 0,05$ s
Časová konstanta filtru pro signál $U_{rm}$	$T_{f\ U_{rm}} = 0,01$ s



**Obr. 4.53 Oscilogram – rozjezd pohonu 0 → 1600 ot./min**

k1: mech. otáčky n [819,2 ot./min/d], k2: moment M [32,8Nm/d], k3: statorový proud v ose d  $I_{sd}$  [5,46A/d], k4: statorový proud v ose q  $I_{sq}$  [5,46A/d]

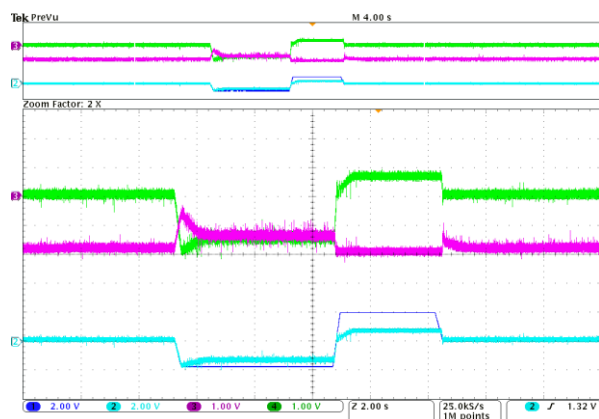




Obr. 4.54 Oscilogram – reverzace momentu

$M_w = \pm 31 \text{ Nm}$  při 600 ot./min

k1: požadovaný moment  $M_w$  [32,8Nm/d], k2: skutečný moment  $M$  [32,8Nm/d], k3: proud v ose d  $I_{sd}$  [5,46A/d], k4: proud v ose q  $I_{sq}$  [5,46A/d]



Obr. 4.55 Oscilogram – reverzace momentu

$M_w = \pm 31 \text{ Nm}$  při 1600 ot./min

k1: požadovaný moment  $M_w$  [32,8Nm/d], k2: skutečný moment  $M$  [32,8Nm/d], k3: proud v ose d  $I_{sd}$  [5,46A/d], k4: proud v ose q  $I_{sq}$  [5,46A/d]

#### 4.4 Dílčí závěr

Předešlá kapitola uvádí zkoumané varianty optimalizace pracovního bodu el. motoru dle stanoveného kritéria a návrh příslušných regulačních obvodů pro nejpoužívanější variantu vektorového řízení s oddělenou regulací obou složek vektoru proudu  $I_{sd}$ ,  $I_{sq}$  v kartézských souřadnicích.

Optimální řízení z hlediska dosažení maximálního momentu pro motor s vinutým rotorem je možné soustředit pouze na problematiku nabuzení daného stroje, jelikož kladný proud  $I_{sd}$  pro využití reluktančního momentu není možné aplikovat (docházelo by k sycení statorového magnetického obvodu). Problematika jeví jako omezování zátěžného úhlu ve vysokých otáčkách není nutná řešit (odbuzení stroje je možné provádět přímo pomocí  $I_f$ ). Optimální nabuzení na zkoumaném prototypu vedlo ke vzrůstu momentu při snížení proudu  $I_{sq}$  (velikost vektoru statorového proudu byla zachována konstantní rovna maximu), ale za nárůstu proudu buzením  $I_f$ . Ztráty v magnetickém obvodu nebyly řešeny z důvodu nedostatku potřebných dat.

Optimální řízení pro motor s vnitřními permanentními magnety lze soustředit na využití onoho reluktančního momentu, pokud motor vykazuje svou konstrukcí významnou rozdílnost indukčností (magnetických vodivostí ( $L_{sq}/L_{sd} > 1$ )). Děje se tak tím, že řízení zajišťuje  $I_{sd} < 0$ , jelikož i tato jalová složka statorového proudu má vliv na moment stroje. Pokračováno je návrhem nadřazených řídicích a regulačních obvodů pro vektorové řízení, přičemž byla jako perspektivní zvolena varianta s regulátorem momentu a optimalizační funkcí  $I_{sd} = f(M)$ . Odbuzování je prováděno regulátorem hloubky modulace  $R_{U_{rm}}$  skrze snižování jalové složky proudu ( $I_{sd}$ ). Algoritmy zajišťující omezení zátěžného úhlu jsou použity pouze ve variantě omezení velikosti složky  $I_{sd}$ , čímž ale není omezen regulátor odbuzování, protože je zde vazba přes omezování velikosti vektoru proudu. Algoritmy byly simulačně ověřeny pro motor tramvaje 15T dle přílohy č. 1 s uměle upraveným poměrem indukč-

ností. Z hlediska využití reluktančního momentu v oblasti odbuzování se zdá neperspektivní, jelikož jeho hodnota není významná a vyžaduje buzení proudem statoru. Částečně pak ověřuje řízení reálná implementace s motorem NY90L-6 dle přílohy č. 1. Ovšem oblast omezování zátěžného úhlu nebyla dosažena, jelikož konstrukce motoru nespĺňuje podmínku  $I_{s \max} > \psi_{pm}/L_{sd}$ . Polem statoru je možné dosáhnout maximálně pouze 16,7% mg. toku permanentních magnetů, což nezajistí vlastnosti, jaké by měl mít trakční pohon, který převážnou část otáčkového rozsahu pracuje v odbuzování (teoretické maximální otáčky  $n \rightarrow \infty$ , při  $M \rightarrow 0$ ).

## 5 Besenzorové řízení

### 5.1 Úvod

Vzhledem k proměnné vzduchové mezeře motorů s vyniklými póly se objevuje možnost určení počáteční polohy rotoru nebo dokonce plně bezsenzorového řízení v nulových a nízkých otáčkách na principu testovacího signálu.

U motoru s vinutým rotorem je situace o řád jednodušší, jelikož je měřitelný a ovlivnitelný budící signál rotoru. V následujících kapitolách bude tedy představena jednoduchá metoda pro zjištění počáteční polohy WRSM, který je poté možné provozovat pouze s čidlem otáček. Dále pak bezsenzorová metoda pro WRSM na základě Lenzova zákona a následně injektážní algoritmus pro IPMSM na principu detekce anizotropie. Na závěr je představena estimace polohy natočení rotoru pomocí redukovaného Kalmanova filtru postaveném na modelu ve fázových souřadnicích.

### 5.2 Besenzorová estimace počáteční polohy WRSM

Základní myšlenkou je injektování proudového pulzu do rotorového vinutí, kdy je současně měřen naindukovaný proud do statorového vinutí, které je zkratováno.

Metoda je aplikována za těchto vlastností pohonu:

- použitý motor – synchronní s vinutým rotorem,
- motor je v klidu (nejlépe zabržděn)  $\omega_m = 0$ ,
- statorové vinutí je zkratováno.

Zkratování statorového vinutí je provedeno sepnutím všech dolních tranzistorů střídače (Tr 2, 4, 6 viz blokové schéma Obr. 5.1), popřípadě horních prvků střídače (Tr 1, 3, 5).

Dle principu metody je nutné způsobit změnu rotorového proudu (proudu buzení), aby se indukovaly proudy do zkratovaného statorového vinutí. Proto je tato estimační procedura prováděna v rámci startu pohonu, kde může být využit náběh proudu z nulové na jmenovitou hodnotu při nabuzení stroje. Princip matematicky popisují následující rovnice.

Obecný vztah pro statorová napětí v souřadném systému d, q je udán:

$$\begin{aligned} U_{sd} &= R_s I_{sd} - \omega_r \psi_{sq} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} \\ U_{sq} &= R_s I_{sq} + \omega_r \psi_{sd} + \frac{d\psi_{sq}}{dt}. \end{aligned} \quad (5.1)$$

Při zanedbání úbytků na odporu statoru, uvažování stojícího rotoru a orientování se na přechodné děje jsou napětí dána:

$$\begin{aligned}
 U_{sd} &= \frac{d\psi_{sd}}{dt} \\
 U_{sq} &= \frac{d\psi_{sq}}{dt}.
 \end{aligned}
 \tag{5.2}$$

Rozepsáním dle jednotlivých elektromagnetů produkující jednotlivé toky dle (2.47) a zahrneme-li do rovnic zkratování statorového vinutí, získáváme:

$$\begin{aligned}
 0 &= \frac{d(L_{sd}I_{sd} + L_{hd}I_f)}{dt} \\
 0 &= \frac{d(L_{sq}I_{sq})}{dt}.
 \end{aligned}
 \tag{5.3}$$

Vliv impulsu injektovaného do rotoru má tedy následek pouze do osy d. Vyjádřením vztahu pro  $I_{sd}$  dostáváme:

$$\frac{dI_{sd}}{dt} = -\frac{L_{hd}}{L_{sd}} \frac{dI_f}{dt}.
 \tag{5.4}$$

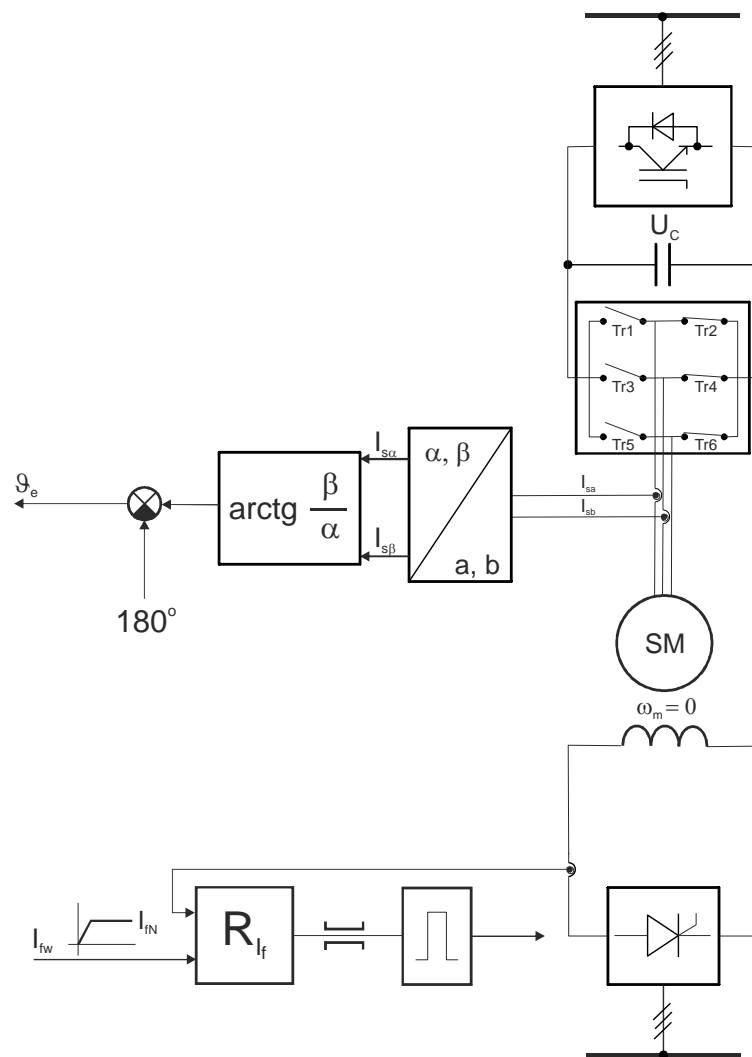
Pro postavení prostorového vektoru statorového proudu je potřeba měřit proud alespoň dvou statorových fází (např.  $i_{sa}$  a  $i_{sb}$ ). Fázové proudy statoru jsou transformovány na složky vektoru proudu ve stojícím souřadném systému – systém  $(\alpha, \beta)$ :

$$\begin{aligned}
 I_{s\alpha} &= i_{sa} \\
 I_{s\beta} &= \frac{i_{sa} + 2i_{sb}}{\sqrt{3}}.
 \end{aligned}
 \tag{5.5}$$

Estimovaná poloha rotoru lze poté vypočítat dle vztahu:

$$\mathcal{G}_e = \arctg\left(\frac{I_{s\beta}}{I_{s\alpha}}\right) - \pi.
 \tag{5.6}$$

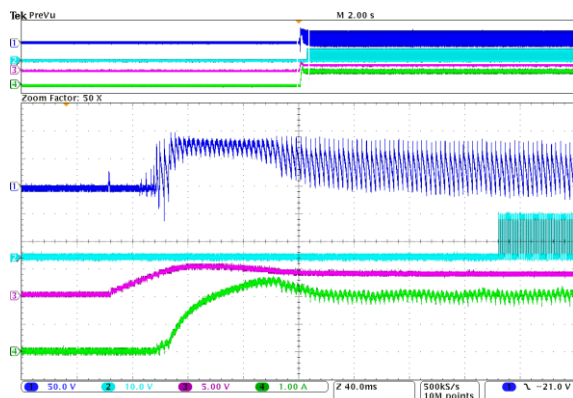
Injektování impulsu do rotorového vinutí způsobí proudovou odezvu ve zkratovaném statorovém vinutí pouze v ose d a v opačném směru, než je změna v rotoru orientována (mínus ve vztahu (5.4) a posun estimované polohy o  $180^\circ$  vůči reálné poloze rotoru, což je v souladu s Lenzovým zákonem).



Obr. 5.1 Blokové schéma – estimace počáteční polohy s usměrňovačem v rotorovém obvodu

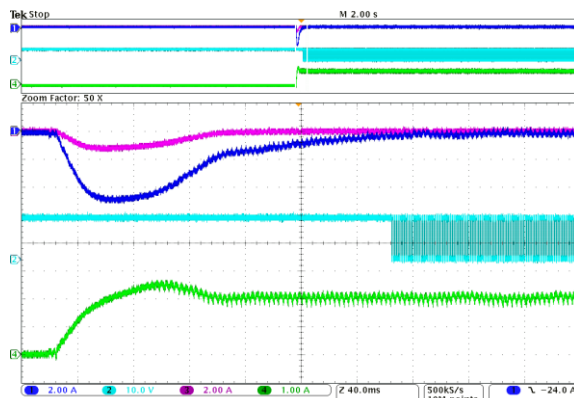
Uváděná jednoduchá inicializační technika byla odzkoušena přímo na laboratorním prototypu synchronního stroje s vinutým rotorem o výkonu 10kW a s parametry viz příloha č. 1. Rotorový (budící) obvod je napájen tyristorovým usměrňovačem, který je řízen oddělenou řídicí jednotkou s procesorem Atmel a napájen z 3f střídavé sítě. Pro regulaci potřebného proudu buzení je využit regulátor  $R_{lf}$ , jehož výstupem je požadovaná hodnota úhlu řízení usměrňovače  $\alpha$ . Ta je zadávána v podobě napěťové hladiny pomocí D/A převodníku z DSP do řídicího procesoru usměrňovače. Aktuální proud je měřen čidlem proudu v rotorovém obvodu. Rampa náběhu rotorového proudu byla experimentálně nastavena na 80ms.

Následující obrázky poukazují funkci dané metody, kde nejpodstatnějšími veličinami je aplikovaný skok do vinutí rotoru viz Obr. 5.3 kanál 4 a jemu příslušné odezvy ve fázích statoru kanál 1, 3. Přesnost dané metody ilustruje Obr. 5.4. Zpočátku jsou hodnoty totožné z důvodu předchozího běhu pohonu s čidlem polohy. Po nabuzení stroje a vyhodnocení počáteční polohy se do řízení zadává již estimovaná hodnota, která je v předkládaném případě různá o  $0,2^\circ$  v elektrické úhlové míře.



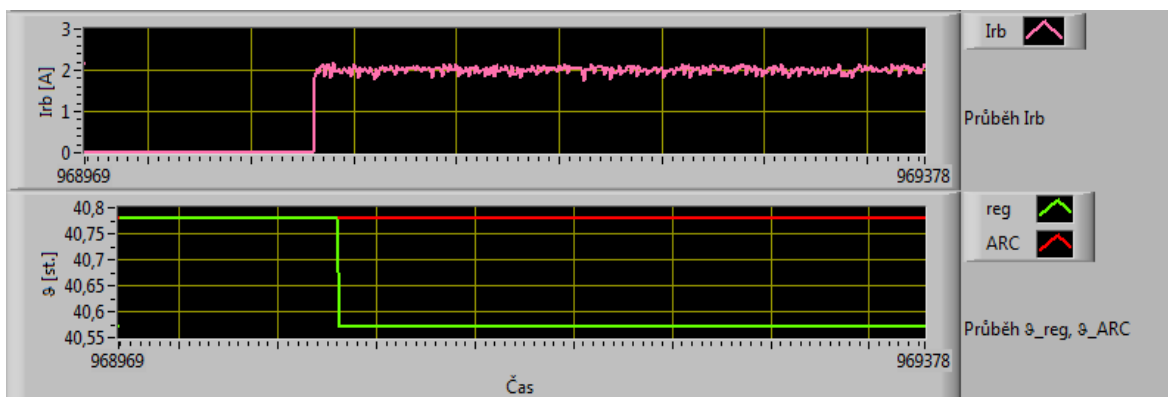
**Obr. 5.2 Oscilogram – bezsenzorová estimace počáteční polohy – regulační veličiny**

k1: ss napětí usměrňovače  $U_{dUSM}$  [50V/d], k2: příznak spuštění vektorového řízení (překlápění výstupního pinu 0-15V) [10V/d], k3: řídicí úhel USM (výstup z  $R_{ff}$ )  $\alpha$  [180°/d] ( $0,5V - \alpha = 170^\circ$ ,  $5V - \alpha = 0^\circ$ ), k4:  $I_r$  proud v buzení [1A/d]



**Obr. 5.3 Oscilogram – bezsenzorová estimace počáteční polohy – odezva statoru**

k1: proud motoru fáze a  $I_{sa}$  [2A/d], k2: příznak spuštění vektorového řízení po doznění odezvy proud ve statoru (překlápění výstupního pinu 0-15V) [10/d], k3: proud motoru fáze b  $I_{sb}$  [2A/d], k4: proud v buzení  $I_r$  [1A/d]

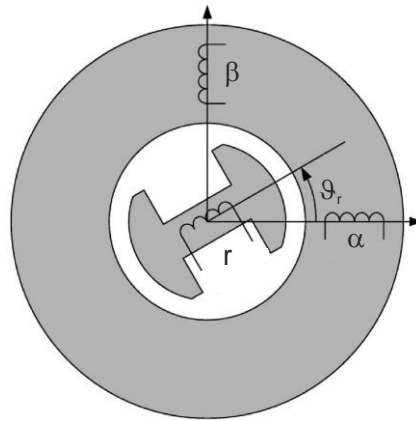


**Obr. 5.4 Print screen – ukázka nadřazené jednotky při bezsenzorové estimaci**

$I_{rb}$  – proud v buzení,  $\theta_{reg}$  – poloha rotoru použitá v regulaci (pro tento případ rovna bezsenzorově získané hodnotě po okamžiku nabuzení),  $\theta_{ARC}$  – poloha získaná z absolutního čidla polohy (brána jako skutečná, referenční hodnota)

### 5.3 Bezsenzorová estimace polohy WRSM

Předkládaná metoda je použitelná pro synchronní motor s vinutým rotorem. Základní myšlenkou je použití vlastního motoru, který svou konstrukcí je totožný s analogovým absolutním čidlem polohy zvaným resolver, pro vyhodnocení polohy rotoru motoru. Princip funkce resolveru a potažmo i předkládané metody je následující. Máme-li el. motor s konstrukcí dle Obr. 5.5. Pokud je nevyjma klasického napájení stroje (první harmonické statorového proudu a konstantní složky stejnosměrného napájení rotoru) přítomna nějaká vyšší frekvence v signálu napájející rotor, objeví se i v signálech statoru, jak poukazuje Obr. 5.8. Pokud jsou „vysokofrekvenční“ složky signálů vyfiltrovány, lze z nich získat informaci o poloze rotoru. Následující rovnice matematicky popisují tyto skutečnosti.



Obr. 5.5 Příčný řez – konstrukce resolveru

Při napájení rotoru „vysokofrekvenčním“ signálem:

$$I_{ri} = A_{Iri} \cos(\omega_{Iri} t). \quad (5.7)$$

Přeneseme se do statorového obvodu (analogie s inicializační metodou uvedenou v předešlém textu (Lenzův zákon)) složka proudu ve tvaru:

$$I_{fi} = -I_{ri} = I_{sdi} = -A_{Ifi} \cos(\omega_{Iri} t). \quad (5.8)$$

Poměr mezi  $A_{Iri}$  a  $A_{Ifi}$  udává převod stroje mezi rotorem a statorem. Odezva ve statorovém vinutí je dána:

$$\begin{bmatrix} I_{sai} \\ I_{sbi} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(-\vartheta_r) & \sin(-\vartheta_r) \\ -\sin(-\vartheta_r) & \cos(-\vartheta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sdi} \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (5.9)$$

Po transformaci do stojícího souřadného systému  $\alpha, \beta$  dostáváme signály statoru:

$$\begin{bmatrix} I_{sai} \\ I_{sbi} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} -A_{Ifi} \cos(\omega_{Iri} t) \cos(-\vartheta_r) \\ A_{Ifi} \cos(\omega_{Iri} t) \sin(-\vartheta_r) \end{bmatrix}. \quad (5.10)$$

Ty znázorňuje výsledek simulace na Obr. 5.9, kde není možné jednoznačně určit polohu rotoru.

K tomu nám slouží signál z rotoru, který demoduluje signály pronásobením do tvaru:

$$\begin{bmatrix} I_{sc} \\ I_{ss} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{sai} I_{ri} \\ I_{sbi} I_{ri} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} -A_{Ifi} A_{Iri} \cos^2(\omega_{Iri} t) \cos(-\vartheta_r) \\ A_{Ifi} A_{Iri} \cos^2(\omega_{Iri} t) \sin(-\vartheta_r) \end{bmatrix}. \quad (5.11)$$

S využitím vzorců o součtu goniometrických funkcí, lze rovnice přepsat na tvar:

$$\begin{aligned}
I_{ss} &= -\frac{\sqrt{3}}{2} A_{Iri} A_{Ifi} \cos^2(\omega_{Iri} t) \sin(\mathcal{G}_r) = \\
&= -\frac{\sqrt{3}}{2} A_{Iri} A_{Ifi} \cos(\omega_{Iri} t) [0,5 \sin(\mathcal{G}_r - \omega_{Iri} t) + 0,5 \sin(\mathcal{G}_r + \omega_{Iri} t)] = \\
&= -\frac{\sqrt{3}}{4} A_{Iri} A_{Ifi} [\cos(\omega_{Iri} t) \sin(\mathcal{G}_r - \omega_{Iri} t) + \cos(\omega_{Iri} t) \sin(\mathcal{G}_r + \omega_{Iri} t)] = \\
&= -\frac{\sqrt{3}}{4} A_{Iri} A_{Ifi} \left\{ [0,5 \sin(\mathcal{G}_r - \omega_{Iri} t - \omega_{Iri} t) + 0,5 \sin(\mathcal{G}_r - \omega_{Iri} t + \omega_{Iri} t)] + \right. \\
&\quad \left. [0,5 \sin(\mathcal{G}_r + \omega_{Iri} t - \omega_{Iri} t) + 0,5 \sin(\mathcal{G}_r + \omega_{Iri} t + \omega_{Iri} t)] \right\} = \\
&= -\frac{\sqrt{3}}{4} A_{Iri} A_{Ifi} \left\{ \sin \mathcal{G}_r + [(0,5 \sin(\mathcal{G}_r - 2\omega_{Iri} t) + 0,5 \sin(\mathcal{G}_r + 2\omega_{Iri} t))] \right\}
\end{aligned} \tag{5.12}$$

$$I_{sc} = -\frac{\sqrt{3}}{4} A_{Iri} A_{Ifi} \left\{ \cos \mathcal{G}_r + [(0,5 \cos(\mathcal{G}_r - 2\omega_{Iri} t) + 0,5 \cos(\mathcal{G}_r + 2\omega_{Iri} t))] \right\}, \tag{5.13}$$

kde jsou patrné jednotlivé složky a jejich možnost odfiltrování.

Rotorová složka je pronásobením zbavena záporné polaroty (druhá mocnina). Polaritu, jak je vidno, tedy určuje pouze složka modulovaná polohou rotoru. Takový signál viz Obr. 5.10 je možné již demodulovat na polohu rotoru pomocí následujících estimačních algoritmů.

### 5.3.1 Funkce arkustangens

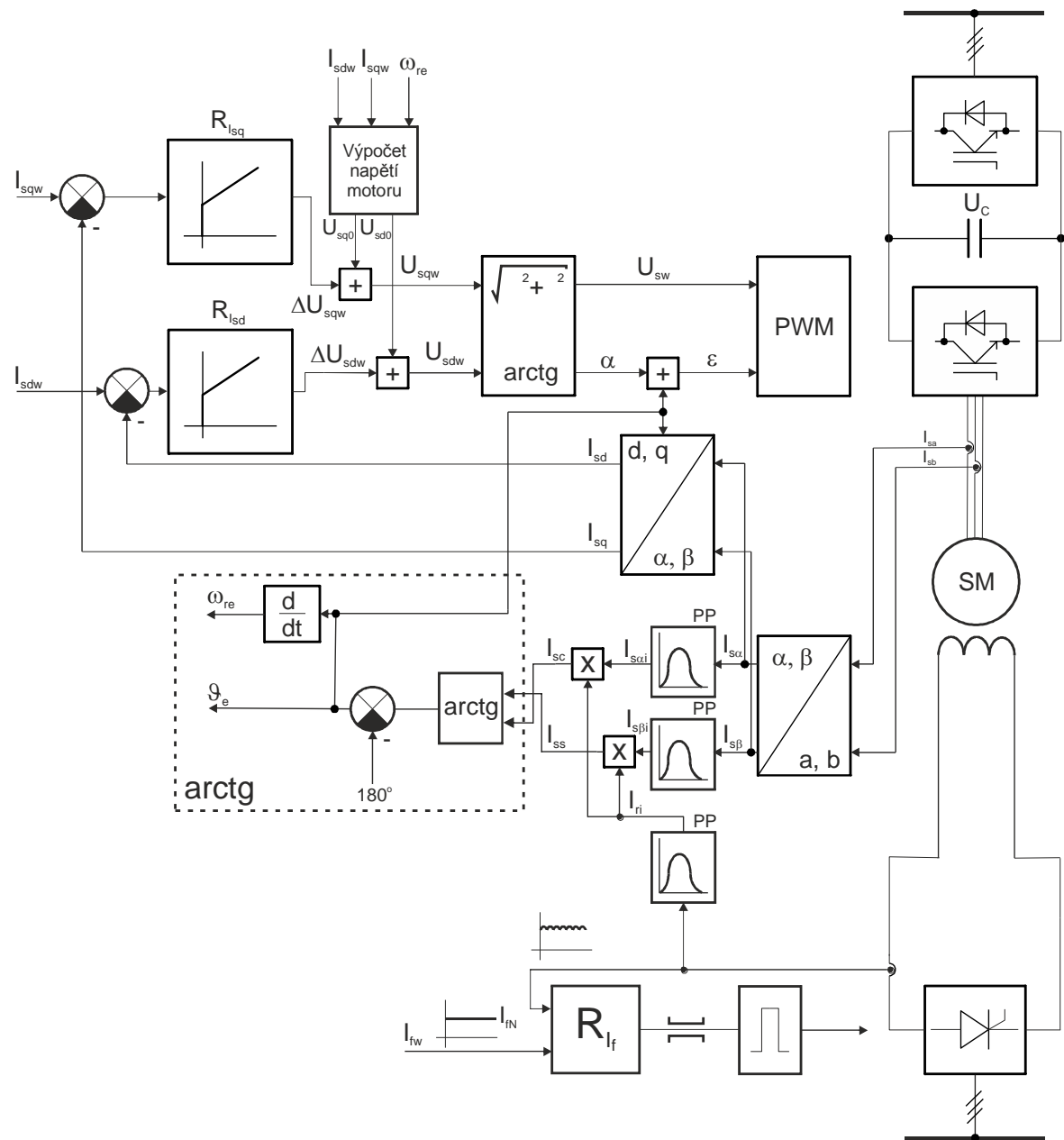
Nejjednodušším přístupem, protože demodulované signály obsahují sinovou a kosinovou informaci o poloze rotoru, je vyhodnocení funkcí arkustangens dle:

$$\mathcal{G}_e = \operatorname{arctg} \left( \frac{I_{ss}}{I_{sc}} \right) - \pi. \tag{5.14}$$

Výsledná poloha rotoru je opět posunuta o  $180^\circ$  z prvotního důvodu indukování rotorového signálu do statoru dle Lenzova zákona.

Blokové schéma předkládané metody uvádí Obr. 5.6. Jedná se opět o klasické vektorové řízení v kartézských souřadnicích, kde rotorové vinutí napájí 3f tyristorový usměrňovač v proudové regulační smyčce.



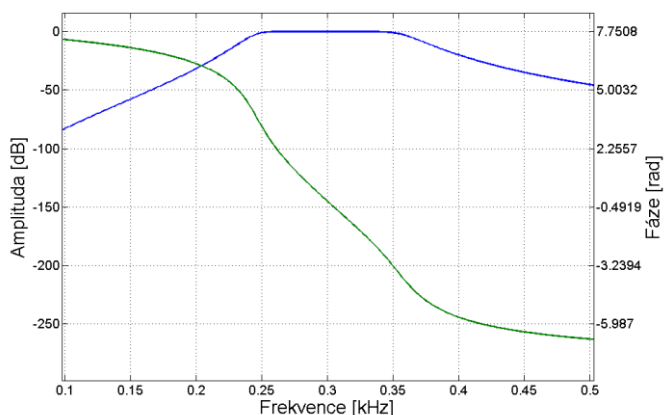


Obr. 5.6 Blokové schéma – estimace polohy s usměrňovačem v rotorovém obvodu

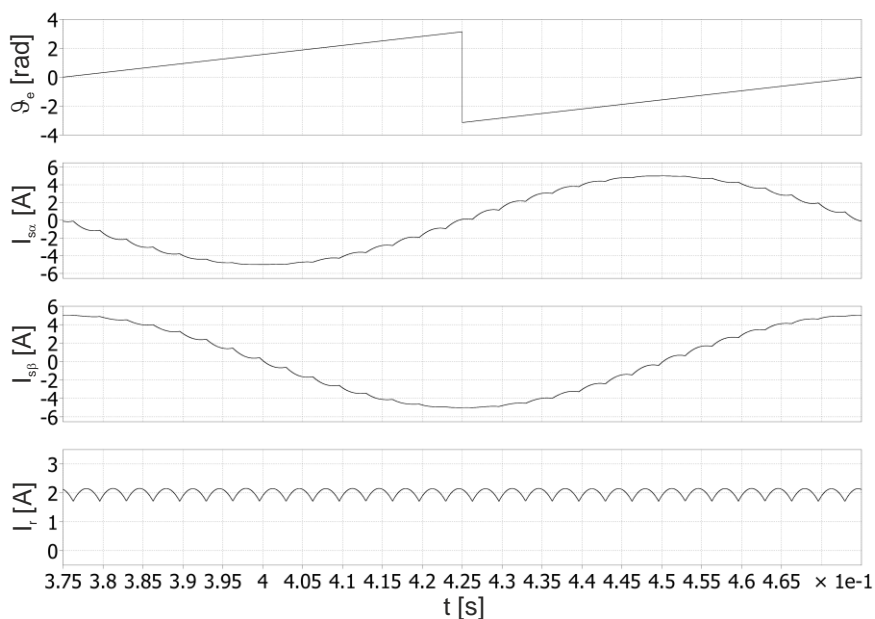
Právě charakteristického zvlnění proudu od usměrňovače na frekvenci 300Hz (3f můstkové spojení) je využíváno jako budící (injektované) frekvence. U klasického motoru obsahuje proud také základní složku motoru pro konání mechanického pohybu, je tedy nutné 300Hz složku vyfiltrovat, což není nutné u resolveru, který nepotřebuje vytvářet mg. pole pro konání pohybu. V našem případě je použit filtr IIR (Butterworth, struktura Direct-form II SOS) jako pásmová propust. Filtr musí být souměrný kolem injektované frekvence a propouštět pásmo rovno dvojnásobné maximální základní satorové frekvenci motoru (pro demodulaci jsou nutné obě složky modulované na injektované frekvenci). Filtr rotorového signálu by měl být ideálně shodný se satorovým, jelikož fázové posunutí určuje správnost demodulace, což má přímou souvislost se správností určení polarity rotorového

mg. pole. Frekvenční charakteristiku simulovaného filtru uvádí následující Obr. 5.7. Dále již navazuje základní princip metody dle teorie. Proudů statoru v  $\alpha, \beta$  souřadnicích (o frekvenci 300Hz) jsou demodulovány vyfiltrovaným rotorovým signálem o stejné frekvenci a dostáváme tak cos a sin signál, který je možné vyhodnotit nejprimitivněji funkcí arkustangens viz Obr. 5.9.

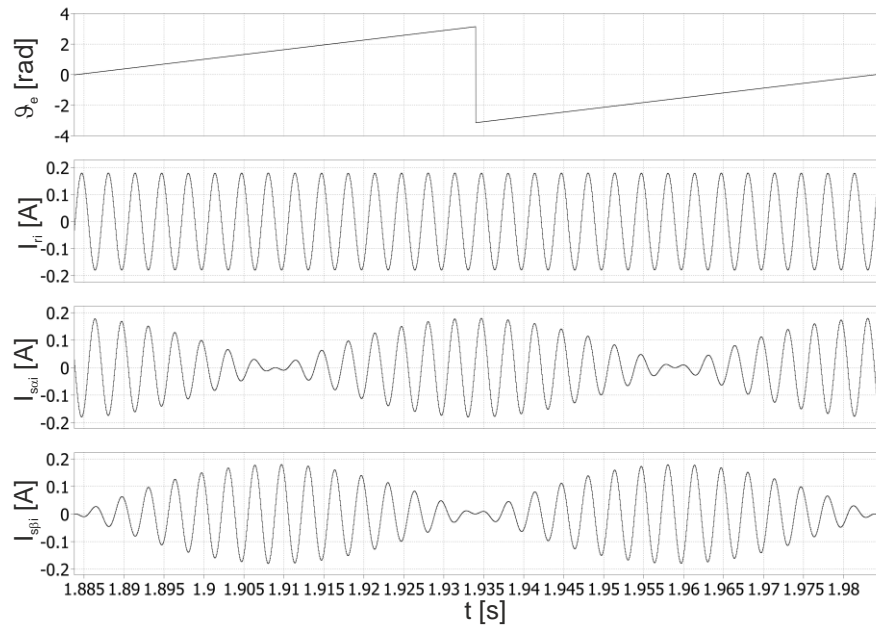
Simulace byly provedeny pro pohon dle blokového schématu Obr. 5.6. Pro názornost bylo simulováno sinusové napájení motoru ( $f_{PWM} \rightarrow \infty$ ). Dané průběhy jsou sejmuty pro ustálený stav pohonu dle parametrů WRSM viz příloha č. 1, popřípadě Tab. 4.1.



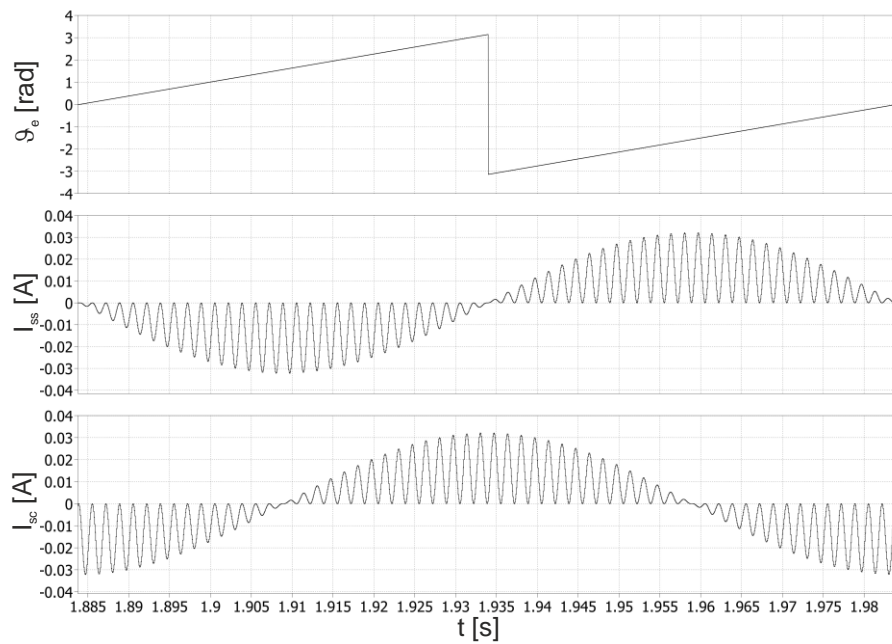
Obr. 5.7 Výsledky simulace – frekvenční charakteristiky filtru



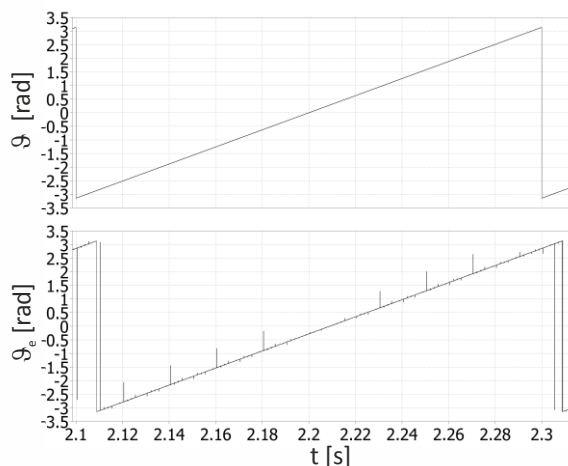
Obr. 5.8 Výsledky simulace – základní signály motoru



Obr. 5.9 Výsledky simulace – vyfiltrované vysokofrekvenční signály



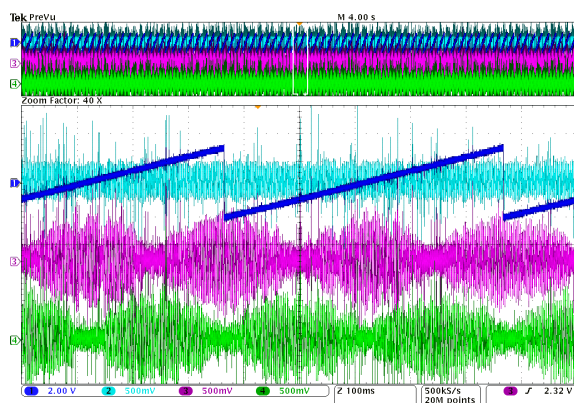
Obr. 5.10 Výsledky simulace – vyfiltrované a demodulované signály



Obr. 5.11 Výsledky simulace – poloha rotoru motoru

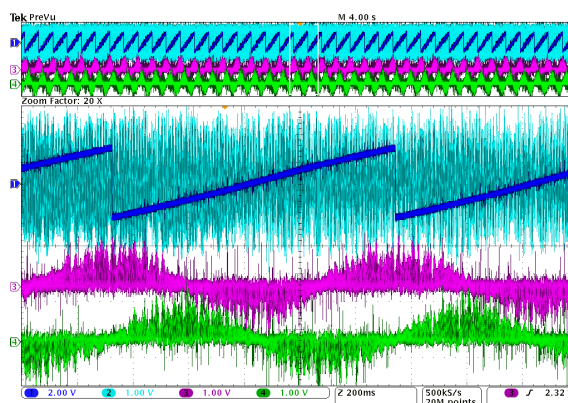
Z výsledků simulací je zjevné, že i při idealizovaných signálech (nulové rušení, sinusové napájení stroje) vykazuje estimovaná poloha z Obr. 5.11 občasné špičky.

Shodné řízení bylo implementováno na reálném prototypu se shodným nastavením, kde výsledky poukazují následující oscilogramy:



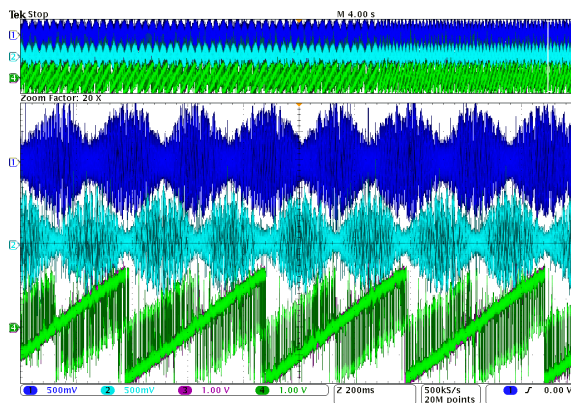
Obr. 5.12 Oscilogram – vyfiltrované signály proudové odezvy na statoru

- k1: skutečná poloha rotoru  $\vartheta$  [144°/d], k2: injektovaná složka rotorového proudu buzení  $I_{ri}$  [0,3A/d],
- k3: proudová odezva statoru v ose  $\alpha$   $I_{s\alpha i}$  [0,3A/d],
- k4: proudová odezva statoru v ose  $\beta$   $I_{s\beta i}$  [0,3A/d]



Obr. 5.13 Oscilogram – demodulované proudové odezvy na statoru

- k1: skutečná poloha rotoru  $\vartheta$  [144°/d], k2: injektovaná složka rotorového proudu buzení  $I_{ri}$  [0,15A/d],
- k3: kosinusová proudová odezva statoru  $I_{sc}$  [0,15A/d],
- k4: sinusová proudová odezva statoru  $I_{ss}$  [0,15A/d]



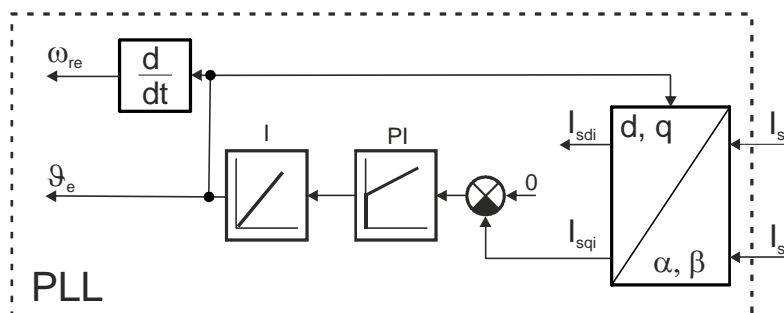
**Obr. 5.14 Oscilogram – estimace pomocí funkce arctg**

k1: proud  $I_{sqi}$  [0,08A/d], k2: proud  $I_{s\beta i}$  [0,08A/d], k3: skutečná poloha rotoru  $\vartheta$  [72°/d], k4: estimovaná poloha rotoru  $\vartheta_e$  [72°/d]

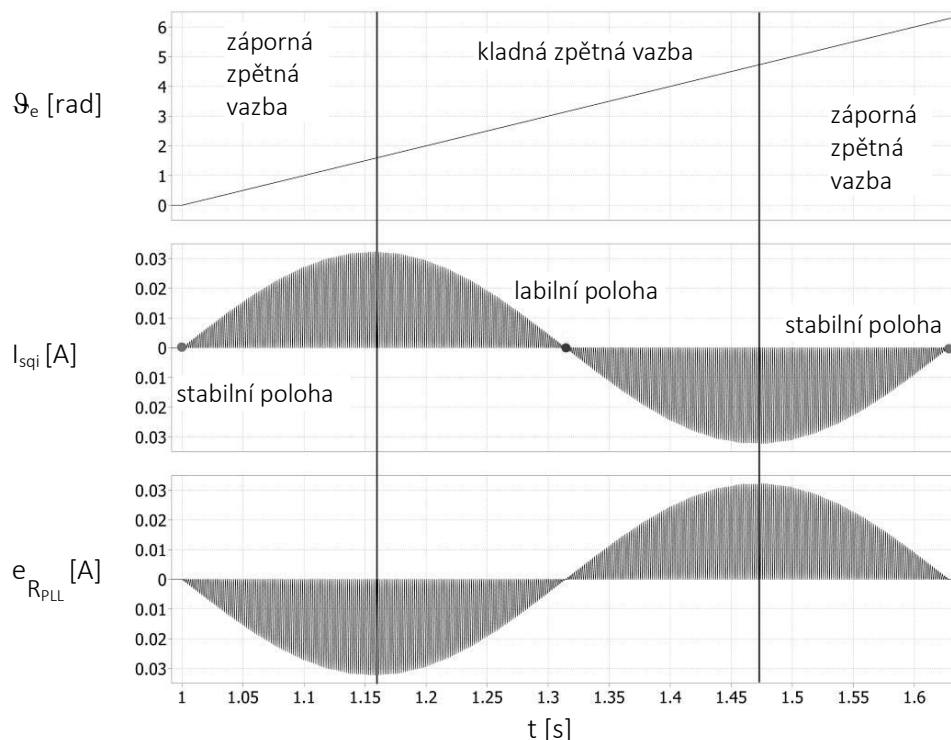
Výsledky z reálného měření ukazují na nepoužitelnost dané metody bez přídavných filtrů typu dolní propust, jelikož estimovaná poloha je velmi zarušena. Přídavné filtry by však způsobily přídavné zpoždění estimované polohy, jako výhodnější se tedy jeví následující metoda s fázovým závěsem.

### 5.3.2 Fázový závěs

Blokové schéma pohonu zůstává nezměněno dle schématu Obr. 5.6, pouze je doplněno o blokové schéma předkládané metody viz Obr. 5.15. Jedná se o vyhodnocení fázovým závěsem PLL (Phase locked loop), jehož výstupem je estimovaná poloha rotoru. Hlavní myšlenka je podložena rovnicí (5.4), pokud je rotující systém d, q zarovnan s rotorem, produkuje proud budícího vinutí proud pouze v ose d. Fázový závěs se tedy zavěsí na nulovou hodnotu proudu v ose q (odpovídá stavu  $\vartheta_e = \vartheta$ ). Základní otázka při využití fázového závěsu pro generování estimované polohy je pak existence dvou poloh, kde je splněno  $I_{sqi} = 0$ . Vysvětlení uvádí Obr. 5.16. Při zablokovaném rotoru ( $\vartheta = 0$  rad) je estimovaná poloha měněna po rampě postupně o  $2\pi$ . To způsobí sinusovou odezvu proudu  $I_{sqi}$ , což je až na znaménko regulační odchylka fázového závěsu  $e_{R_{PLL}}$ . Je zjevné, že např. v levém okolí labilní polohy ( $\vartheta_e = \vartheta + \pi$ ), regulátor na zvýšení proudu  $I_{sqi}$  reaguje poklesem hodnoty polohy, což vede na vyšší proud  $I_{sqi}$ . V této oblasti jsou tedy splněny



**Obr. 5.15 Blokové schéma – estimátoru s fázovým závěsem**



Obr. 5.16 Výsledky simulace – princip stability estimace magnetické polarity

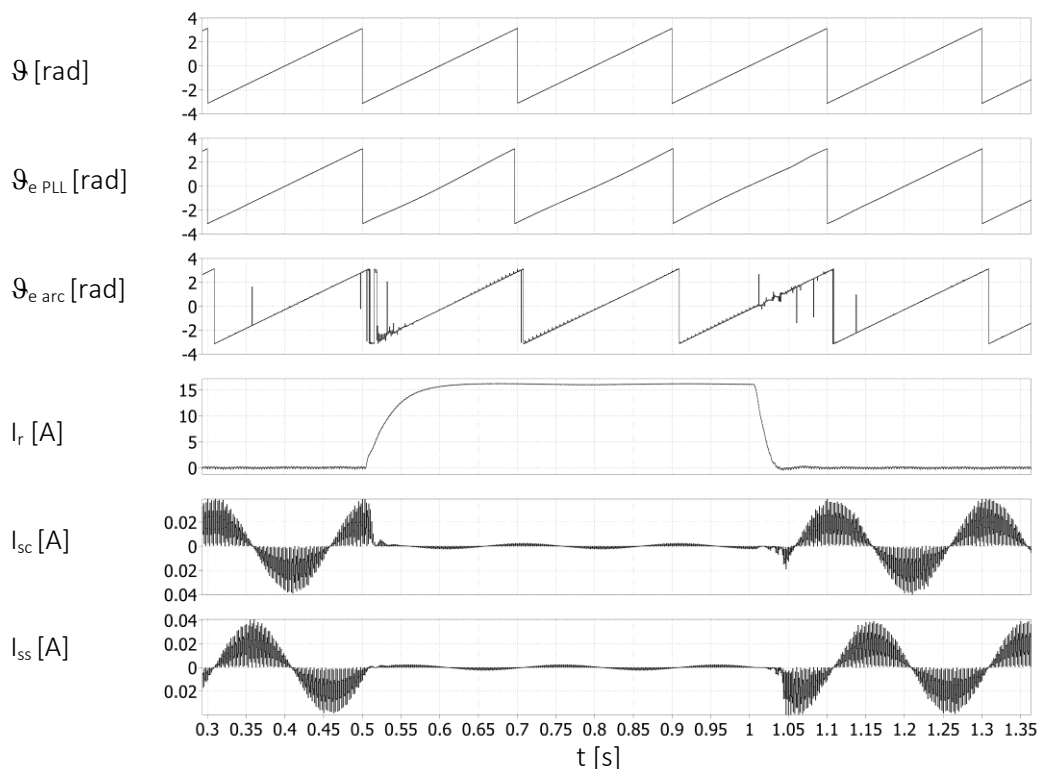
vlastnosti kladné zpětné vazby. Opakem je oblast záporné zpětné vazby, v jejímž středu je stabilní poloha. Dále se zde projevuje nutnost změny zesílení fázového závěsu, jelikož při nízkých otáčkách vysoká zesílení regulátoru  $R_{PLL}$  způsobují kmitání estimované polohy a naopak malá zesílení ve vysokých otáčkách způsobují vypadnutí ze synchronizmu. Nejjednodušší řešení spočívá v použití adaptivního regulátoru v závislosti na rychlosti. Pro potřeby simulace a testů na reálném prototypu postačily hodnoty regulátoru konstantní  $K_{pPLL} = 1200$ ,  $T_{rPLL} = 0,01$ .

Vlivem zpoždění filtru vzniká chyba polohy v ustáleném stavu, která je proměnná s rychlostí stroje. Lze opět použít jednoduchou kompenzaci v podobě přičítání úhlu v závislosti na aktuální rychlosti (zde zvoleny mechanické otáčky rotoru  $n$ ). Pro daný pohon a filtr dle Obr. 5.7 je kompenzační funkce dána:

$$\begin{aligned} n > 0 \dots \Delta\vartheta &= 0,0015n + 3 \cdot 10^{-7} n^2 + 0,0209 \\ n < 0 \dots \Delta\vartheta &= 0,0018n + 0,0272. \end{aligned} \quad (5.15)$$

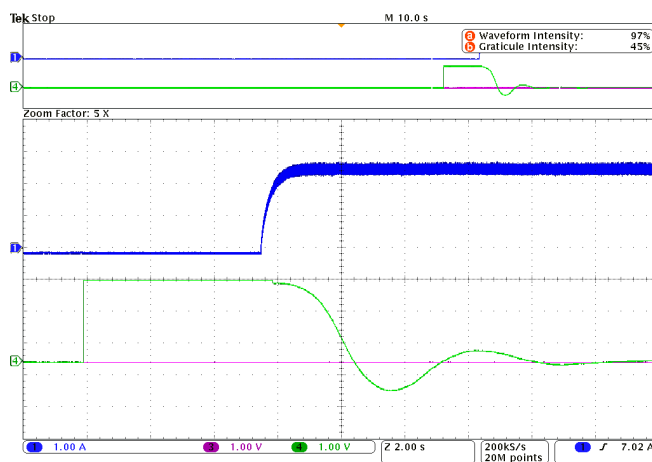
Funkce byly určeny experimentálně interpolací chyby estimované polohy pro různé rychlosti motoru.

Testován byl také vliv změny rotorového buzení např. při odbuzování. Vzhledem k tomu, že je rotor napájen tyristorovým usměrňovačem, dochází vlivem změny řídicího úhlu  $\alpha$  také ke změně zvlnění rotorového proudu, a tedy změně amplitudy injektovaného signálu. Extrémní změnu poukazuje výsledek simulace dle Obr. 5.17. Pro estimovanou polohu pomocí fázového závěsu  $\vartheta_e$ , tato



Obr. 5.17 Výsledky simulace – vliv změny úhlu otevření usměrňovače  $\alpha \rightarrow 180$

změna nemá negativní vliv. Z reálného hlediska by muselo být zajištěno přesné měření i pro vysoké úhly  $\alpha$ . Daný algoritmus byl opět implementován a ověřen na laboratorním prototypu. Ověření tvrzení, že pouze jedna poloha je stabilní, uvádí následující oscilogram Obr. 5.18. Oscilogram naznačuje, že i při počátečním nastavení estimované polohy do  $\vartheta_e = \vartheta + \pi$ , kde je splněna podmínka  $I_{sqi} = 0$ , ale jedná se o labilní polohu. Estimátor se zorientuje do správného pracovního bodu i při nízkém zesílení fázového závěsu. Obr. 5.20 zobrazuje fázový posuv estimované polohy vůči skutečné vlivem využití vstupní pásmové propusti při vyšších otáčkách, pro nízké otáčky je vliv zanedbatelný viz Obr. 5.19.

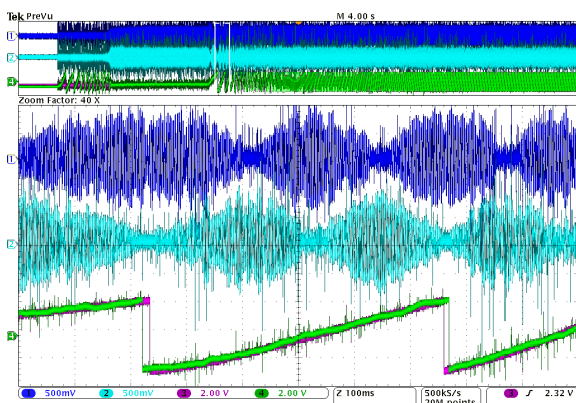


Obr. 5.18 Oscilogram – ověření správné inicializace estimátoru

$$K_{pPLL} = 200, T_{rPLL} = 0,1$$

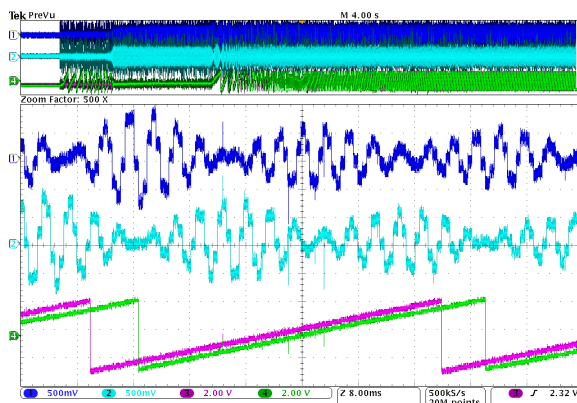
k1: proud buzení  $I_r$  [1A/d], k3: skutečná poloha rotoru  $\vartheta$  [72°/d], k4: estimovaná poloha rotoru  $\vartheta_e$  [72°/d]

Obr. 5.21 znázorňuje test vlivu změny rotorového proudu na estimaci polohy. Z důvodu velké indukčnosti rotoru a filtrační schopnosti fázového závěsu není u testovaného prototypu s tímto jevem problém. Problém nastává při rychlých změnách statorových proudů, viz Obr. 5.22 a Obr. 5.23, jelikož injektovaná frekvence 300Hz není dostatečně vzdálená od základních frekvencí motoru (např.  $f_{sN} = 50\text{Hz}$ ). Při zasynchronizovaném estimátoru polohy má destabilizační vliv pouze rušení v ose q, jelikož pouze ten fázový závěs využívá. To je možné ošetřit návrhem opatrného nadřazeného řízení otáček, nebo zvýšením injektované frekvence použitím jiného měniče napájecího rotorový obvod.



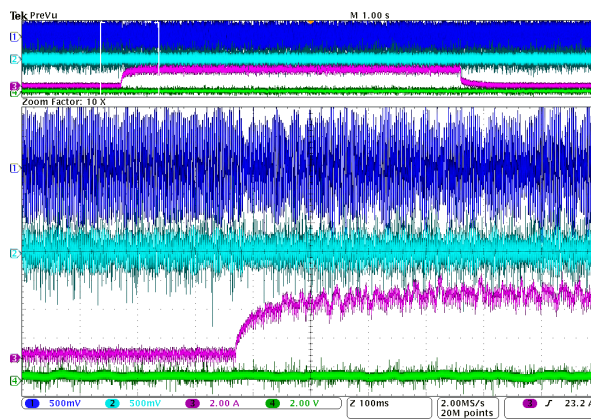
Obr. 5.19 Oscilogram – rozjezd pohonu – nízké otáčky

k1: proudová odezva statoru v ose  $\alpha$   $I_{s\alpha i}$  [0,3A/d], k2: proudová odezva statoru v ose  $\beta$   $I_{s\beta i}$  [0,3A/d], k3: skutečná poloha rotoru  $\vartheta$  [144°/d], k4: estimovaná poloha rotoru  $\vartheta_e$  [144°/d]



Obr. 5.20 Oscilogram – rozjezd pohonu – vysoké otáčky bez kompenzace

k1: proudová odezva statoru v ose  $\alpha$   $I_{s\alpha i}$  [0,3A/d], k2: proudová odezva statoru v ose  $\beta$   $I_{s\beta i}$  [0,3A/d], k3: skutečná poloha rotoru  $\vartheta$  [144°/d], k4: estimovaná poloha rotoru  $\vartheta_e$  [144°/d]

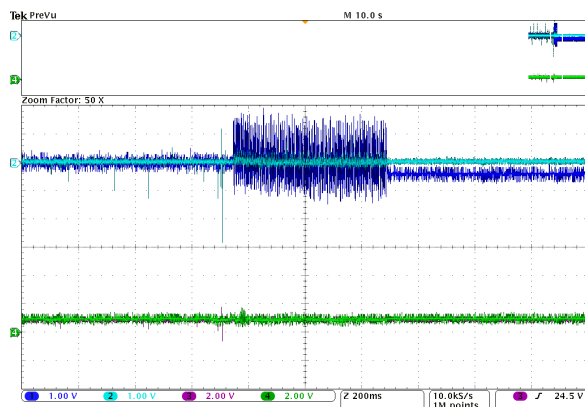


Obr. 5.21 Oscilogram – vliv změny proudu buzení

$$K_{pif} = 40, T_{rif} = 0,05$$

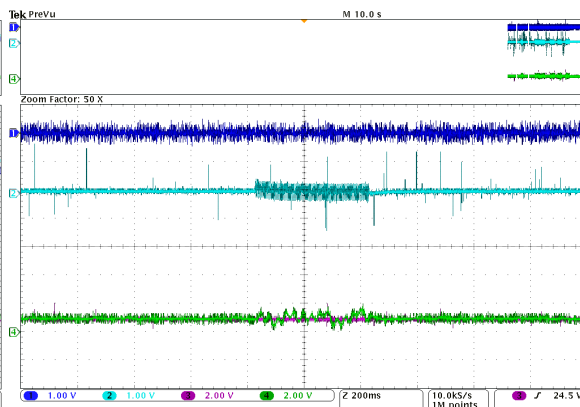
k1: proudová odezva statoru v ose  $\alpha$   $I_{s\alpha i}$  [0,3A/d], k2: proudová odezva statoru v ose  $\beta$   $I_{s\beta i}$  [0,3A/d], k3: proud buzení  $I_r$  [2A/d], k4: estimovaná poloha rotoru  $\vartheta_e$  [144°/d]





Obr. 5.22 Oscilogram – vliv změny statorového proudu v ose d – injektováno 300Hz

k1: proud statoru v ose d  $I_{sd}$  [2,55A/d], k2: proud statoru v ose q  $I_{sq}$  [2,55A/d], k3: skutečná poloha rotoru  $\vartheta$  [180°/d], k4: estimovaná poloha rotoru  $\vartheta_e$  [180°/d]



Obr. 5.23 Oscilogram – vliv změny statorového proudu v ose q – injektováno 300Hz

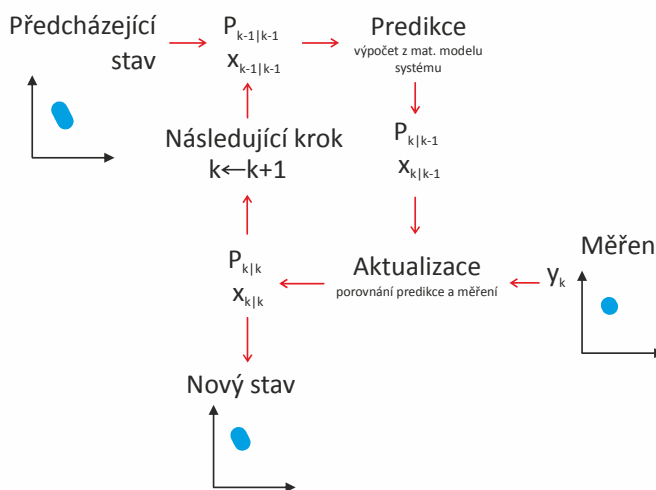
k1: proud statoru v ose d  $I_{sd}$  [2,55A/d], k2: proud statoru v ose q  $I_{sq}$  [2,55A/d], k3: skutečná poloha rotoru  $\vartheta$  [180°/d], k4: estimovaná poloha rotoru  $\vartheta_e$  [180°/d]

### 5.3.3 Kalmanův filtr

Ve snaze po vylepšení vlastností estimační metody a z důvodu zarušenosti užitečných signálů při skutečné aplikaci tohoto typu bezsenzorového řízení, byl navržen Kalmanův filtr v minimalistickém provedení (tzv. redukováná forma modelu) s ohledem na výpočetní náročnost.

Vstupem pro estimátor jsou vyfiltrované složky proudu rotoru a statoru o injektované frekvenci  $I_{ri}$ ,  $I_{sci}$  a  $I_{s\beta i}$ . Výstupem je pak přímo estimovaná poloha rotoru.

Blok Kalmanova filtru pracuje dle následujícího obecného principiálního vývojového diagramu, viz Obr. 5.24 a rovnic (5.16) – (5.24), kde jako stavová veličina je zvolena estimovaná poloha rotoru  $\vartheta_e$ .



Obr. 5.24 Funkční diagram – Kalmanův filtr

Matice měření:

$$y_p = I_{ri} \begin{bmatrix} \sin(\mathcal{G}_e) \\ \cos(\mathcal{G}_e) \end{bmatrix}. \quad (5.16)$$

Matice pozorování systému:

$$C = I_{ri} \begin{bmatrix} \cos(\mathcal{G}_e) \\ -\sin(\mathcal{G}_e) \end{bmatrix}. \quad (5.17)$$

Predikce stavu:

$$\mathcal{G}_{e\ k|k-1} = \mathcal{G}_{e\ k-1|k-1}. \quad (5.18)$$

Predikce kovariance:

$$P_{k|k-1} = P_{k-1|k-1} + Q. \quad (5.19)$$

Aktualizace měření:

$$y_k = \begin{bmatrix} I_{s\beta i} \\ I_{s\alpha i} \end{bmatrix} - y_p. \quad (5.20)$$

Aktualizace kovarianční matice:

$$R_y = C_k * P_{k|k-1} * C_k^T + R. \quad (5.21)$$

Aktualizace Kalmanovo zesílení:

$$K_k = P_{k|k-1} * C_k^T * R_y^{-1}. \quad (5.22)$$

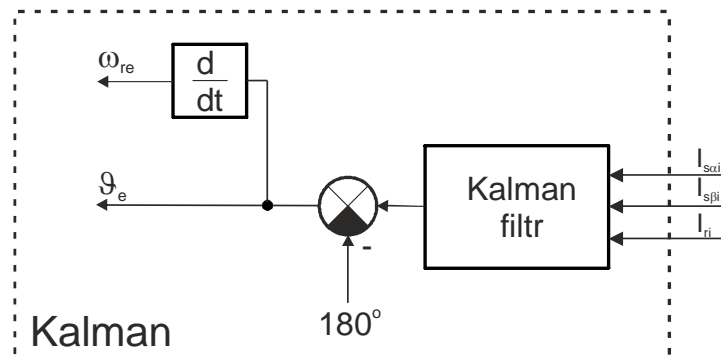
Aktualizace estimace predikce:

$$P_{k|k} = P_{k|k-1} - K_k * C_k * P_{k|k-1}. \quad (5.23)$$

Aktualizace estimace stavu:

$$\mathcal{G}_{e\ k|k} = \mathcal{G}_{e\ k|k-1} + K_k y_k. \quad (5.24)$$

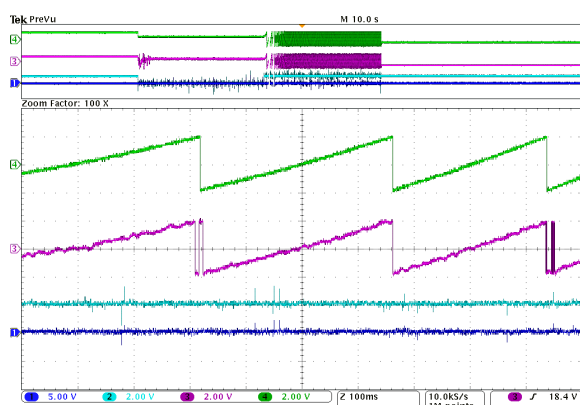
Estimovaná poloha rotoru je dále pomocí časové derivace převedena na rychlost motoru  $\omega_{re}$ .



Obr. 5.25 Blokové schéma – estimace polohy – Kalman filtr

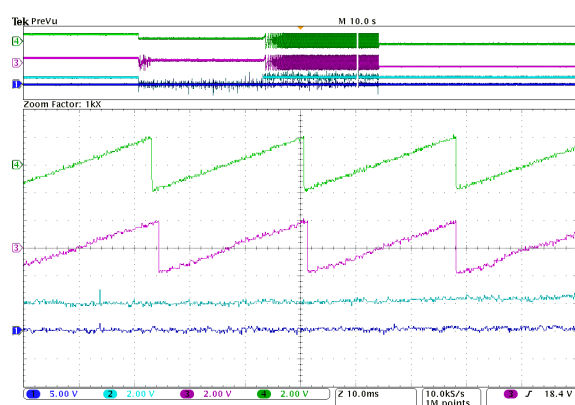
U Kalmanova filtru, dle předešlého popisu, je možné ladit matice Q a R. Jelikož se jedná o jednoduchý model, jsou matice jednorozměrné, popřípadě obsahují shodné nebo nulové hodnoty, tedy v důsledku se nastavují pouze dvě skalární čísla v programu označeny q a r.

Oproti fázovému závěsu není nutné hodnoty q a r přeladovat se vzrůstající rychlostí a přesto jsou zachovány uspokojivé vlastnosti jak v nízkých, tak vysokých otáčkách viz Obr. 5.26 a Obr. 5.27. Fázový posuv estimované polohy vůči skutečné vlivem využití vstupní pásmové propusti Kalmanův filtr neřeší. Na oscilogramech je tento jev zkompenzován pomocí jednoduchého přírůstku v závislosti na rychlosti motoru viz (5.15). Co se týče zarušení užitečného pásma pro estimaci se Kalmanův filtr z pohledu rotorového proudu chová shodně. Naproti tomu z pohledu statoru je náchylný na jakékoliv rušení, jak poukazují testy na Obr. 5.28 a Obr. 5.29.



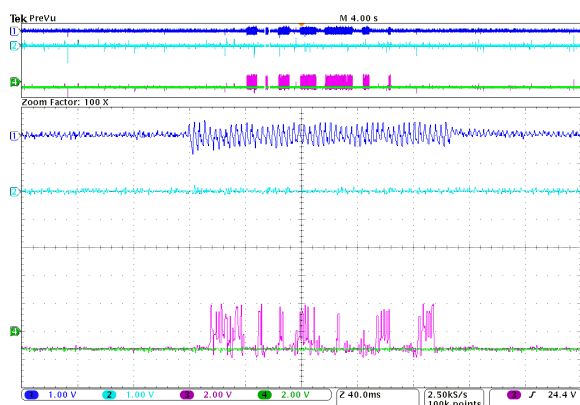
Obr. 5.26 Oscilogram – rozjezd pohonu – nízké otáčky

k1: proud statoru v ose d  $I_{sd}$  [30A/d], k2: proud statoru v ose q  $I_{sq}$  [75A/d], k3: estimovaná poloha rotoru  $\vartheta_e$  [180°/d], k4: skutečná poloha rotoru  $\vartheta$  [180°/d]



Obr. 5.27 Oscilogram – rozjezd pohonu – vysoké otáčky s kompenzací

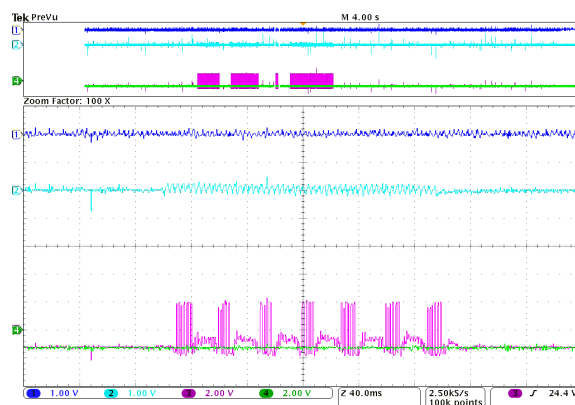
k1: proud statoru v ose d  $I_{sd}$  [30A/d], k2: proud statoru v ose q  $I_{sq}$  [75A/d], k3: estimovaná poloha rotoru  $\vartheta_e$  [180°/d], k4: skutečná poloha rotoru  $\vartheta$  [180°/d]



Obr. 5.28 Oscilogram – vliv zarušení d-složky při zasynchronizované estimaci

$$q = 1, r = 0,1, f_s = 0\text{Hz}$$

k1: proud statoru v ose d  $I_{sd}$  [30A/d], k2: proud statoru v ose q  $I_{sq}$  [30A/d], k3: estimovaná poloha rotoru  $\vartheta_e$  [180°/d], k4: skutečná poloha rotoru  $\vartheta$  [180°/d]



Obr. 5.29 Oscilogram – vliv zarušení q-složky při zasynchronizované estimaci

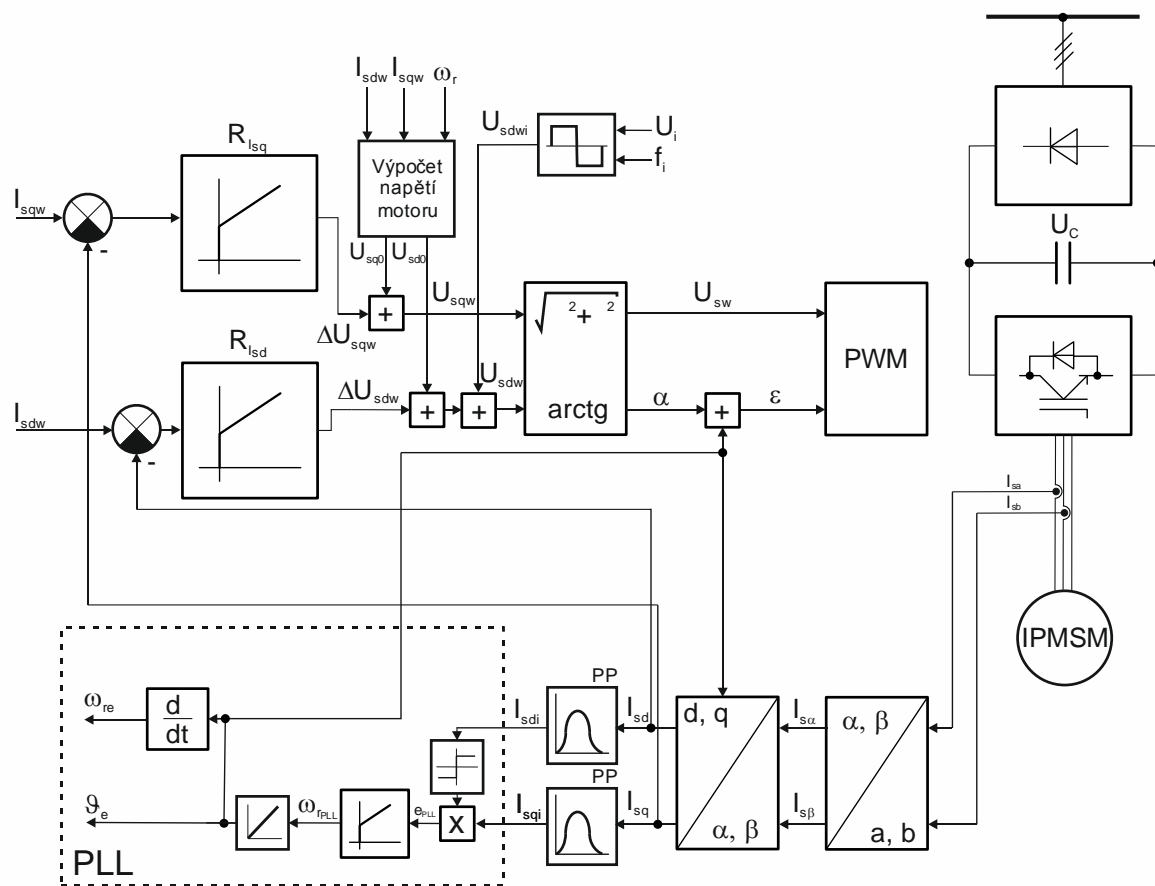
$$q = 1, r = 0,1, f_s = 0\text{Hz}$$

k1: proud statoru v ose d  $I_{sd}$  [30A/d], k2: proud statoru v ose q  $I_{sq}$  [30A/d], k3: estimovaná poloha rotoru  $\vartheta_e$  [180°/d], k4: skutečná poloha rotoru  $\vartheta$  [180°/d]

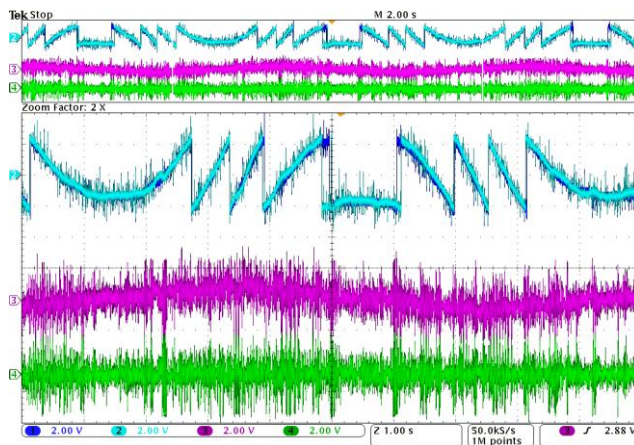
## 5.4 Bezsenzorová estimace polohy IPMSM – princip detekce anizotropie

Injektážní princip estimace polohy rotoru motoru, tj. vyhodnocení polohy rotoru s využitím pomocného budícího signálu a anizotropie magnetického obvodu stroje, je možný i u koncepce motoru buzeného vnitřními permanentními magnety – zde je využíváno rozdílné magnetické vodivost po obvodu vzduchové mezery. Následující text stručně popisuje teorii zkoumaného estimátoru a hlouběji se pak věnuje specifickým vlastnostem motoru s proměnnou vzduchovou mezerou. Kapitola uvádí jak simulační, tak experimentální výsledky na postaveném laboratorním prototypu pohonu.

Vzhledem k významně proměnné vzduchové mezeře obsahuje statorový proud IPMSM složky, které nesou informaci o poloze rotoru. Úloha je však o řád těžší, jelikož zde není přítomný signál z rotoru pro jednoduchou demodulaci. Výhodou je naopak nízká indukčnost statorového vinutí, a tak možnost injektování vysokých frekvencí (typicky 0,6 – 2kHz), z čehož plynou výhody jako vyšší odstup užitečného signálu od frekvencí souvisejících s vlastním řízením pohonu a lepší vlastnosti filtru (rozsah frekvencí, který je nutný k demodulaci, je malý v porovnání se středovou frekvencí filtru, tedy dochází k malému fázovému posuvu estimované polohy i pro vyšší rychlosti). Dle současného stavu poznání v problematice injektážních metod pro motor s povrchovými permanentními magnety (u tohoto typu konstrukce je obecně nutná vyšší citlivost estimační metody z důvodu nižších anizotropií magnetického obvodu) byla vybrána varianta v rotujícím souřadném systému  $d, q$ , kde metoda regulace na nulovou regulační odchylku zajišťuje nejlepší možné vlastnosti estimace pro nízké rozdíly vodivostí v osách  $d, q$ . Blokové schéma takové varianty uvádí Obr. 5.30. Základem je opět vektorové řízení v kartézských souřadnicích, kde je do signálu napětí v ose  $d$  přidáván signál o vyšší frekvenci  $f_i$ . Injektování napěťového signálu je vybráno z důvodu možnosti injektování vyšších frekvencí, jelikož u proudového signálu by zde bylo omezení z hlediska frekvenčních charakteristik proudových regulátorů. Ze stejného důvodu navýšení frekvence injektování, což má vliv na výhodnější návrh filtru PP a odstup od základních frekvencí pohonu, byl zvolen obdélníkový injektovaný signál, kde je možné dosáhnout jeho frekvence rovné až polovině spínací frekvence, bez toho, aby to nějakým negativním způsobem ovlivnilo estimaci. Osa  $d$  je zvolena z pohledu minimalizace vlivu na klasický chod pohonu, jelikož při správné estimaci polohy, nevzniká žádná pulzační složka momentu z důvodu injektování. Vyhodnocení vlastní polohy je prováděno fázovým závěsem, který se synchronizuje na nulový proud v ose  $q$ . Základní signály proudů jsou opět filtrovány pásmovou propustí. Chybový signál je jednoduše skládán z proudu  $I_{sqi}$  a polarity  $I_{sdi}$ . Za touto jednoduchou operací stojí poměrně složitá teorie, kterou podrobně rozebírá např. práce [23]. Důležitou vlastností je fakt, že polarita výsledného chybového signálu má stabilní pracovní body rozmístěné po  $180^\circ$ el., tedy touto technikou není možné určit polaritu v ose  $d$ , což je ovšem společná vlastnost injektážních metod pro synchronní motor s permanentními magnety, pokud není nějakým způsobem možné vyhodnotit sycení magnetického obvodu v jednotlivých směrech. Uváděné řízení bylo implementováno a odzkoušeno na motoru s vnitřními permanentními magnety viz příloha č. 1 a Tab. 4.3. Jako pásmová propust byl opět pužit IIR filtr se středovou frekvencí  $f_i$  a šířkou propustného pásma 100Hz. Výsledek reverzace otáček při nízké rychlosti analyzuje Obr. 5.31.



Obr. 5.30 Blokové schéma – injektážní technika pro IPMSM – rotující souřadný systém d, q



Obr. 5.31 Oscilogram – reverzace pohony – nízké otáčky

k1: skutečná poloha rotoru  $\theta$  [144°/d], k2: estimovaná poloha rotoru  $\theta_e$  [144°/d], k3: úhlová rychlost rotoru  $\omega_{rPLL}$  [25rad.s<sup>-1</sup>/d], k4: chyba polohy vstupující do PLL  $e_{PLL}$  [-]

Při zaměření na specifika motoru s vnitřními permanentními magnety. Oproti motoru s povrchovými magnety se zde uplatňují významně efekty spjaté se sycením magnetického obvodu (změna vlastních a vzájemných indukčností v jednotlivých osách) a harmonické satorového toku.

Zprv je pozornost soustředěna pouze na efekt sycení mg. obvodu. Pro principiální náhled bylo vycházeno z rovnice motoru pro vysoké frekvence v systému d, q (5.2), kde

$$\begin{aligned}\psi_{sd} &= L_{sd} I_{sd} \\ \psi_{sq} &= L_{sq} I_{sq}.\end{aligned}\quad (5.25)$$

Pokud je uvažováno injektování do reálné osy d (princip tzv. pulzujících injektází při zavěšeném estimátoru) signálu ve tvaru:

$$U_{sdi} = A_i \cos(\omega_i t). \quad (5.26)$$

Dostáváme:

$$\begin{aligned}A_i \cos(\omega_i t) &= L_{sd} dI_{sd} / dt \\ 0 &= L_{sq} dI_{sq} / dt.\end{aligned}\quad (5.27)$$

Zde je opět zřejmé, že injektovaný signál při zavěšeném estimátoru produkuje pouze proud v ose d. Demodulační technika je tedy založena opět na hledání nulového proudu osou q.

Při uvažování počátečního stavu, kdy je injektováno do osy  $\alpha$  a motor se točí  $\rightarrow$  úhel mezi estimovaným a reálným systémem je proměnný dle otáčení stroje:

$$\begin{aligned}U_{sai} &= A_i \cos(\omega_i t) \\ U_{sbi} &= 0.\end{aligned}\quad (5.28)$$

Po transformaci složek do systému d, q:

$$\begin{aligned}U_{sdi} &= U_{sai} \cos(\mathcal{G}) + U_{sbi} \sin(\mathcal{G}) \\ U_{sqi} &= -U_{sai} \sin(\mathcal{G}) + U_{sbi} \cos(\mathcal{G}).\end{aligned}\quad (5.29)$$

Je získán po dosazení do (5.2) vztah:

$$\begin{aligned}A_i \cos(\omega_i t) \cos(\mathcal{G}) &= d\psi_{sd} / dt \\ -A_i \cos(\omega_i t) \sin(\mathcal{G}) &= d\psi_{sq} / dt.\end{aligned}\quad (5.30)$$

Pro řešení dalších výpočtů byla s výhodou použita možnost v Matlabu řešit symbolické rovnice. Následujícím krokem je tedy integrace dané rovnice, jejíž realizace v kódu m-file je naznačena zde:

```
Psi_d=int(u_sdi,t);
Psi_q=int(u_sqi,t);
```

Vypočtené toky byly dosazeny do vztahu (5.25) a dále vypočteny proudy v jednotlivých osách ze soustavy rovnic. Řešení pomocí symbolické matematiky v prostředí matlabu:

```
[Id,Iq] = solve(rovnicel,rovnice2,Id,Iq);
```

Kde „rovnicel“ je první část (5.25), tj. rovnice pro  $\psi_{sd}$ , a „rovnice2“ je druhou částí pro  $\psi_{sq}$ .

Po opětovné transformaci do stojícího systému dle:

$$\begin{aligned}I_{sai} &= I_{sdi} \cos(-\mathcal{G}) + I_{sqi} \sin(-\mathcal{G}) \\ I_{sbi} &= -I_{sdi} \sin(-\mathcal{G}) + I_{sqi} \cos(-\mathcal{G})\end{aligned}\quad (5.31)$$

lze získat předpis statorového proudu v ose  $\alpha$  ve tvaru:

$$I_{sai} = \frac{A_i \sin(\omega_i t)}{\omega_i L_{sd} L_{sq}} L_{sq} \cos^2(\mathcal{G}) + L_{sd} \sin^2(\mathcal{G}). \quad (5.32)$$

V případě, že u reálného motoru se indukčnosti mění v závislosti na jednotlivých složkách statorových proudů. Dochází nejčastěji k poklesu rozdílu indukčností, tedy  $L_{sq}$  se vzrůstajícím prou-

dem  $I_{sq}$  klesá. Vliv na estimační proces je naznačen vykreslením statorového proudu  $I_{s\alpha i}$  pro různé poměry indukčností viz Obr. 5.32. Pokud by se indukčnosti takřka, nebo dokonce zcela, vyrovnali, byla by estimace obtížná až dokonce teoreticky nemožná (obálka proudu v ose  $\alpha$  dle (5.32), by se stala konstantní a estimátor by nebyl schopen zavěšení). Tento fakt také poukazuje následující vztah pro proud v ose  $q$  při uvažování obecného systému  $d_i, q_i$  před zavěšením estimátoru na reálný systém  $d, q$ :

$$I_{sqi} = \frac{A_i \sin(\omega_i t)}{\omega_i L_{sd} L_{sq}} (L_{sd} - L_{sq}) \sin(\vartheta_i - \vartheta) \cos(\vartheta_i - \vartheta). \quad (5.33)$$

Při rovnosti indukčností je proud v ose  $q$  nulový bez ohledu na polohu injektovaného signálu. Tento vztah vznikl analogicky dle odvození rovnice (5.32) ovšem injektováno je do systému  $d_i, q_i$  z něhož se složky transformují do systému  $d, q$  pomocí rozdílu jednotlivých úhlů  $\vartheta_i - \vartheta$ . Nakonec není nutná transformace do stojícího systému.

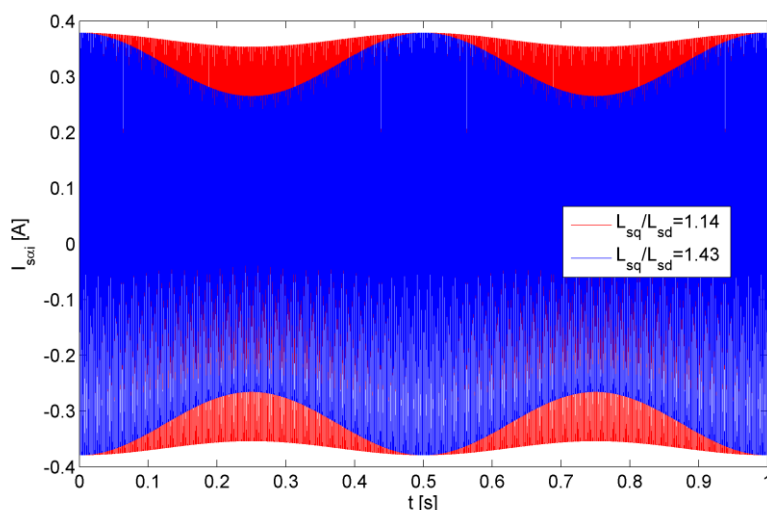
Při rozšíření úvah i na efekt vzájemných indukčností, platí pro statorové toky a pro vysoké frekvence následující:

$$\begin{aligned} \psi_{sd} &= L_{sd} I_{sd} + L_{sdq} I_{sq} \\ \psi_{sq} &= L_{sq} I_{sq} + L_{sqd} I_{sd}. \end{aligned} \quad (5.34)$$

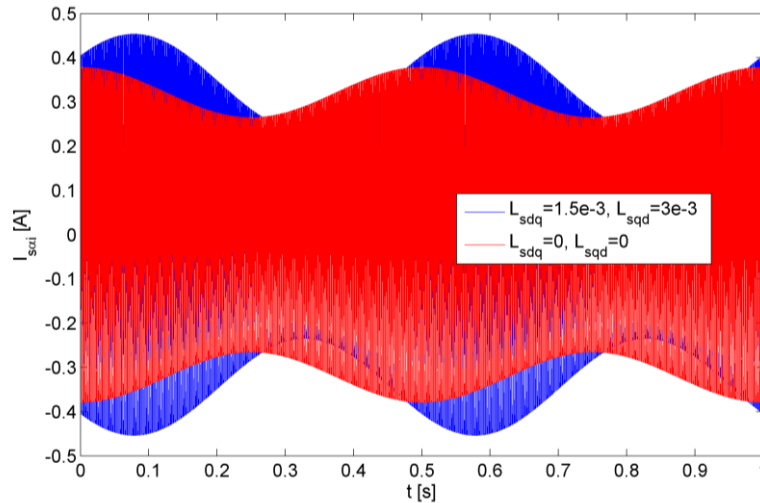
Pro nově definované statorové toky lze opět shodně dle uvedeného postupu pro odvození rovnice (5.32) získat předpis statorového proudu v ose  $\alpha$  ve tvaru:

$$I_{s\alpha i} = \frac{A_i \sin(\omega_i t)}{\omega_i (L_{sd} L_{sq} - L_{sdq} L_{sqd})} L_{sq} \cos^2(\vartheta) + L_{sd} \sin^2(\vartheta) + (L_{sdq} + L_{sqd}) \sin(\vartheta) \cos(\vartheta). \quad (5.35)$$

Grafická reprezentace tohoto vztahu pro nulové a nenulové hodnoty ( $L_{sdq} = 1,5\text{mH}$ ,  $L_{sqd} = 3\text{mH}$ ) je na Obr. 5.33.



Obr. 5.32 Výsledky simulace – injektážní princip – vliv rozdílu indukčností – proud  $I_{s\alpha i}$



Obr. 5.33 Výsledky simulace – injektážní princip – vliv vzájemných indukčností proud  $I_{sqi}$

Zde je zjevné, že extrém obálky nesouhlasí s polohou osy  $d$ , a tak se estimátor může zavěsit mimo hledanou osu. Vzniká tak chybný offset v estimované poloze.

Je zjevné, že krom umístění extrémů obálky je také ovlivněn její rozkmit (vliv změny rozdílnosti indukčnosti v jednotlivých osách), což může mít také negativní následek na estimaci polohy z výše uvedeného důvodu u části věnované vlivu saturace  $m_g$  obvodu. Prokázáno je to vztahem (5.36), který analogicky se vztahem (5.33) popisuje proud v ose  $q$  při nezavěšeném estimátoru ( $d_i, q_i$  se neshoduje s reálným systémem  $d, q$  o úhel  $\vartheta_i - \vartheta$ ) ovšem se zahrnutím vzájemných indukčností.

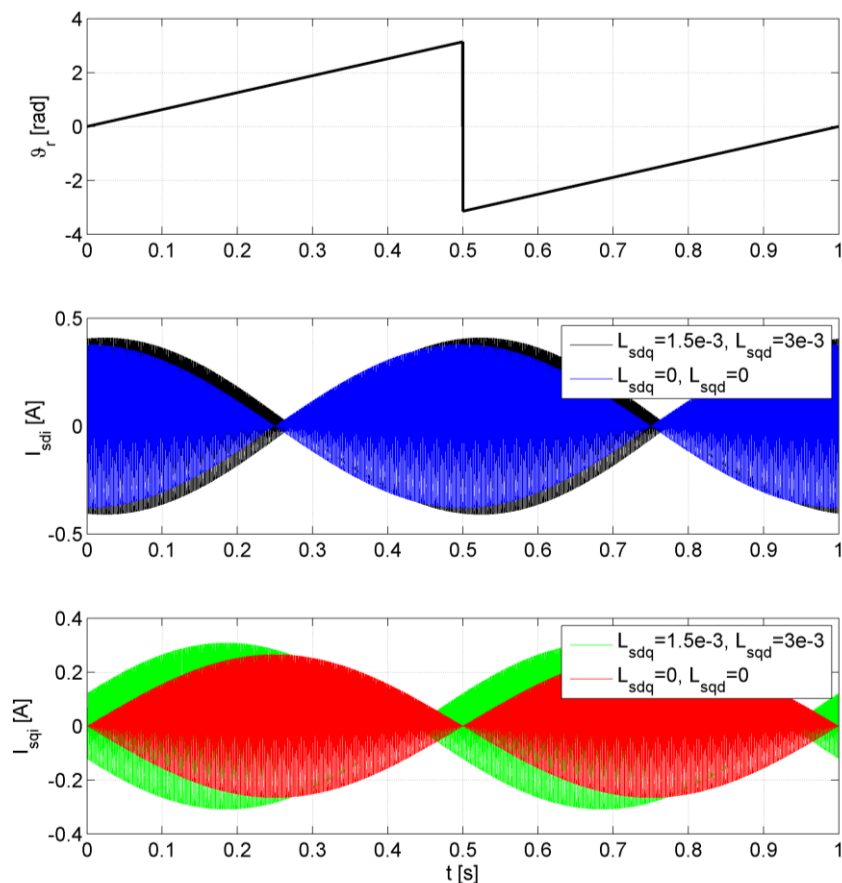
$$I_{sqi} = \frac{A_i \sin(\omega_i t)}{\omega_i (L_{sd} L_{sq} - L_{sdq} L_{sqd})} (L_{sd} - L_{sq}) \sin(\vartheta_i - \vartheta) \cos(\vartheta_i - \vartheta) + L_{sdq} \sin^2(\vartheta_i - \vartheta) - L_{sqd} \cos^2(\vartheta_i - \vartheta) \quad (5.36)$$

Tento jev graficky znázorňuje následující Obr. 5.34.

Teoreticky zkoumané jevy byly analyzovány i na reálném prototypu synchronního motoru. V první variantě byly provedeny testy jak s motorem s povrchovými magnety ( $P_{mN} = 10,7\text{kW}$ ), tak s motorem s vnitřními magnety viz příloha č. 1 popř. Tab. 4.3. Motor s povrchovými permanentními magnety byl testován dle teoretického podkladu, a to tak, že je „vysokofrekvenční“ signál injektován do osy  $\alpha$  stojícího systému a s motorem je točeno za pomoci mechanicky spárovaného zatěžovacího asynchronního motoru. Dále byly provedeny experimenty s plným estimátorem typu fázového závěsu, kde je kontrolována estimovaná poloha rotoru a skutečná poloha z optického absolutního čidla polohy. Motor s vnitřními permanentními magnety prošel stejným testem, a protože nebylo možné zatěžovacím strojem dosáhnout přetížení, byl motor zabrzděn a test byl proveden také tak, že bylo s injektovaným vektorem pootáčeno frekvencí  $f_{si} = 1\text{Hz}$  a motor byl přetížen na 1,65 násobek jmenovitého momentu.

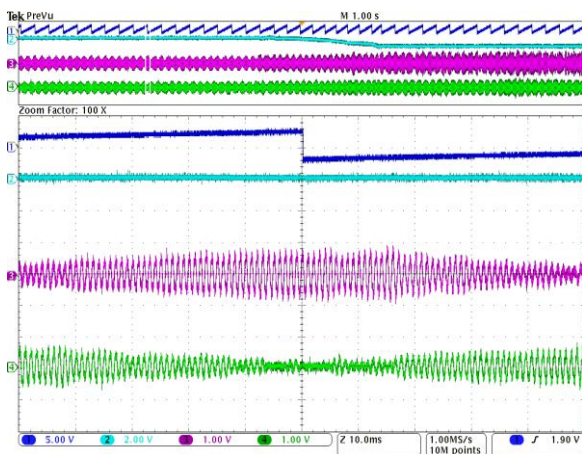
Dané experimenty, jejichž výsledky uvádí oscilogramy Obr. 5.35 – Obr. 5.42, byly provedeny za následujících společných podmínek:  $T_{reg} = 125\mu\text{s}$ ,  $A_i = 10\text{V}$ ,  $f_i = 1\text{kHz}$ ,  $K_{pPLL} = 700$ ,  $T_{rPLL} = 0,09\text{s}$ .





Obr. 5.34 Výsledky simulace – injektážní princip – vliv vzájemných indukčností proudy  $I_{sdi}$ ,  $I_{sqi}$

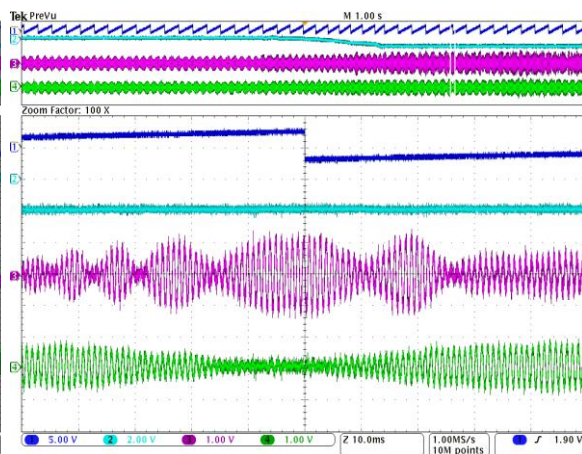
U motoru s povrchovými magnety (magnety jsou zapuštěny do železa rotoru, projevují se tak zde částečně vlastnosti vyjádřeného rotoru) dochází k výraznému vlivu vzájemných indukčností, jelikož estimovaná poloha i odezvové proudy vykazují posuv vůči skutečné poloze rotoru, a to i v oblasti do jmenovitého zatížení. Obr. 5.35 uvádí nezatížený motor s takřka nulovou chybou estimace. Naproti tomu Obr. 5.36 poukazuje na posuv proudové odezvy.



Obr. 5.35 Oscilogram – proudové odezvy PMSM – nezatížený motor

$f_s = 5 \text{ Hz}$

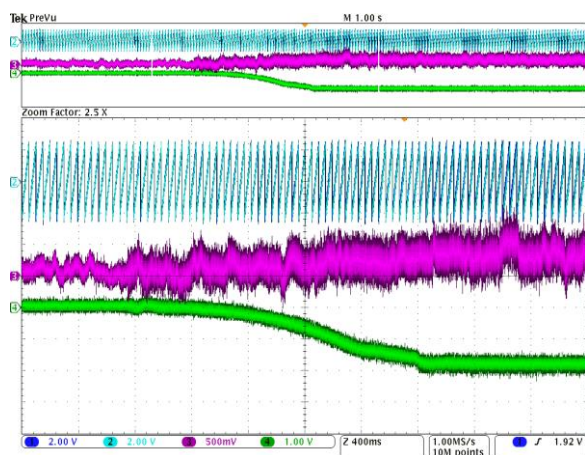
k1: skutečná poloha rotoru  $\vartheta$  [ $72^\circ/\text{V}$ ], k2: moment  $M$  [ $20\text{Nm}/\text{V}$ ], k3: proud  $I_{sdi}$  [ $0,7 \text{ A}/\text{V}$ ], k4: proud  $I_{sqi}$  [ $0,7 \text{ A}/\text{V}$ ]



Obr. 5.36 Oscilogram – proudové odezvy PMSM – zatížený motor

$f_s = 5 \text{ Hz}$

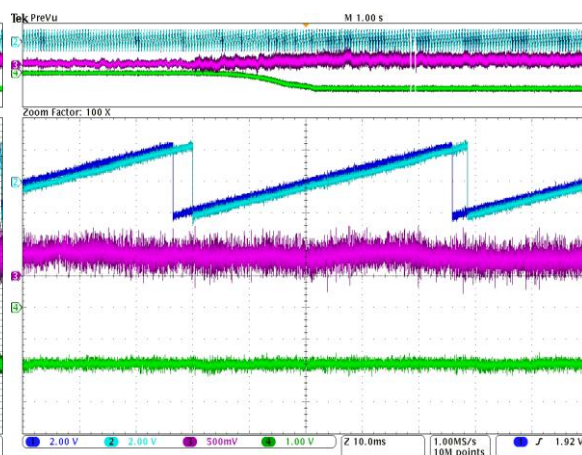
k1: skutečná poloha rotoru  $\vartheta$  [ $72^\circ/\text{V}$ ], k2: moment  $M$  [ $20\text{Nm}/\text{V}$ ], k3: proud  $I_{sdi}$  [ $0,7 \text{ A}/\text{V}$ ], k4: proud  $I_{sqi}$  [ $0,7 \text{ A}/\text{V}$ ]



Obr. 5.37 Oscilogram – vliv zatížení PMSM

$f_s = 5 \text{ Hz}$

k1: skutečná poloha rotoru  $\vartheta$  [72°/V], k2: estimovaná poloha rotoru  $\vartheta_e$  [72°/V], k3: chyba estimované polohy  $\Delta\vartheta$  [72°/V], k4: moment M [20Nm/V]



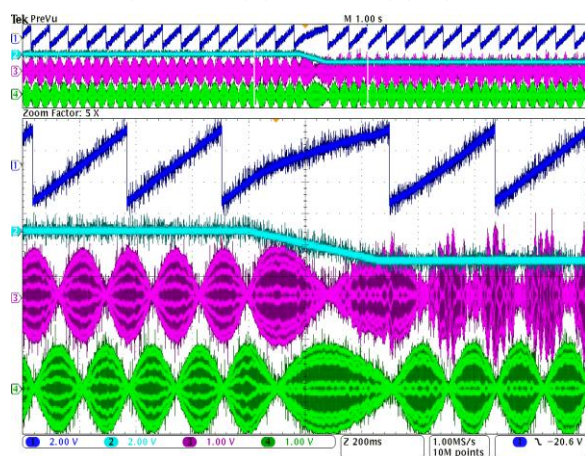
Obr. 5.38 Oscilogram – vliv zatížení PMSM – detail

$f_s = 5 \text{ Hz}$

k1: skutečná poloha rotoru  $\vartheta$  [72°/V], k2: estimovaná poloha rotoru  $\vartheta_e$  [72°/V], k3: chyba estimované polohy  $\Delta\vartheta$  [72°/V], k4: moment M [20Nm/V]

Shodné vlastnosti ukazují Obr. 5.37 a Obr. 5.38 s celým estimátorem, kde se zatížením roste chyba estimované polohy.

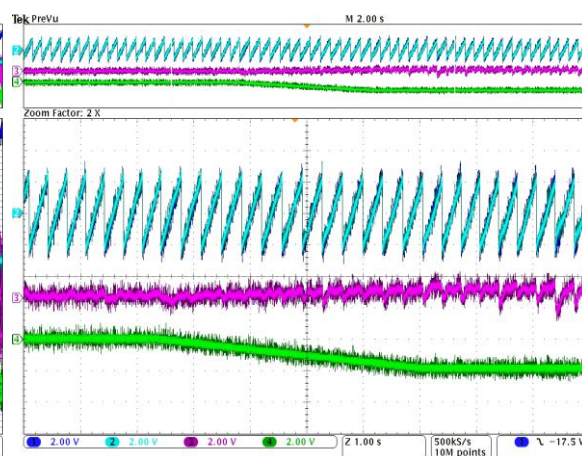
Stejné vlastnosti byly objeveny u motoru s vnitřními magnety do jmenovitého momentu, viz Obr. 5.39 a Obr. 5.40. Doplněním je test na Obr. 5.41 a Obr. 5.42, kde je motor zabrzděn a přetížen na 1,65 násobek jmenovitého momentu. Proudové odezvy  $I_{sdi}$ ,  $I_{sqj}$  ukazují i na změnu poměru indukčností, jelikož se jejich vrcholy při přetížení téměř srovnaly.



Obr. 5.39 Oscilogram – vliv zatížení IPMSM – proudové odezvy

$f_s = 3 \text{ Hz}$

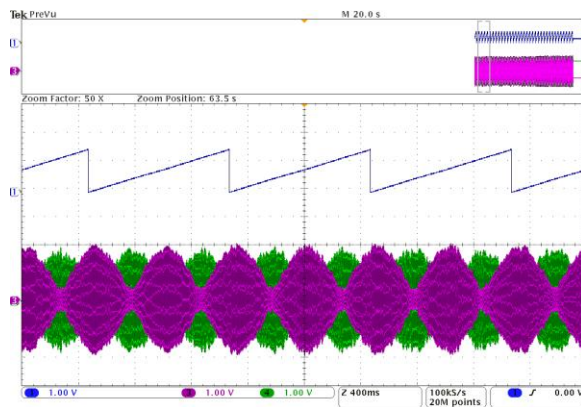
k1: skutečná poloha rotoru  $\vartheta$  [72°/V], k2: moment M [20Nm/V], k3: proud  $I_{sdi}$  [0,16 A/V], k4: proud  $I_{sqj}$  [0,16 A/V]



Obr. 5.40 Oscilogram – vliv zatížení IPMSM – chyba polohy

$f_s = 3 \text{ Hz}$

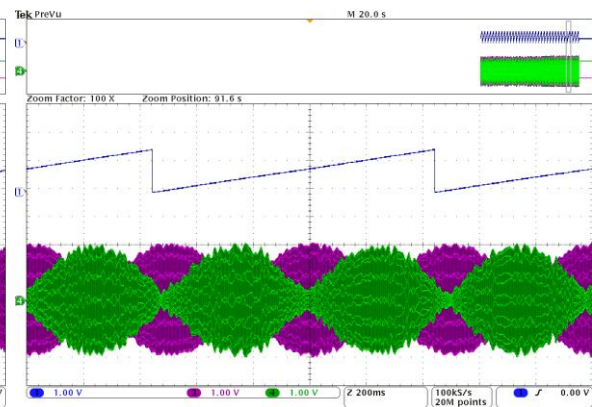
k1: skutečná poloha rotoru  $\vartheta$  [72°/V], k2: estimovaná poloha rotoru  $\vartheta_e$  [72°/V], k3: chyba estimované polohy  $\Delta\vartheta$  [72°/V], k4: moment M [20Nm/V]



Obr. 5.41 Oscilogram – vliv zatížení IPMSM – nezatížený motor

$$f_{si} = 1 \text{ Hz}, I_{sq} = 0 \text{ A}$$

k1: poloha systému  $d_r, q_i, \theta_i$  [ $240^\circ/\text{V}$ ], k3: proud  $i_{sd}$  [0,12 A/V], k4: proud  $i_{sq}$  [0,12 A/V]



Obr. 5.42 Oscilogram – vliv zatížení IPMSM – 1,65 násobek jmenovitého momentu

$$f_{si} = 1 \text{ Hz}, I_{sq} = 19 \text{ A}$$

k1: poloha systému  $d_r, q_i, \theta_i$  [ $240^\circ/\text{V}$ ], k3: proud  $i_{sd}$  [0,12 A/V], k4: proud  $i_{sq}$  [0,12 A/V]

## 5.5 Bezsenzorová estimace polohy IPMSM – matematický model

Z důvodu reálné konstrukce motory s vnitřními permanentními magnety obsahují harmonické v magnetickém toku stroje. Z hlediska měření parametrů a nesymetrií může být výhodnější použít model v a, b, c souřadnicích. Jako implementační algoritmus byl vybrán rozšířený Kalmanův filtr v redukované formě z důvodu snížení výpočetní náročnosti v reálném čase. Následující text stručně popisuje teorii zkoumaného estimátoru a uvádí vybrané experimentální výsledky na postaveném laboratorním prototypu pohonu.

Vybraný estimátor je založen na modelu v a, b, c souřadnicích dle rovnic (2.2) a (2.8). Jako stavové veličiny využívá pouze úhlovou rychlost a polohu rotoru viz vektor stavu:

$$x_t = [\omega_r, \mathcal{G}]. \quad (5.37)$$

Po diskretizaci pomocí Eulerovy metody jsou stavové rovnice dány:

$$\begin{aligned} \omega_{t+1} &= \omega_t + \xi_{\omega_t} \\ \mathcal{G}_{t+1} &= \mathcal{G}_t + \omega_t \Delta t + \xi_{\mathcal{G}_t}. \end{aligned} \quad (5.38)$$

Vektor měření obsahuje toky jednotlivých fázových proudů dle (2.8):

$$y_t = [\psi_{i_{sa}}, \psi_{i_{sb}}, \psi_{i_{sc}}]. \quad (5.39)$$

Predikce pro jednotlivé toky jsou počítány opět dle Eulerovy formule:

$$\begin{aligned} \psi_{i_{sa},t+1} &= \psi_{i_{sa},t} + (u_{sa} - R_s i_{sa} - u_{ia}) \Delta t + \xi_{a_t} \\ \psi_{i_{sb},t+1} &= \psi_{i_{sb},t} + (u_{sb} - R_s i_{sb} - u_{ib}) \Delta t + \xi_{b_t} \\ \psi_{i_{sc},t+1} &= \psi_{i_{sc},t} + (u_{sc} - R_s i_{sc} - u_{ic}) \Delta t + \xi_{c_t}, \end{aligned} \quad (5.40)$$

Vlastní algoritmus Kalmanova filtru pracuje dle standardních rovnic:

$$\begin{aligned}
\mathbf{P}_t^- &= \mathbf{A}\mathbf{P}_{t-1}^+\mathbf{A}^T + \mathbf{Q}_t \\
\mathbf{K}_t &= \mathbf{P}_t^- \mathbf{C}_t (\mathbf{C}_t \mathbf{P}_t^- \mathbf{C}_t^T + \mathbf{R})^{-1} \\
\mathbf{P}_t^+ &= (\mathbf{I} - \mathbf{K}_t \mathbf{C}_t) \mathbf{P}_t^- \\
\hat{\mathbf{x}}_t &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_{t-1} + \mathbf{K}_t (y_t - \hat{y}_{t-1}),
\end{aligned} \tag{5.41}$$

kde

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \Delta t & 1 \end{bmatrix} \tag{5.42}$$

Matice pozorování systému:

$$\mathbf{C}_t = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \frac{\partial f_1}{\partial x_2} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_1} & \frac{\partial f_2}{\partial x_2} \\ \frac{\partial f_3}{\partial x_1} & \frac{\partial f_3}{\partial x_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{du_{ia}}{d\omega_r} \Delta t & \frac{d\psi_{isa}}{d\mathcal{G}} - \frac{du_{ia}}{d\mathcal{G}} \Delta t \\ -\frac{du_{ib}}{d\omega_r} \Delta t & \frac{d\psi_{isb}}{d\mathcal{G}} - \frac{du_{ib}}{d\mathcal{G}} \Delta t \\ -\frac{du_{ic}}{d\omega_r} \Delta t & \frac{d\psi_{isc}}{d\mathcal{G}} - \frac{du_{ic}}{d\mathcal{G}} \Delta t \end{bmatrix}, \tag{5.43}$$

kde jednotlivé členy jsou dány derivací rovnic  $f_{1,2,3}$  (5.40) dle veličin vektoru stavu  $x_{1,2}$  (5.37).

Dále kovarianční matice:

$$\mathbf{P}_t = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} \\ p_{21} & p_{22} \end{bmatrix} \tag{5.44}$$

$$\mathbf{Q}_t = \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix} \tag{5.45}$$

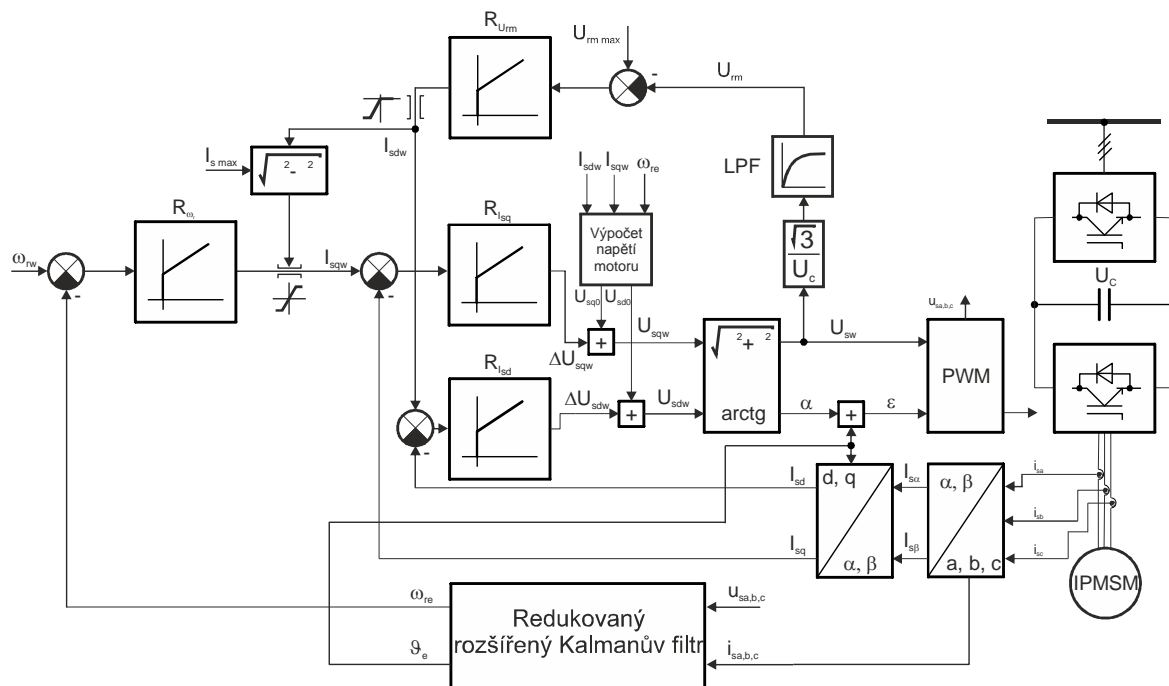
$$\mathbf{R}_t = \begin{bmatrix} r_1 & 0 & 0 \\ 0 & r_1 & 0 \\ 0 & 0 & r_1 \end{bmatrix} \tag{5.46}$$

a matice Kalmanova zesílení:

$$\mathbf{K}_t = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} & k_{13} \\ k_{21} & k_{22} & k_{23} \end{bmatrix}. \tag{5.47}$$

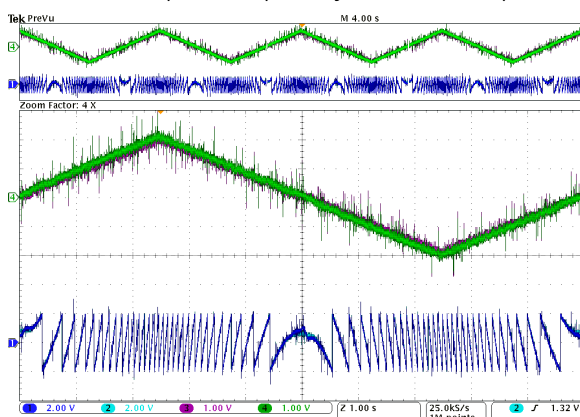
Pro vlastní start estimátoru je tak nutné stanovit počáteční podmínky, které jsou nejčastěji nulové, předpokládá-li se rozjezd pohonu (jedná se o hodnoty úhlové rychlosti rotoru, polohy natočení rotoru, fázové magnetické toky, prvky matice Kalmanova zesílení  $\mathbf{K}$ ), pouze prvky matice  $\mathbf{P}$ , jsou nastaveny na hodnotu 1, což značí předpokládané špatné počáteční nastavení filtru a zapříčiní snahu filtru zkorigovat se. Dále je nutné stanovit prvky kovariančních matic šumu systému  $\mathbf{Q}$  a měření  $\mathbf{R}$   $q_1$ ,  $q_2$  a  $r_1$ , které udávají vlastní chování filtru. Jejich nastavení je provedeno empiricky opakovanými simulacemi s následnou korekcí na reálném prototypu.

Uvedený filtr byl otestován simulačním programem a na reálném laboratorním prototypu. Blokové schéma pohonu uvádí následující obrázek.



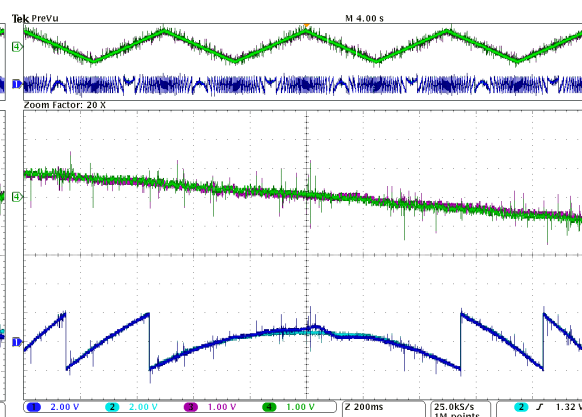
Obr. 5.43 Blokové schéma – Redukovaný rozšířený Kalmanův filtr v a, b, c souřadnicích pro IPMSM

Jedná se opět o vektorové řízení v kartézských souřadnicích s nadřazenou otáčkovou smyčkou. Do estimátoru vstupují měřené proudy a požadovaná fázová napětí z bloku PWM modulátoru (je uvažováno konstantní napětí na kondenzátoru ve stejnosměrném meziobvodu, úbytky na polovodičích jsou kompenzovány úbytkem napětí na příslušném prvku a odporem ve vodivém stavu, který reprezentuje lineárně proloženou V-A charakteristikou prvku, vliv mrtvých časů není kompenzován). Hodnoty statorového odporu a indukovaného napětí jsou použity dle naměřených hodnot pro testovaný motor NY90L-6 (viz indukované napětí dle Obr. 3.1, Obr. 3.2 a hodnota statorového odporu  $R_s = 1,2\Omega$  dle parametrů stroje viz příloha č. 1). Nastavení regulace viz Tab. 4.3 a dále:  $K_{p\omega} = 0,05$ ,  $T_{r\omega} = 0,5s$ ,  $q_1 = 0,1$ ,  $q_2 = 0,000001$ ,  $r_1 = 0,5$ . Oscilogramy na Obr. 5.44 a Obr. 5.45 ukazují reverzaci nezátíženého pohonu po trojúhelníkovém profilu  $\omega_r = \pm 80 \text{ rad/s}$ .



Obr. 5.44 Oscilogram – reverzace pohonu  $\omega_r = \pm 80 \text{ rad/s}$

k1: estimovaná poloha rotoru  $\vartheta_e$  [180°/d], k2: poloha rotoru  $\vartheta$  [180°/d], k3: elektrická úhlová rychlost rotoru  $\omega_r$  [40,8rad.s<sup>-1</sup>/d], k4: estimovaná elektrická úhlová rychlost rotoru  $\omega_{re}$  [40,8 rad.s<sup>-1</sup>/d]



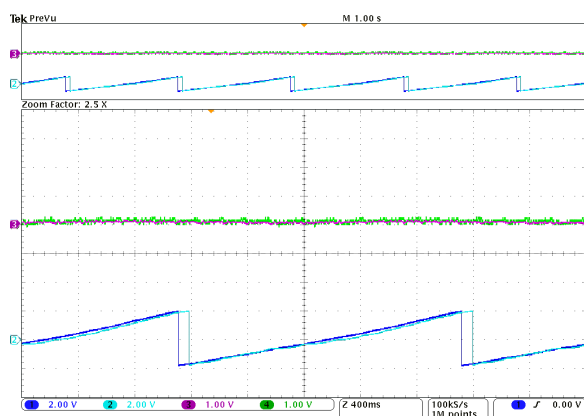
Obr. 5.45 Oscilogram – reverzace pohonu  $\omega_r = \pm 80 \text{ rad/s}$  – detail

k1: estimovaná poloha rotoru  $\vartheta_e$  [180°/d], k2: poloha rotoru  $\vartheta$  [180°/d], k3: elektrická úhlová rychlost rotoru  $\omega_r$  [40,8rad.s<sup>-1</sup>/d], k4: estimovaná elektrická úhlová rychlost rotoru  $\omega_{re}$  [40,8 rad.s<sup>-1</sup>/d]

Je zjevný nárůst chyby v oblasti nulové rychlosti, jelikož metody založené na modelu vykazují singularitu řešení pro nulové rychlosti. Obr. 5.46 a Obr. 5.47 ukazují estimační minimum pro testovaný motor. Odhad vykazuje okolo 20° chybu polohy rotoru. Při této rychlosti, motor krokuje a odhad modelu poskytuje trvalou odchylku z již uvedené nemožnosti estimace při nulové rychlosti. Implementovaný algoritmus vykazuje úsporu výpočetního času o jednu třetinu proti plně verzi Kalmanova filtru. Doba výpočtu redukované verze je 30 $\mu$ s při optimalizovaném kódu pomocí symbolického balíčku v prostředí Matlab.

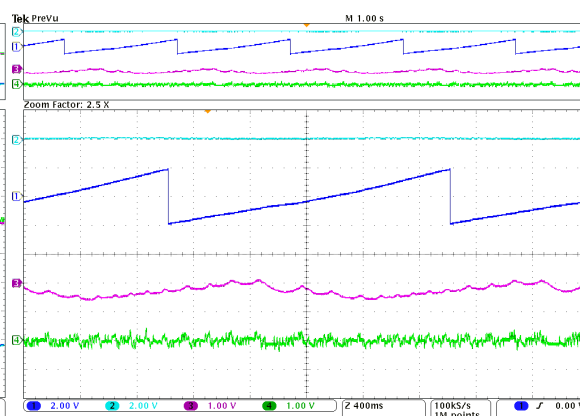
## 5.6 Dílčí závěr

Předešlá kapitola se zabývá vybranými metodami pro určení polohy rotoru daných motorů s vyniklými póly (jinak řečeno, motory s proměnnou magnetickou vodivostí po obvodu stroje). Jako první byla zařazena estimace počáteční polohy WRSM. Tato metoda využívá transformátorové vazby mezi státorem a rotorem. Metoda pro zkoumaný motor vykazuje celkově dostatečnou přesnost estimované polohy ( $< 10^\circ$  elektrických), ovšem pro určitá natočení je přesnost výrazně horší v důsledku měření pouze dvou statorových proudů. Jako rozšiřující řešení je uvedena estimace, která využívá shodnosti konstrukce motoru s konstrukcí analogového absolutního čidla polohy tzv. resolveru, kde jako napájecí „vysokofrekvenční“ signál je chápána 300Hz složka zvlnění rotorového proudu. Tato metoda nemá přídatné požadavky na hardware pohonu od nutných komponent pro vektorové řízení pohonu (shodně jako est. počáteční polohy). Z principu metody je možné určovat polohu i polaritu natočení rotoru. Ovšem vlivem využití pásmové propusti pro vyfiltrování užitečného signálu vzniká zpoždění, a tedy chyba estimované polohy rotoru. Jednoduché vyhodnocení polohy funkcí arkustangens i při idealizovaných podmínkách vykazuje nevhodné skoky v poloze,



Obr. 5.46 Oscilogram – nízká rychlost  $\omega_r = 3,14$  rad/s

k1: estimovaná poloha rotoru  $\vartheta_e$  [180°/d], k2: poloha rotoru  $\vartheta$  [180°/d], k3: elektrická úhlová rychlost rotoru  $\omega_r$  [40,8rad.s<sup>-1</sup>/d], k4: estimovaná elektrická úhlová rychlost rotoru  $\omega_{re}$  [40,8 rad.s<sup>-1</sup>/d]



Obr. 5.47 Oscilogram – nízká rychlost  $\omega_r = 3,14$  rad/s – chyby estimace

k1: poloha rotoru  $\vartheta$  [180°/d], k2: elektrická úhlová rychlost rotoru  $\omega_r$  [81,6 rad.s<sup>-1</sup>/d], k3: chyba polohy rotoru  $\Delta\vartheta_e$  [47°/d], k4: chyba elektrické úhlové rychlosti rotoru  $\Delta\omega_{re}$  [20,4 rad.s<sup>-1</sup>/d]

byl tedy navržen algoritmus se zjednodušeným Kalmanovým filtrem, který vylepšuje vlastnosti fázového závěsu z hlediska automatického přeladování v celém otáčkovém rozsahu metody. Pro správnou funkci estimátoru musí být užitečné pásmo signálu nedotčeno, což platí pro všechny bezsenzorové techniky založené na injektování signálu.

Z estimace polohy rotoru pro IPMSM, byla vybrána dílčí záležitost typická pro dané motory, tedy vliv zatížení. Je známo obecné chování motoru (je zde velká závislost na konstrukčním návrhu motoru), kde při zvýšení zatížení, typicky při 2 a více násobku proudu  $I_{sq}$ , dochází k poklesu indukčnosti v ose  $q$ . To se projeví snížením rozdílu vlastních indukčností v jednotlivých osách. To má za následek zhoršení možnosti estimace, a při jejich vyrovnání, dokonce nemožnost správně identifikovat polohu rotoru. Vlivem změny pracovního bodu pohonu se projevuje také jev vzájemných indukčností (opět závislé od konstrukce motoru). Ty ovlivňují, jak možnost či nemožnost estimace (tedy poměr indukčností v jednotlivých osách), tak způsobují posuv estimované osy  $d_i$  vůči reálné ose stroje  $d$ . Estimovaná poloha poté vykazuje chybu závislou na daném pracovním bodě stroje, dle kterého ji lze kompenzovat přidáním offsetu polohy, jak bylo ukázáno v této práci.

Z důvodu významných harmonických v magnetickém toku IPMSM a s ohledem na změřené parametry modelu v  $a$ ,  $b$ ,  $c$  souřadnicích byl odvozen a odzkoušen redukovaný rozšířený Kalmanův filtr pro daný model. Vzhledem k netransformovanému modelu by plná verze EKF obsahovala pětirozměrný stavový prostor, což vede na dlouhou výpočetní dobu, proto byla použita redukovaná varianta.

## 6 Závěr

Tato dizertační práce se věnuje problematice řízení a regulace synchronních motorů s vyjádřenými póly, kde v návaznosti na tuto problematiku je řešeno také měření parametrů neznámého stroje. Byly zde detailně uvedeny jednotlivé varianty matematického popisu, který je vhodný pro synchronní motory s vyniklými póly. Model v souřadném systému ( $a, b, c$ ) a model v souřadnicích svázaných s rotorem ( $d, q$ ). Každý z těchto modelů vykazuje jisté výhody a nevýhody, které jsou v této práci detailně analyzovány. Vlastnosti a věrohodnost modelů byla ověřena jak simulacemi, tak experimentálními testy na reálném laboratorním prototypu.

Dále byly v návaznosti na potřebu simulace řídicích algoritmů představeny různé metody identifikace parametrů pro jednotlivé modely. Některé zkoumané metody byly majoritně převzaty a byly pro ně navrženy různé úpravy a zjednodušení. Hlavním těžištěm této práce je model v  $a, b, c$  souřadnicích a navržené metody identifikace jeho parametrů. Metody identifikace parametrů modelů zkoumané a navržené v této práci byly inspirovány paralelním vývojem bezsensorového řízení na principu detekce anizotropie magnetického obvodu motorů s vyniklými póly, jež jsou předmětem této disertační práce. K modelu ve fázových souřadnicích  $a, b, c$  bylo přistoupeno po sérii měření, kde se ukázalo, že model v rotujících souřadnicích není dostatečně obecný pro motory s harmonickými v magnetickém toku  $a$  i  $z$  hlediska měření parametrů představuje náročnější a méně přesnou variantu.

V další části práce byly zkoumány varianty optimalizace pracovního bodu el. motoru dle stanoveného kritéria maximálního momentu a návrh příslušných regulačních obvodů pro nejpoužívanější variantu vektorového řízení v kartézských souřadnicích, jakožto návaznost na vyvíjený kolový pohon se synchronním motorem s povrchovými permanentními magnety. Pro oba zkoumané typy motorů (WRSM a IPMSM) byl prozkoumán celý otáčkový rozsah z pohledu možných pracovních bodů pomocí velmi pomalých simulačních dějů. Výsledkem této práce jsou optimalizační trajektorie pracovních bodů pohonu, na jejichž základě byly sestaveny regulační algoritmy. Tyto schémata byly ověřeny jak simulačně, tak i na postavených laboratorních prototypch pohonů s WRSM a IPMSM.

V polední části této disertační práce byly představeny vybrané metody pro určení polohy rotoru daných zkoumaných motorů. Jako první byla zařazena navržená estimace počáteční polohy WRSM, kde vznikl požadavek řídit tento motor bez použití absolutního čidla polohy, ale pouze s klasickým inkrementálním typem čidla na rotoru. Tato metoda využívá transformátorové vazby mezi statorem a rotorem, kdy proudovým pulzem v rotorovém vinutí je vybudena odezva ve zkratovaném statorovém vinutí, která nese informaci o poloze rotoru. Tato velmi jednoduchá metoda dala teoretický základ pro rozšiřující řešení v podobě estimace, která využívá analogie konstrukce zkoumaného synchronního motoru s konstrukcí analogového absolutního čidla polohy tzv. resolve-



ru, kde jako napájecí „vysokofrekvenční“ signál je chápána 300Hz složka zvlnění rotorového (budicího) proudu. Z principu metody je možné určovat polohu i polaritu natočení rotoru, ovšem vzhledem k nízké frekvenci budicího signálu není možná spolehlivá estimace v celém otáčkovém rozsahu zkoumaného stroje. Pro motor s vnitřními permanentními magnety byla simulačně i experimentálně odzkoušena varianta tzv. pulzujících injektáží s velmi perspektivním obdélníkovým budícím signálem. Zde byly hlavně zkoumány vlivy fenoménů motorů s vyjádřenými póly, tedy vliv magnetické saturace a vzájemných indukčností. Teoreticky i prakticky byl dokázán zásadní vliv na přesnost dané estimace a v rámci tohoto zkoumání vznikl nástroj v podobě vektorového regulátoru, který injektuje do motoru signál o vyšší frekvenci pro detekci těchto vlastností bez nutnosti implementace a naladění celého bezsensorového řízení. Na závěr byla představena varianta bezsensorového estimatoru polohy rotoru s Kalmanovým filtrem, který obsahuje matematický model ve fázových souřadnicích. Zde je prezentován redukovaný návrh, který snižuje nárok na výpočetní náročnost. Z pohledu vybraného matematického modelu je možné reprezentovat veškeré nesymetrie a harmonické magnetického obvodu stroje.

## 6.1 Hlavní přínosy práce

- Definice vhodných matematických modelů motoru, které jsou použitelné pro daný typ konstrukce s vydefinováním podmínek, za jakých jsou použitelné či výhodné.
- Návrh, simulace, implementace a experimentální ověření metod identifikace (měření) rozsáhlých parametrů modelu motoru, obvykle v celém rozsahu řízení stroje.
- Vytvoření a verifikace simulačních modelů jak WRSM, tak IPMSM s příslušnými navrženými algoritmy optimálního řízení a regulace v jazyce C a Matlab/Simulink/Plex.
- Stavba experimentálních laboratorních prototypů pohonů jak s WRSM, tak IPMSM s příslušnými navrženými a implementovanými algoritmy optimálního řízení a regulace v jazyce C do signálového procesoru.
- Návrh, simulace, implementace a experimentální ověření bezsensorových metod pro WRSM i IPMSM, včetně jednoduchého nástroje pro detekci vlastností jednotlivých motorů např. pro kompenzaci chyby estimace polohy vlivem sycení magnetického obvodu.
- Zpracování rozsáhlého a uceleného náhledu na specifické vlastnosti regulovaných pohonů se synchronními motory s vyjádřenými póly. Z výsledků této práce lze přímo vycházet při projekčním návrhu i návrhu řízení náročných pohonů se synchronními motory s vyjádřenými póly.

## 6.2 Perspektivní směry dalšího výzkumu

Z hlediska modelování a identifikace (měření) parametrů modelů daných motorů je velmi zajímavá a málo prozkoumaná oblast chování z hlediska vyšších frekvencí. Zde je velmi perspektivní a velmi málo publikovanou sférou problematika modelování tlumicího vinutí. Proto by zde z hlediska detekce anizotropii mohla být cesta estimace magnetické polarity v ose  $d$ , což by představovalo vyřešení velkého problému injektážních metod, který není často zveřejňován.

Problematika optimálního řízení by mohla být rozvinuta ve směru online estimace optimálního pracovního bodu. Začínají se objevovat publikace využívající „vysokofrekvenční“ budicí signály pro určení hledaného optimálního pracovního bodu motoru/pohonu.

Co se týče bezsenzorového řízení, je perspektivní směr spatřován v kombinaci jednotlivých přístupů, které jsou již na našem pracovišti vyvíjeny v návaznosti na tuto práci, kdy v jednom estimátoru Kalmanova typu jsou zahrnuty jak rovnice fázového závěsu, tak modelu motoru. Vzniká tak univerzální estimátor pro celý otáčkový rozsah, kde však je jediný problém v určení magnetické polarity, která by mohla být podchycena v návaznosti na výzkum ohledně modelu pro vysoké frekvence a chování tlumicího vinutí.

## Literatura

- [1] STUMBERGER, Bojan, et al. Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 2003, 39.5: 1264-1271.
- [2] SUN, Tao, et al. An improved AC standstill method for testing inductances of interior PM synchronous motor considering cross-magnetizing effect. In: *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE. IEEE, 2009. p. 2415-2422.*
- [3] RAHMAN, Khwaja M.; HITI, Silva. Identification of machine parameters of a synchronous motor. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 2005, 41.2: 557-565.
- [4] DELECLUSE, Christophe; GRENIER, Damien. A measurement method of the exact variations of the self and mutual inductances of a buried permanent magnet synchronous motor and its application to the reduction of torque ripples. In: *Advanced Motion Control, 1998. AMC'98-Coimbra., 1998 5th International Workshop on. IEEE, 1998. p. 191-197.*
- [5] NAKATSUGAWA, J.; Notohara, Y.; Dongsheng Li; Iwaji, Y., "Inductance measurement method for permanent magnet synchronous motors using AC with DC bias," *Electrical Machines*, 2008. ICEM 2008. 18th International Conference on , vol., no., pp.1,4, 6-9 Sept. 2008.
- [6] GEBREGERGIS, A.; ISLAM, M.; SEBASTIAN, T.; RAMAKRISHNAN, R., "Evaluation of inductance in a permanent magnet synchronous motor," *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International* , vol., no., pp.1171,1176, 15-18 May 2011.
- [7] DUTTA, Rukmi; RAHMAN, M. F. A Comparative Analysis of Two Test Methods of Measuring Magnetics, *IEEE Transactions on*, 2006, 42.11: 3712-3718.
- [8] BOLOGNANI, S.; ZIGLIOTTO, M.; UNTERKOFER, K. On-line parameter commissioning in sensorless PMSM drives. In: *Industrial Electronics, 1997. ISIE'97., Proceedings of the IEEE International Symposium on. IEEE, 1997. p. 480-484.*
- [9] LEE, Suk-Hee, et al. A novel control method for reducing torque ripple in PMSM applied for Electric Power Steering. In: *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on. IEEE, 2008. p. 3142-3145.*
- [10] KELLNER, Sven Ludwig; PIEPENBREIER, Bernhard. General PMSM d, q-model using optimized interpolated absolute and differential inductance surfaces. In: *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International. IEEE, 2011. p. 212-217.*
- [11] LU, Kaiyuan, et al. Determination of High-Frequency d- and q-axis Inductances for Surface-Mounted Permanent-Magnet Synchronous Machines. *IEEE Transactions on Instrumentation*

and Measurement, 2010, 59.9: 2376-2382.

- [12] Xu, D.; Tianmiao Wang; Jingmeng Liu; Hongxing Wei, "Research on optimal-torque control method of permanent magnet synchronous motor," Industrial Electronics and Applications, 2008. ICIEA 2008. 3rd IEEE Conference on , vol., no., pp.1229,1233, 3-5 June 2008.
- [13] HOQUE, M. A.; BUTT, Casey; RAHMAN, M. A. A novel approach for MTPA speed control of IPMSM drive. In: Proceedings of 2nd IEEE International Conference of Electrical & Computer Engineering. 2002. p. 26-27.
- [14] MEYER, Michael; BOCKER, Joachim. Optimum control for interior permanent magnet synchronous motors (ipmsm) in constant torque and flux weakening range. In: Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International. IEEE, 2006. p. 282-286.
- [15] DIANOV, A.; Kim Young-Kwan; Lee Sang-Joon; Lee Sang-Taek, "Robust self-tuning MTPA algorithm for IPMSM drives," Industrial Electronics, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE , vol., no., pp.1355,1360, 10-13 Nov. 2008.
- [16] VACLAVEK, Pavel; BLAHA, Petr. Interior permanent magnet synchronous machine high speed operation using field weakening control strategy. In: MASTORAKIS, N. E., et al. (ed.). WSEAS International Conference. Proceedings. Mathematics and Computers in Science and Engineering. WSEAS, 2008.
- [17] YANGZHONG, Z., Yuwen, H., A novel direct torque control for electrically excited synchronous motor drives with high power factor and low ripples in flux and torque. PESC 2008. IEEE, vol., no., pp.4752-4756, 15-19 June 2008.
- [18] ROSSI, C., Casadei, D., Pilati, A., Marano, M., Wound Rotor Salient Pole Synchronous Machine Drive for Electric Traction. 41st IAS Annual Meeting, vol.3, no., pp.1235-1241, 8-12 Oct. 2006.
- [19] MÄRGNER, M., Hackmann, W., Control challenges of an externally excited synchronous machine in an automotive traction drive application. Emobility - Electrical Power Train, 2010, vol., no., pp.1-6, 8-9 Nov. 2010.
- [20] GIRARDIN, A. , Friedrich, G., Optimal control for a Wound Rotor Synchronous starter generator. 41st IAS Annual Meeting, vol.1, no., pp.14-19, 8-12 Oct. 2006.
- [21] HOLTZ, J. Sensorless Control of Induction Motors and PM Synchronous Machines. In: Tutorial in IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). 2005.
- [22] HOLTZ, Joachim. 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. IEEE, 2006. p. 2040-2047.

- [23] VOŠMIK, D. Pokročilé techniky estimace polohy a rychlosti rotoru a jejich aplikace na bezsenzorové řízení pohonu s PMSM. Dizertační práce, Západočeská univerzita v Plzni, 2014.
- [24] ACCETTA, Angelo, et al. PMSM drives sensorless position control with signal injection and neural filtering. In: Electric Machines and Drives Conference, 2009. IEMDC'09. IEEE International. IEEE, 2009. p. 279-285.
- [25] LEI, Wang, et al. Research on novel high frequency signal extraction method based on Extended Kalman Filter theory. In: Intelligent Control and Automation (WCICA), 2010 8th World Congress on. IEEE, 2010. p. 2419-2423.
- [26] CARUANA, Cedric, et al. Flux position estimation in cage induction machines using synchronous HF injection and Kalman filtering. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2003, 39.5: 1372-1378.
- [27] ABRY, Frédéric, et al. Sensorless position control for SPMSM at zero speed and acceleration. In: Power Electronics and Applications (EPE 2011), Proceedings of the 2011-14th European Conference on. IEEE, 2011. p. 1-9.
- [28] PARASILITI, Francesco; PETRELLA, Roberto; TURSINI, Marco. Sensorless speed control of salient rotor PM synchronous motor based on high frequency signal injection and Kalman filter. In: Industrial Electronics, 2002. ISIE 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on. IEEE, 2002. p. 623-628.
- [29] FRENZKE, Thorsten. Impacts of cross-saturation on sensorless control of surface permanent magnet synchronous motors. In: Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on. IEEE, 2005. p. 10 pp.-P. 10.
- [30] GUGLIELMI, Paolo; PASTORELLI, Michele; VAGATI, Alfredo. Cross-saturation effects in IPM motors and related impact on sensorless control. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2006, 42.6: 1516-1522.
- [31] REIGOSA, David Díaz, et al. Measurement and adaptive decoupling of cross-saturation effects and secondary saliencies in sensorless controlled IPM synchronous machines. Industry Applications, IEEE Transactions on, 2008, 44.6: 1758-1767.
- [32] BOLDEA, Ion, et al. Active flux based motion-sensorless vector control of DC-excited synchronous machines. In: Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE. IEEE, 2009. p. 2496-2503.
- [33] GRIFFO, Antonio, et al. Sensorless starting of a wound-field synchronous starter/generator for aerospace applications. Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 2012, 59.9: 3579-3587.

- [34] DENG, Xianming, et al. Rotor Position Detection of Synchronous Motor Based on High-frequency Signal Injection into the Rotor. In: Measuring Technology and Mechatronics Automation (ICMTMA), 2011 Third International Conference on. IEEE, 2011. p. 195-198.
- [35] BENJAK, O., GERLING, D., Review of position estimation methods for IPMSM drives without a position sensor part I: Nonadaptive methods, Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on , vol., no., pp.1,6, 6-8 Sept. 2010.
- [36] BENJAK, O., GERLING, D., Review of position estimation methods for IPMSM drives without a position sensor part II: Adaptive methods, Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on , vol., no., pp.1,6, 6-8 Sept. 2010.
- [37] GIERAS, J.F. Analytical approach to cogging torque calculation of PM brushless motors. Industry Applications, IEEE Transactions on, vol.40, no.5, pp.1310,1316, Sept.-Oct. 2004.

## Autorovy práce (chronologicky)

### Mezinárodní konference

- [A1] UZEL, D., ŠMÍDL, V., PEROUTKA, Z. Reduced-order Kalman Filter in Phase Coordinates for IPMSM with Higher Flux Harmonics. In *Proceedings of IECON 2014 – 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. New York: IEEE, 2014.
- [A2] UZEL, D., ŠMÍDL, V., PEROUTKA, Z. Estimator comparison for Resolver Motivated Sensorless Rotor Position Estimation of Wound Rotor Synchronous Motors. In *EPE 14 ECCE Europe*. Brussel: EPE Association, 2014.
- [A3] UZEL, D., ŠMÍDL, V., PEROUTKA, Z. Resolver motivated sensorless rotor position estimation of wound rotor synchronous motors with Kalman filter. In *Proceedings of IECON 2013 – 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. New York: IEEE, 2013. s. 3084-3089. ISBN: 978-1-4799-0224-8 , ISSN: 1553-572X.
- [A4] UZEL, D., ZEMAN, K., ŠMÍDL, V., PEROUTKA, Z. Model elicitation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive by sine source. In *EPE 13 ECCE Europe*. Brussel: EPE Association, 2013. s. "P.1"-"P.10". ISBN: 978-1-4799-0116-6.
- [A5] UZEL, D., PEROUTKA, Z. Resolver Motivated Sensorless Rotor Position Estimation of Wound Rotor Synchronous Motors. In *ISIE Symposium DVD Proceedings*. USA: IEEE, 2013. s. 1-6. ISBN: 978-1-4673-5194-2.
- [A6] UZEL, D., ZEMAN, K., PEROUTKA, Z., DANĚK, M. Optimal Vector Control for Wound Rotor Salient Pole Synchronous Motor Up to Base Speed. In *EPE PEMC 2012 ECCE Europe – 15th International Power Electronics and Motion Conference and Exposition*. New York: IEEE, 2012. s. "DS2a.12-1"-"DS2a.12-8". ISBN: 978-1-4673-1971-3.
- [A7] UZEL, D., PEROUTKA, Z. Fast Detecting Method of d, q Inductances for Salient Pole Synchronous Motors. In *2012 International Conference on Applied Electronics*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2012. s. 327-330. ISBN: 978-80-261-0038-6 , ISSN: 1803-7232.
- [A8] 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 *IEEE PEDS 2011*. Piscataway: IEEE, 2011. s. 1-6. ISBN: 978-1-4577-0000-2.
- [A9] UZEL, D., PEROUTKA, Z. Design of current reference generator for optimal control of interior permanent magnet motor. In *2011 International Conference on Applied Electronics*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2011. s. 397-400. ISBN: 978-80-7043-987-6 , ISSN: 1803-7232.

- [A10] UZEL, D., PEROUTKA, Z. Optimal Control and Identification of Model Parameters of Traction Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive. In *the 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. Piscataway: IEEE, 2011. s. 1889-1894. ISBN: 978-1-61284-971-3 , ISSN: 1553-572X.
- [A11] UZEL, D., PEROUTKA, Z. Control and Design Considerations for Wheel Mounted Drive of Tram: Interesting Features Offered by IPMSM Technology. In *2010 14th International Power Electronics and Motion Control Conference*. New York: IEEE, 2010. s. T9-52 - T9-58. ISBN: 978-1-4244-7856-9.

### Domácí konference

- [A12] UZEL, D., ŠMÍDL, V., PEROUTKA, Z. Pohon se synchronním motorem s vinutým rotorem: Porovnání různých variant estimace polohy rotoru pomocí injektážní bezsenzorové metody. In *Elektrické pohony : XXXIII. konference*. Praha: Česká elektrotechnická společnost, 2013. s. 1-10. ISBN: 978-80-02-02457-6.
- [A13] UZEL, D. Pohon se synchronním motorem s vinutým rotorem: Princip injektážní bezsenzorové estimace polohy rotoru. In *Elektrotechnika a informatika 2012. Část 2., Elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2012. s. 135-138. ISBN: 978-80-261-0119-2.
- [A14] 26] UZEL, D. Pohon se synchronním motorem s vinutým rotorem: Bezsenzorová inicializační metoda polohy rotoru. In *Elektrotechnika a informatika 2011. Část 2. Elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita v Plzni, 2011. s. 111-114. ISBN: 978-80-261-0015-7.
- [A15] UZEL, D., PEROUTKA, Z. Měření parametrů matematického modelu synchronního motoru s vnitřními permanentními magnety. In *Elektrické pohony, XXXII. Konference*. Praha: Česká elektrotechnická společnost, ÚOS Elektrické pohony, 2011. s. 1-9. ISBN: 978-80-02-02308-1.
- [A16] UZEL, D. *Pohon se synchronním motorem s vnitřními permanentními magnety na rotoru: Regulační obvody zajišťující optimální řízení v celém otáčkovém rozsahu*. In *Elektrotechnika a informatika 2010. Část 2., Elektronika*. Plzeň, 2010., ISBN: 978-80-7043-914-2.
- [A17] UZEL, D. Pohon se synchronním motorem s vnitřními permanentními magnety na rotoru: řídicí a regulační algoritmy. In *Elektrotechnika a informatika 2009. Část 2., Elektronika*. Plzeň: Západočeská univerzita, 2009. s. 127-130. ISBN: 978-80-7043-809-1.
- [A18] UZEL, D., PEROUTKA, Z., GLASBERGER, T. Pohon se synchronním motorem s vnitřními permanentními magnety na rotoru: Základní úvahy o regulačních obvodech. In *Elektrické pohony*. Praha: Český svaz vědeckotechnických společností, 2009. s. 1-9. ISBN: 978-80-02-02151-3.



[A19] UZEL, D. Řízení a regulace synchronního motoru s vnitřními permanentními magnety (IPMSM). In *Elektrotechnika a informatika 2008. Část 2., Elektronika*. V Plzni: Západočeská univerzita, 2008. s. 125-128. ISBN: 978-80-7043-701-8.

### Funkční vzorky

[A20] UZEL, D. *Bezsenzorový regulátor synchronního motoru s vnitřními permanentními magnety - injektážní princip*. 2013.

[A21] UZEL, D. *Bezsenzorový regulátor synchronního motoru s vinutým rotorem - princip resolveru s Kalmanovým filtrem*. 2013.

[A22] UZEL, D. *Bezsenzorový regulátor synchronního motoru s vinutým rotorem - princip resolveru s fázovým závěsem*. 2013.

[A23] UZEL, D. *Detektor vlastností synchronního motoru s vinutým rotorem a vyjádřenými póly - injektážní princip*. 2013.

[A24] UZEL, D. *Detektor vlastností synchronního motoru s vnitřními permanentními magnety - injektážní princip*. 2013.

[A25] UZEL, D. *Bezsenzorový detektor počáteční polohy synchronního motoru s vinutým rotorem*. 2012.

[A26] UZEL, D., VOŠMIK, D., PEROUTKA, Z. *Regulátor synchronního generátoru s permanentními magnety pro hybridní autobus*. 2011.

[A27] UZEL, D. *Zapojení měřicích obvodů pro identifikaci parametrů náhradního schématu IPMSM metodou obdélníkových pulsů napětí  $U_{sd}$  a  $U_{sq}$  při zabrzděném rotoru*. 2011.

[A28] UZEL, D. *Zapojení měřicích obvodů se sinusovým filtrem pro identifikaci parametrů náhradního schématu IPMSM při otáčení rotoru*. 2011.

[A29] UZEL, D. *Sofistikovaný rozvaděč pro napájení zatěžovacího motoru do výkonu 4kW*. 2011.

[A30] UZEL, D. *Regulátor pohonu se synchronním motorem s vnitřními permanentními magnety na rotoru*. 2010.

[A31] UZEL, D. *Budič a převodník signálů resolveru s komunikací po SPI*. 2010.

[A32] UZEL, D. *Číslicový regulátor na bázi DSP Texas Instruments TMS320F28335*. 2010.

### Software

[A33] PEROUTKA, Z., UZEL, D., BLAHNÍK, V., GLASBERGER, T. *Software pro regulaci vstupního napě-*

řového pulzního usměrňovače ve variantě zapojení 3L-NPC. 2012.

[A34] PEROUTKA, Z., UZEL, D., GLASBERGER, T., KAMENICKÝ, P. *Software pro regulaci synchronního motoru s elektrickým buzením ve variantě zapojení 3L-NPC*. 2012.

[A35] ZEMAN, K., UZEL, D. *Simulační model synchronního motoru s elektrickým buzením*. 2011.

## Výzkumné zprávy

[A36] UZEL, D., PEROUTKA, Z., ŠMÍDL, V. *Pohon se Synchronním motorem s elektrickým buzením: Injektážní metoda na principu resolveru - Kalman filtr - Experimentální studie*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2014. 19 s.

[A37] UZEL, D., PEROUTKA, Z., ŠMÍDL, V. *Pohon se Synchronním motorem s elektrickým buzením: Injektážní metoda na principu resolveru - Kalman filtr - Simulační studie*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2014. 22 s.

[A38] UZEL, D., PEROUTKA, Z. *Pohon se synchronním motorem s elektrickým buzením: Injektážní metoda určení polohy s fázovým závěsem - experimentální studie*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2013. 21 s.

[A39] UZEL, D., PEROUTKA, Z. *Pohon se synchronním motorem s elektrickým buzením: Injektážní metoda určení polohy s fázovým závěsem - simulační studie*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2013. 28 s.

[A40] UZEL, D., ŠMÍDL, V., PEROUTKA, Z. *Měření parametrů synchronního motoru s vnitřními permanentními magnety - matematický model v a, b, c souřadnicích*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2014. 14 s.

[A41] KOŠAN, T., UZEL, D., BLAHNÍK, V., KAMENICKÝ, P. *Pohon s asynchronním motorem: Experimentální studie se čtyřúrovňovými měniči*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2013. 19 s.

[A42] UZEL, D., PEROUTKA, Z. *Pohon se synchronním motorem s elektrickým buzením: Experimentální studie s tříhladinovými měniči*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2012. 22 s.

[A43] UZEL, D., ZEMAN, K. *Matematický model synchronního motoru s prostorovými harmonickými magnetického toku*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2012. 32 s.

[A44] UZEL, D., ZEMAN, K., PEROUTKA, Z. *Pohon se Synchronním motorem s vnitřními permanentními magnety: Simulační model v a, b, c Plex-Simulink*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2012. 20 s.

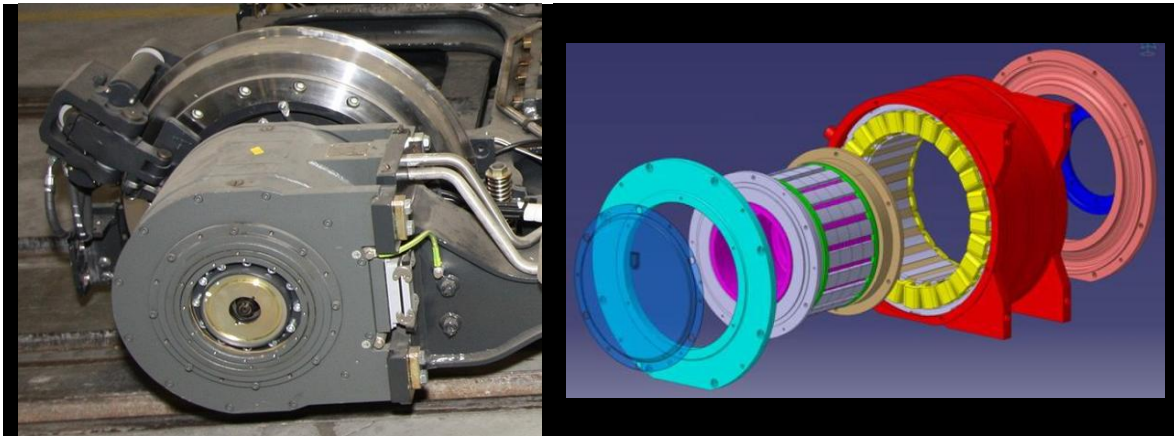
[A45] UZEL, D., PEROUTKA, Z. *Pohon se synchronním motorem s elektrickým buzením: Injektážní metoda na principu resolveru - Teoretický rozbor*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni,

2012. 17 s.

- [A46] UZEL, D., PEROUTKA, Z. *Pohon se synchronním motorem s elektrickým buzením: Estimace počáteční polohy rotoru - experimentální studie*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2012. 14 s.
- [A47] VOŠMIK, D., UZEL, D., PEROUTKA, Z. *Algoritmy řízení a regulace synchronního generátoru s permanentními magnety pro hybridní autobus: Experimentální studie*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2011. 20 s.
- [A48] UZEL, D. *Současný stav poznání: Matematický model a injektážní metody bezsenzorového řízení pro synchronní motor s vnitřními permanentními magnety*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2011. 35 s.
- [A49] UZEL, D., PEROUTKA, Z. *Pohon se Synchronním motorem s elektrickým buzením: Experimentální studie s dvouhadinovými měniči*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2011. 25 s.
- [A50] UZEL, D., PEROUTKA, Z. *Měření parametrů synchronního motoru s vnitřními permanentními magnety - matematický modelu v  $d, q$  souřadnicích*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2011. 20 s.
- [A51] UZEL, D., PEROUTKA, Z. *Pohon se Synchronním motorem s elektrickým buzením: Estimace počáteční polohy rotoru*. Plzeň : Západočeská univerzita v Plzni, 2011. 15 s.
- [A52] ZEMAN, K., PEROUTKA, Z., UZEL, D. *Regulovaný pohon se synchronním motorem: Návrh algoritmů řízení a regulace*. Plzeň, 2010.
- [A53] UZEL, D., PEROUTKA, Z. *Pohon se synchronním motorem s vnitřními permanentními magnety na rotoru - Návrh a simulace algoritmů řízení a regulace*. Plzeň, 2010.
- [A54] UZEL, D., PEROUTKA, Z. *Pohon se synchronním motorem s vnitřními permanentními magnety na rotoru - základní úvahy o chování pohonu v ustálených stavech*. Plzeň, 2009.
- [A55] UZEL, D., PEROUTKA, Z. *Algoritmy řízení a regulace synchronních motorů s vnitřními permanentními magnety na rotoru : současný stav poznání*. Plzeň, 2009.
- [A56] PEROUTKA, Z., GLASBERGER, T., UZEL, D. *Algoritmy řízení a regulace pohonu se synchronním motorem s povrchovými permanentními magnety na rotoru*. Plzeň, 2008.

## Příloha 1 – Parametry motorů

### Synchronní motor s povrchovými permanentními magnety (tramvaj 15T)

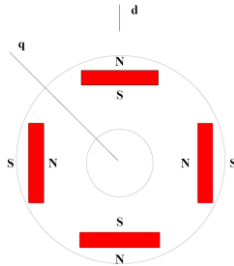


Laboratorní prototyp PMSM (50kW)

#### Parametry motoru

Jmenovitý mechanický výkon motoru	$P_{mN} = 50 \text{ kW}$
Jmenovitý moment motoru	$M_N = 2800 \text{ Nm}$
Odpor statorového vinutí	$R_s = 0,2085 \text{ } \Omega$
Magnetický tok buzený permanentními magnety	$\psi_{pm} = 0,398 \text{ Wb}$
Statorová indukčnost v ose d	$L_{sd} = 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Statorová indukčnost v ose q	$L_{sq} = 2,5 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Počet pólpárů	$p_p = 22$
Maximální statorový proud	$I_{s \text{ max}} = 150 A_{rms}$
Napětí stejnosměrného meziobvodu	$U_c = \text{konst.} = 600V$
Moment setrvačnosti pohonu	$J = 400 \text{ kg.m}^2$

Synchronní motor s vnitřními tangenciálně uloženými permanentními magnety  
NY90L-6

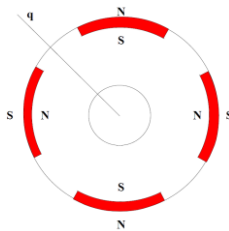
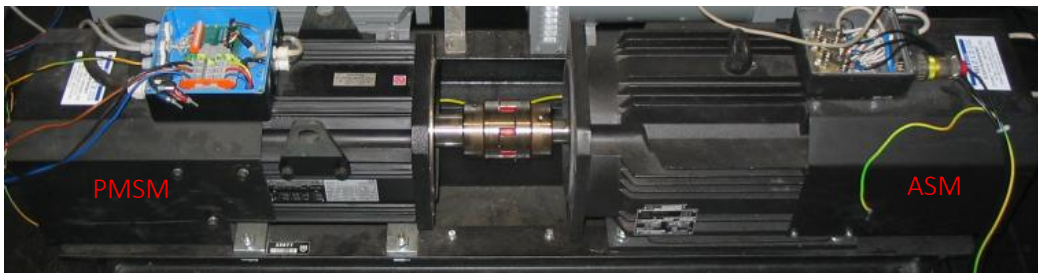


Laboratorní prototyp IPMSM NY90L-6 (4 kW)

Parametry motoru

Jmenovitý mechanický výkon motoru	$P_{mN} = 4 \text{ kW}$
Odpor statorového vinutí	$R_s = 1,2 \Omega$
Napěťová konstanta motoru	$K_e = 217,6 \text{ V}/1000 \text{ ot./min}$
Maximální statorový proud	$I_{s \text{ max}} = 8,15 \text{ A}_{\text{rms}}$
Počet pólů	$p_p = 3$
Jmenovitá frekvence statoru	$f_{sN} = 75 \text{ Hz}$
Jmenovitý moment motoru	$M_N = 25,5 \text{ Nm}$
Jmenovité mechanické otáčky motoru	$n_N = 1500 \text{ ot./min}$
Demagnetizační proud permanentních magnetů	$I_{\text{demag}} = 41,83 \text{ A}$
Magnetický tok buzený permanentními magnety	$\Psi_{\text{pm}} = 0,61 \text{ Wb}$
Statorová indukčnost v ose d	$L_{sd} = 8,8 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Statorová indukčnost v ose q	$L_{sq} = 9,6 \cdot 10^{-3} \text{ H}$

## Synchronní motor s vnořenými povrchovémi permanentními magnety



Laboratorní prototyp PMSM (10,7 kW)

### Parametry motoru

Jmenovitý mechanický výkon motoru	$P_{mN} = 10,7 \text{ kW}$
Odpor statorového vinutí	$R_s = 0,28 \Omega$
Napěťová konstanta motoru	$K_e = 83,3 \text{ V}/1000 \text{ ot./min}$
Maximální statorový proud	$I_{s \text{ max}} = 22 \text{ A}_{\text{rms}}$
Počet pólů	$p_p = 4$
Jmenovitá frekvence statoru	$f_{sN} = 200 \text{ Hz}$
Jmenovitý moment motoru	$M_N = 38 \text{ Nm}$
Jmenovité mechanické otáčky motoru	$n_N = 3000 \text{ ot./min}$
Magnetický tok buzený permanentními magnety	$\Psi_{pm} = 0,1989 \text{ Wb}$
Statorová indukčnost v ose d	$L_{sd} = 3,456 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Statorová indukčnost v ose q	$L_{sq} = 3,456 \cdot 10^{-3} \text{ H}$

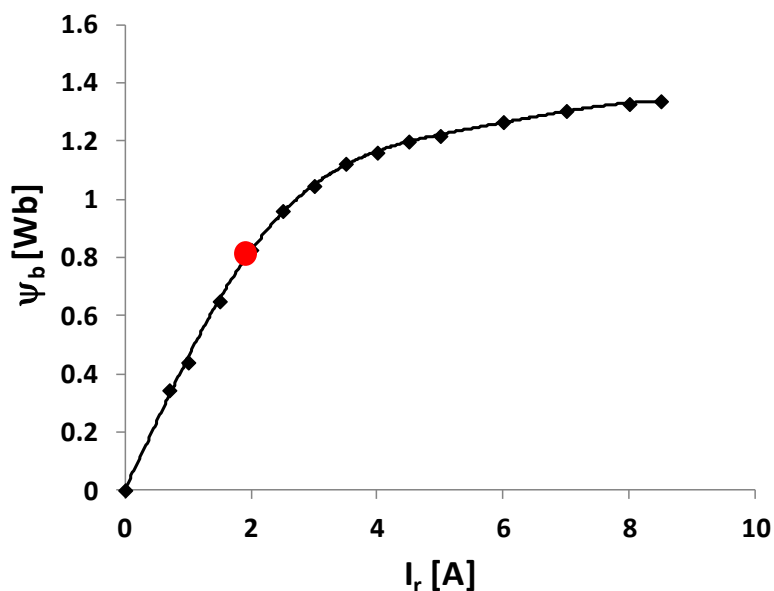
## Synchronní motor s elektrickým buzením a vyniklými póly rotoru



Laboratorní prototyp WRSM (10kW)

### Parametry motoru

Jmenovitý mechanický výkon motoru	$P_{mN} = 10 \text{ kW}$
Odpor statorového vinutí	$R_s = 0,28 \Omega$
Odpor rotorového vinutí	$R_r = 6 \Omega$
Maximální statorový proud	$I_{s \max} = 18 \text{ A}_{\text{rms}}$
Počet pólů	$p_p = 2$
Převodový poměr stator – rotor	$k_f = 8,5$
Jmenovitá frekvence statoru	$f_{sN} = 75 \text{ Hz}$
Jmenovitý moment motoru	$M_N = 63,7 \text{ Nm}$
Jmenovité mechanické otáčky motoru	$n_N = 1500 \text{ ot./min}$
Napětí stejnosměrného meziobvodu	$U_c = \text{konst.} = 700\text{V}$
Jmenovitý budicí magnetický tok	$\psi_b = 0,8 \text{ Wb}$
Statorová indukčnost v ose d	$L_{sd} = 60 \cdot 10^{-3} \text{ H}$
Statorová indukčnost v ose q	$L_{sq} = 25 \cdot 10^{-3} \text{ H}$



Magnetizační charakteristika motoru

### Parametry regulace rotorového usměrňovače

Perioda vzorkování regulátorů	$T_{vz} = 1/1600\text{s}$
Vstupní napětí usměrňovače	$U_{usm} = 60\text{V}_{\text{rms}}$
Proporční zesílení PI regulátoru buzení	$K_{p \text{ if}} = 0,2 [-]$
Časová konstanta PI regulátoru buzení	$T_{r \text{ if}} = 0,1\text{s}$

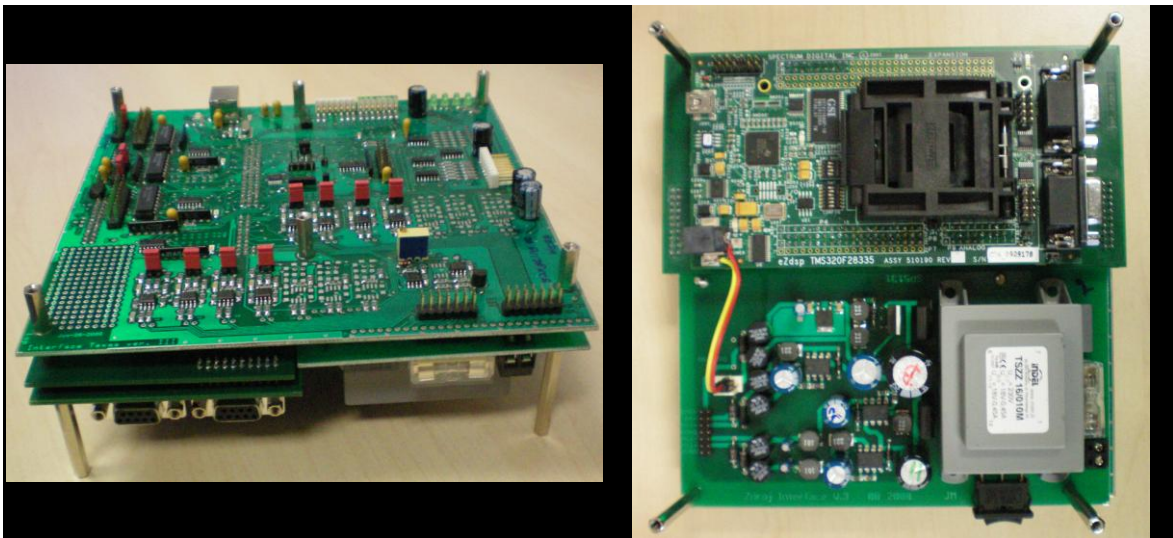
## Příloha 2 – Digitální signálový procesor

### Procesor s plovoucí řádovou čárkou

Pro potřeby implementace jednotlivých algoritmů řízení byl využíván digitální signálový procesor od firmy Texas Instrument z modelové řady Delfino s označením TMS320f28335. Pro připojení tohoto procesoru byla vyvinuta redukční deska na zavedený interface pro procesor TMS320f2812. Danou inovací byla urychlena implementace z důvodu použití plovoucí řádové čárky při velké kompatibilitě kódů, jelikož se jedná o procesory ze stejné rodiny. Nový procesor také nabízí variabilnější inovované periferie.

#### Parametry procesoru

Frekvence CPU	150 MHz
RAM	68 KB
Flash	512 KB
PWM (každá komplementární dvojice má svůj čítač)	18 kanálů
Počet vstupů/ výstupů	88
AD převodník	12-bit, 80ns, 16 kanálů



Laboratorní interface s TMS320f28335