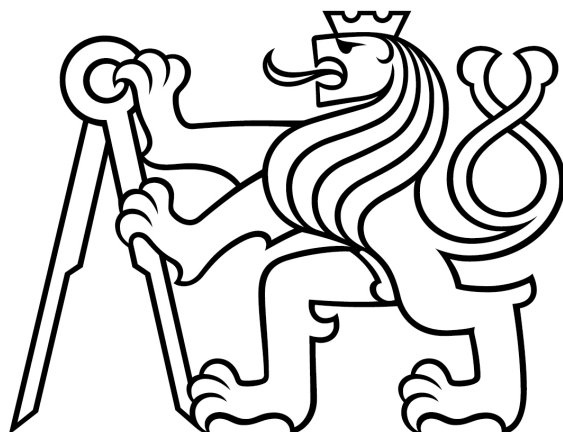


ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická



DIPLOMOVÁ PRÁCA

2020

Bc. Róbert Hriňa

ČESKÉ VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V PRAZE

Fakulta elektrotechnická

Katedra elektrických pohonů a trakce

Řízení synchronního reluktančního motoru

Control of Synchronous Reluctance Motor

Študijný program: Elektrotechnika, energetika a management

Študijný obor: Elektrické pohony

Máj 2020

Praha

Vypracoval: Bc. Róbert Hriňa

Vedúci práce: Ing. Pavel Koblík, Ph.D.

Čestné prehlásenie

„Prehlasujem, že som predloženú prácu vypracoval samostatne a že som uviedol všetky použité informačné zdroje v súlade s Metodickým pokynom o dodržiavaní etických princípov pri príprave vysokoškolských záverečných prác.“

Dátum:

.....

Bc. Róbert Hriňa

I. OSOBNÍ A STUDIJNÍ ÚDAJE

Příjmení: **Hriňa** Jméno: **Róbert** Osobní číslo: **453019**
Fakulta/ústav: **Fakulta elektrotechnická**
Zadávací katedra/ústav: **Katedra elektrických pohonů a trakce**
Studijní program: **Elektrotechnika, energetika a management**
Specializace: **Elektrické pohony**

II. ÚDAJE K DIPLOMOVÉ PRÁCI

Název diplomové práce:

Řízení synchronního reluktančního motoru

Název diplomové práce anglicky:

Control of Synchronous Reluctance Motor

Pokyny pro vypracování:

1. Seznamte se s problematikou řízení synchronního reluktančního motoru.
2. Na reálném motoru změňte jeho parametry potřebné pro simulační model.
3. Vytvořte vhodný simulační model motoru.
4. Vytvořte model řízení motoru a na modelu motoru ověřte, že teoreticky funguje.

Seznam doporučené literatury:

- [1] Boldea, I.: Reluctance Synchronous Machines and Drives, Oxford University Press, 2001.
- [2] Hrabovcová, V., Janoušek, L., Rafajdus, P., Ličko, M.: Moderné elektrické stroje, Žilinská univerzita v Žilině, 2001.
- [3] Santos, J.A., Andrade, D.A., Viajante, G.P., Freitas, M.A.A., Silva, F.S., Bernadeli, V.S.: Mathematical Modeling and Computer Analysis Synchronous Reluctance Motor, 2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), Fortaleza, Brasil, 2015.
- [4] Antonello, R., Ortombina, L., Tinazzi, F., Zigliotto, F.: Advanced Current Control of Synchronous Reluctance Motors, 2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Honolulu, USA, 12-15 Dec. 2017.

Jméno a pracoviště vedoucí(ho) diplomové práce:

Ing. Pavel Koblre, Ph.D., katedra elektrických pohonů a trakce

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

Datum zadání diplomové práce: **09.02.2020**

Termín odevzdání diplomové práce: _____

Platnost zadání diplomové práce: **30.09.2021**

Ing. Pavel Koblre, Ph.D.
podpis vedoucí(ho) práce

_____ podpis vedoucí(ho) ústavu/katedry

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

III. PŘEVZETÍ ZADÁNÍ

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

_____ Datum převzetí zadání

_____ Podpis studenta

Abstrakt

Táto diplomová práca sa zaoberá rozborom vlastností synchronného reluktančného motoru a metódami jeho riadenia. Cieľom je oboznámiť čitateľa s problematikou merania a určovania jeho parametrov a na základe zistených hodnôt simulovať chovanie reluktančného synchronného motoru pri rôznych stratégiách riadenia. Meraným motorom je 15 kW synchronný reluktančný motor od značky Siemens a jeho simulácia je vykonávaná v prostredí Matlab Simulink.

Kľúčové slová

Reluktančný Synchronný Motor, RSM, Matlab, Simulink, FOC, DTC

Abstract

This diploma thesis deals with the analysis of the characteristics of a synchronous reluctance motor and its methods of control. The aim is to acquaint the reader with the issue of measuring and determining its parameters and based on the found values to simulate the behavior of synchronous reluctance motor in various control strategies. The measured motor is a 15 kW synchronous reluctance motor from manufacturer Siemens and its simulation is performed in Matlab Simulink environment.

Key words

Synchronous Reluctance Motor, SynRM, Matlab, Simulink, FOC, DTC

PodĎakovanie

Týmto by som chcel poĎakovať svojmu vedúcemu diplomovej práce Ing. Pavlovi Kobrlemu, Ph.D. za vedenie, odborné konzultácie a cenné rady poskytnuté nielen počas mojej diplomovej práce ale aj počas štúdia. Ďalej by som rád poĎakoval kolegovi Ing. Stanislavovi Tomáškov, ktorý mi bol nápomocný pri praktickom meraní parametrov reluktančného synchronného motoru. Zároveň by som chcel poĎakovať celej Katedre elektrických pohonov a trakcie za organizáciu a realizáciu predmetov zameraných na praktické stránky elektrotechniky. Tiež by som chcel poĎakovať svojej rodine, ktorá mi poskytovala oporu a pozitívne myslenie počas celého môjho štúdia a priateľom, ktorí ma dokázali v ťažkých chvíľach rozptýliť.

Obsah

1	Vznik reluktančného momentu	1
1.1	Motory pracujúce na princípe reluktančného momentu	2
1.1.1	Spínaný reluktančný motor	2
1.1.2	Krokový motor s premennou reluktanciou	3
1.1.3	Reluktančný synchronný motor	4
2	Reluktančné synchronne motory	4
2.1	Vplyv tvaru rotoru na kvalitatívne vlastnosti	4
2.2	Výhody a nevýhody RSM	6
3	Všeobecne najpoužívanéjšie metódy riadenia	8
3.1	Priestorový vektor, Clarkeova a Parkova transformácia	8
3.2	Riadenie priestorového vektoru	10
3.3	Priame riadenie momentu	12
4	Matematický model RSM	14
4.1	Ustálený stav RSM	17
4.2	Kvalitatívne ukazovatele RSM	17
4.3	Závislosť pozdĺžnej a priečnej indukčnosti na veľkosti prúdu	19
5	Meranie parametrov bezkietkového RSM	21
5.1	Meranie elektrických parametrov	21
5.1.1	DC metóda merania	22
5.1.2	AC metóda merania	22
5.1.3	DC metóda merania pri uvažovaní vplyvu pozdĺžnej zložky prúdu	23
5.2	Meranie mechanických parametrov	26
5.3	Meranie magnetického odporu	26

6	Popis meraného motoru	28
6.1	Meranie parametrov RSM značky Siemens	29
7	Úvod do prostredia Matlab Simulink	32
7.1	Postup zostavovania modelu v prostredí Simulink	33
7.2	Nastavenie parametrov simulácie	35
8	Simulácia meraného RSM	37
8.1	Model RSM v programe Simulink	37
8.2	Simulácia metódy riadenia FOC	37
8.2.1	Určenie prevádzkových hodnôt modelu RSM	39
8.2.2	Ladenie regulátorov RSM	41
8.2.3	Výsledky simulácie riadenia RSM pomocou FOC	41
8.3	Simulácia metódy riadenia DTC	48
8.4	Výsledky simulácie riadenia RSM pomocou DTC	49
8.5	Zhodnotenie výsledkov	53
9	Záver	54

Zoznam obrázkov

Obr. 1.1:	Tvorba reluktančného momentu a) anizotropný b) izotropný magnetický materiál. (Prevzaté z [1]).	1
Obr. 1.2:	Zjednodušený schématický rez SRM. (Prevzaté z [2] a upravené).	3
Obr. 1.3:	Zjednodušený schématický rez krokového motoru s premennou reluktanciou. (Prevzaté z [3]).	3
Obr. 2.1:	Hlavné druhy konštrukcií rotorov RSM. (Prevzaté z [5] a upravené).	5
Obr. 2.2:	Reálne prevedenie RSM od firmy ABB. (Prevzaté z [6]).	6
Obr. 3.1:	Grafické znázornenie a) Clarkeovej b) Parkovej transformácie. (Prevzaté z [10] a upravené).	9
Obr. 3.2:	Všeobecné schéma riadenia pomocou FOC. (Prevzaté z [10] a upravené).	11
Obr. 3.3:	Všeobecné schéma riadenia pomocou DTC.	12
Obr. 3.4:	Základné vektory zopnutia v rovine $\alpha\beta$. (Prevzaté z [11]).	13
Obr. 3.5:	Graf určenia sektoru na základe uhla vektoru statorového toku a možnosti zopnutia vektorov v závislosti na požiadavkách regulátorov (prevzaté z [11]).	14
Obr. 4.1:	Zjednodušené schéma bezkietkového RSM. (Prevzaté z [5]).	15
Obr. 4.2:	Náhradná obvodová schéma RSM s uvažovaním nasýtenia a zanedbaní strát v železe. (Prevzaté z [5]).	16
Obr. 4.3:	Vektorový diagram v ustálenom stave. (Prevzaté z [5] a upravené).	17
Obr. 4.4:	Typická závislosť spriahnutého magnetického toku na veľkosti statorového prúdu $\Psi(I)$ v pomerných jednotkách.	20
Obr. 4.5:	Závislosť indukčnosti na veľkosti prúdu $l(i)$ v pomerných jednotkách.	21
Obr. 5.1:	Schéma merania parametrov RSM pomocou jednosmernej metódy so zabrzdovým rotorom (Prevzaté z [14]).	22
Obr. 5.2:	Schéma merania parametrov RSM pomocou striedavého zdroja napätia [15].	23
Obr. 5.3:	Schéma merania parametrov RSM pomocou dvoch zdrojov jednosmerného napätia pri uvažovaní závislosti statorového magnetického toku na pozdĺžnej a priečnej zložke prúdu [16].	24
Obr. 5.4:	Náhradné schéma RSM pri uvažovaní magnetických strát podľa [15].	27

Obr. 6.1:	Štítkové údaje o meranom RSM značky Siemens, ktorý je možné dohľadať pod označením 1RV4164B.	28
Obr. 6.2:	Spracovaný priebeh poklesu napätia a prúdu pre $i_d = 25$ A.	30
Obr. 6.3:	Zistené závislosti pozdĺžnej a priečnej indukčnosti $L_d(I_d)$ a $L_q(I_q)$ a následne odhadnuté chýbajúce body v okolí menovitého prúdu.	31
Obr. 7.1:	Základné rozhranie v prostredí Matlab.	32
Obr. 7.2:	Reprezentácia rovníc matematického modelu RSM 4.13 a 4.14 v prostredí Simulink.	34
Obr. 7.3:	Príklad rozdelenia modelu do podsystémov.	35
Obr. 7.4:	Spôsob výberu základných nastavení simulácie.	36
Obr. 7.5:	Načítanie potrebných dát do simulačného modelu.	36
Obr. 8.1:	Podsystém riadenia RSM na princípe FOC.	38
Obr. 8.2:	Priebeh otáčok pri stratégii riadenia s maximálnym momentom pri použití metódy FOC.	42
Obr. 8.3:	Priebeh momentu pri stratégii riadenia s maximálnym momentom pri použití metódy FOC.	43
Obr. 8.4:	Priebeh otáčok pri stratégii riadenia s minimálnymi stratami pri použití metódy FOC.	43
Obr. 8.5:	Priebeh momentu pri stratégii riadenia s minimálnymi stratami pri použití metódy FOC.	44
Obr. 8.6:	Priebeh otáčok pri stratégii riadenia s maximálnym účinníkom pri použití metódy FOC.	44
Obr. 8.7:	Priebeh momentu pri stratégii riadenia s maximálnym účinníkom pri použití metódy FOC.	45
Obr. 8.8:	Priebeh veľkosti účinníka počas simulácie FOC (stratégia maximálneho momentu modrá, stratégia maximálneho účinníka oranžová).	45
Obr. 8.9:	Priebeh spriahnutého magnetického toku pri použití metódy FOC.	46
Obr. 8.10:	Priebeh otáčok pri stratégii riadenia s maximálnym momentom a simuláciou nesprávnych hodnôt indukčnosti v modeli regulácie pri použití metódy FOC.	47
Obr. 8.11:	Priebeh momentu pri stratégii riadenia s maximálnym momentom a simuláciou nesprávnych hodnôt indukčnosti v modeli regulácie pri použití metódy FOC.	47
Obr. 8.12:	Podsystém riadenia RSM na princípe DTC.	48

Obr. 8.13:	Tabuľka zopnutí na základe stave hysteréznych regulátorov a sekcie v ktorej sa vektor magnetického toku nachádza (prevzaté z [11]).	49
Obr. 8.14:	Priebeh otáčok pri metóde riadenia DTC.	50
Obr. 8.15:	Priebeh momentu pri metóde riadenia DTC.	50
Obr. 8.16:	Priebeh veľkosti účinníka počas simulácie DTC.	51
Obr. 8.17:	Priebeh spriahnutého magnetického toku pri použití metódy DTC.	51
Obr. 8.18:	Priebeh otáčok pri metóde riadenia DTC a simuláciou nesprávnych hodnôt indukčnosti v modeli regulácie.	52
Obr. 8.19:	Priebeh momentu pri metóde riadenia DTC a simuláciou nesprávnych hodnôt indukčnosti v modeli regulácie.	53

Zoznam tabuliek

Tabuľka 3.1:	Tabuľka možnosti dosiahnutia základných vektorov zopnutia uvedených na obrázku 3.4.	13
Tabuľka 6.1:	Tabuľka známych parametrov motoru.	28
Tabuľka 6.2:	Tabuľka vypočítaných odporov pri jednotlivých meraniach.	30
Tabuľka 6.3:	Tabuľka vypočítaných indukčností v závislosti na veľkosti počiatočného prúdu. . .	31
Tabuľka 8.1:	Tabuľka pomeru zložiek prúdu v ose d a q v závislosti na použitej stratégii regulácie.	39
Tabuľka 8.2:	Tabuľka maximálnych dosiahnuteľných momentov $M_e(\Psi_s , I_s)$ [Nm] pri vybranej stratégii riadenia.	40
Tabuľka 8.3:	Tabuľka regulačných konštánt prúdových (index i) a regulátoru otáčok (index ω).	41
Tabuľka 8.4:	Tabuľka priebehu simulácie pre porovnanie použitých metód.	42

Nomenklatúra

Značka	Značenie v Simulinku	Jednotka	Veličina
f	f	(Hz)	frekvencia
ω_s	w, W, wr	(rad/s)	uhlová frekvencia napájania statoru
p_p	pp	(-)	počet pólových párov
M	M	(N.m)	moment
J	J	(kg.m ²)	moment zotrvačnosti
B_m	B	(N.m.s/rad)	koeficient viskózneho trenia
U	u, U	(V)	napätie
R	R	(Ω)	odpor
β, δ	-	($^\circ$)	zaťažovací uhol
X	-	(Ω)	reaktancia
L	L	(H)	indukčnosť
Ψ	Psi, Y, Y1	(Wb)	spriahnutý magnetický tok
I	I, i	(A)	prúd
n	n, nn	(ot/min)	otáčky
θ	theta	(rad)	transformačný uhol
ξ	-	(-)	pomer synchronných indukčností
t	-	(s)	čas
N	-	(-)	počet závitov

Dolný index	Význam
s	statorový, synchronný
α	v ose α
β	v ose β
d	v pozdĺžnej ose
q	v priečnej ose
e, r	elektrický
k	skratový, kritérium maximálneho momentu
i	indukovaný, počiatočný, kritérium maximálneho momentu
w	kritérium minimálnych strát
n	menovitý
σ	rozptylový
h	vzájomný
rel	reluktančný
m	magnetický
0	počiatočný
t	prechodný

Skratka	Význam skratky
ASM	Asynchronný motor
DTC	Direct Torque Control
FOC	Field Oriented Control
RSM	Reluktančný synchronný motor
SRM	Spínaný reluktančný motor

1 Vznik reluktančného momentu

Aby sme pochopili princíp synchronného reluktančného motoru, je potrebné pochopiť na základe akého fyzikálneho javu pracuje. V nasledujúcej časti sa čo najjednoduchšie pokúsím vysvetliť vznik a príznaky reluktančného momentu a jeho spojitosť s reluktančným synchronným motorom (RSM).

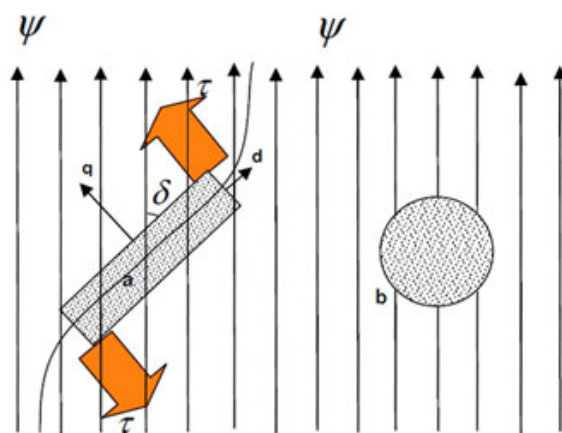
Ak vložíme teleso z magnetického materiálu, ktorý má možnosť voľného pohybu, do magnetického poľa, ktoré je na obrázku 1.1 reprezentované siločiarami spriahnutého magnetického toku Ψ , teleso sa nastaví do takej polohy, aby minimalizovalo reluktanciu (magnetický odpor) v magnetickom obvode.

Pokiaľ bude teleso vyrobené z anizotropného materiálu (obr. 1.1 a), bude jeho magnetická vodivosť (prevrátená hodnota magnetického odporu) vyššia, z pravidla v osi „d“, tiež nazývanej ako pozdĺžna, oproti magnetickej vodivosti v osi „q“, tiež nazývanej ako priečna.

Predmet bude mať tendenciu natáčať osu s najväčšou magneticou vodivosťou „d“ (najmenšou reluktanciou) v smere magnetických siločiar. Tým dochádza k tvorbe tzv. reluktančného momentu, ktorý je závislý na uhle natočenia pozdĺžnej osi „d“ vzhľadom na smer siločiar spriahnutého magnetického toku Ψ . Z obrázku je zrejmé, že veľkosť momentu bude najväčšia pri vzájomnom natočení o 90° . Naopak ak bude smer siločiar rovnobežný s pozdĺžnou osou, reluktančný moment sa nevytvorí.

Čo sa týka izotropického telesa, ktoré má rovnakú magneticú vodivosť vo všetkých smeroch, nie je možné znížiť magneticý odpor zmenou orientácie, a tak sa v tomto prípade reluktančný moment neprejaví (obr. 1.1 b).

Z predchádzajúcej úvahy môžeme vydedukovať, čo si neskôr potvrdíme, že veľkosť reluktančného momentu sa bude zvyšovať v závislosti na pomere magnetickej vodivosti pozdĺžnej osy „d“ a priečnej osy „q“.[1]



Obr. 1.1: Tvorba reluktančného momentu a) anizotropný b) izotropný magneticý materiál. (Prevzaté z [1]).

Keďže magneticé pole v RSM je tvorené statorovým sínusovo rozloženým vinutím, pole sa otáča synchronnou rýchlosťou a vo väčšine prípadoch ho môžeme považovať za sínusové. Keďže sa smer magneticého poľa neustále mení, mení sa aj reluktančný moment.

Správnym riadením priestorového vektora statorového prúdu, pomocou metód uvedených v kapitole 3, vieme ovplyvniť rýchlosti otáčania magneticého poľa a zároveň udržiavať veľkosť vzájomného uhlu δ na požadovanej hodnote. Tým dokážeme ovplyvňovať veľkosť generovaného reluktančného momentu a teda aj rýchlosť otáčania motoru.

1.1 Motory pracujúce na princípe reluktančného momentu

Existuje niekoľko druhov motorov využívajúcich pre svoj chod reluktančný moment z hľadiska prevádzky:

- a) Spínaný reluktančný motor (SRM)
- b) Krokový motor s premennou reluktanciou
- c) Reluktančný synchronný motor

Konštrukčne a principiálne sú všetky tri typy považované za synchronné. V tejto časti si upresníme ako ich rozlišujeme.

Všeobecne pre statický moment synchronného stroja platí nasledujúca rovnica [2]:

$$M = \frac{3p_p}{\omega_s} \left(\frac{UU_i}{X_d} \sin \beta + \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\beta \right) = M_s + M_{rel} \quad (1.1)$$

kde p_p je počet pólpárov,

ω_s je synchronná uhlová frekvencia,

U je veľkosť statorového napätia,

U_i je veľkosť indukovaného napätia v rotore,

X_d a X_q je pozdĺžna a priečna reaktancia a β zaťažovací uhol.

Z rovnice 1.1 je vidieť, že celkový statický moment synchronného stroja môžeme rozdeliť na dve zložky. Synchronná zložka momentu M_s sa v prípade RSM nevytvorí, pretože RSM nemá budiace vinutie. Rovnica pre statický moment motorov využívajúcich čisto reluktančnú zložku statického synchronného momentu bude teda:

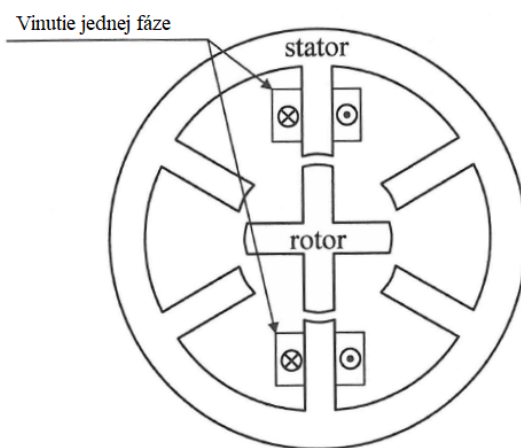
$$M = M_{rel} = \frac{3p_p}{\omega_s} \frac{U^2}{2} \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\beta \quad (1.2)$$

1.1.1 Spínaný reluktančný motor

Vo väčšine prípadov, keď sa spomenie reluktančný motor, väčšina ľudí si vybaví spínaný reluktančný motor, v angličtine Switched Reluctance Motor. Jeho konštrukcia ja z hľadiska výroby veľmi jednoduchá a teda cenovo nenáročná. Je vyrobený zo skladaných oceľových plechov pre elektrotechniku ako na rotore, tak aj na statore. Rotor aj stator má vyjadrené póly, pričom na statorových póloch sú navinuté jednotlivé fáze. Princíp jeho činnosti je založený na postupnom spínaní jednotlivých fáz statoru, pričom na rotore sa vytvára reluktančný moment a vyjadrené póly rotoru sa snažia usporiadať do polohy, v ktorej bude magnetický odpor čo najmenší.

Aby nedošlo k tomu, že sa všetky rotorové póly dostanú do roviny so statorovými, a tým by sa napriek spínaní fáz prestal vytvárať moment, volí sa rozdielny počet pólov statora a rotora (obr. 1.2). Pre správnu funkciu motora je potrebná znalosť polohy rotora, jednak kvôli tomu, že sled spínania fáz určuje smer otáčania v závislosti na vzájomnej polohe statorových a rotorových pólov, ale aj aby nebol prekročený záťažový uhol a motor by nevypadol zo synchronizmu.

Pri tomto type motorov je možné vďaka jednoduchej konštrukcii dosahovať vysokých otáčok. Nevýhodou sú však veľké momentové rázy, ktoré okrem produkcie hluku nepriaznivo pôsobia na spojku a ďalšie mechanické časti motoru. [2]

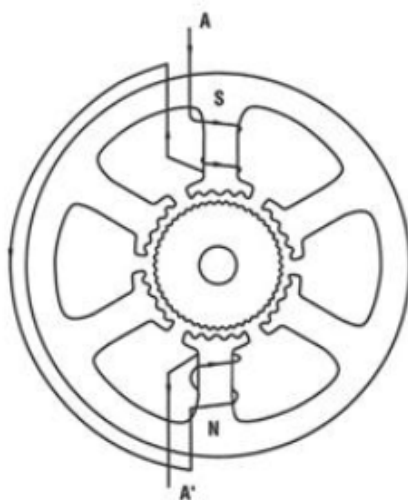


Obr. 1.2: Zjednodušený schématický rez SRM. (Prevzaté z [2] a upravené).

1.1.2 Krokový motor s premennou reluktanciou

Krokový motor s premenlivou reluktanciou (Variable-Reluctance Stepper Motor) sa v dnešnej dobe používa zriedka. Častejšie sa dáva prednosť hybridnému krokovému motoru, ktorý je kombináciou SRM a krokového motoru s permanentnými magnetmi.

Princíp činnosti krokového motoru s premenlivou reluktanciou je rovnaký ako SRM, rozdiel je len v tvare rotorových a statorových pólov (obr. 1.3) a v jeho uplatnení. Tento typ motora sa využíva pri aplikáciách, kde je potrebné hriadeľ natočiť do požadovanej polohy. Výhodou je možnosť krokovania, takže nie je potrebné poznať presnú polohu rotora [3]. Napriek tomu zďaleka nedosahuje také kvalitatívne vlastnosti ako hybridný krokový motor. [4]



Obr. 1.3: Zjednodušený schématický rez krokového motoru s premennou reluktanciou. (Prevzaté z [3]).

1.1.3 Reluktančný synchronný motor

Reluktančný synchronný motor (RSM), v niektorých anglických textoch tiež označovaný ako Synchronous reluctance motor (SynRM) je tretí typ motora, ktorý v posledných rokoch zaznamenal obrovský pokrok v oblasti efektívneho riadenia a regulácie. Po desiatkach rokov zabudnutia sa opäť začal používať a jeho vlastnostiam a možnostiam využitia sa budeme venovať v nasledujúcom texte.

2 Reluktančné synchronne motory

Ako už bolo spomenuté, v dnešnej dobe sa výskum vo zvýšenej miere zaoberá RSM, najmä vďaka efektívne zvládnutému vektorovo orientovanému riadeniu, ktoré bolo v posledných desaťročiach zdokonaľované pri riadení asynchrónnych motorov v rozsiahlom spektre aplikácií.

Ďalší veľký význam má viditeľný pokles ceny polovodičových súčiastok a meničov, ktoré sú podmienkou efektívneho riadenia RSM.

Neposledným dôvodom pre rozvoj RSM je moderná konštrukcia rotoru, ktorá v dnešnej dobe vykazuje nízke nároky na výrobu a cenovú dostupnosť.

RSM môžeme charakterizovať ako synchronný stroj s vyjadrenými pólmi, ktorý pracuje bez budenia, čiže v rotorovom obvode sa neindukujú napätia ani prúdy. Vo veľkej väčšine sa tento stroj využíva ako motor, čiže jeho účelom je premieňať elektrickú energiu na mechanickú. Tento typ motora je možné používať aj ako generátor, ale princíp jeho funkcie je zložitý a v dnešnej dobe sa využíva len veľmi zriedka.

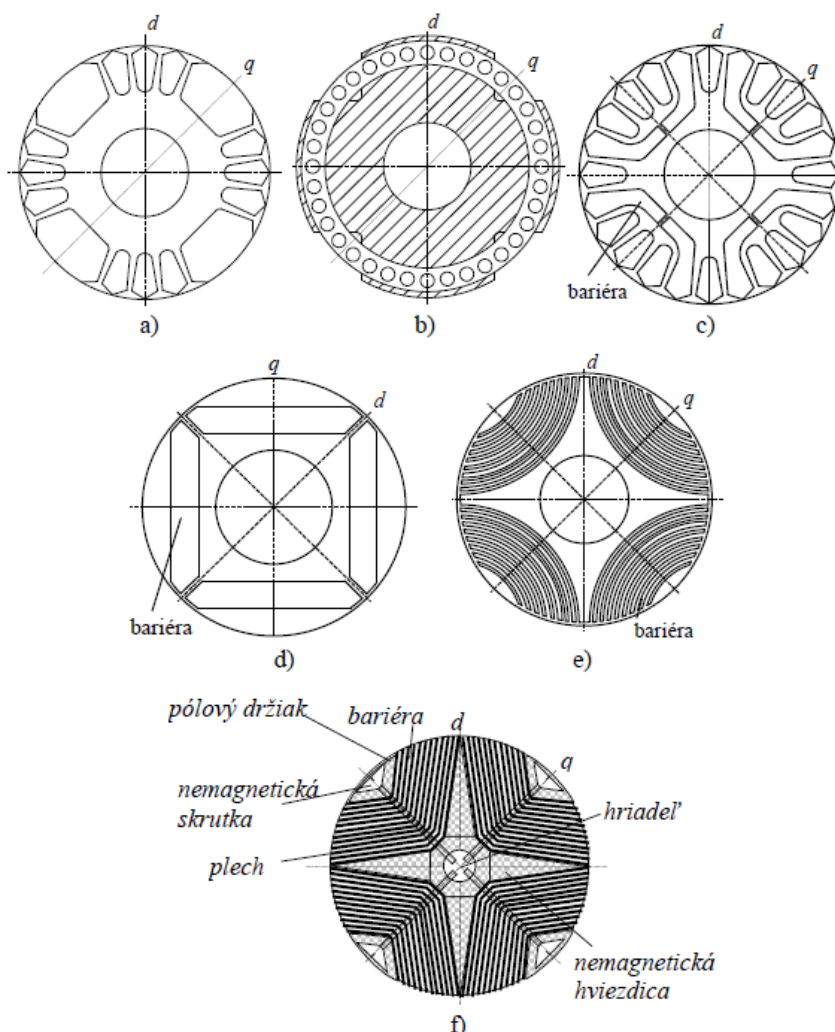
Mechanickú konštrukciu RSM si môžeme porovnať s v minulosti najčastejšie používaným motorom pracujúcim na princípe reluktančného momentu, spínaným reluktančným motorom, ktorého zjednodušené schéma môžeme vidieť na obrázku 1.2. Na rozdiel od SRM, kde môžeme na statore ako na jeho rotore vidieť vyjadrené póly, RSM má podobne ako asynchrónne motory a synchronne motory s permanentnými magnetmi hladký trojfázový stator. Rôzne typy konštrukcie tvaru rotoru RSM môžeme vidieť na obrázku 2.1. Z tohto obrázku je zrejmé, že aj konštrukcia rotoru sa oproti pôvodne využívanému SRM líši. Kombinácia moderného tvaru rotoru RSM, rokmi osvedčeného tvaru statora a vektorovo orientovaného riadenia, ktoré je v dnešnej dobe už veľmi dobre zvládnuté vedie k eliminácii nevýhod, ktoré boli pri aplikáciách SRM značné. Zároveň sa však zachovali všetky výhody SRM. [5]

2.1 Vplyv tvaru rotoru na kvalitatívne vlastnosti

Kvalitatívne ukazovatele, ktoré budú neskôr podrobnejšie popísané v kapitole 4.2, závisia vo veľkej miere od pomeru synchronných indukčností v pozdĺžnom a priečnom smere $\xi = L_d/L_q$. Pri návrhu rotoru, ktorý sa môže líšiť počtom skladaných plechov pre elektrotechniku a bariér z nemagnetických materiálov, je cieľom maximalizovať tento pomer. V pozdĺžnej ose d sa teda snažíme vytvoriť magneticky vodivé cesty, pomocou skladaných plechov, ktorými sa zvyšuje veľkosť L_d a v ose q znížiť magnetickú vodivosť tým, že jednotlivé plechy preložíme bariérami, čím sa minimalizuje L_q .

V dôsledku požadovaného vysokého pomeru synchronných indukčností ξ pri vektorovo orientovanom riadení, ktoré je predmetom tejto diplomovej práce, RSM môže pracovať bez toho, aby bolo potrebné riešiť

problémy stability, ktoré sa môžu vyskytnúť pri klieťkových RSM rozbiehaných priamo zo siete. Z hľadiska pomeru synchronných indukčností môžeme definovať ideálny rotor RSM ako ideálne magneticky vodivý pozdĺž magnetických siločiar v osi d a dokonale nevodivý naprieč siločiar v osi q . [5]



Obr. 2.1: Hlavné druhy konštrukcií rotorov RSM. (Prevzaté z [5] a upravené).

Podľa [5] môžeme rozdeliť hlavné druhy konštrukcií RSM podľa spôsobu skladania plechov na radiálne vrstvené (obr. 2.1 a), b), c), d), e)) a na axiálne vrstvené (obr. 2.1 f)) a podľa toho, či je na rotore rozbehová klieťka na klieťkové (2.1 a), b), c)) a bezklieťkové (obr. 2.1 d), e), f)).

Účelom klieťkových RSM je predovšetkým práca na sieti konštantného napätia a frekvencie. Pre túto diplomovú prácu pre nás teda nie sú podstatné a ďalej sa nimi zaoberať nebudeme. Navyše tieto typy rotorov dosahujú nízky pomer synchronných indukčností $\xi = 2 \div 3$.

Na obrázku 2.1 d) môžeme vidieť najjednoduchšie prevedenie bezklieťkového rotora, ktoré je odvodené z tzv. synchronného motora s vnútornými permanentnými magnetmi. Tvar je dosiahnutý odstránením permanentných magnetov. Ide o jednu bariérovú konštrukciu, ktorá sa prejavuje veľkým zvlnením momentu. Najvyššia hodnota ξ pre tento návrh je 4,7 pre 6 kW motor. [5]

Radiálnym vrstvením, ako môžeme vidieť na obr. 2.1 e), sa podstatne zlepšia kvalitatívne parametre RSM a

pomer synchronných indukčností dosahuje $\xi = 8 \div 9$. Vrstvenie s viacnásobnými bariérami je ale nepraktické z hľadiska výroby.

Riešením je axiálne vrstvená konštrukcia (obr. 2.1f), pri ktorej sú plechy ukladané axiálne a zvlnenie momentu je menšie ako pri predchádzajúcom type. Táto konštrukcia sa najviac približuje ideálnemu rotoru RSM. Plechy sú tvarované tak, aby sledovali tok v pozdĺžnej ose d a magnetické bariéry tak, aby bránili prechodu toku v priečnej ose q .

Hodnotu ξ ideálneho rotoru RSM však nie je možné dosiahnuť. Časť materiálu rotora musia tvoriť plechy a časť bariéry, čím dochádza k zníženiu hustoty magneticky vodivého respektíve nevodivého materiálu. Ukazuje sa, že zvýšenie pomeru počtu vrstiev do hodnoty 10 vrstiev na pól, výrazne zlepšuje vlastnosti RSM. Ďalším zvyšovaním tohoto pomeru sa kvalitatívne ukazovatele zlepšujú len pozvoľne. V praxi sa však doporučuje dvojnásobok tejto hodnoty kvôli zníženiu vplyvu zvlnenia momentu. Pomer nasýtených synchronných indukčností sa pri tomto rotorovom prevedení pohybuje okolo $\xi = 10 \div 12$, teda je ešte o niečo vyšší ako v prípade radiálne vrstveného rotoru z obrázku 2.1e) a jeho výroba je jednoduchšia. [5]. Na obrázku 2.2 môžeme vidieť bežne používané prevedenie reálneho RSM od značky ABB. Vidíme, že veľmi často sa volí práve štvorpólové prevedenie motoru.



Obr. 2.2: Reálne prevedenie RSM od firmy ABB. (Prevzaté z [6]).

2.2 Výhody a nevýhody RSM

V tejto časti by som rád zhrnul hlavné výhody RSM, a prečo sa po desiatkach rokoch nezáujmu dostávajú opäť do trendu.

Výhody:

- Jednoduchá a robustná rotorová konštrukcia je vyrobené zo skladaných plechov pre elektrotechniku, bez megnetov alebo skratových prúdov, ktoré robia reguláciu zložitejšou.

- Nízka hodnota oteplenia sa prejaví najmä vďaka tomu, že rotorom prechádza zanedbateľne malý prúd. Nedochádza k Joulovým stratám a k otepľovaniu. To vedie k zvýšeniu životnosti zariadenia.
- Bezmagetové prevedenie má tú výhodu, že nie sú prítomné vzácne magnety, celková cena motoru sa tak zníži a taktiež nedochádza k priťahovaniu kovového prachu, ktorý sa nachádza v náročných aplikáciách na čistotu pracovného prostredia, ako sú doly a pod.
- Nízky moment zotrvačnosti prispieva k dynamike motoru. Keďže sa na rotore nenachádza vinutie a ďalšie mechanické časti, ktoré pridávajú na hmotnosti rotoru, je možné podstatne znížiť moment zotrvačnosti.
- Regulácia rýchlosti je zabezpečovaná frekvenčným meničom, ktorý je neodmysliteľnou časťou RSM, je možná plynulá regulácia otáčok v širokom rozsahu. [7] [8] [9]

Nevýhody:

- Nižší účinník je spôsobený tým, že magnetický tok je generovaný len reaktívnym prúdom. Tento nedostatok môže byť efektívne potlačený vhodnou stratégiou riadenia, ktorá však nemusí byť vždy možná, v závislosti na veľkosti zaťaženia motoru.
- Frekvenčný menič je pre chod RSM nevyhnutnou súčasťou, čo je však v dnešnej dobe nevýhoda každého moderného regulovaného pohonu. [7] [8] [9]

Výrobcovia v dnešnej dobe udávajú úsporu energie pri prevádzke RSM oproti asynchrónnym motorom až 10%, pričom mohutnosť RSM rovnakého výkonu ako ASM môže byť výrazne menšia, čo vedie k znižovaniu rozmerov a hmotnosti motoru.

Podľa štúdie [8] pri porovnávaní dvoch typov motorov, môžu mať ich kvalitatívne ukazovatele rovnakej hodnoty. Výsledky pri testovaní budú však vplyvom použitia odlišného fyzikálneho princípu rozdielne. Zjednodušene výsledky zamerané na kvalitatívne ukazovatele budú podobné pre vybranú oblasť (väčšinou v okolí menovitých hodnôt) a pre ostatné oblasti otáčok, záťaže a prúdov sa budú líšiť.

Výhody RSM (respektíve nevýhody ASM) sa prejavujú najmä pri nízkych otáčkach a vysokom zaťažovacom momente. Keďže ASM pracuje so sklzom, ktorý čiastočne závisí na frekvencii napájania a mení sa vplyvom záťaže, pri vysokých otáčkach a nízkej záťaži, je rozdiel účinnosti minimálny. Naopak pri nízkych otáčkach a vysokej záťaži, kedy ASM pracuje mimo oblasti menovitého pracovného bodu, sa značne prejaví strata a znižuje sa tak jeho účinnosť. Pre motory vyšších výkonov by podľa [8] mali ASM vykazovať lepšie kvalitatívne ukazovatele ako RSM.

Za predpokladu, že mechanický výkon je súčinom mechanických otáčok a momentu, výkon ASM sa bude znižovať pri zvyšovaní sklzu. To má za následok znižovanie otáčok. Pre ASM nízkych výkonov, ktoré pracujú pri väčšom menovitom sklze, by sa teda mali prejavíť zvýšené straty a teda správne riadené RSM by mali byť účinnejšie.

Napriek tomu, že RSM zaznamenal za posledné obdobie veľký pokrok, ASM stále vykazujú podľa [7] lepšie vlastnosti, v zmysle lepšieho účinníka. Lepší účinník vedie k vyššiemu pomeru hnacieho momentu pri rovnakom statorovom prúde. Navyše pri motoroch nižších výkonov sa ukazuje byť RSM náchylnejší na vibrácie a momentové špičky. Okrem toho výhodou ASM oproti RSM je veľká momentová preťažiteľnosť.

Čo sa týka porovnania účinnosti riadiacej jednotky ASM a RSM, je rozdiel zaznamenatej účinnosti minimálny. [8]

Tieto uvedené nedostatky RSM dávajú priestor na ďalšie skúmanie a vývoj v oblasti jeho konštrukcie. Priestor na zlepšovanie môžeme očakávať najmä v oblasti optimalizácie tvaru rotoru, statoru a kroku statorového vinutia.

RSM sa na základe týchto štúdií ukazuje byť výhodnejší v špecifických oblastiach využitia. Napriek tomu ASM zatiaľ stále zostáva neodmysliteľnou súčasťou priemyselných aplikácií.

3 Všeobecne najpoužívanejšie metódy riadenia

Jednou zo zmienených nevýhod je, že reluktančný synchronný motor v bezkietkovom prevedení nie je schopný rozbehu priamym pripojením na sieť. Rozvoj v oblasti regulácie však umožnil z tejto nevýhody vytvoriť výhodu. V dnešnej dobe vo väčšine pokrokových aplikácií už nenájdeme najpoužívanejší asynchronný motor alebo synchronný motor bez príslušnej riadiacej jednotky, ktorá optimalizuje jeho vlastnosti, čo sa týka jeho výkonu, účinnosti alebo vplyvu na sieť (účinníku). V tejto kapitole sú stručne uvedené dve najpoužívanejšie metódy riadenia, a ich simulácie sú následne použité v tejto diplomovej práci.

3.1 Priestorový vektor, Clarkeova a Parkova transformácia

Skôr než si uvedieme jednotlivé metódy riadenia si v prvom rade treba vysvetliť, čo je to priestorový vektor, keďže tieto metódy sú založené na jeho riadení. V [2] môžeme nájsť definíciu priestorového vektora takto: „Ak pretekajú jednotlivými statorovými vinutiami s počtom závitov N_1 prúdy s okamžitými hodnotami i_a, i_b, i_c , potom ich magnetomotorické napätie F_{ma}, F_{mb}, F_{mc} vytvorí vo vzduchovej medzere jeden priestorový vektor výsledného magnetomotorického napätia $F_{m\Sigma}$, ktoré môžeme zapísať pomocou komplexných čísiel:

$$F_{m\Sigma} = KN_1(i_a + i_b(\cos 120^\circ + j \sin 120^\circ) + i_c(\cos(-120^\circ) + j \sin(-120^\circ))) = KN_1 i_s \quad (3.1)$$

kde konštantu K je možné zvolit’.

Väčšinou sa reálna osa týchto súradníc označuje α a imaginárna β . Osa vinutia „a“ leží v reálnej ose súradníc α . Rovnicu 3.1 môžeme prepísať do tvaru:

$$F_{m\Sigma} = KN_1 \left(i_a + i_b \left(-\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) + i_c \left(\left(-\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right) \right) = KN_1 (i_\alpha + j i_\beta) \quad (3.2)$$

Prúdy i_α a i_β tak tvoria zložky výsledného priestorového vektora statorového prúdu i_s . Rovnicou 3.2 sme zároveň previedli trojfázový systém väčšinou označovaný ako „abc“ na dvojfázový „ $\alpha\beta$ “. Táto transformácia sa všeobecne nazýva Clarkeova a jej grafické znázornenie môžeme vidieť na obrázku 3.1a.

Transformáciu môžeme použiť nie len na prúd, ale aj na napätie a spriahnutý magnetický tok. Sústava transformačných rovni (rov. 3.3) použitá v tomto prípade je teda zapísaná vo všeobecnom maticovom tvare, ktorý je použiteľný pre akúkoľvek veličinu a je vhodnejší pre riešenie pomocou počítača.

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

V našom príklade som zvolil $K = \frac{2}{3}$ (vid' rov. 3.3), teda prúd i_α bude rovný i_a . Ak zvolíme $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$, potom bude platiť invariantnosť výkonov a pokiaľ zvolíme $K = 1$, bude mať transformovaný priestorový vektor prúdu veľkosť odpovedajúcu skutočnosti, tj. $|i_s| = \frac{3}{2}I_{\max}$.

Priestorový vektor je teda nahradenie troch okamžitých skalárnych veličín jednou vektorovou veličinou. [2]

Treba si uvedomiť, že priestorový vektor statorového prúdu, respektíve spriahnutého magnetického toku, sa vplyvom sínusového napájania v súradnicovom systéme spriahnutého so statorom otáča.

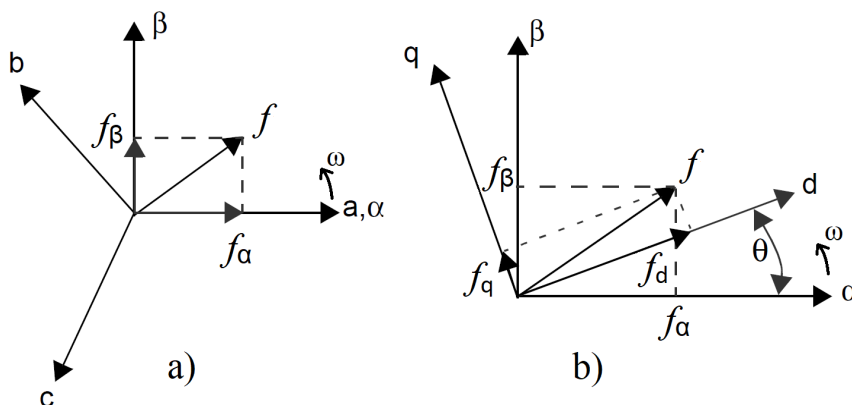
Následne si zavedieme nový súradnicový systém, ktorý je zviazaný so spriahnutým magnetickým tokom, čiže sa otáča rovnakou rýchlosťou ako priestorový vektor statorového spriahnutého magnetického toku. Tento systém je označovaný „dq“.

Ak si predstavíme, že sa nachádzame v systéme dq, zistíme, že priestorový vektor spriahnutého magnetického toku sa nám bude zdať statický. Zložky priestorového vektoru spriahnutého magnetického toku Ψ_d a Ψ_q tak budú jednosmerné veličiny.

Vzájomná poloha systému $\alpha\beta$ a systému dq je charakterizovaná polohovým uhlom θ , ktorý sa neustále mení. Aby bolo možné vykonať transformáciu zo systému $\alpha\beta$ do systému dq, je potrebné poznať veľkosť tohoto uhla, preto sa uhol θ označuje aj ako transformačný.

Transformácia zo systému $\alpha\beta$ do dq sa nazýva Parkova a je graficky znázornená na obrázku 3.1b. Sústava rovníc Parkovej transformácie 3.4 je opäť vo všeobecnom maticovom tvare.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (3.4)$$



Obr. 3.1: Grafické znázornenie a) Clarkeovej b) Parkovej transformácie. (Prevzaté z [10] a upravené).

Po prevedení trojfázového systému na „jednosmerný“ sme schopný s riadenými veličinami veľmi jednoducho pracovať. Ako bude ukázané neskôr, v systéme dq budú vykonávané všetky potrebné operácie týkajúce sa riadenia. Následne je však nutné previesť spracované veličiny späť do trojfázového systému abc. K tomu

nám slúži spätná Parkova transformácia, ktorou sa preniesieme zo systému dq do systému $\alpha\beta$. Pre riešenie sústavy rovníc 3.5 spätnej Parkovej transformácie je opäť potrebná znalosť transformačného uhlu θ .

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Následne sa spätnou Clarkeovou transformáciou preniesieme z dvojfázového systému do trojfázového (viď rov. 3.6).

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

V niektorých prípadoch, pokiaľ nie je potrebná transformácia z abc do $\alpha\beta$ súradnicového systému, sa využíva priama Parkova transformácia do súradnicového systému dq: [10]

$$P(\theta_{er}) = \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{er}) & \cos(\theta_{er} - 2\pi/3) & \cos(\theta_{er} + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_{er}) & -\sin(\theta_{er} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{er} + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

A spätná transformácia:

$$P(\theta_{er})^{-1} = \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_{er}) & -\sin(\theta_{er}) \\ \cos(\theta_{er} - 2\pi/3) & -\sin(\theta_{er} - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_{er} + 2\pi/3) & -\sin(\theta_{er} + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

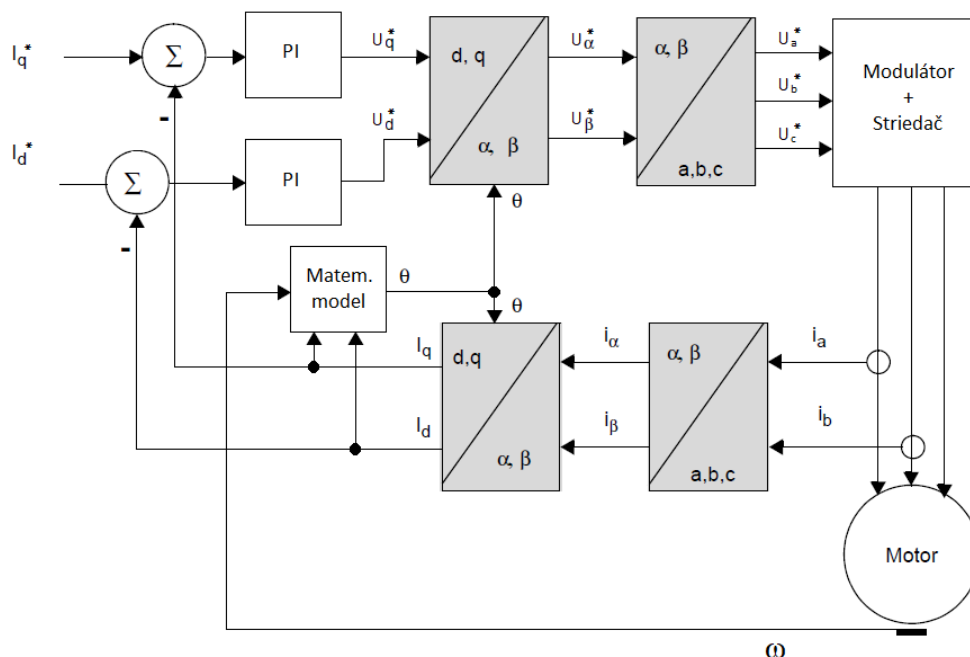
3.2 Riadenie priestorového vektora

Riadenie priestorového vektora, alebo v angličtine často používané Field Oriented Control (FOC) je moderný spôsob riadenia elektrických motorov, ktorý je v dnešnej dobe používaný pri riadení asynchrónnych motorov, synchronných motorov s permanentými magnetmi (PMSM), reluktančných synchronných motorov a ďalších. Keďže riadenie RSM je často založené práve na tejto metóde, v nasledujúcej kapitole si všeobecne zhrnieme princíp riadenia priestorového vektora pre motory so statorom valcového tvaru napájaného tromi fázami. Jeho všeobecné schéma môžeme vidieť na obrázku 3.2.

Pri riadení motoru sa snažíme riadiť veľkosť statorového prúdu za účelom dosiahnuť požadované hodnoty magnetického toku, momentu, otáčok alebo rotorových prúdov. Tieto hodnoty však vo väčšine prípadoch nie je možné merať priamo. Napríklad prúd ASM s kľetkou nakrátko alebo magnetický tok vo vnútri statoru.

Pri metóde riadenia FOC sa preto využíva znalosť matematického modelu použitého stroja a jeho meraných alebo vypočítaných parametrov ako napríklad odpor vinutia, vlastné a vzájomné indukčnosti atď. Matematický model býva charakterizovaný v rôznych súradnicových systémoch, ktoré môžu byť zviazané s priestorovým vektorom statorového spriahnutého magnetického toku, rotorového spriahnutého magnetického toku, s tokom vzduchovej medzery a iné. [10]

Veľkou výhodou je použitie súradnicového systému dq (viď kapitola 4), keďže, ako už bolo spomenuté, jednotlivé zložky priestorového vektora sú v tomto systéme jednosmerné veličiny.



Obr. 3.2: Všeobecné schéma riadenia pomocou FOC. (Prevzaté z [10] a upravené).

Pri používaní matematických modelov často dochádza k linearizácii nelineárnych diferenciálnych rovníc, ktorými je riadená sústava popísaná, alebo k predpokladom, že parametre sa v rámci prevádzky nemenia.

Typickým príkladom je zmena statorového odporu vinutia vplyvom jeho oteplenia. Odpor je možné zmerať alebo spočítať v laboratórnych podmienkach a pre dané teploty zostaviť graf závislostí. Problém však nastáva v priestoroch, kde je prakticky nemožné merať teplotu, napríklad na rotore ASM. Môžeme mať určitú predstavu o teplote v oblasti okolia rotoru, respektíve o jeho odpore, ale táto hodnota nemusí byť presná.

Ďalej pri meraní veličín ako sú statorové prúdy v náročných aplikáciách s rušením a prípadným offsetom meracích prístrojov môže dochádzať k chybám, ktoré môžu mať vplyv na efektivitu riadenia a v špecifických prípadoch môžu viesť k úplnej nefunkčnosti zariadenia.

Týmto odstavcom by som len rád upozornil na úskalia riadenia na základe matematického modelu. V dnešnej dobe sa cena a kvalita riadiaceho systému odráža práve na schopnosti firiem dodávajúcich regulátory, správne merať a v priebehu prevádzky počítat' alebo odhadovať dôležité parametre modelu a tým zlepšovať priebeh regulácie.

Proces nepriamej regulácie priestorového vektora môžeme rozdeliť do nasledujúcich krokov:

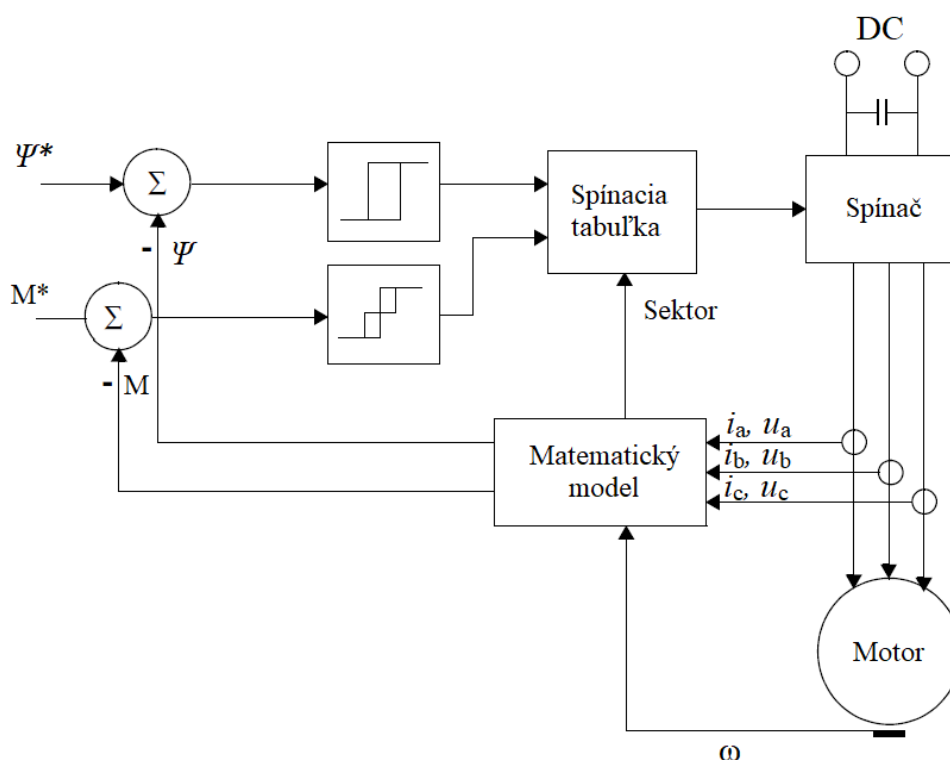
1. Meranie statorových prúdov i_a a i_b , pričom i_c je dopočítané: $i_a + i_b + i_c = 0$. Tým sa navyše ušetrí cena za jeden senzor.
2. Trojfázový prúd je prevedený pomocou Clarkeovej transformácie (rov. 3.3) do systému $\alpha\beta$. Potom i_α a i_β sú časovo premenné zložky statorového prúdu z pohľadu statora. Táto transformácia sa napríklad využíva pri $I-n$ alebo $U-I$ matematickom modeli ASM.
3. Súradnice dvojfázového systému $\alpha\beta$ sú následne transformované pomocou Parkovej transformácie (rov. 3.4) do „jednosmerného“ systému dq. Pri tejto transformácii je potrebná znalosť transformačného uhlu θ , ktorý je počítaný na základe matematického modelu stroja. Výsledkom sú zložky prúdu v súradnicovej sústave zviazanej so spriahnutým magnetickým tokom dq.

4. Použitím regulácie so zápornou spätnou väzbou nám ako referenčné hodnoty vstupujú do slučky prúdu I_d a I_q , pričom magnetický tok je úmerný zložke prúdu I_d a moment motoru je úmerný zložke prúdu I_q .
5. Veličiny odchýlok od požadovanej hodnoty prúdu následne vstupujú do PI regulátorov. Výstupom z regulátorov je požadované napätie v súradniciach dq.
6. Požadované hodnoty napätia sú pomocou spätnej Parkovej (rov. 3.5) a spätnej Clarkeovej (rov. 3.6) transformácie prevedené do trojfázovej sústavy zviazanej so satorom. Tieto hodnoty sú následne privedené do modulátoru. [10]

3.3 Priame riadenie momentu

Druhým najpoužívanejším riadením je v dnešnej dobe priame riadenie momentu, alebo v angličtine Direct Torque Control (DTC). Na obrázku 3.3 môžeme vidieť jeho všeobecné schéma. Podobne ako pri vektorovej regulácii sú merané veličiny spracované pomocou matematického modelu v súradnicovom systéme $\alpha\beta$ alebo dq, ktorého výstupom je vypočítaný moment a magnetický tok.

Pri tejto metóde riadenia sa namiesto PI regulátorov volia dva hysterézne regulátory. Prvý dvojúrovňový regulátor vyhodnocuje regulačnú odchýlku spriahnutého magnetického toku a druhý trojúrovňový regulátor vyhodnocuje regulačnú odchýlku momentu.



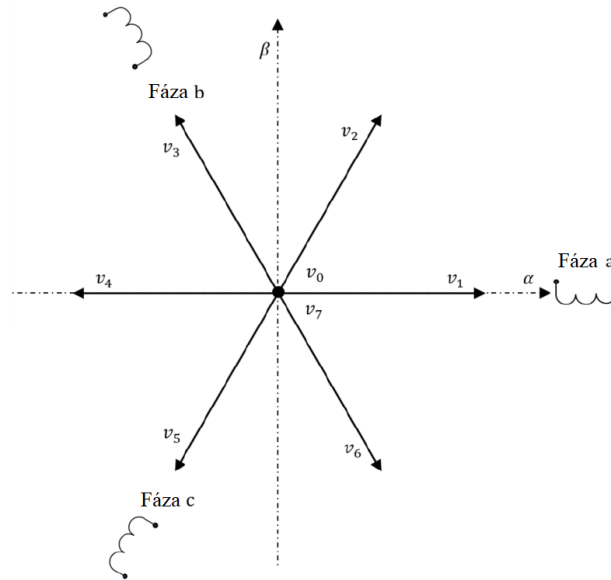
Obr. 3.3: Všeobecné schéma riadenia pomocou DTC.

Tolerančné pásmo je volené na základe rýchlosti vyhodnocovania matematického modelu, na maximálnej prípustnej spínacej frekvencii použitého frekvenčného meniča a na požiadavkách danej aplikácie. Meranie

a výpočty musia prebiehať dostatočne rýchlo a presne, aby bolo možné bezprostredne rozhodnúť, či treba moment zväčšovať alebo znižovať.

Výstup z regulátorov je následne spracovaný pomocou spínacej tabuľky. Pri dvojúrovňovom napätovom striedači, ktorý sa väčšinou využíva, máme k dispozícii 6 aktívnych a 2 pasívne vektory, ktoré rozdeľujú rovinu $\alpha\beta$ na 6 sektorov (obr. 3.4 a tab. 3.1). Pre spínanie je teda tiež nutné poznať aktuálnu polohu vektoru spriahnutého magnetického toku v systéme $\alpha\beta$, ktorá je počítaná v matematickom modeli. [2] [11]

Vektorom spriahnutého magnetického toku je možné podľa dvoch najpoužívanejších metód DTC pohybovať po tvare kružnice (Takahashiho metóda) alebo po tvare šesťuholníku (Depenbrockova metóda).



Obr. 3.4: Základné vektory zopnutia v rovine $\alpha\beta$. (Prevzaté z [11]).

	v_0	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_7
a	0	1	1	0	0	0	1	1
b	0	0	1	1	1	0	0	1
c	0	0	0	0	1	1	1	1

Tabuľka 3.1: Tabuľka možnosti dosiahnutia základných vektorov zopnutia uvedených na obrázku 3.4.

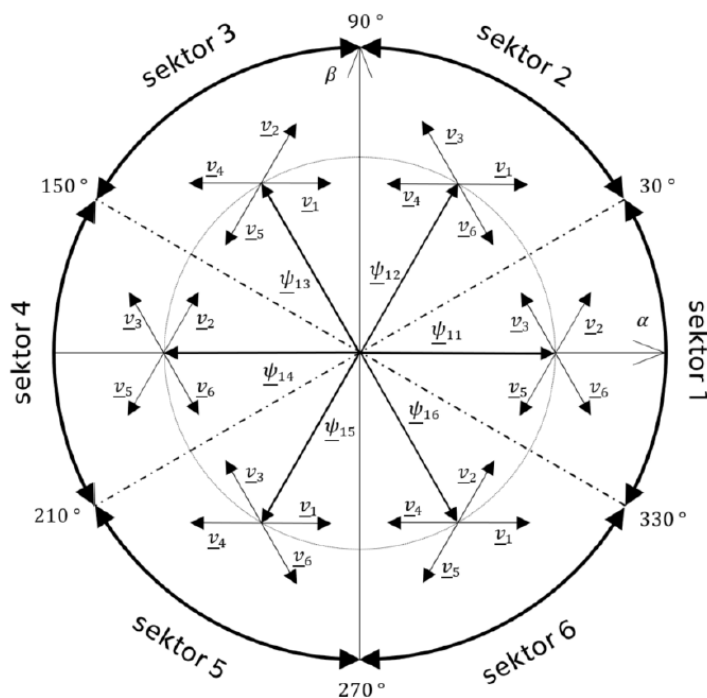
Princíp spínania si vysvetlíme na pohybe po kružnici, ktorý je použitý v tejto diplomovej práci v kapitole 8.3. Cieľom Takahashiho metódy je pohybovať vektorom spriahnutého magnetického toku v pásme opísanom vnútornou a vonkajšou kružnicou. Šírka tohoto pásma je teda dvojnásobok zvolenej dovolenej odchýlky $\Delta\Psi$. Na obrázku 3.5 môžeme vidieť rozdelenie roviny $\alpha\beta$ do jednotlivých sektorov. Vidíme, že základné napätové vektory zopnutia tvoria osu príslušného sektoru.

Pri použití Takahashiho metódy máme k dispozícii vždy 4 aktívne a 2 pasívne vektory zopnutia. Dva aktívne vektory, ktoré sú rovnobežné s osou daného sektoru sa pri tejto metóde nevyužívajú, pretože by to viedlo k veľkej spínacej frekvencii, keďže vektor magnetického toku by rýchlo dosiahol hranice vnútornej alebo vonkajšej tolerančnej kružnice. Dôsledok spínania jednotlivých vektorov si vysvetlíme na obrázku 3.5, v sektore 1.

Predpokladáme, že vektorom spriahnutého magnetického toku otáčame proti smeru hodinových ručičiek. Potom pri zopnutí aktívneho vektoru:

- v_2 dôjde k nárastu toku a nárastu momentu,
- v_3 dôjde k poklesu toku a nárastu momentu,
- v_5 dôjde k poklesu toku a poklesu momentu,
- v_6 dôjde k nárastu toku a poklesu momentu.

Pri zopnutí pasívnych vektorov dochádza k pomalému nárastu alebo poklesu momentu, v závislosti na zmysle otáčania vektoru toku. [11]



Obr. 3.5: Graf určenia sektoru na základe uhla vektoru statorového toku a možnosti zopnutia vektorov v závislosti na požiadavkách regulátorov (prevzaté z [11]).

4 Matematický model RSM

V nasledujúcej kapitole si odvodíme matematickým model bezkietkového RSM, ktorý budeme následne využívať pri modelovaní riadenia RSM. Jeho zjednodušené schéma môžeme vidieť na obrázku 4.1. Uhol natočenia pozdĺžnej osy d k fáze a je charakterizovaný uhlom θ_{er} , čo je zároveň transformačný uhol potrebný pri transformácii súradnicového systému.

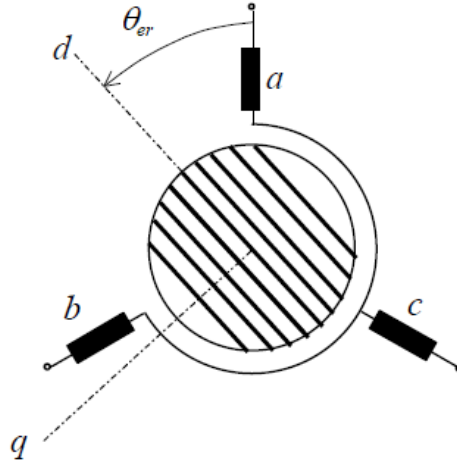
Pre úplnosť sú uvedené nasledujúce rovnice 4.1 až 4.10 všeobecne charakterizujúce vzťahy medzi napätím, prúdmi a magnetickými tokmi jednotlivých fáz, za predpokladu lineárnej zmeny indukčnosti v závislosti na polohe rotora. Použitie týchto rovníc v matematickom modeli pre riadenie RSM by však bolo zložité a preto je potrebné ich transformovať, ako bude ukázané neskôr. [14]

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_a}{dt} &= u_a - i_a R_s \\ \frac{d\lambda_b}{dt} &= u_b - i_b R_s \\ \frac{d\lambda_c}{dt} &= u_c - i_c R_s \end{aligned} \quad ; \quad \begin{vmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} L_{abc}(\theta_{er}) \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} \quad (4.1)$$

$$M_e = \frac{p_p}{2} \begin{vmatrix} i_a, i_b, i_c \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \frac{\partial L_{abc}(\theta_{er})}{\partial \theta_{er}} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{vmatrix} \quad (4.2)$$

$$M_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + M_z \quad (4.3)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = p_p \frac{M_e - M_z}{J} \quad ; \quad \frac{d\theta_{er}}{dt} = \omega_r \quad (4.4)$$



Obr. 4.1: Zjednodušené schéma bezkietkového RSM. (Prevzaté z [5]).

Z predchádzajúcich rovníc vidíme, že indukčnosti sú funkciou polohy rotora. Tieto rovnice sú riešiteľné vo všeobecnosti len pomocou numerických metód. Ak uvažujeme sínusovú zmenu indukčností s polohou rotora dostaneme nasledujúce rovnice [14]:

$$L_{aa} = L_{s\sigma} + L_h + L_0 \cos(2\theta_{er}) \quad (4.5)$$

$$L_{bb} = L_{s\sigma} + L_h + L_0 \cos(2\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}) \quad (4.6)$$

$$L_{cc} = L_{s\sigma} + L_h + L_0 \cos(2\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}) \quad (4.7)$$

$$L_{ab} = -\frac{L_h}{2} + L_0 \cos(2\theta_{er} - \frac{2\pi}{3}) \quad (4.8)$$

$$L_{bc} = -\frac{L_h}{2} + L_0 \cos(2\theta_{er}) \quad (4.9)$$

$$L_{ac} = -\frac{L_h}{2} + L_0 \cos(2\theta_{er} + \frac{2\pi}{3}) \quad (4.10)$$

Použitím Clarkeovej a Parkovej transformácie (kap. 3.2) dostaneme napäťové rovnice v súradnicovej sústave zviazanej s magnetickým tokom dq:

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_r \psi_q \quad (4.11)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_r \psi_d \quad (4.12)$$

Po jednoduchých úpravách napäťových rovníc a pridaním rovnice pre moment a otáčky (rov. 4.3 a 4.4) dostávame matematický model RSM, (rov. 4.13 až 4.19).[5] [14]

$$\frac{d\psi_d}{dt} = u_d - R_s i_d + \omega_r \psi_q \quad (4.13)$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = u_q - R_s i_q - \omega_r \psi_d \quad (4.14)$$

$$\psi_d = L_d i_d; \quad L_d = L_{s\sigma} + L_{dm} \quad (4.15)$$

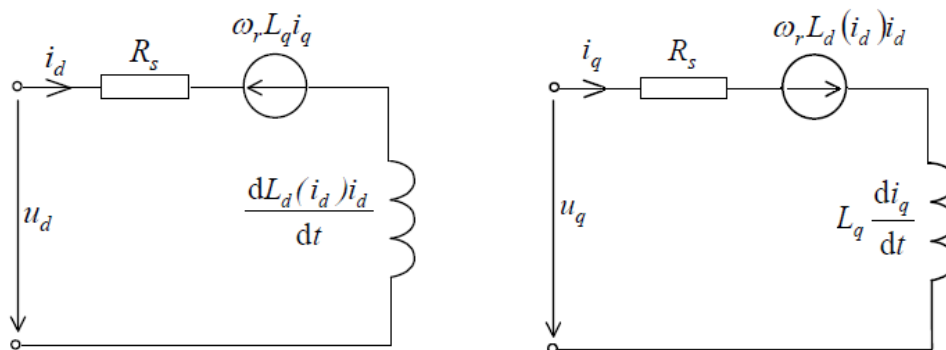
$$\psi_q = L_q i_q; \quad L_q = L_{s\sigma} + L_{qm} \quad (4.16)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = p \frac{M_e - M_z}{J} \quad (4.17)$$

$$M_e = \frac{3}{2} p_p (L_d - L_q) i_d i_q \quad (4.18)$$

$$\frac{d\theta_{er}}{dt} = \omega_r \quad (4.19)$$

Tieto rovnice nám budú slúžiť ako základný matematický model RSM. Vo všeobecnosti sa predpokladá, že pri použití axiálne laminovaného rotoru, ktorý je uprednostňovaný pri bezkietkových konfiguráciách (z dôvodov, ktoré boli uvedené v kapitole 2.1), k nasýteniu magnetického obvodu dochádza len v osi d, teda $L_d(i_d)$ musíme uvažovať ako premennú, ako bude ukázané v nasledujúcej podkapitole 4.3. Naopak L_q uvažujeme vo väčšine prípadoch konštantnú. Premenná indukčnosť L_q sa uvažuje až pri veľmi vysokých prúdoch i_q . [14]



Obr. 4.2: Náhradná obvodová schéma RSM s uvažovaním nasýtenia a zanedbaní strát v železe. (Prevzaté z [5]).

4.1 Ustálený stav RSM

V tejto časti si ukážeme vlastnosti RSM pri ustálenom stave. V ustálenom stave sú napätia statoru symetrické, sínusové a elektrická uhlová rýchlosť sa rovná synchronnej $\omega_r = \omega_s$. Rovnice napätia budú mať tvar:

$$U_{a,b,c} = U_s \sqrt{2} \cos \left(\omega_s t - (i - 1) \frac{2\pi}{3} \right); \quad i = 1, 2, 3 \tag{4.20}$$

S využitím Parkovej transformácie z rovnice 3.7 a použitia transformačného uhlu θ_{er} riešením rovnice 4.19 dostávame pri $\theta_{er} = \omega_s t + \theta_0$:

$$U_d = U \sqrt{2} \cos \theta_0 \quad ; \quad U_q = U \sqrt{2} \sin \theta_0 \tag{4.21}$$

Ak U_d a U_q sú v súradnicovom systéme dq jednosmerné veličiny, potom I_d, I_q, Ψ_d, Ψ_q budú tiež jednosmerné veličiny.

V ustálenom stave budú statorové prúdy podobne ako napätia symetrické a sínusové. [5] [14]

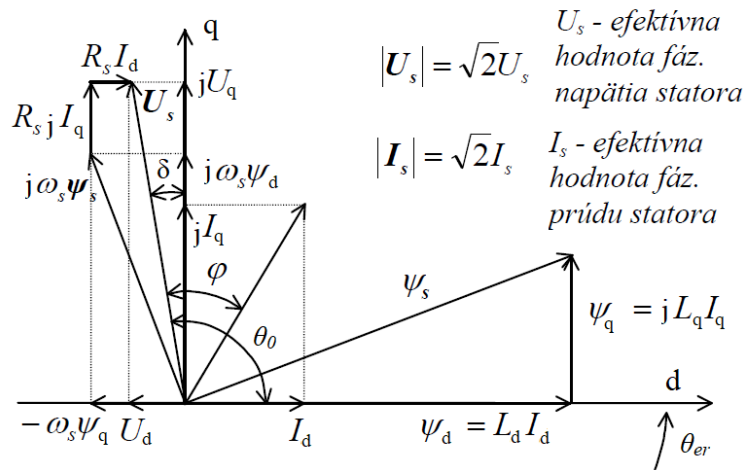
Ak predpokladáme, že prúdy zaostávajú za statorovým napätím o uhol φ , potom rovnice prúdu budú vyzerat' nasledovne:

$$I_d = I \sqrt{2} \cos(\theta_0 - \varphi) \quad ; \quad I_q = I \sqrt{2} \sin(\theta_0 - \varphi) \tag{4.22}$$

Vo vektorovom diagrame pre ustálený stav (obr. 4.3) môžeme vidieť odchylenie priestorového vektora napätia od osy q o záťažový uhol δ . Uhol odchylenia od osy d, uhol θ_0 potom môžeme vyjadriť ako:

$$\theta_0 = \pm \left(\frac{\pi}{2} + \delta \right) \tag{4.23}$$

kde znamienko + použijeme pre motor a znamienko - pre generátor. [5]



Obr. 4.3: Vektorový diagram v ustálenom stave. (Prevzaté z [5] a upravené).

4.2 Kvalitatívne ukazovatele RSM

Kvalitatívne ukazovatele RSM sú dôležité pre počítačový odhad maximálnych dosiahnuteľných možností nami zvoleného motora, na základe znalosti jeho charakteristických parametrov. Sú to v prvom rade

maximálny dosiahnuteľný moment pri ideálnych podmienkach, pomer strát vo vinutí na jednotku momentu a maximálny dosiahnuteľný účinník. Na základe kvalitatívnych ukazovateľov rozlišujeme stratégie riadenia, ktoré sú založené na udržovaní príslušného pomeru pozdĺžnej a priečnej zložky prúdu I_d a I_q .

Maximálny moment:

Jedným z kvalitatívnych ukazovateľov je moment: [5]

$$M_e = \frac{3}{2}p_p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2}p_p(L_d - L_q)i_d i_q \quad (4.24)$$

Maximálny moment pri statorovom toku bude vypočítaný na princípe hľadania extrému funkcie:

$$\frac{\partial M_e(i_d)}{\partial i_d} = \frac{\partial}{\partial i_d} \left(\frac{3}{2}p_p \frac{L_d - L_q}{L_q} i_d \sqrt{\psi_s^2 - L_d^2 i_d^2} \right) = 0 \quad (4.25)$$

$$\psi_s = \sqrt{L_d^2 i_d^2 + L_q^2 i_q^2} \quad (4.26)$$

Riešením rovnice (4.25) pri danom statorovom toku dostaneme nasledujúce kritérium:

$$I_{dk} = \frac{\psi_s}{\sqrt{2}L_d} \quad ; \quad I_{qk} = \frac{\psi_s}{\sqrt{2}L_q} \quad ; \quad \frac{I_{dk}}{I_{qk}} = \frac{L_q}{L_d} \quad (4.27)$$

Dosadením dostaneme rovnicu maximálneho statického momentu:

$$M_{ek} = \frac{3}{2}p_p(L_d - L_q) \frac{\psi_s^2}{L_q L_d} = \frac{3}{2}p_p(L_d - L_q) i_{dk}^2 \frac{L_d}{L_q} \quad (4.28)$$

Minimálne straty:

Keďže straty v RSM predstavujú hlavne straty v statore, rotorové straty sa vo väčšine prípadov zanedbávajú.

Straty vo vinutí sú potom:

$$\Delta P_j = \frac{3}{2}R_s(I_d^2 + I_q^2) \quad (4.29)$$

Pomer strát vo vinutí na moment je:

$$\frac{\Delta P_j}{M_e} = \frac{\frac{3}{2}R_s(I_d^2 + I_q^2)}{\frac{3}{2}p_p(L_d - L_q)I_d I_q} \quad (4.30)$$

Podmienka pre minimum strát vo vinutí na moment sa následne získa riešením rovnice:

$$\frac{\partial(\Delta P_j/M_e)}{\partial(I_d/I_q)} = 0 \quad (4.31)$$

Z čoho vyplynie, že pre riadenie s minimom strát je dosahované ak $I_{dw} = I_{qw}$, kde index w označuje kritérium minimálnych strát na moment. Keďže hodnota prúdu i_d by nemala prekročiť hodnotu $i_{dk} = \frac{\psi_{\max}}{\sqrt{2}L_d}$, moment M_{ew} sa získa dosadením $i_{qw} = i_{dk}$. Rovnica momentu pre toto kritérium bude mať nasledujúci tvar:

$$M_{ew} = \frac{3}{2}p_p(L_d - L_q) \left(\frac{\psi_s}{L_d \sqrt{2}} \right)^2 = M_{ek} \frac{L_q}{L_d} \quad (4.32)$$

Z rovnice vyplýva, že pokiaľ je $L_q/L_d \ll 1$, čo je pri väčšine RSM bežné, veľkosť momentu pri minimálnych statorových stratách a danom statorovom toku bude veľmi malý oproti maximálnemu. Tento spôsob riadenia sa využíva len pre nízke hodnoty zaťažovacieho momentu.

Maximálny účinník:

Účinník pri zanedbaní strát vo vinutí a v železe môžeme vyjadriť nasledovne:

$$\cos \varphi = \frac{\text{kW}}{\text{kVA}} = \frac{\frac{3}{2}p_p(L_d - L_q)I_d I_q \frac{\omega_s}{p_p}}{\frac{3}{2}|U_s||I_s|} = \frac{(L_d - L_q)I_d I_q}{\sqrt{(L_d I_q)^2 + (L_q I_d)^2} \sqrt{I_d^2 + I_q^2}} \quad (4.33)$$

Maximálny účinník sa opäť získa použitím rovnice pre extrém funkcie:

$$\frac{\partial(\cos \varphi)}{\partial(I_d/I_d)} = 0 \Rightarrow \frac{I_{di}}{I_{qi}} = \sqrt{\frac{L_q}{L_d}} \quad (4.34)$$

Po dosadení bude hodnota účinníka:

$$\cos \varphi_i = \frac{1 - L_q/L_d}{1 + L_q/L_d} \quad (4.35)$$

Kde index i označuje kritérium maximálneho účinníka. Moment pri maximálnom účinníku pri $i_{di} = i_{dk}$ bude mať tvar:

$$M_{ei} = \frac{3}{2}p_p(L_d - L_q)i_{di}^2 \sqrt{\frac{L_d}{L_q}} = M_{ek} \sqrt{\frac{L_q}{L_d}} \quad (4.36)$$

Z rovníc vyplýva, že čím väčší je pomer L_d/L_q , tým väčší je maximálny účinník.

Moment pre kritérium maximálneho účinníka je $\sqrt{L_d/L_q}$ krát menší.

Dynamika momentu:

Dynamika momentu závisí na aplikovanej stratégii riadenia, ktoré sme si práve predviedli.

Ukazuje sa, že pre $L_q \ll L_d$ a pre nízke rýchlosti dáva najrýchlejšiu odozvu momentu riadenie pri ktorom $I_d = I_{dk} = \text{konst.}$ a i_q sa mení. Momentová rovnica potom bude mať tvar:

$$M_e = \frac{3}{2}p_p(L_d - L_q)I_{dk}i_q \quad (4.37)$$

Dynamika momentu je potom daná dynamikou i_q , ktorá závisí od časovej konštanty:

$$\tau_s = \frac{L_q}{R_s} \quad (4.38)$$

Najrýchlejšia časová odozva sa teda dosiahne pre kritérium maximálneho momentu pri danom statorovom toku, pri ktorom riadime zložky priestorového vektora statorového prúdu podľa vzťahu:

$$\frac{I_{dk}}{I_{qk}} = \frac{L_q}{L_d} \quad (4.39)$$

4.3 Závislosť pozdĺžnej a priečnej indukčnosti na veľkosti prúdu

Ako už bolo naznačené v kapitole 4, problémom RSM je zmena indukčnosti (primárne indukčnosti v pozdĺžnej ose L_d) v závislosti na veľkosti statorového prúdu I . Tento jav je spôsobený vplyvom saturácie, teda nasýtenia magnetického obvodu v pozdĺžnej ose. Na obrázku 4.4 môžeme vidieť typickú závislosť

spriahnutého magnetického toku na veľkosti statorového prúdu v pomerných jednotkách, ktorú som vytvoril na základe pozorovania skutočných závislostí ktoré boli vynesené v použitej literatúre [12], [13], [14].

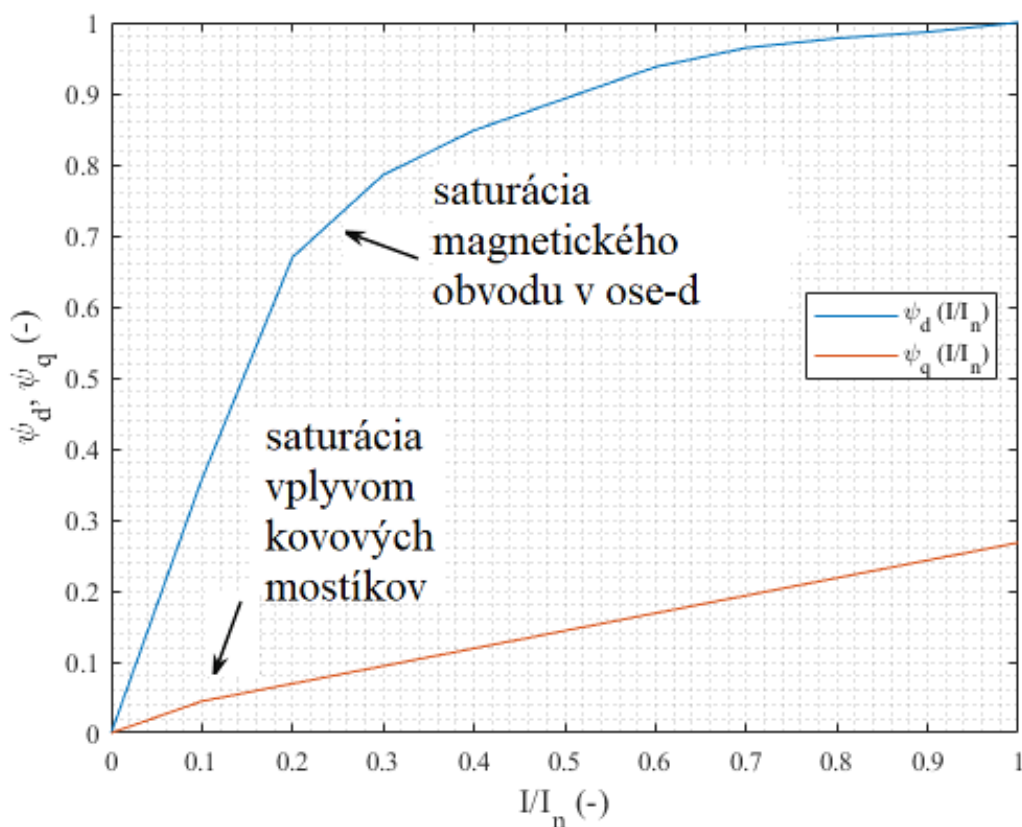
Vzťah medzi indukčnosťou a zpriahnutým magnetickým tokom je vyjadrená v rovnici 4.40.

$$\Psi = N \cdot \Phi = N \frac{I \cdot L}{N} = I \cdot L \quad (4.40)$$

$$L = \frac{\Psi}{I} \quad ; \quad l = \frac{\Psi/\Psi_n}{I/I_n}$$

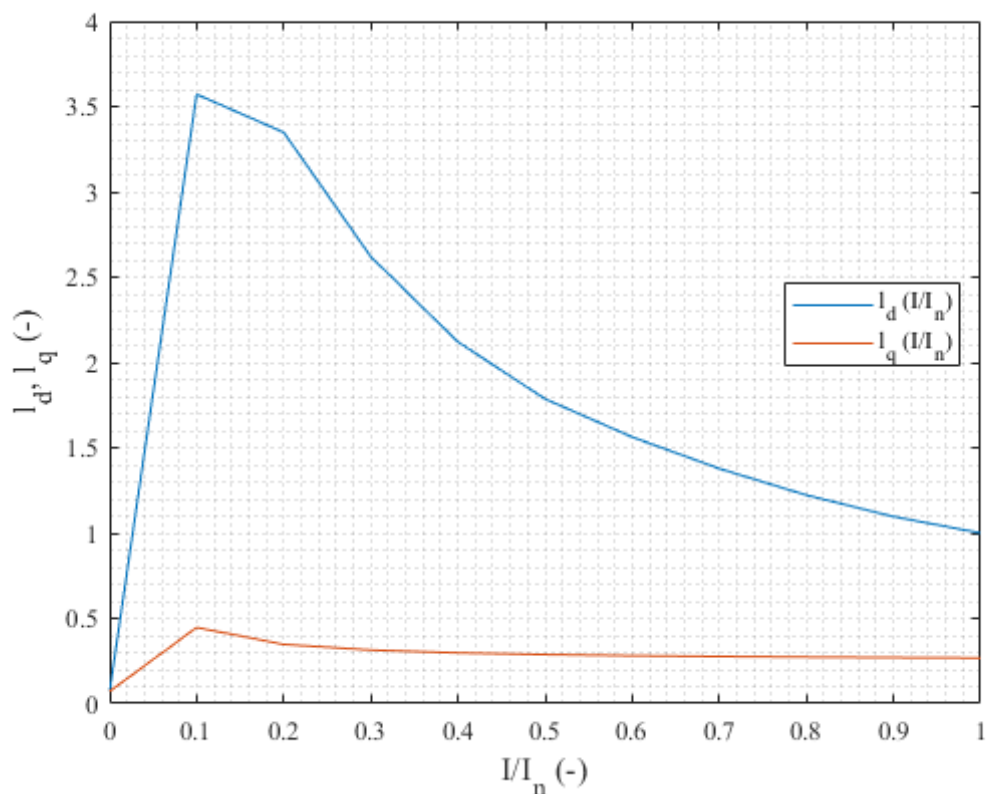
Pri použití týchto rovníc na ilustračný priebeh z obrázku 4.4 dostaneme na obrázku 4.5 závislosť indukčnosti na veľkosti prúdu $l(i)$ v pomerných jednotkách.

Môžeme vidieť, že pri nízkych hodnotách prúdu, rádovo 10–20% menovitého prúdu, dosahuje indukčnosť v ose d svojho vrcholu a následne už len klesá. Jej závislosť je zároveň silno nelineárna a pri riadení RSM je rozhodne nutné poznať jej závislosť.



Obr. 4.4: Typická závislosť spriahnutého magnetického toku na veľkosti statorového prúdu $\Psi(I)$ v pomerných jednotkách.

V priečnej ose q môžeme vidieť, že pri nízkych hodnotách prúdu, v tomto prípade 10% menovitého prúdu, vzniká náznak saturácie. To je spôsobené mechanickým upevnením plechov k hriadieli za pomoci kovových šróbov alebo vložiek. Tento dej vzniká len pri nízkych hodnotách prúdu, a zároveň sa prejavuje len minimálne, takže v rámci prevádzky býva táto nelinearita takmer zanedbateľná. Indukčnosť v priečnej ose teda môžeme vo väčšine prípadoch považovať za konštantnú.



Obr. 4.5: Závislosť indukčnosti na veľkosti prúdu $l(i)$ v pomerných jednotkách.

5 Meranie parametrov bezkietkového RSM

5.1 Meranie elektrických parametrov

Pre zostavenie matematického modelu používaného pri riadení RSM je potrebná znalosť jeho základných elektrických parametrov: R_s , $L_d(i_d)$ a L_q . Existujú rôzne metódy merania parametrov RSM, ktoré sa odlišujú použitím jednosmerného alebo striedavého prúdu, respektíve napätia. Ďalej sa odlišujú v tom, pre ako presný model a typ RSM budú použité.

Pri najjednoduchších modeloch RSM sa uvažuje L_d a L_q konštantné. Pre reálnejšie simulovanie správania RSM sa uvažuje závislosť $L_d = f(i_d)$ a $L_q = konst.$ Tento model je postačujúci pre nízke hodnoty prúdov a menšie výkony.

Pre zložitejšie modely a simulovanie RSM vysokých výkonov a prúdov sa uvažujú straty v železe, ktoré sa v jednoduchých modeloch väčšinou zanedbávajú. Pri týchto druhoch modelov RSM s vysokými statorovými prúdmi sa navyše začína uvažovať závislosť priečnej indukčnosti na priečnej zložke prúdu $L_q = f(i_q)$.

Pri najzložitejších modeloch sa uvažuje vplyv pozdĺžnej aj priečnej zložky prúdu na obidve zložky indukčnosti, teda $L_d = f(i_d, i_q)$ a $L_q = f(i_d, i_q)$. [14]

5.1.1 DC metóda merania

Prvým zo spôsobov merania parametrov motoru je skúška so zabrzdeným rotorom (v angličtine Standstill test). Tento najjednoduchší spôsob určenia parametrov je založený na meraní poklesu jednosmerného prúdu z rôznych počiatočných hodnôt prúdu. Schéma zapojenia je zobrazená na obrázku 5.1. Pri tejto metóde sa zanedbávajú straty v železe. Výpočet vychádza z nasledujúcich rovníc: [14]

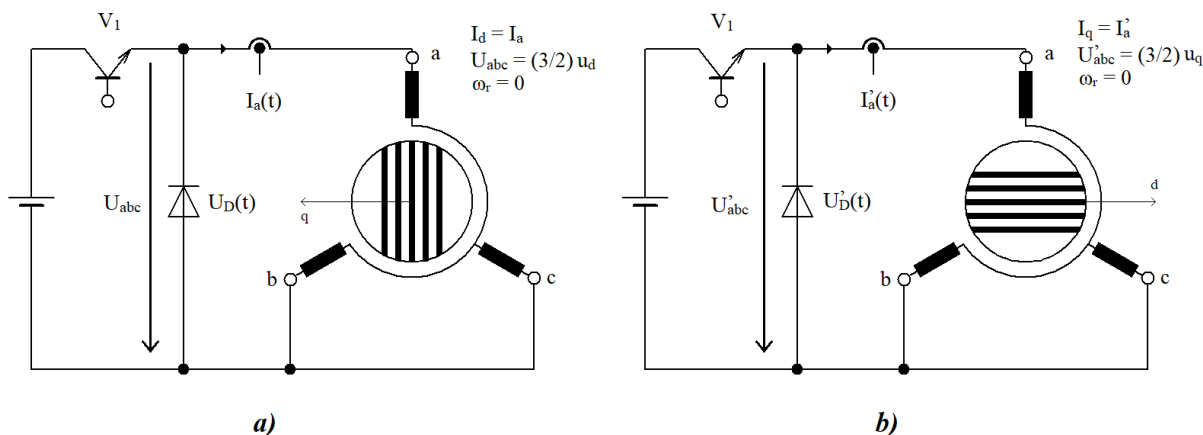
$$i_d R_s - U_d = -\frac{d\psi_d}{dt}; \quad i_q = 0; \quad \psi_d = L_d(i_d)i_d \quad (5.1)$$

$$i_q R_s - U_q = -\frac{d\psi_q}{dt}; \quad i_d = 0; \quad \psi_q = L_q i_q \quad (5.2)$$

V počiatočnej fáze merania je ventil V_1 zopnutý a obvodom prechádza prúd I_{a0} . Priebeh prúdu $I_a(t)$ a napätia $U_{abc}(t)$ je zaznamenávaný osciloskopom. Následne zavrieme ventil V_1 a zaznamenáme poklesu prúdu $I_a(t)$ do nuly. Pred každým meraním je potrebné zaznamenať hodnotu odporu vypočítanú ohmovou metódou $R_s = \frac{2}{3} \frac{U_{abc}}{i_{a0}}$, z dôvodu zmeny odporu vplyvom oteplenia vinutia prechádzajúcim prúdom. Hodnoty indukčností získame využitím nasledujúcich rovníc a integráciou priebehov poklesu prúdu a napätia: [14]

$$L_d(i_d) = \frac{\int_0^\infty \frac{2}{3} U_D(t) dt + R_s \int_0^\infty \frac{2}{3} i_a(t) dt}{i_{a0}} \quad (5.3)$$

$$L_q = \frac{\int_0^\infty \frac{2}{3} U_D(t) dt + R_s \int_0^\infty \frac{2}{3} i_a(t) dt}{i_{a0}} \quad (5.4)$$



Obr. 5.1: Schéma merania parametrov RSM pomocou jednosmernej metódy so zabrzdeným rotorom (Prevzaté z [14]).

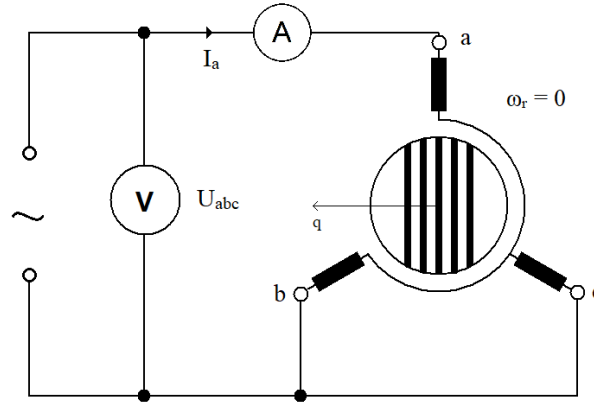
5.1.2 AC metóda merania

Druhý spôsob merania je veľmi podobný predchádzajúcemu. Jednosmerný zdroj napätia je ale nahradený jednofázovým striedavým zdrojom napätia, napríklad autotransfómatorom (obr. 5.2).

Pre meranie indukčnosti L_d natočíme rotor (podľa [15] stačí manuálne) do polohy s najmenšou reluktanciou. V danej pozícii následne aplikujeme rôzne veľkosti napätí a prúdov. Podobne postupujeme pri meraní L_q ,

ale rotor natočíme do polohy s maximálnou reluktanciou. Pred každým meraním je opäť dôležité zmerať veľkosť odporu R_s . Výslednú indukčnosť pre daný prúd dostaneme riešením rovnice 5.5: [15]

$$L_{d,q} = \frac{2}{3} \frac{\sqrt{\left(\frac{U_{abc}}{I_a}\right)^2 - \left(\frac{3}{2}R_s\right)^2}}{2\pi f} \quad (5.5)$$



Obr. 5.2: Schéma merania parametrov RSM pomocou striedavého zdroja napätia [15].

5.1.3 DC metóda merania pri uvažovaní vplyvu pozdĺžnej zložky prúdu

Posledná metóda merania elektrických parametrov uvádzaná v tejto diplomovej práci vychádza z predpokladu, že pozdĺžna aj priečna zložka statorového toku je závislá na veľkosti pozdĺžnej aj priečnej zložky prúdu statoru (viď rov. 5.6). Schéma merania je znázornená na obrázku 5.3. Môžeme vidieť, že pre toto meranie budú potrebné dva jednosmerné zdroje napätia.

Ako už bolo spomenuté, pri tejto metóde merania elektrických parametrov uvažujeme závislosť statorového toku:

$$\psi_d = L_d(i_d, i_q) \cdot i_d \quad (5.6)$$

$$\psi_q = L_q(i_d, i_q) \cdot i_q$$

Ďalej si v rovnici 5.7 definujeme prechodnú indukčnosť L_{dt} a L_{qt} . Z rovnice je zrejmé, že prechodná indukčnosť v pozdĺžnej ose L_{dt} (resp. L_{qt}) má dve zložky, ustálenú L_d , ktorá je získaná v ustálenom stave a prechodnú. [16]

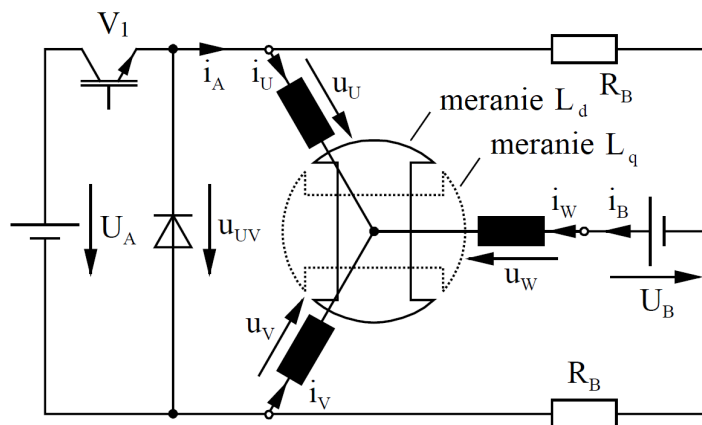
$$L_{dt} = L_d + i_d \frac{\partial L_d}{\partial i_d} \quad (5.7)$$

$$L_{qt} = L_q + i_q \frac{\partial L_q}{\partial i_q}$$

Pri použití rovníc 5.6 a 5.7 s napätovými rovnicami matematického modelu 4.13 až 4.19 dostaneme pokročilejšie napätové rovnice pre matematický model RSM 5.8: [16]

$$u_d = R_s i_d + L_{dt} \frac{di_d}{dt} + i_d \left(\frac{\partial L_d}{\partial i_q} \frac{\partial i_q}{\partial t} \right) - \omega_r L_q i_q \quad (5.8)$$

$$u_q = R_s i_q + L_{qt} \frac{di_q}{dt} + i_q \left(\frac{\partial L_q}{\partial i_d} \frac{\partial i_d}{\partial t} \right) + \omega_r L_d i_d$$



Obr. 5.3: Schéma merania parametrov RSM pomocou dvoch zdrojov jednosmerného napätia pri uvažovaní závislosti satorového magnetického toku na pozdĺžnej a priečnej zložke prúdu [16].

Pre meranie závislosti $L_d(i_d, i_q)$ a $L_q(i_d, i_q)$ podobne ako v kapitole 5.1.1 meranie vykonávame so zaaretovaným motorom v požadovanej polohe. Pomocou osciloskopu zaznamenáme pokles prúdu i_d (resp. i_A) a zmenu napätia u_{UV} po uzavretí polovodičovej súčiastky, ventilu V_1 . Navyše aby bolo možné merať vplyv pozdĺžnej aj priečnej zložky prúdu na priebeh indukčnosti je do fáze W injektovaný jednosmerný prúd i_B , ktorý je počas merania konštantný. [16]

Medzi fáze UW a VW je zapojený pomocný odpor R_B , ktorý slúži na to, aby prúd i_A nevytekal zo stroja, ale maril sa v odpore. Okrem toho je potrebné pred každým meraním zmerať sériový odpor R_s z dôvodu oteplenia vinutia.

Pri meraní pozdĺžnej indukčnosti L_d pre dané zapojenie merania nie je hodnota pozdĺžnej zložky prúdu i_d zhodná s prúdom i_A vstupujúcim do fáze U. Hodnota prúdu i_d je teda dopočítaná na základe rovnice 5.9.¹

$$i_d = \frac{2i_A}{\sqrt{3}} \frac{R_B}{R_B + R_s}; \quad i_q = -i_B; \quad u_d = \frac{u_{UV}}{\sqrt{3}} \quad (5.9)$$

$$i_q = \frac{2i_A}{\sqrt{3}} \frac{R_B}{R_B + R_s}; \quad i_d = i_B; \quad u_q = \frac{u_{UV}}{\sqrt{3}} \quad (5.10)$$

Pri meraní so zabrzdovým motorom bude pre mechanickú uhlovú rýchlosť platiť: $\omega_r = 0$. Potom napätové rovnice 4.11 a 4.12 prejdu do nasledujúceho tvaru:

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + i_q \frac{dL_q}{dt} \\ u_q &= R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + i_d \frac{dL_d}{dt} \end{aligned} \quad (5.11)$$

Kedže výsledky merania budú priebehy reprezentované diskretnými hodnotami, je nutné nahradiť derivácie z predchádzajúcich rovníc diferenciami. Môžeme sa rozhodnúť napríklad pre diferenciu vzad (rov. 5.12) alebo pre diferenciu vpred (rov. 5.13).

$$\frac{df}{dt} \approx \frac{\Delta f}{\Delta t} = \frac{f_k - f_{k-1}}{t_k - t_{k-1}} \quad (5.12)$$

¹analogicky pri meraní L_q platí rovnica 5.10 a motor je zabrzdový v polohe vyznačenej na obrázku 5.3

$$\frac{df}{dt} \approx \frac{\Delta f}{\Delta t} = \frac{f_{k+1} - f_k}{t_{k+1} - t_k} \quad (5.13)$$

Po použití diskretizácie na napäťové rovnice si môžeme vyjadriť pozdĺžnu a priečnu indukčnosť na základe meraného napätia a prúdu.

Pri použití diferencie vzad dostávame:

$$L_{dk} = \frac{(u_{dk} - R_s i_{dk})(t_k - t_{k-1}) + i_{dk} L_{d(k-1)}}{2i_{dk} - i_{d(k-1)}} \quad (5.14)$$

$$L_{qk} = \frac{(u_{qk} - R_s i_{qk})(t_k - t_{k-1}) + i_{qk} L_{q(k-1)}}{2i_{qk} - i_{q(k-1)}} \quad (5.15)$$

alebo pre diferenciu vpred dostaneme:

$$L_{dk} = \frac{(u_{d(k-1)} - R_s i_{d(k-1)})(t_k - t_{k-1}) + L_{d(k-1)}(2i_{d(k-1)} - i_{dk})}{i_{d(k-1)}} \quad (5.16)$$

$$L_{qk} = \frac{(u_{q(k-1)} - R_s i_{q(k-1)})(t_k - t_{k-1}) + L_{q(k-1)}(2i_{q(k-1)} - i_{qk})}{i_{q(k-1)}} \quad (5.17)$$

Stredná hodnota L_{dk} (resp. L_{qk}) je počítaná rekurzívne na základe znalosti veľkosti prúdu, napätia a predchádzajúcej hodnoty indukčnosti $L_{d(k-1)}$ (resp. $L_{q(k-1)}$), kde počiatkové podmienky môžu byť napríklad:

$$\begin{aligned} L_{d0} &= L_{d1} \\ L_{q0} &= L_{q1} \end{aligned} \quad (5.18)$$

Podobným spôsobom môžeme postupovať pri výpočte prechodných indukčností. Za predpokladu, že $\omega_r = 0$ a $di_B/dt = 0$ napäťové rovnice 5.8 prejdú do tvaru:

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + L_{dt} \frac{di_d}{dt} \\ u_q &= R_s i_q + L_{qt} \frac{di_q}{dt} \end{aligned} \quad (5.19)$$

a po diskreditácii a úprave opäť dostaneme rovnice pre výpočet prechodnej indukčnosti.

Pre diferenciu vzad:

$$\begin{aligned} L_{dtk} &= (u_{dk} - R_s i_{dk}) \frac{t_k - t_{k-1}}{i_{dk} - i_{d(k-1)}} \\ L_{qtk} &= (u_{qk} - R_s i_{qk}) \frac{t_k - t_{k-1}}{i_{qk} - i_{q(k-1)}} \end{aligned} \quad (5.20)$$

alebo pre diferenciu vpred:

$$\begin{aligned} L_{dtk} &= (u_{dk} - R_s i_{dk}) \frac{t_{k+1} - t_k}{i_{d(k+1)} - i_{dk}} \\ L_{qtk} &= (u_{qk} - R_s i_{qk}) \frac{t_{k+1} - t_k}{i_{q(k+1)} - i_{qk}} \end{aligned} \quad (5.21)$$

Výsledné prechodné indukčnosti L_{dtk} a L_{qtk} sú opäť vypočítané rekurzívne, ako v predchádzajúcom prípade.

5.2 Meranie mechanických parametrov

Okrem merania elektrických parametrov z kapitoly 5.1 je pre simulovanie motoru treba poznať základný mechanický parameter ako moment zotrvačnosti J , ale aj ďalšie parametre ako koeficient viskózneho trenia B_m a konštantný trecí moment M_k , ktoré sa využívajú pri zložitejších modeloch. Základná pohybová rovnica pre konštantný moment zotrvačnosti 4.3 pri uvažovaní vyššie spomínaných parametrov prejde do tvaru: [15]

$$M_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m + M_z + M_k \quad (5.22)$$

Pre určenie parametrov J , B_m a M_k sa používa meranie dobehovej krivky. Pri tomto meraní sa motor roztočí na konštantnú hodnotu otáčok ω_i a následne je motor odpojený od napájania a nechá sa vplyvom zotrvačných síl dobehnúť. Zaznamenaním závislosti mechanických otáčok v čase dostávame tzv. dobehovú krivku. Z rovnice 5.22, nám odpadnú moment hnací M_e , keďže napájanie je odpojené a záťažový moment M_z . Riešením tejto diferenciálnej rovnice dostávame rovnicu 5.23, ktorá ideálne charakterizuje rovnicu priebehu dobehovej krivky:

$$\omega_m = \left(\omega_i + \frac{M_k}{B_m} \right) e^{-\frac{B_m}{J}t} - \frac{M_k}{B_m} \quad (5.23)$$

Preložením dobehovej krivky rovnicou 5.23, vieme zistiť parametre J , B_m a M_k . Tento spôsob určovania parametrov však nie je veľmi presný. V ideálnom prípade hlavný parameter, moment zotrvačnosti J , získame od výrobcu a ďalšie parametre, ktoré majú menší význam na simuláciu, získame vyššie popísaným postupom.[15]

5.3 Meranie magnetického odporu

Jeden z parametrov, ktorý sa často zanedbáva je magnetický odpor. Nie je ho možné merať priamo, a tak sa dopočítava. Jeho výpočet vychádza z výkonovej rovnice a určenia strát. Nasledujúce rovnice 5.24 až 5.29 znázorňujú postup výpočtu magnetického odporu: [15]

$$P_{in} = P_{mech} + P_{joul} + P_{mag} \quad (5.24)$$

$$P_{joul} = 3R_s I^2 \quad (5.25)$$

$$P_{mech} = B_m \omega_m^2 + M_k \omega_m \quad (5.26)$$

$$P_{mag} = P_{in} - P_{mech} - P_{joul} \quad (5.27)$$

$$U_{R_{m1}} = U - R_s I \quad (5.28)$$

$$R_{m1} = 3 \frac{P_{mag}^2}{U_{R_{m1}}} \quad (5.29)$$

pričom uhlová frekvencia ω , statorové fázové napätie U , fázový prúd I a vstupný výkon sú merané priamo pomocou digitálnych prístrojov a ostatné veličiny sú dopočítané. Z rovníc je vidieť, že magnetický odpor bude pravdepodobne čiastočne závislý na rýchlosti otáčania motora.

Vyššie popísaný postup merania môžeme vykonať tromi spôsobmi, pričom každý z nasledujúcich spôsobov merania sa približuje viac reálnemu motoru. [15]

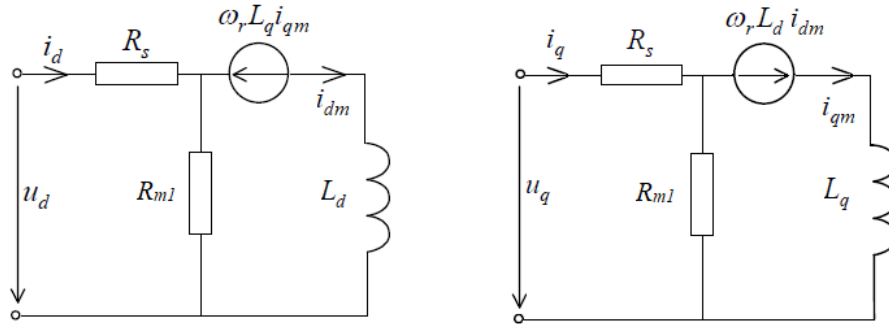
V prvom meraní sú parametre merané pri rôznych otáčkach bez zataženia motoru. Motor je napájaný z meniča, ktorý je napájaný zo siete. Medzi meničom a RSM je zaradený filter na potlačenie vyšších harmonických. Merané sú efektívne hodnoty napätí a prúdov len zo základnej harmonickej zložky.

Druhý spôsob merania je podobne ako predchádzajúci vykonávaný bez záťaže. Rozdiel je, že efektívne hodnoty napätia a prúdu sú získavané zo všetkých harmonických zložiek.

V treťom prípade sú efektívne hodnoty prúdu a napätia merané pre všetky harmonické, pri rôznych otáčkach a rôznych zvolených záťažoch. Tento typ merania parametrov je časovo a technicky najnáročnejší. V tomto prípade merania sa pre výpočet P_{mag} doplní výstupný výkon P_{out} spôsobený vplyvom záťaže a rovnica nadobudne tvar:

$$P_{\text{mag}} = P_{\text{in}} - P_{\text{out}} - P_{\text{mech}} - P_{\text{joul}} \quad (5.30)$$

Výsledkom meraní je obvykle tabuľka vypočítaných odporov R_{m1} pre dané otáčky a prípadne pre daný zatažovací moment M_z pri daných otáčkach.



Obr. 5.4: Náhradné schéma RSM pri uvažovaní magnetických strát podľa [15].

Rovnice pre matematický model pri uvažovaní magnetického odporu R_{m1} na základe náhradnej schémy na obrázku 5.4 prejdú do tvaru:

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_{dm}}{dt} - \omega_s L_q i_{qm} \quad (5.31)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_{qm}}{dt} + \omega_s L_d i_{dm} \quad (5.32)$$

$$i_d = i_{dm} - \frac{1}{R_{m1}} (\omega_s L_q i_{qm}) \quad (5.33)$$

$$i_q = i_{qm} - \frac{1}{R_{m1}} (\omega_s L_d i_{dm}) \quad (5.34)$$

Po dosadení a úprave rovníc 5.31 až 5.34 dostaneme výsledné napäťové rovnice:

$$u_d = R_s i_{dm} + L_d \frac{di_{dm}}{dt} - \omega_s \left(1 + \frac{R_s}{R_{m1}}\right) L_q i_{qm} \quad (5.35)$$

$$u_q = R_s i_{qm} + L_q \frac{di_{qm}}{dt} + \omega_s \left(1 - \frac{R_s}{R_{m1}}\right) L_d i_{dm} \quad (5.36)$$

Keďže magnetický odpor R_m je vo väčšine prípadov viac ako o tri až päť rádov väčší ako odpor R_s , v rovniciach 5.35 až 5.36 sa tento parameter prakticky takmer neuplatní. Pre pokročilé simulácie a pri počítaní strát, kde sa snažíme zohľadniť model čo najrealistickejšie sa tento parameter však môže použiť. [15]

6 Popis meraného motoru

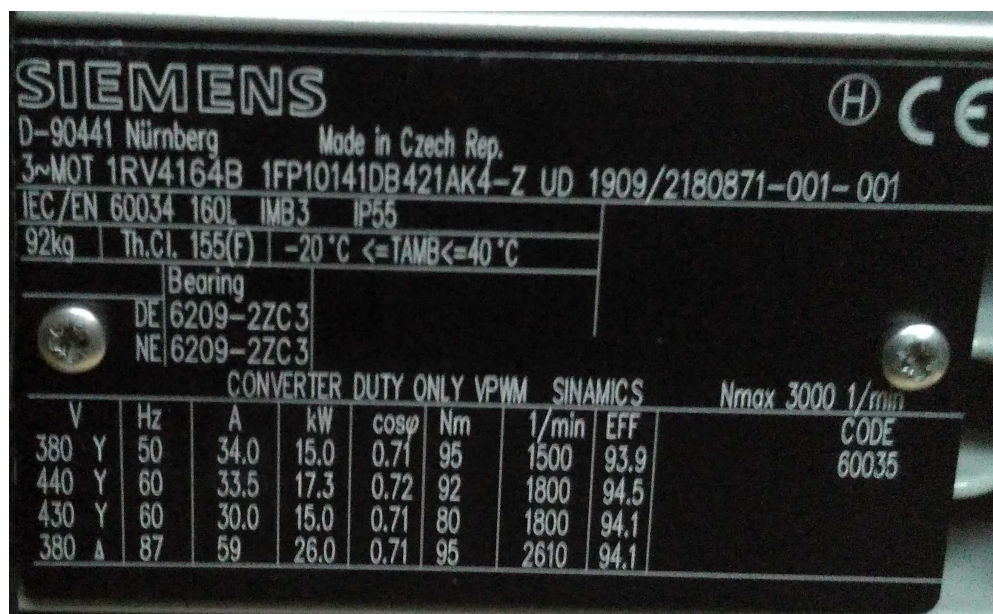
Na meranie RSM Katedra elektrických pohonov a trakcie poskytla motor od firmy Siemens. Na úvod si treba ujasniť, ktoré parametre potrebné pre simuláciu máme k dispozícii a ktoré bude potreba zmerať. K tomu nám pomôžu rovnice matematického modelu 4.13 až 4.19 z kapitoly 4.

Pre prvotnú simuláciu rozbehu potrebujeme poznať menovité hodnoty napätia U_n , prúdu I_n , momentu M_n a otáčok n_n , ktoré nájdeme na štítku motoru (viď obr. 6.1). Pre výpočet rovnice 4.17 bude dôležité poznať počet pól párov p_p a hodnotu momentu zotrvačnosti J . Tieto hodnoty sa nachádzajú v datasheete príslušného motoru, ktorý bol získaný od firmy Siemens.

Z rovníc matematického modelu 4.13 až 4.19 nám teda zostáva zistiť veľkosť sistorového odporu R_s a veľkosti pozdĺžnej a priečnej indukčnosti L_d a L_q , ktoré ako vieme z kapitoly 4.3, budú závislé na veľkosti pozdĺžnej a priečnej zložky prúdu i_d a i_q .

Na overenie správnosti simulačného modelu môžeme použiť údaje zo štítku, ktoré nie sú pre simulačný model potrebné, teda hodnoty menovitého výkonu P_e , menovitého účinníka $\cos \varphi$ a účinnosti EFF.

Hodnoty známych parametrov pri prevádzke v zapojení do hviezdy a menovitom napätí 380 V sú uvedené v tabuľke 6.1.



Obr. 6.1: Štítkové údaje o meranom RSM značky Siemens, ktorý je možné dohľadať pod označením 1RV4164B.

U_n	380 V
I_n	34 A
M_n	90 Nm
n_n	1500 1/min
p_p	2
J	0.0624 kg.m ²

Tabuľka 6.1: Tabuľka známych parametrov motoru.

6.1 Meranie parametrov RSM značky Siemens

Meranie parametrov statorového odporu R_s a veľkosti pozdĺžnej a priečnej indukčnosti L_d a L_q bolo vykonávané v zapojení do hviezdy. Následná simulácia (kap. 8) na základe nameraných parametrov bola vykonávaná pre menovité napätie 380 V.

Ako spôsob merania parametrov som zvolil DC metódu, ktorá bola popísaná v kapitole 5.1.1, pričom schéma zapojenia úlohy odpovedá schéme na obrázku 5.1.

Pri určovaní polohy hriadele s maximálnou a minimálnou indukčnosťou, teda pozdĺžnej a priečne osy, sme použili zdroj vysokej frekvencie 100 kHz s amplitúdou napätia 100 V. Na osciloskope bolo pri mechanickom natočení hriadele možné pozorovať zmenu amplitúdy prúdu. Na základe toho sme určili polohu pozdĺžnej osy d ako polohu s najmenšou amplitúdou prúdu a polohu priečnej osy q s najväčšou. Meraný RSM obsahuje inkrementálne čidlo, spolu s vystupným signálom nulovej polohy.

Pri určovaní osy d sme zistili, že táto osa zároveň leží v bode, kde polohové čidlo ukazuje nulovú polohu. Natočenie do polohy osy q potom vykonáme pootočením hriadele o 45° .

Z bezpečnostných dôvodov nebolo možné zaznamenať priebehy až po menovité hodnoty prúdu, takže aj zistené závislosti indukčností $L_d(I_d)$ a $L_q(I_q)$ nie sú úplné.

Namerané dáta zaznamenané na osciloskope som spracovával a vyhodnocoval v prostredí Matlab. Zmerané dáta bolo potrebné spracovať nasledovným spôsobom. V prvom rade bolo možné odstrániť nepotrebnú časť priebehu, teda časť pred počiatkom poklesu prúdu k nule.

Namerané priebehy ďalej obsahovali šum, ktoré bolo možné eliminovať použitím funkcie „movmean“, teda funkcie pohyblivého priemeru. Každá nasledujúca hodnota priebehu je priemerom nami zvoleným počtom bodov „ n “. Použitím tejto funkcie sa priebeh vyhladí.

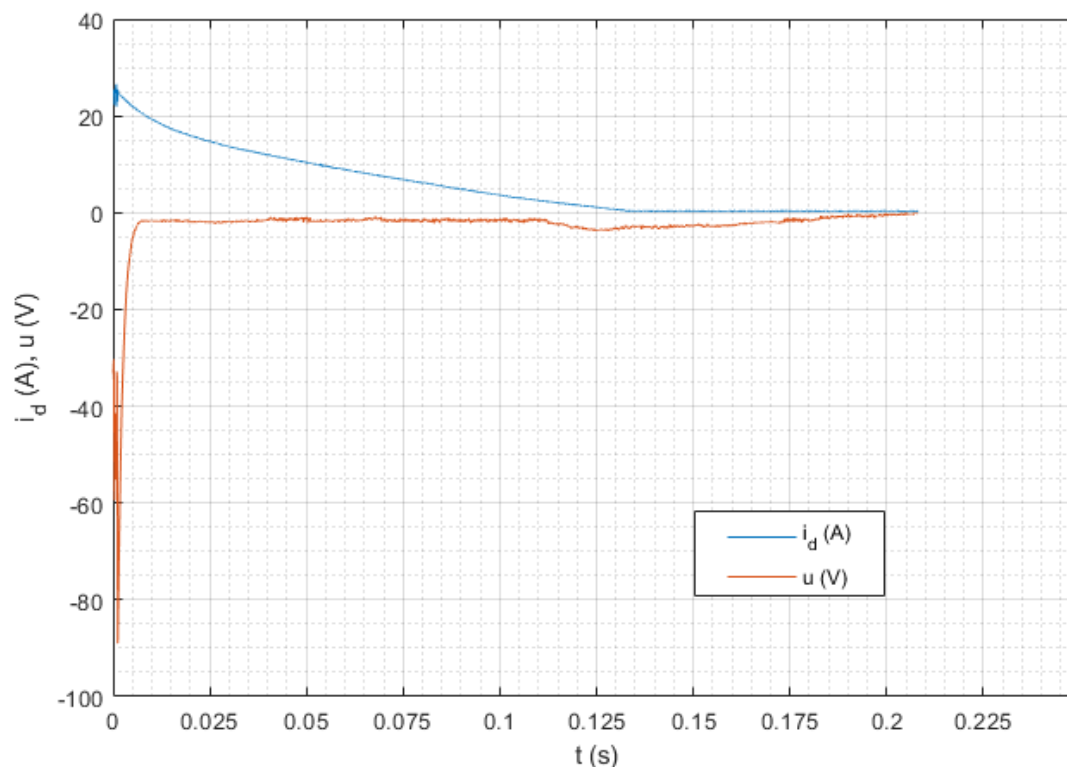
Ďalšou úpravou bolo zníženie počtu bodov, keďže priebeh jednej veličiny obsahoval rádovo stotisíc bodov a program mal problém dáta vyhodnocovať dostatočne rýchlo. Riešením bol výber každého desiateho vzorku. Týmto spôsobom sa zachoval časový priebeh veličín a zároveň sa zvýšila rýchlosť vyhodnocovania programu.

Príklad spracovaného priebehu poklesu napätia a prúdu môžeme vidieť na obrázku 6.2.

Ako už bolo spomenuté, pred každým meraním bolo nutné zaznamenať hodnotu odporu statorového vinutia. Jeho hodnota bola zisťovaná pomocou ohmovej metódy, teda zaznamenaním efektívnej hodnoty prechádzajúceho prúdu a napätia. Hodnota statorového odporu je potom dopočítaná ako $R_s = U/I$. Zaznamenané hodnoty môžeme vidieť v tabuľke 6.2. Jednotlivé hodnoty odporu boli využité k výpočtu indukčnosti pre príslušnú počiatočnú hodnotu prúdu klesajúceho k nule.

Pre účely matematického modelu použijeme priemernú hodnotu vypočítaných odporov a budeme uvažovať, že je konštantná.

Prípadné nepresnosti určovania odporu a indukčností, respektíve zdroj šumu, mohli byť spôsobené tým, že meracie prístroje neboli pripojené priamo na svorky motoru, ale cez svorkovnice ovládacieho pultu v Laboratóriu elektrických strojov H1-26 na Katedre elektrických pohonov a trakcie. Bohužiaľ vypočítané a namerané parametre nemáme ako porovnať so skutočnými parametrami testovaného RSM od značky Siemens.


 Obr. 6.2: Spracovaný priebeh poklesu napätia a prúdu pre $i_d = 25$ A.

I_d (A)	U (V)	R_s (Ω)	I_q (A)	U (V)	R_s (Ω)
4.82	15.4	3.20	4.96	15.9	3.21
9.73	30.7	3.16	10.02	31.9	3.18
14.87	47.5	3.19	15.21	48.5	3.19
19.92	62.5	3.14	20.05	62.6	3.12
24.43	48.8	3.23	25.16	81.7	3.25
$R_{s \text{ avg}}$ (Ω)		3.19			

Tabuľka 6.2: Tabuľka vypočítaných odporov pri jednotlivých meraniach.

Pre výpočet jednotlivých indukčností boli použité rovnice 5.3 a 5.4. Keďže namerané dáta predstavujú diskrétné hodnoty, bolo potrebné integráciu aproximovať sumou. Pri výpočte parametrov som zvolil doprednú obdĺžnikovú metódu sumácie (rov. 6.1).

$$\int_0^{\infty} f(t)dt \approx \sum_{k=0}^n \frac{f_{k+1} - f_k}{t_{k+1} - t_k} \quad (6.1)$$

Výsledné hodnoty vypočítaných indukčností na základe priebehov poklesu napätia a prúdu môžeme vidieť v tabuľke 6.3 a ich grafickú prezentáciu na obrázku 6.3. Môžeme vidieť, že vplyv prúdu na veľkosť indukčnosti o pozdĺžnej ose d je výraznejšia ako v priečnej ose q.

Keďže veľkosti indukčností v okolí menovitého pracovného prúdu nemohli byť z bezpečnostných dôvodov merané, je chýbajúce hodnoty, najmä v pozdĺžnej ose d, potrebné odhadnúť.

Na základe použitej literatúry ([13], [14], [15], [16]) pri pozorovaní závislostí indukčnosti na veľkosti prúdu, ako už bolo spomenuté, v kapitole 4.3, vplyvom saturácie dochádza k tomu, že pri lineárnom zvyšovaní prúdu veľkosť indukčnosti dosiahne vrcholu približne pri 10–20% menovitého prúdu a následne nelineárne klesá.

Pre priechu indukčnosť L_q pri prúde $I_q = \{30, 35\}$ A som obidve hodnoty zvolil ako aritmetický priemer

I (A)	L_d (H)	L_q (H)
5	0.2227	0.0310
10	0.3204	0.0329
15	0.2998	0.0285
20	0.2794	0.0292
25	0.2623	0.0284
30	0.2429	0.0300
35	0.2236	0.0300

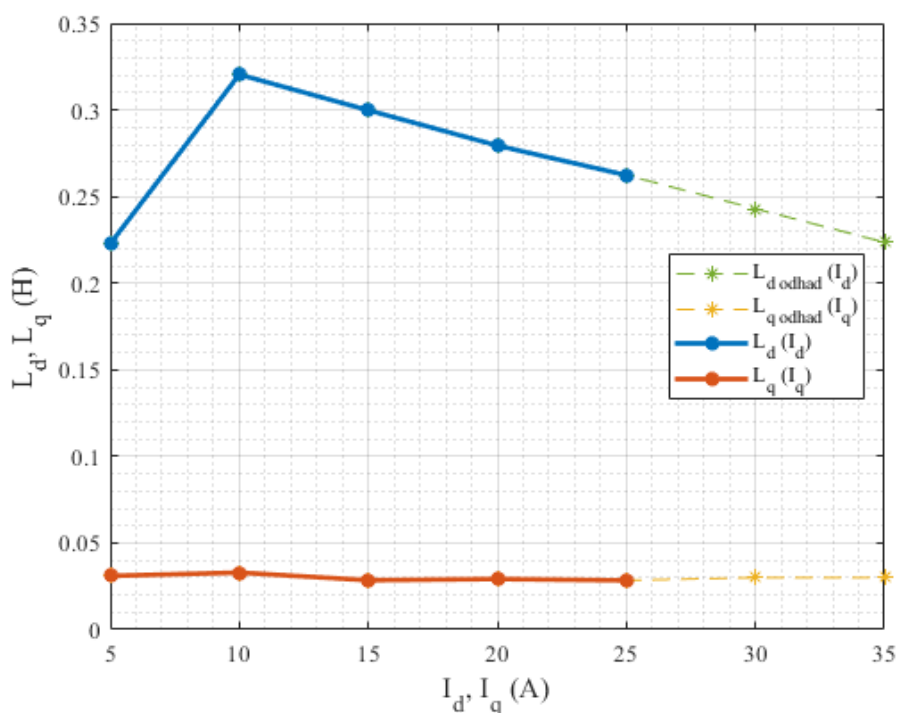
Tabuľka 6.3: Tabuľka vypočítaných indukčností v závislosti na veľkosti počiatočného prúdu.

indukčností pre $I_q = 5 \div 25$ A, teda $L_q(30, 35) = \{0.03, 0.03\}$ H. V prípade pozdĺžnej indukčnosti som vypočítal priemerný pokles indukčnosti na jednotku prúdu: $\Delta L_d / \Delta I_d (10 \div 25) = 0.0039$ H/A.

Pre zvyšné body som následne počítal ako lineárny pokles indukčnosti na jednotku prúdu, teda $L_d(30, 35) = \{0.2429, 0.2236\}$ H.

Výsledné hodnoty indukčností pre simuláciu RSM môžeme vidieť v tabuľke 6.3 a na obrázku 6.3.

Odhadnutím veličín pozdĺžnej a priechnej indukčnosti sme získali všetky nevyhnutné parametre pre simuláciu matematického modelu.



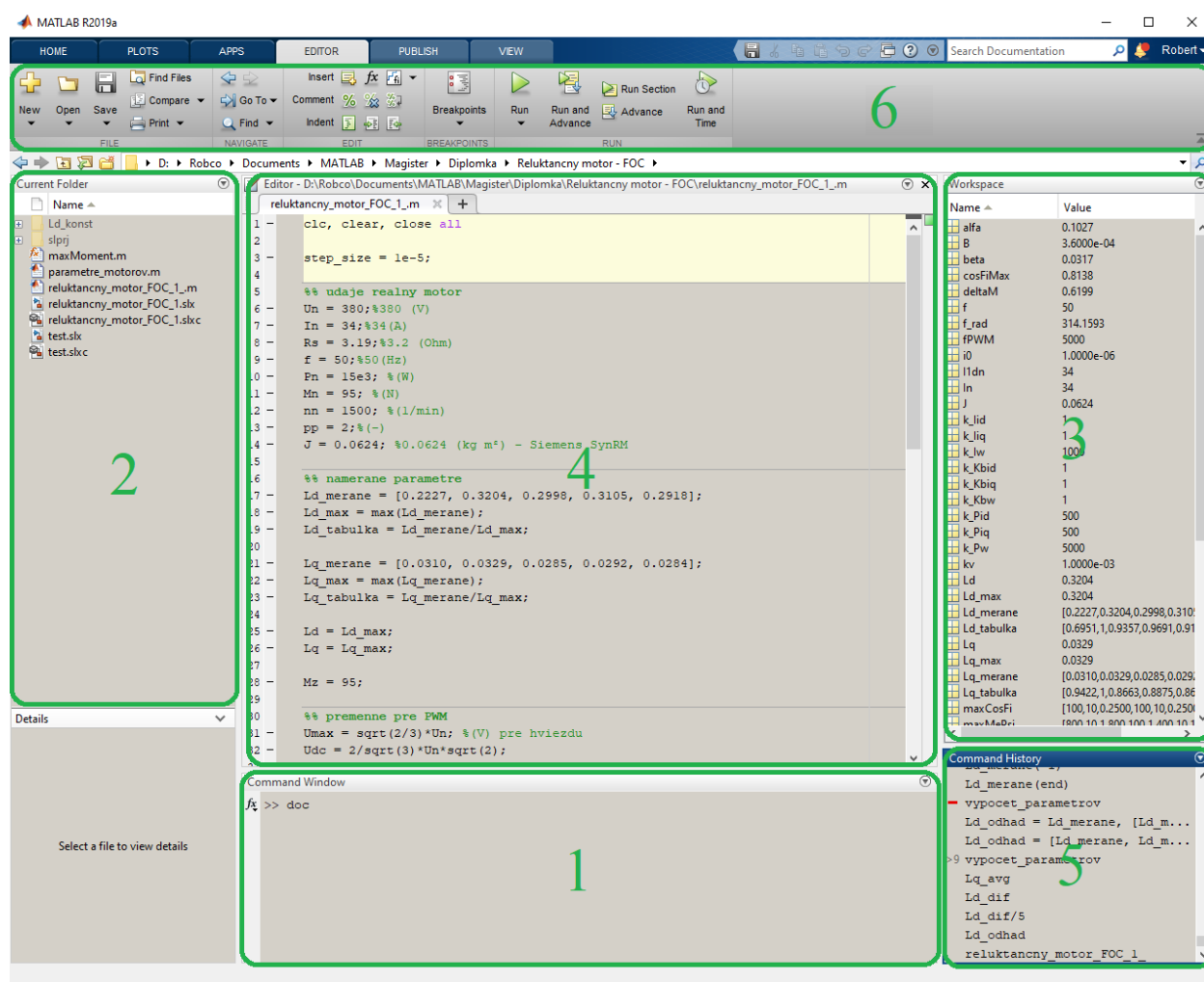
Obr. 6.3: Zistené závislosti pozdĺžnej a priechnej indukčnosti $L_d(I_d)$ a $L_q(I_q)$ a následne odhadnuté chýbajúce body v okolí menovitého prúdu.

7 Úvod do prostředí Matlab Simulink

Pre simuláciu riadenia RSM som si zvolil prostredie Matlab Simulink (verzia 2019a), takže na úvod by som ho rád stručne popísal.

Matlab je výpočtový program, ktorý je založený na práci s maticami (z anglického MATrix LABoratory) a jej autorom je firma The MathWorks, Inc. Program je vhodný na vedeckú a inžiniersku prácu, modelovanie, simulácie, analýzu a vizualizáciu dát. Matlab ďalej obsahuje doplnkové knižnice, tzv. toolboxy, ktoré obsahujú rozširujúce funkcie, ktoré sú zamerané na špecifické účely, ako napríklad štatistika, optimalizácia, symbolické výpočty, atď. [17].

Programovací jazyk používaný v prostredí Matlab je podobný ako jazyk C, ale má viaceré odlišnosti. Hlavnou výhodou programu je prehľadné prostredie pre prácu s maticami, veľkým množstvom dát a ich vizualizáciou. Základný program Matlab taktiež obsahuje rozsiahlu databázu funkcií a algoritmov, ktoré je možno využiť na tvorbu vlastných funkcií pomocou Editoru.



Obr. 7.1: Základné rozhranie v prostredí Matlab.

Základné rozhranie programu Matlab môžeme vidieť na obrázku 7.1. Vidíme, že prostredie sa dá rozdeliť na 6 hlavných okien:

1. Command Window - okno, do ktorého zapisujeme príkazy
2. Current Folder - slúži na prehľadávanie priečinkov a spúšťanie súborov
3. Workspace - slúži ako aktuálny zoznam používaných konštánt, matíc, štruktúr, atď.
4. Editor - používame na vytváranie alebo editovanie funkcií, súborov, grafov, m-filov
5. Command History - zaznamenáva použité príkazy
6. Nástrojová lišta - obsahuje ikony, ktoré spúšťajú funkcie bez nutnosti použitia príkazového riadku

Simulink je podprogram programu Matlab, ktorý je určený na simuláciu dynamických systémov. Pre jeho spustenie je zároveň nutné, aby bol spustený program Matlab. Výhodou Simulinku oproti Matlabu je možnosť interaktívnejšieho a prehľadnejšieho používania funkcií. Ovládanie v Simulinku je prevažne grafické a intuitívne, kdežto v prostredí Matlab je použité funkcií založené na príkazovom riadku alebo *scripte* v podobe súboru s príponou *.m* (tzv. m-file)².

7.1 Postup zostavovania modelu v prostredí Simulink

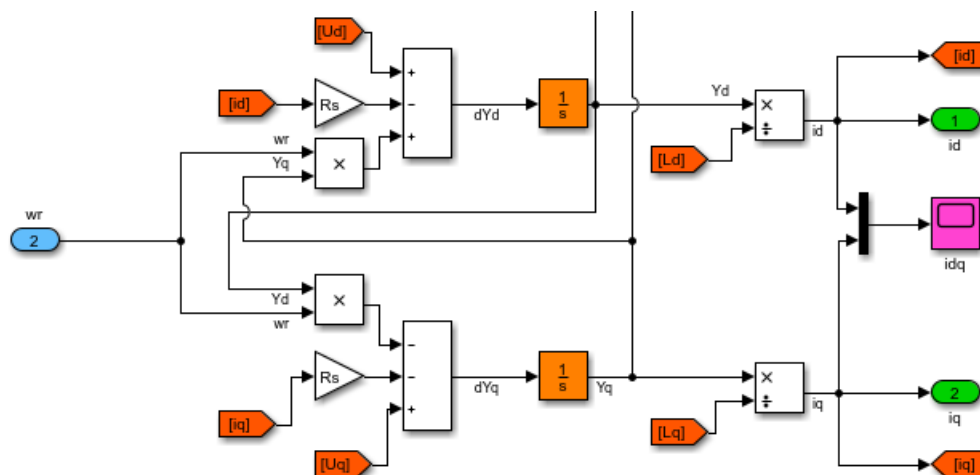
Tvorbu simulačného modelu v prostredí Simulink môžeme rozdeliť do niekoľkých logických krokov:

1. úprava sústavy rovníc matematického modelu do vhodného tvaru
2. rozdelenie rovníc do logických celkov, subsystémov
3. použitím blokov knižnice Simulinku zostavíme rovnice matematického modelu v podsystémoch
4. prepojenie jednotlivých subsystémov do funkčného celku
5. nastavenie parametrov simulácie (dĺžka kroku, použitá výpočtová metóda, iniciačná funkcia, ...)
6. spustenie simulácie a debugging
7. reprezentácia meraných veličín

Úprava rovníc do základného alebo čo najviac zjednodušeného tvaru je dôležitá kvôli rýchlosti výpočtu programu a zároveň kvôli prehľadnosti modelu. V princípe platí, že čím zjednodušenejší je tvar rovnice, tým je menšie riziko dopustenia sa chyby. V Simulinku sa často výhodne používa úprava rovnice do tvaru ako môžeme vidieť v rovnici 4.13, kde je časová derivácia toku na ľavej strane rovnice a zvyšné veličiny na pravej. Použitím bloku *Integrate* s vhodnými počiatočnými podmienkami dostaneme hodnotu toku, ktorú môžeme využiť na výpočet inej veličiny, napríklad statorového prúdu.

²číta sa „em fajl“

Reprezentáciu rovníc 4.13 a 4.14 môžeme vidieť na obrázku 7.2. Nevýhodou je, že pre značenie veličín v prostredí Simulink nie je možné použiť grécku abecedu. Veličiny sú preto značené použitím rímskej abecedy a ich značenie môžete nájsť v zozname použitých skratiek.



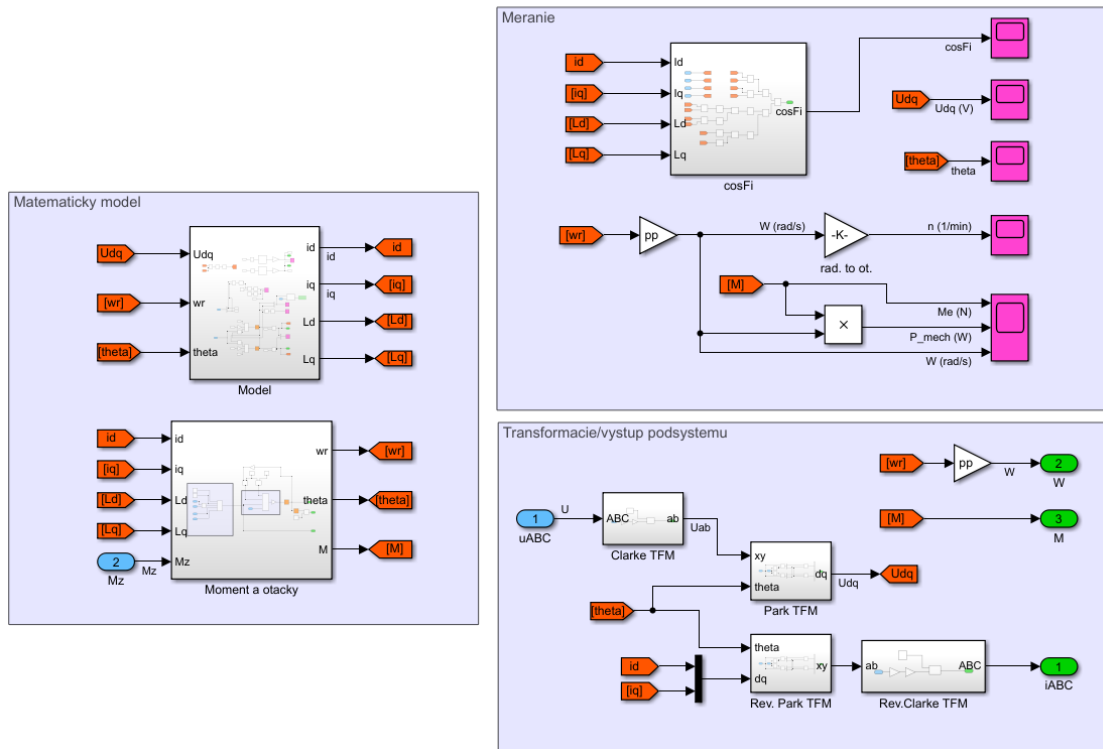
Obr. 7.2: Reprezentácia rovníc matematického modelu RSM 4.13 a 4.14 v prostredí Simulink.

Pre rozsiahlejšie Simulácie je vhodné si rozdeliť jednotlivé skupiny rovníc do podsystémov. Zvyšuje sa tak prehľadnosť modelu. Predstavu o rozdelení rovníc do podsystémov je vhodné mať už pred začatím zostavovania modelu v prostredí Simulink. Dá sa tak zjednodušiť hľadanie prípadných chýb „pospájania“ blokov do rovníc. Príklad rozdelenia môžeme vidieť na obrázku 7.3.

Knižnica Simulink Library obsahuje bežné funkcie ako sčítanie, násobenie, delenie, integrácia, ale aj funkcie, ktoré zvyšujú prehľadnosť kódu ako napríklad bloky funkcií *From* a *GoTo* (obr. 7.3 tmavo oranžové bloky), ktorý môže podstatne znížiť riziko chýb pri prepájaní blokov, keďže pri veľkom množstve prepojení sa podstatne znižuje prehľadnosť modelu. Ďalej je vhodné značiť jednotlivé pripojenia pomocnými názvami, minimálne na konci zostavenej rovnice.

Každý subsystem obsahuje vstupy a výstupy. V dobre navrhnutom modeli sa podsystémy len prepoja do jedného celku.

Pre často používané známe funkcie je v novších verziách Simulink šikovné zjednodušenie vyhľadávania a pridávania jednotlivých blokov do simulačného modelu. Stačí myšou dva krát kliknúť na plochu, kde chceme blok pridať a otvorí sa nám riadok, do ktorého zapíšeme názov bloku, ktorý chceme použiť. Stlačením klávesy *Enter* sa blok vytvorí. Pri niektorých takto vytvorených blokoch sa následne pod blokom otvorí riadok, ktorý ponúka napríklad možnosť zadania počtu vstupov alebo výstupov a blok sa pre zmenu parametrov nemusí „rozklikávať“.



Obr. 7.3: Príklad rozdelenia modelu do podsystémov.

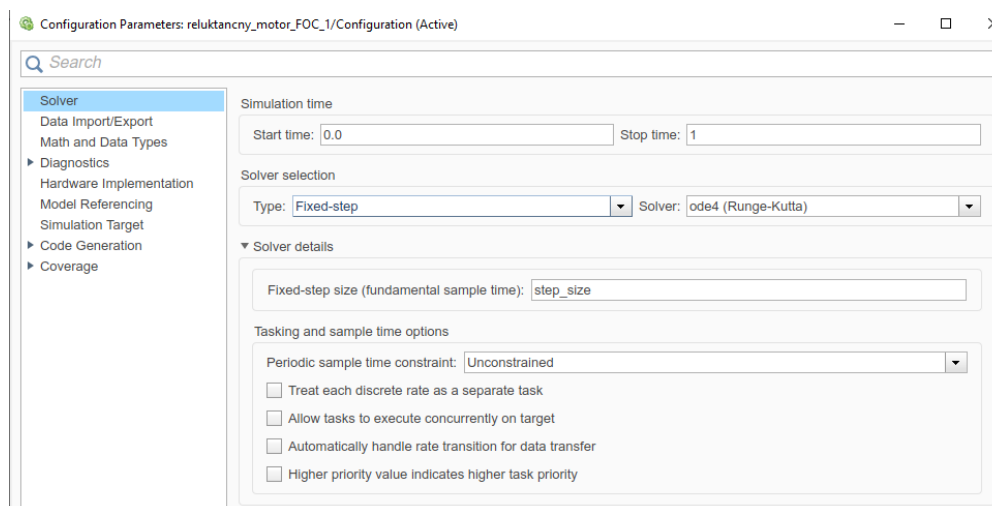
7.2 Nastavenie parametrov simulácie

Správne nastavenie simulácie je veľmi dôležité. Ikonu nastavenia môžeme nájsť na nástrojovej lište pod názvom *Model Configuration Parameters*, alebo stlačením skratky *Ctrl+E* a v ľavom stĺpci označíme kolónku *Solver*. Predvolené nastavenie v kolónke *Type* je *Variable-step*, teda premenný krok, ktorý zrýchľuje výpočet programu. To môže spôsobovať, nepresnosť výpočtu dát a skreslenie priebehov.

Je teda potreba zmeniť toto nastavenie na *Fixed-step*, teda fixný krok a zvoliť si hodnotu kroku v kolónke *Fixed-step size (fundamental sample time)*. Výber tejto hodnoty ovplyvňuje presnosť a výpočet programu. Príliš veľký krok môže spôsobiť nepresnosti vo výpočte a naopak prímalý krok môže intenzívne spomaľovať výpočet bez zvýšenia presnosti.

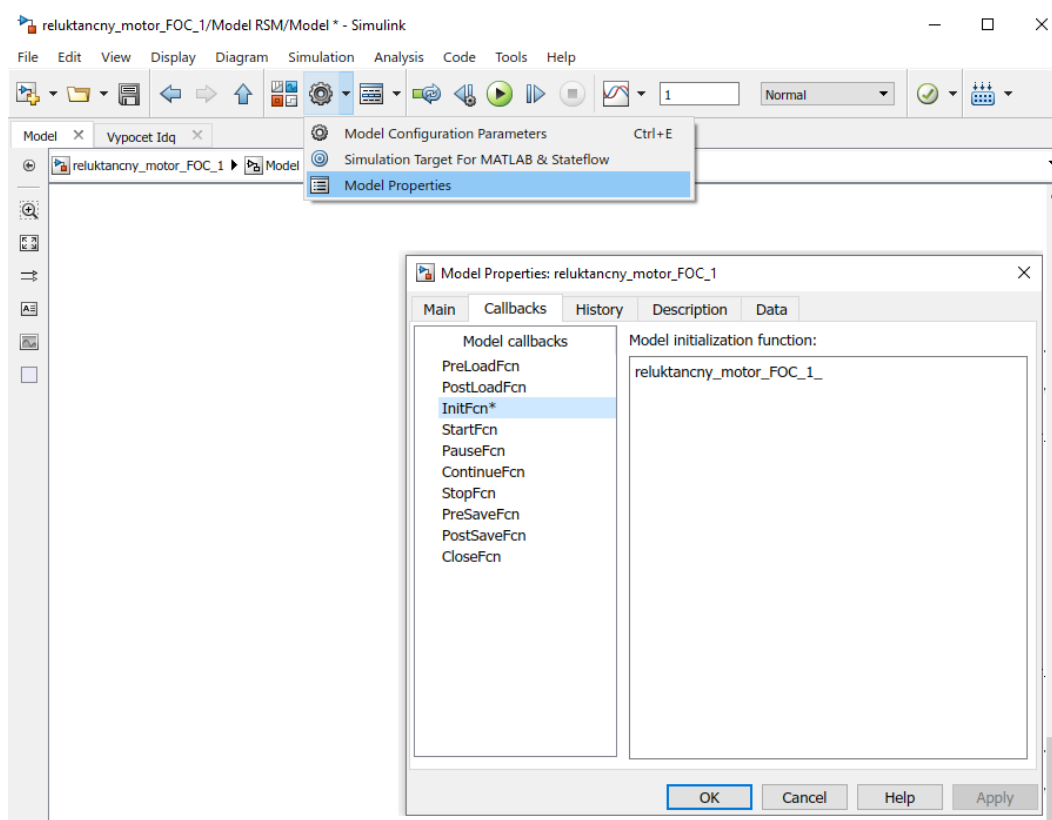
Ďalšou voľbou v nastaveniach simulácie je výber metódy výpočtu, *Solver* (obr. 7.4). Jednotlivé metódy sú označené ako *odeX*, pričom označenie *X* je číslo charakterizujúce stupeň použitého polynómu riešenia. V zátvorke za týmto označením je potom všeobecne známy názov používanej metódy, napr. *ode4 (Runge-Kutta)*. Pre typy rovníc, ktoré budeme v tejto práci simulovať, môžeme veľmi zjednodušene povedať, že čím vyššie číslo, tým presnejší ale pomalší výpočet. Podobne ako pri voľbe kroku, aj tu treba zvoliť kompromis medzi presnosťou a rýchlosťou výpočtu. Posledným potrebným nastavením je čas simulácie, teda čas spustenia *Start time* a čas zastavenia *Stop time* simulácie.

V pokročilejších dynamických modeloch je možné nastaviť načítanie dát z *m-filu*. To sa nastaví kliknutím na šípku pri ikone *Model Configuration Parameters*, kde sa otvorí okno a vyberie sa možnosť *Model Properties*. Následne sa otvorí okno, kde sa na lište zvolí sekcia *Callbacks* a v nej *InitFcn*, kde sa následne zapíše názov *m-filu* bez prípony (viď obr. 7.5).



Obr. 7.4: Spôsob výberu základných nastavení simulácie.

Týmto spôsobom sa do modelu načítajú potrebné konštanty, matice alebo funkcie, ako sú napríklad v našom prípade štitkové hodnoty motoru, tabuľka závislosti indukčnosti na veľkosti prúdu, konštanty regulátorov a podobne. Model tak môže byť zostavený čisto parametricky a všetky potrebné zmeny parametrov tak môžu byť vykonávané čisto prostredníctvom iníciačného súboru použitím *Editoru*.



Obr. 7.5: Načítanie potrebných dát do simulačného modelu.

Spustením simulácie sa bežne stretávame s chybovými hláškami a následne chyby odstraňujeme. Často sú chyby spôsobené nepozornosťou v použití jednotlivých blokov pri „prepísovaní“ rovníc. Tu sa ukáže výhoda prehľadného zjednodušenia matematického modelu a rozdelenia do podsystémov.

Ako spôsob odstránenia chýb, debugging, môžeme použiť bloky z priečinka *Sources*, a nastaviť si vhodný priebeh. Výstup zdroja signálu môžeme priviesť na vstup daného bloku. Následne pomocou bloku *Scope* vieme vykresliť priebeh danej veličiny na konci podsystému a pozorovať, či je hodnota výstupu taká, ako sme očakávali. Týmto spôsobom vieme definovať, v ktorom bloku sa chyba nachádza a následne ju odstrániť. Výsledné priebehy je možné prezentovať pomocou už zmieneného bloku *Scope*, v ktorom je možné simulované priebehy uložiť do súboru s príponou *.fig*, ktorú vieme následne upraviť pomocou *Editoru*, alebo priamo v otvorenom okne súboru a následne uložiť do bežne používaných formátov ako JPG alebo PNG.

Pre zložitejšie závislosti a priebehy je možné použiť blok *To Workspace*, ktorý simulované dáta po ukončení simulácie prevedie na maticu alebo tabuľku zaznamenaných hodnôt, s ktorými vieme opäť pracovať pomocou *Editoru*.

Pre zobrazenie XY diagramu, napríklad pre vykreslenie priebehu saturácie, alebo v našom prípade zobrazenia spriahnutého magnetického toku $\Psi_d(\Psi_q)$, je možné použiť blok *XY Graph*. Túto funkciu nedoporučujem, pretože použitím tohoto bloku sa priebeh simulácie spomalí rádovo desať krát. Ďalej nastavenia v tomto bloku sú nešikovné a z dlhodobého hľadiska je výhodnejšie použiť blok *To Workspace* a následne priebeh vykresliť pomocou skriptu v *Editore*.

8 Simulácia meraného RSM

8.1 Model RSM v programe Simulink

Pri tvorbe matematického modelu som postupoval na základe rovníc uvedených v kapitole 4. Tento model som uložil ako podsystém, do ktorého vstupuje signál trojfázového napätia a momentu záťaže. Ako výstup modelu simulujem meranie mechanických otáčok a statorového prúdu.

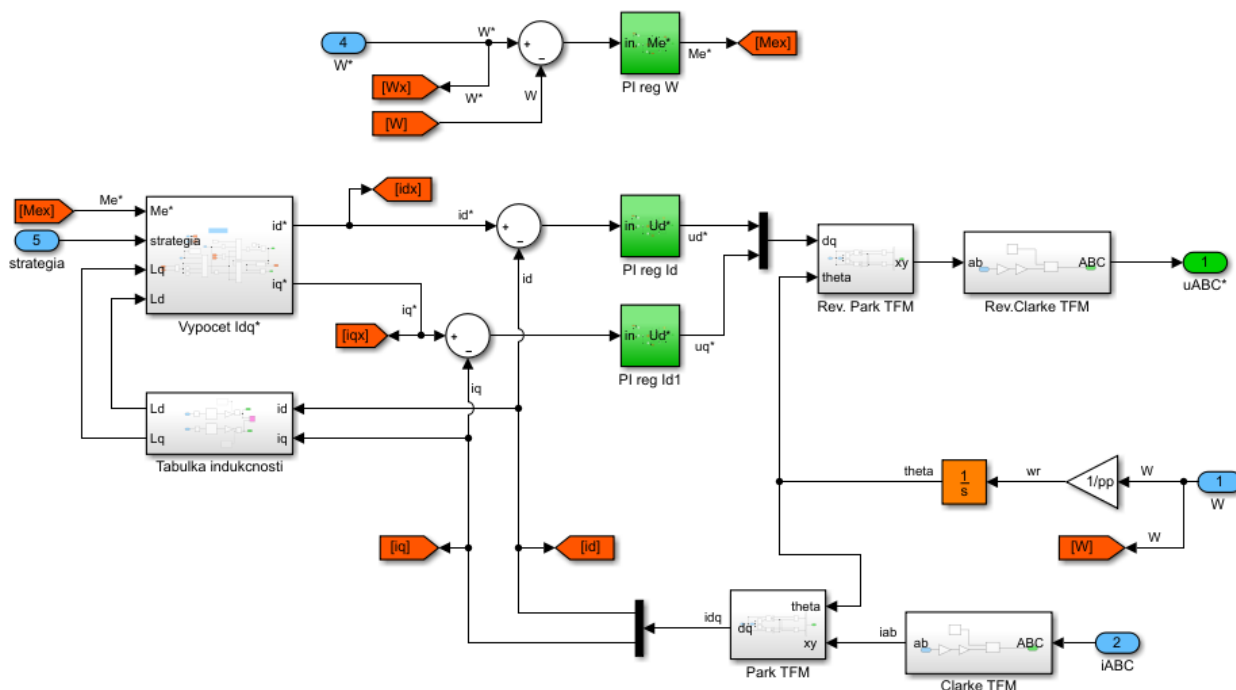
Funkčnosť tohoto bloku nie je však možné otestovať samostatne, keďže ide o bezkietkové prevedenie RSM, ktoré je možné spustiť len za pomoci príslušného frekvenčného meniča a regulátoru. Bolo teda potrebné spolu s modelom motoru vytvoriť model regulácie RSM. Pre spôsob riadenia pomocou FOC som navyše vytvoril zjednodušený model PWM modulátoru, ktorý nie je nutnosťou, ale reálnejšie simuluje správanie motoru. Pri riadení pomocou DTC nie je potrebný modulátor a riadiace signály prichádzajú priamo na príslušné spínače striedača.

8.2 Simulácia metódy riadenia FOC

Ako prvú možnosť regulácie som si zvolil princíp založený na riadení priestorového vektoru, podobne ako bolo uvedené v kapitole 3.2. Tento spôsob regulácie je popísaný len všeobecne, respektíve princíp riadenia RSM má svoje špecifiká. Tie si popíšeme na už zostrojenom modeli v prostredí Simulink (vid' obr.8.1). Môžeme vidieť, že do bloku riadenia vstupujú dve hodnoty (modré ikony s priradeným číslom vstupu).

Prvou sú simulované merané mechanické otáčky, ktoré sú privedené z výstupu modelu RSM. Po vydelení tejto hodnoty počtom pól párov a následnou integráciou dostávame transformačný uhol v simulácii označovaný ako θ . Tento uhol je v subsystéme riadenia použitý pri Parkeovej a spätnej Parkeovej transformácii prúdu. Druhou vstupnou hodnotou je teda simulovaný meraný trojfázový prúd z výstupu modelu RSM, ktorý je následne transformovaný do systému dq.

Jednotlivé zložky prúdu vstupujú do subsystému, ktorý obsahuje tabuľku vypočítaných indukčností z kapitoly 6.1. Tým sa zabezpečí, že pri regulácii sa bude počítat' s premennou indukčnosťou.



Obr. 8.1: Podsystem riadenia RSM na princípe FOC.

Vľavo hore môžeme vidieť blok, ktorý zadáva hodnotu požiadavku menovitých otáčok. Merané otáčky sa odčítajú od požadovaných otáčok, čím vzniká regulačná odchýlka, ktorá vstupuje do regulátoru otáčok (zelený blok *PI reg W*). Regulátor tak má zápornú spätnú väzbu.

Tento blok je špecifický v tom, že výstupom regulátoru (akčnou veličinou) je požadovaný moment, ktorý obmedzíme na maximálnu vypočítanú hodnotu, v závislosti na použitej stratégii riadenia z kapitoly 4.2, to je stratégia pre kritérium maximálneho dosiahnuteľného momentu, minimálnych strát alebo maximálneho účinníku. Tieto hodnoty sú dopredu vypočítané v *m-file*, ktorý vstupuje do simulačného modelu ako inicializačná funkcia.

Výstup z regulátoru momentu vstupuje do bloku *Vypocet Idq* spolu s indukčnosťami závislými na veľkosti meraného prúdu. Tento blok slúži pre výpočet veľkosti požadovaného prúdu v pozdĺžnej a priečnej ose v simulačnom modeli označenom id^* a iq^* .

Pri výpočte najprv určujeme magnetizačný, respektíve tokotvorný prúd id^* , ktorý býva vo všeobecnosti menší. Pre odvodenie požadovaného prúdu použijeme rovnicu pre výpočet momentu 4.18. Tú upravíme tak, aby sme dostali požadovaný magnetizačný prúd. Pre kritérium maximálneho momentu uvažujeme:

$$\frac{i_d^*}{i_q^*} = \frac{L_q}{L_d} = \text{pomer } I \quad ; \quad i_q^* = i_d^* \frac{L_d}{L_q} = \frac{i_d^*}{\text{pomer } I} \quad (8.1)$$

Dosadením do rovnice 4.18 dostávame:

$$M_e^* = \frac{3}{2} p_p (L_d - L_q) \frac{i_d^{*2}}{\text{pomer } I} \quad (8.2)$$

Po vyjadrení i_d^* dostávame:

$$i_d^* = \sqrt{M_e^* \frac{2}{3} \frac{1}{p_p} \frac{1}{(L_d - L_q)} \text{pomer } I} \quad (8.3)$$

Vyjadrili sme tak všeobecnú závislosť požadovaného prúdu na požadovanom momente. Za *pomer I* tak stačí dosadiť hodnotu príslušnej stratégie riadenia (viď. tabuľka 8.1).

Kritérium	<i>pomer I</i>
Maximálny moment	$\frac{L_q}{L_d}$
Mínimálne straty	1
Maximálny účinník	$\sqrt{\frac{L_q}{L_d}}$

Tabuľka 8.1: Tabuľka pomeru zložiek prúdu v ose d a q v závislosti na použitej stratégii regulácie.

Vypočítanú hodnotu je ešte potreba obmedziť, aby hodnota prúdu neprekročila stanovenú medzu, v našom prípade zvolenú ako jeden a pól násobok menovitého prúdu. Na základe tejto obmedzenej hodnoty stačí v rovnici 8.1 dosadiť i_d^* a dostaneme tak požadovanú momentotvornú zložku prúdu i_q^* .

Aby absolútna hodnota prúdu neprekročila stanovenú hodnotu, je tentokrát potrebné obmedziť veľkosť prúdu i_q^* . Budeme vychádzať z rovnice 8.4:

$$|I_{dq}| = \sqrt{i_d^{*2} + i_q^{*2}} \quad (8.4)$$

Potom pre maximálnu hodnotu prúdu i_q^* bude platiť:

$$i_{q \max}^* = \sqrt{|I_{dq \max}|^2 - i_d^{*2}} \quad (8.5)$$

Dodržaním vyššie uvedených náležitostí môžeme požadované zložky prúdu priviesť na výstup subsystému. Odčítaním meraných zložiek prúdu od požadovaných hodnôt získame regulačné odchýlky, ktoré sú následne privedené na regulátory prúdu (bloky *PI reg Id* a *PI reg Iq*). Výstupom regulátorov sú zložky požadovaného napätia v súradniciach *dq*, ktoré sú následne transformované do trojfázového systému a privedené na vstup do simulačného modelu RSM.

8.2.1 Určenie prevádzkových hodnôt modelu RSM

Po úspešnom spustení simulácie je potreba model otestovať. Cieľom je namodelovať rozbeh motoru na zadané, v našom prípade menovité otáčky, po ustálení stavu motor zafáziť a následne otestovať, či motor reaguje na zmenu zadanej hodnoty otáčok a to pre všetky uvedené stratégie riadenia.

Aby bolo možné vykonať túto simuláciu je nutné určiť, pri akej maximálnej hodnote prúdu bude motor pracovať. Maximálna hodnota prúdu môže byť v tomto prípade charakterizovaná veľkosťou maximálneho

spriahnutého magnetického toku $|\Psi_s|$, ktorú využijeme pri porovnávaní chodu motoru pri riadení metódou priameho riadenia momentu DTC.

Z kapitoly 4.2 už vieme, že veľkosť spriahnutého magnetického toku má vplyv na veľkosť maximálneho dosiahnuteľného momentu pri danej hodnote prúdu. V katalógu motorov Siemens sa najčastejšie udáva dovolená hodnota krátkodobého preťaženia motoru $1.5 \div 2 M_n$. Budeme teda uvažovať, že hodnota maximálneho dosiahnuteľného momentu M_{ek} by mala byť pri zvolenej maximálnej hodnote spriahnutého magnetického toku a stratégii regulácie minimálne dvojnásobná.

V tabuľke 8.2 môžeme vidieť maximálny dosiahnuteľný moment $M_e(|\Psi_s|, |I_s|)$ [Nm] ako funkciu spriahnutého magnetického toku, ktorá je vypočítaná na základe rovníc 4.27, 4.32 a 4.36. Pri hodnote $|\Psi_s|$ je navyše uvedená absolútna hodnota maximálneho statorového prúdu, ktorá je potrebná na dosiahnutie tohoto momentu, respektíve spriahnutého magnetického toku.

Kritérium	Maximálny moment	Minimálne straty	Maximálny účinník
$M_e(2.15 \text{ Wb}, 46.5 \text{ A})$	189	19.4	60.6
$M_e(4.8 \text{ Wb}, 103 \text{ A})$	942	96.8	302
$M_e(3.8 \text{ Wb}, 82 \text{ A})$	590	60	189
$M_e(3.25 \text{ Wb}, 70 \text{ A})$	432	44.4	138

Tabuľka 8.2: Tabuľka maximálnych dosiahnuteľných momentov $M_e(|\Psi_s|, |I_s|)$ [Nm] pri vybranej stratégii riadenia.

V prvom riadku tabuľky 8.2 vidíme maximálnu hodnotu $|\Psi_s| = 2.15 \text{ Wb}$ pri stratégii riadenia zameranej na dosiahnutie maximálneho momentu. Vidíme ale, že pri tejto hodnote toku by nebolo možné motor prevádzkovať v inom režime, keďže pre ostatné stratégie by motor nedosahoval ani menovité hodnoty.

Druhý riadok nám ukazuje, že pre režim prevádzky minimálnych strát by bolo potrebné vynaložiť skoro trojnásobok menovitého prúdu len na dosiahnutie menovitého momentu. Nešlo by teda o krátkodobé preťaženie ale trvalý chod motoru pri takto vysokej hodnote prúdu. Tento režim pri parametroch RSM teda nie je možný.

V treťom riadku môžeme pozorovať podmienky pre prevádzku s maximálnym účinníkom. Pri hodnote $|\Psi_s| = 3.8 \text{ Wb}$ a $|I_s| = 82 \text{ A}$ môže motor krátkodobo dosahovať dvojnásobku menovitého momentu. Zároveň bude motor splňovať podmienky prevádzky pre maximálny moment a veľkosť statorového prúdu sa pohybuje v okolí dva a pól násobku menovitej hodnoty.

V štvrtom riadku hodnota prúdu pre maximálne momenty môže dosahovať dvojnásobok menovitého prúdu, čo pri striedavých motoroch býva bežná povolená hodnota preťaženia. Zároveň sa veľkosť maximálneho momentu pri prevádzke s maximálnym účinníkom pohybuje v okolí jeden a pól násobku menovitej hodnoty. Pri zavrnutí prevádzky so stratégiou riadenia zameranou na minimálne straty som pre prevádzku môjho modelu zvolil hodnoty uvedené v poslednom riadku tabuľky 8.2, teda $|\Psi_s| = 3.25 \text{ Wb}$.

V prevádzke pri riadení pomocou stratégie maximálneho momentu bude nutné maximálny požadovaný moment obmedziť na dvojnásobok menovitého momentu, aby sme predišli „mechanickému“ poškodeniu simulovaného motoru vplyvom momentových rázov.

V závislosti na konkrétnej aplikácii pri daných parametroch motora by sa pravdepodobne volila veľkosť spriahnutého magnetického toku v rozsahu $|\Psi_s| = 3.25 \div 3.8 \text{ Wb}$.

8.2.2 Ladenie regulátorov RSM

Aby model správne fungoval, je ako posledný bod potrebné správne naladiť regulátory. V aplikáciách určených na riadenie elektrických motorov sa v praxi používajú PI regulátory, často s použitím funkcie *Anti Windup*. Stručne popísané, Windup je unášanie integračnej zložky v dôsledku čoho môže regulátor v určitých prevádzkových stavoch reagovať so značným oneskorením. [18]

Prostredie Simulink umožňuje použitie vstavaných blokov s funkciou PI regulátoru spolu s anti-windup slučkou. V mojom modeli som vytvoril ekvivalentnú verziu, ktorá by v prípade potreby mohla využívať premenné hodnoty saturácie, kdežto pri využití vstavaného bloku by táto možnosť bola komplikovaná.

Ako postup ladenia regulátorov som zvolil metódu náhodného odhadu parametrov. Existujú rôzne matematické metódy, ale v praxi býva ich výpočet zdĺhavý a výsledok je často neuspokojivý.

Pri ladení som postupoval tak, že som najprv naladil regulátory prúdu, ktoré vo väčšine prípadoch mávajú zhodné regulačné konštanty.

Integračnú zložku KI_i som spočiatku nastavil nulovú a ladil som proporcionálnu zložku regulátorov KP_i . Po naladení proporcinálnej zložky som následne nastavil integračnú konštantu a následne konštantu pre anti-windup KB_i .

Takto som postupoval aj pri ladení otáčkového regulátoru. Pre každú stratégiu riadenia bolo potrebné ladenie zopakovať. Výsledné regulačné konštanty môžeme vidieť v tabuľke 8.3.

V tabuľke sú uvedené aj regulačné konštanty pre stratégiu minimálnych strát. Na obrázku 8.4 ale môžeme vidieť, že ako sme predpokladali pri určovaní hodnoty $|\Psi_s|$ v kapitole 8.2.1, náš RSM v tomto móde nebude pracovať správne.

Kritérium	kP_i	kI_i	kB_i	kP_ω	kI_ω	kB_ω
Maximálny moment	800	10	1	400	10	1
Minimálne straty	800	10	1	400	10	1
Maximálny účinník	100	10	0.25	100	10	0.25

Tabuľka 8.3: Tabuľka regulačných konštánt prúdových (index i) a regulátoru otáčok (index ω).

8.2.3 Výsledky simulácie riadenia RSM pomocou FOC

Aby bolo možné porovnať jednotlivé stratégie riadenia, bolo potrebné vykonať simuláciu rôznych prevádzkových stavov, ako sú rozbeh, zaťaženie motoru, zmena otáčok a preťaženie motoru.

Zmeny boli vykonávané až po ustálení prechodového deja. Keďže sme zvolili hodnotu $|\Psi_s| = 3.25$ Wb, maximálna hodnota momentu pre stratégiu maximálneho účinníka bude len jeden a pól násobok menovitého momentu. Preťaženie teda budeme simulovať ako $M_z = 1.4 \cdot M_n$, aby sme pre tento prevádzkový stav zanechali rezervu. Časový priebeh simulácie môžeme vidieť v tabuľke 8.4. Všetky zmeny v simulácii prebiehali skokovo.

t (s)	n^* (ot/min)	M_z (Nm)
$0 \div 0.3$	1500	0
$0.3 \div 0.4$	1500	95
$0.4 \div 0.6$	1500	133
$0.6 \div 0.7$	1500	95
$0.7 \div 1.0$	-1500	95

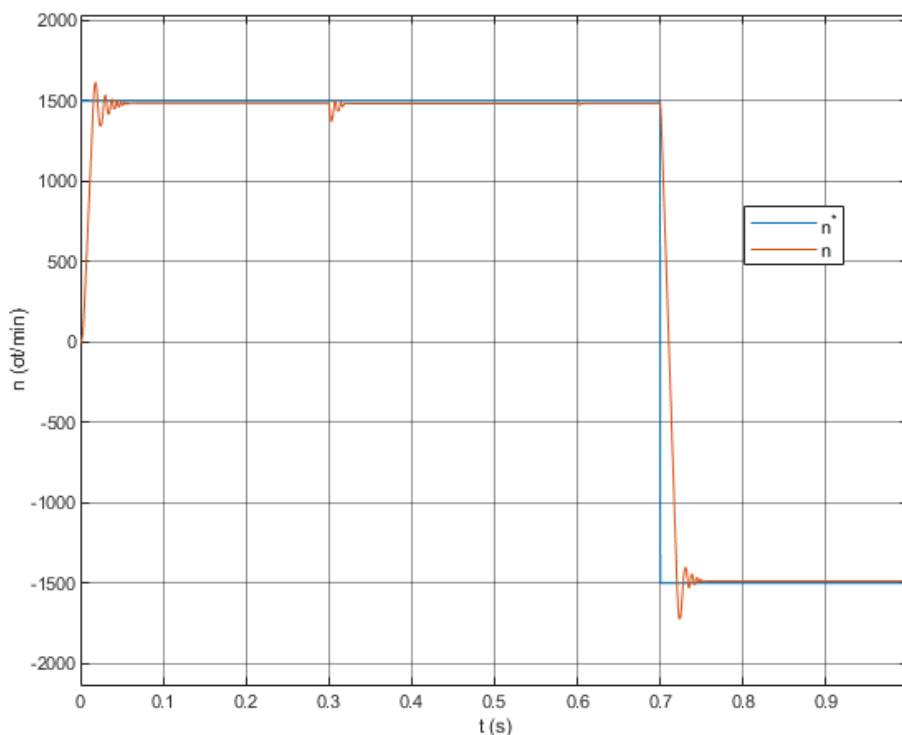
Tabuľka 8.4: Tabuľka priebehu simulácie pre porovnanie použitých metód.

Priebeh otáčok a momentu počas simulácií si môžeme prehliadnuť na obrázkoch 8.2 až 8.7.

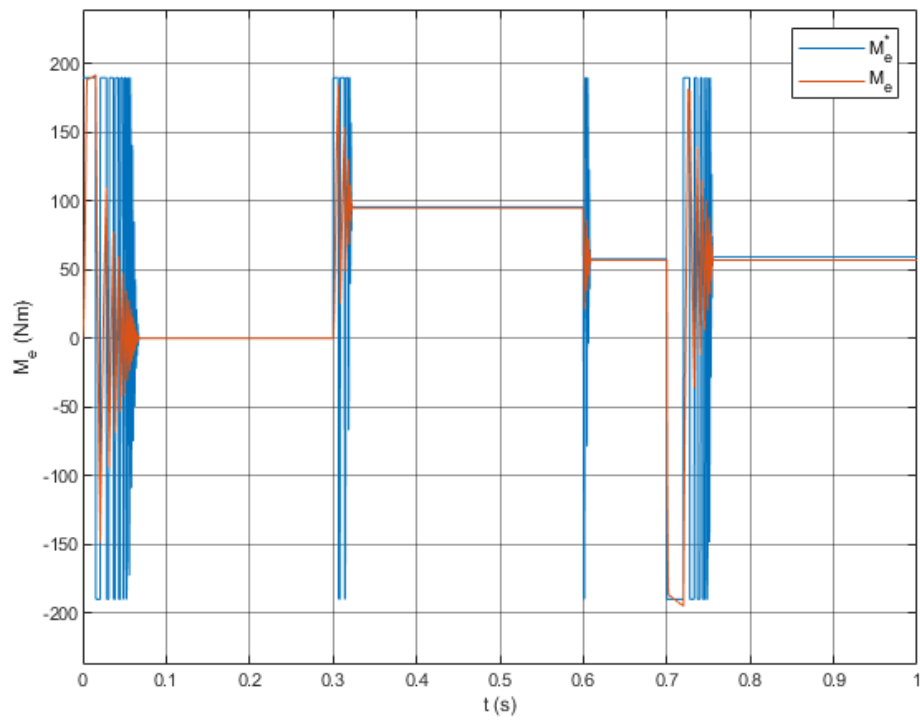
Na obrázku 8.2 a 8.3 vidíme, že simulácia stratégie riadenia s maximálnym momentom prebehla úspešne. Menovité otáčky boli v simulácii dosiahnuté už po 0.025 s. Vidíme, že takto naladené regulátory spôsobujú mierne zákmity priebehu. Pri nastavovaní regulátorov pre reguláciu s maximálnym momentom sa mi však nepodarilo dosiahnuť lepšie výsledky ladenia a v reálnej aplikácii by nemali spôsobovať problémy.

Ako sme predpokladali v podkapitole 8.2.1, simulácia s minimálnymi stratami pri menovitom zaťažení motoru nedosiahla potrebný protimoment a začal sa točiť opačným smerom vplyvom zaťaženia (vid' obr. 8.4 a 8.5). Z priebehu momentu je zrejmé, že pri tejto stratégii riadenia by sme motor mohli zaťažovať momentom približne 40 Nm.

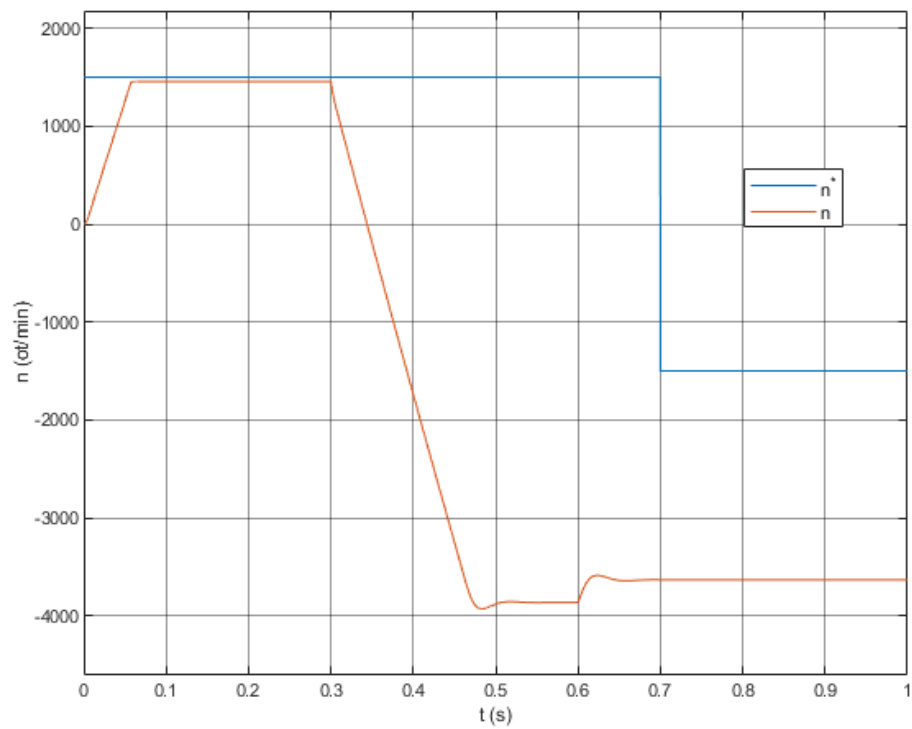
Výsledok simulácie riadenia s maximálnym účinníkom dopadol úspešne, podobne ako v prípade regulácie s maximálnym momentom (vid' obr. 8.6 a 8.7). V tomto prípade sa mi však podarilo naladiť regulátory optimálnejšie. Pri rozbehu aj zmene zaťaženia vidíme, že dochádza len k jednému prekmitu.



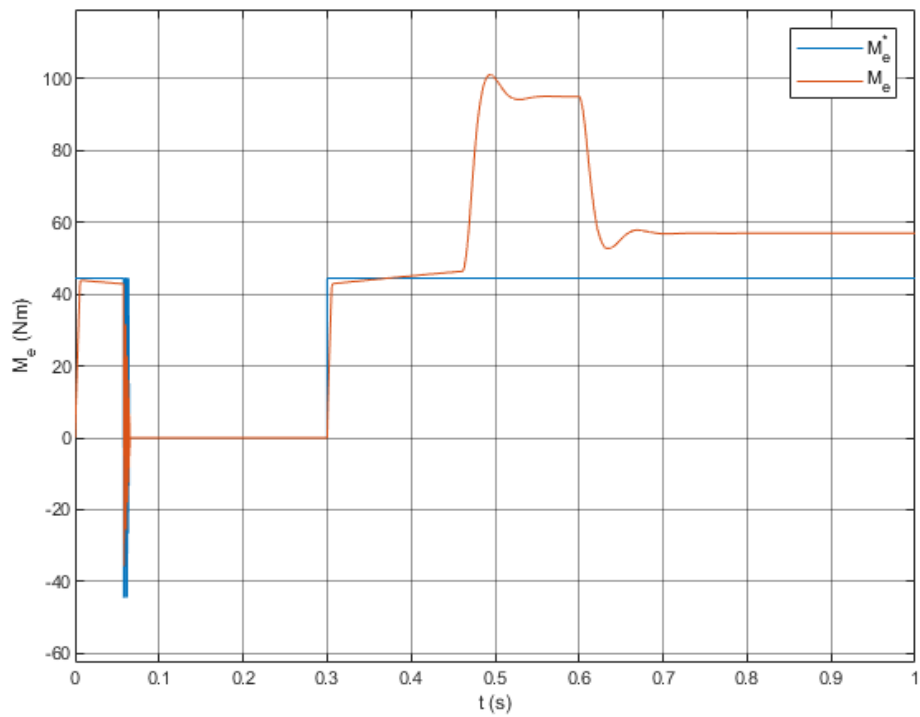
Obr. 8.2: Priebeh otáčok pri stratégii riadenia s maximálnym momentom pri použití metódy FOC.



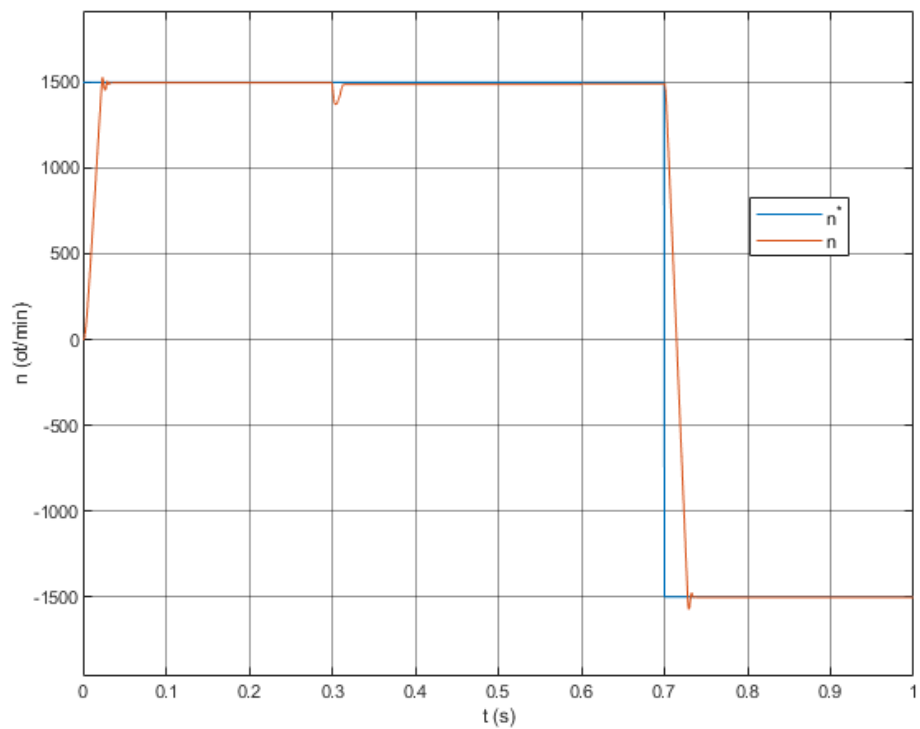
Obr. 8.3: Priebeh momentu pri stratégii riadenia s maximálnym momentom pri použití metódy FOC.



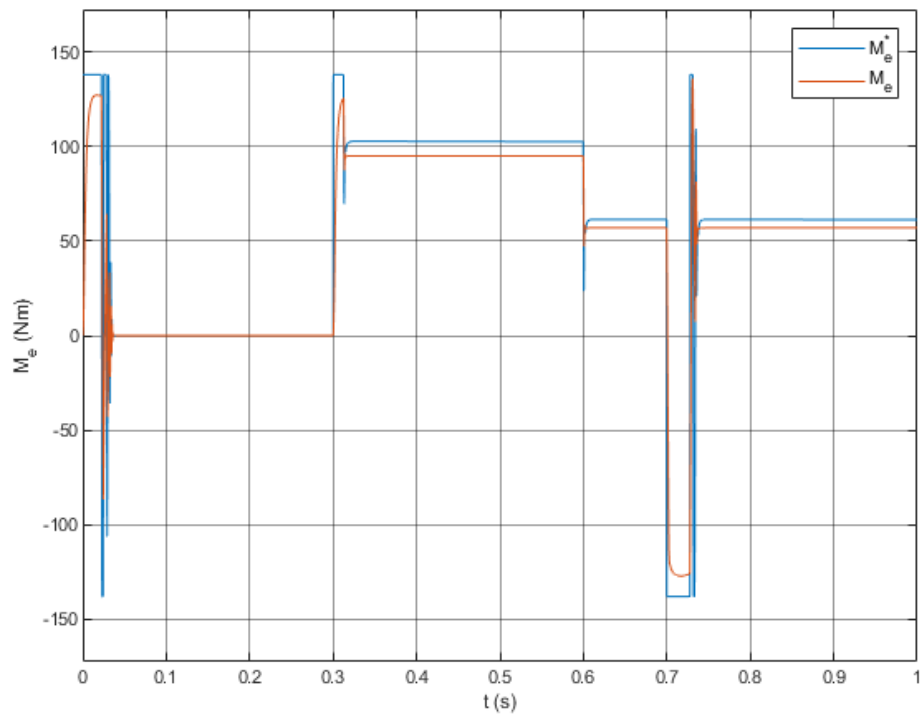
Obr. 8.4: Priebeh otáčok pri stratégii riadenia s minimálnymi stratami pri použití metódy FOC.



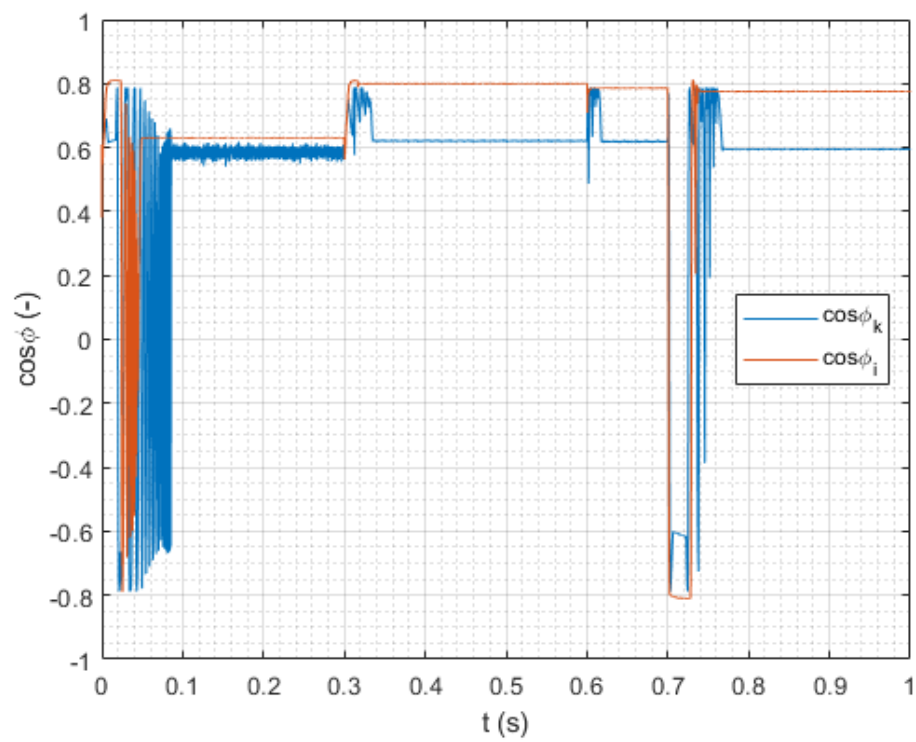
Obr. 8.5: Priebeh momentu pri stratégii riadenia s minimálnymi stratami pri použití metódy FOC.



Obr. 8.6: Priebeh otáčok pri stratégii riadenia s maximálnym účinníkom pri použití metódy FOC.



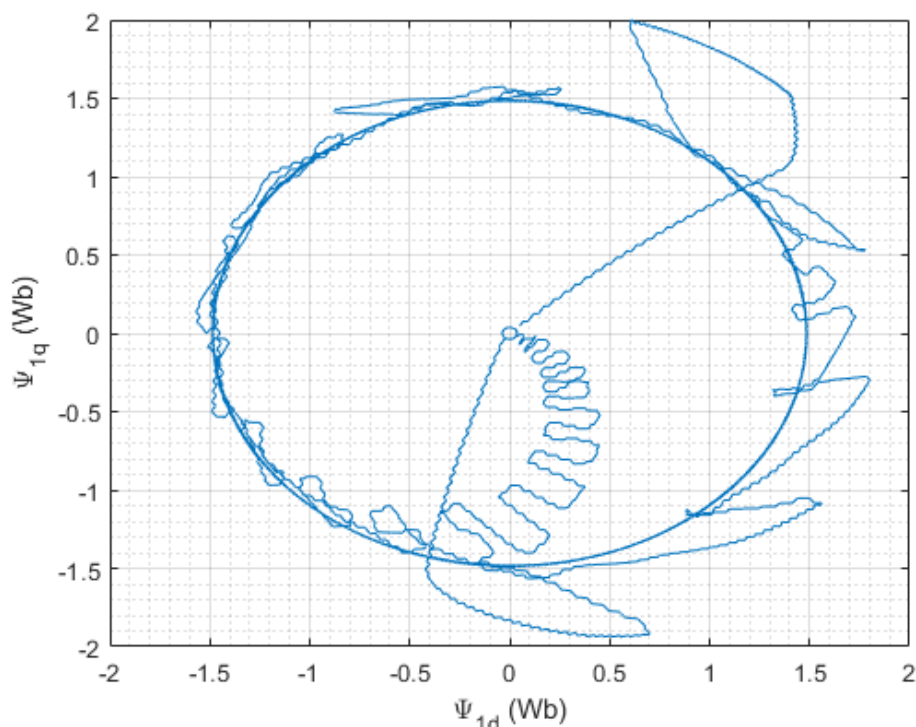
Obr. 8.7: Priebeh momentu pri stratégii riadenia s maximálnym účinníkom pri použití metódy FOC.



Obr. 8.8: Priebeh veľkosti účinníka počas simulácie FOC (stratégia maximálneho momentu modrá, stratégia maximálneho účinníka oranžová).

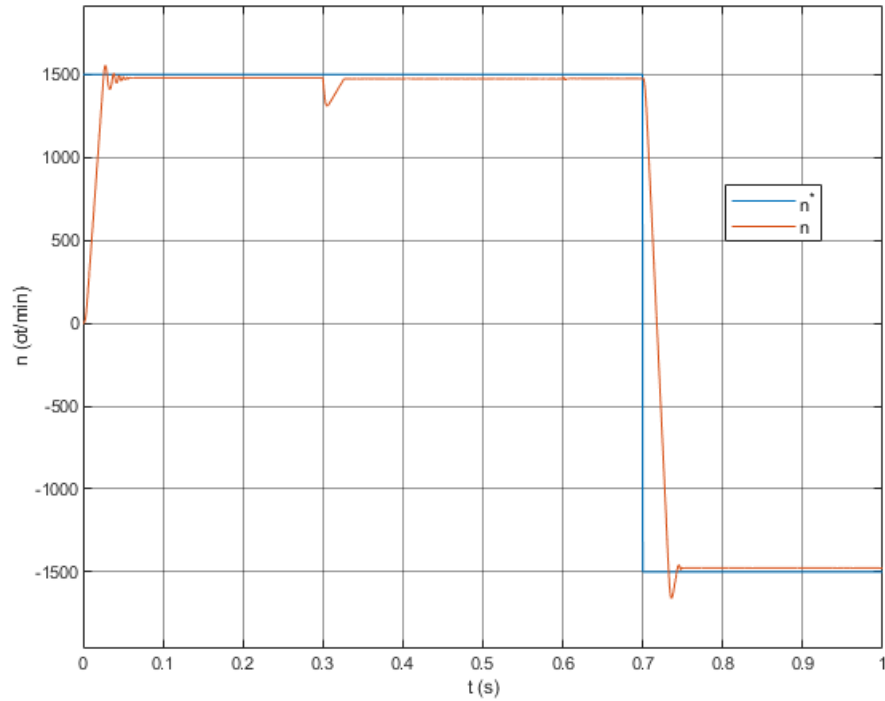
Aby sme si overili štítkové údaje pri menovitých prevádzkových hodnotách, na obrázku 8.8 sú vynesené priebehy účinníka počas simulácie. Môžeme vidieť, že pri stratégii riadenia s maximálnym momentom (modrý priebeh) dosahuje veľkosť účinníka hodnoty len $\cos \varphi = 0.6$, kdežto pri stratégii maximálneho účinníka (index i) sa jeho hodnota zvýši až na $\cos \varphi = 0.8$, čo je lepší účinník ako udávaný na štítku $\cos \varphi = 0.71$.

Na obrázku 8.9 vidíme priebeh dq zložiek spriahnutého magnetického toku počas priebehu simulácie. Je zrejmé, že počas prechodných javov sa zložky vychylujú, ale v ustálených „menovitých“ stavoch sa vektor spriahnutého magnetického toku pohybuje po kružnici. Môžeme vidieť, že polomer tejto kružnice je približne $r_{\psi} = 1.5$ Wb, čo je takmer polovica nami zvoleného spriahnutého toku $|\Psi_s| = 3.25$ Wb. Predpokladáme teda, že menovitá hodnota spriahnutého magnetického toku bude $|\Psi_n| = 1.5$ Wb.

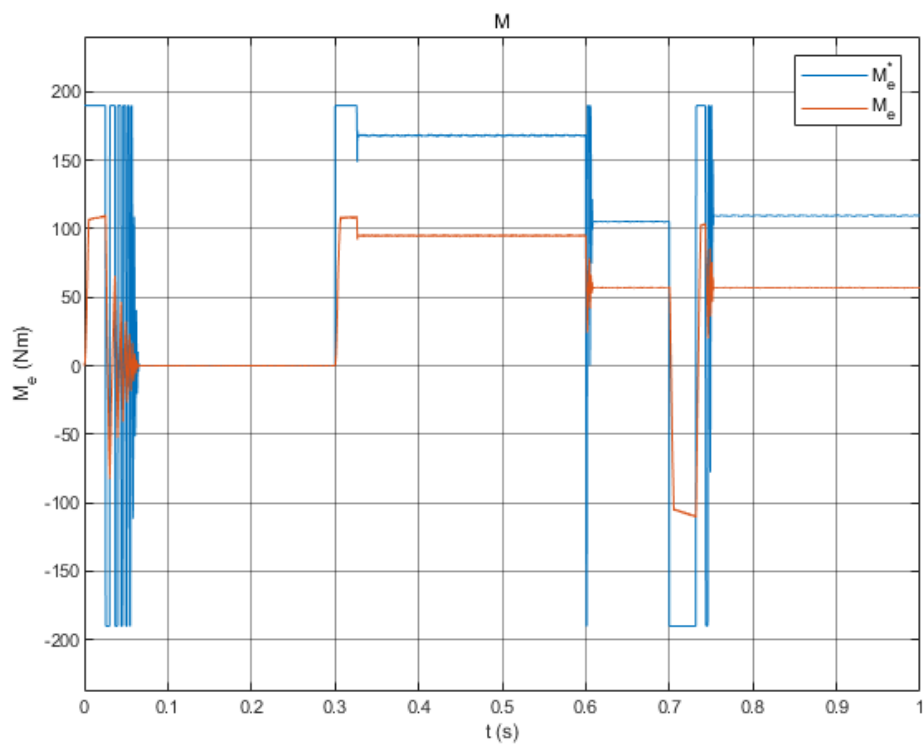


Obr. 8.9: Priebeh spriahnutého magnetického toku pri použití metódy FOC.

Doteraz sme uvažovali, že model riadenia obsahuje správne namerané dáta, hlavne závislosť indukčností na prúde. Aby sme simulovali možnú chybu merania parametrov, k tabuľkovým hodnotám som v modeli riadenia pripočítal polovicu maximálnej hodnoty L_d , respektíve L_q . Výsledok simulácie môžeme vidieť na obrázku 8.10 a 8.11. Vidíme, že nepresnosť merania sa prejaví najmä na veľkosti a dynamike momentu, teda veľkosť produkovaného momentu nebude dosahovať požadované hodnoty. Každopádne pri chybe merania približne 50% maximálnej hodnoty indukčnosti by model motoru simuláciou prešiel.



Obr. 8.10: Priebeh otáčok pri stratégii riadenia s maximálnym momentom a simuláciou nesprávnych hodnôt indukčnosti v modeli regulácie pri použití metódy FOC.

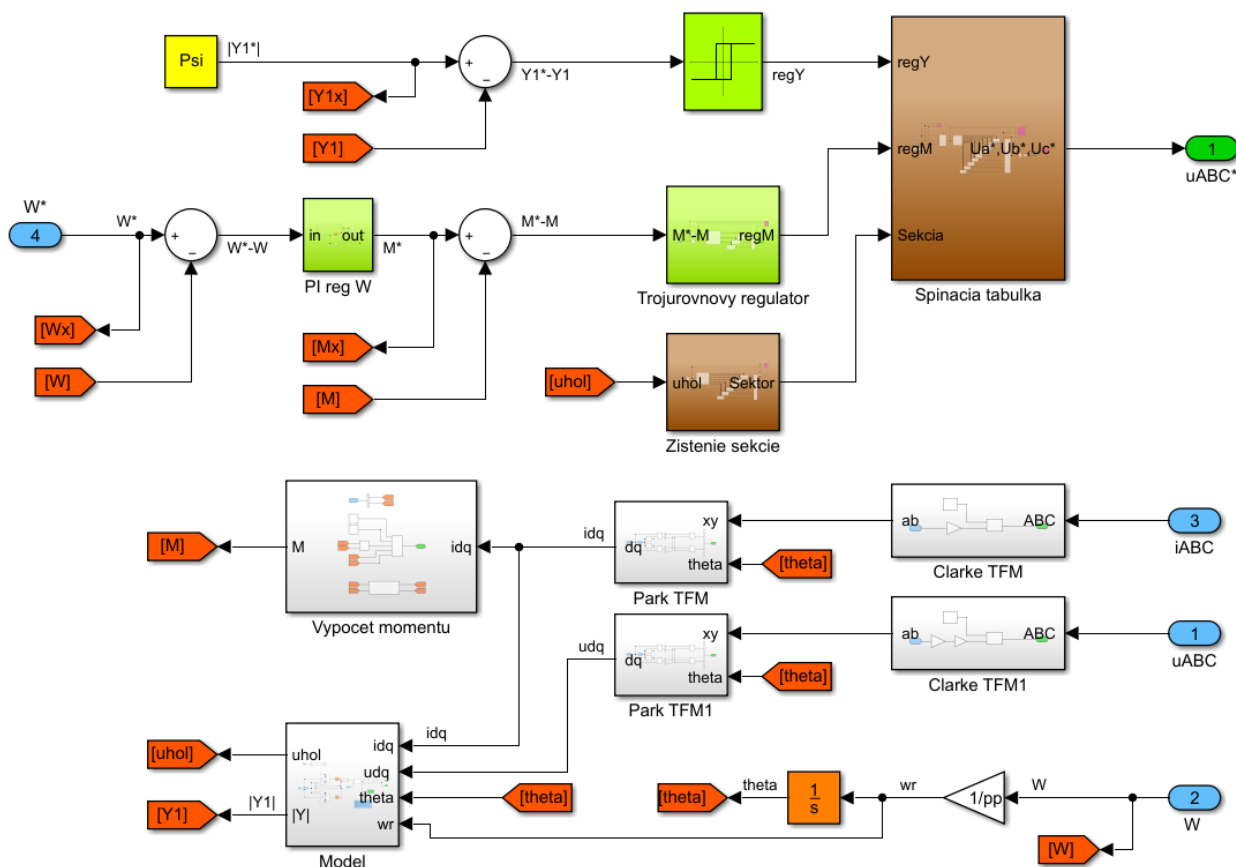


Obr. 8.11: Priebeh momentu pri stratégii riadenia s maximálnym momentom a simuláciou nesprávnych hodnôt indukčnosti v modeli regulácie pri použití metódy FOC.

8.3 Simulácia metódy riadenia DTC

Druhým najpoužívanejším spôsobom regulácie, je priama regulácia momentu. Jej zjednodušený princíp bol zhrnutý v kapitole 3.3. Schéma simulačného modelu je zobrazený na obrázku 8.12.

Na obrázku 3.3 môžeme vidieť schému všeobecného riadenia pomocou DTC, ktorá je použitá v mojom modeli. Stratégiu riadenia vektoru magnetického toku som zvolil po kružnici, teda Takahashiho. Vidíme, že narozdiel od FOC, kde sa v princípe počíta len hodnota požadovaných zložiek prúdu i_d^* a i_q^* ako funkcia požadovaného momentu, je pri metóde DTC nutné dopočítavať veľkosť momentu M_e , veľkosť spriahnutého toku $|\Psi_s|$ a uhol medzi jeho zložkami v súradniciach $\alpha\beta$. Už z tohoto prvotného pozorovania je zrejmé, že tento model riadenia bude náchylnejší na správne meranie parametrov motoru. Pre výpočet hodnôt magnetického toku a momentu použijeme v modeli regulácie tie isté rovnice ako sme použili pre simuláciu RSM.



Obr. 8.12: Podsystem riadenia RSM na princípe DTC.

Výhodou regulácie DTC, ako už bolo spomenuté, je to, že počet PI regulátorov je znížený na jeden regulátor otáčok, ktorého výstupom je požadovaný moment, to znamená kratšia doba ladenia. Podobne ako je uvedené na obrázku 3.3, je použitý dvojúrovňový hysterézny regulátor ako regulátor magnetického toku a trojúrovňový regulátor ako regulátor momentu.

Zvolené tolerančné pásmo pre oba regulátory som pre regulátor toku zvolil $\Delta\Psi = 3.25 \cdot 0.01$ Wb, teda 1% zvolenej hodnoty magnetického toku, na základe úvahy, ktorá je uvedená v kapitole 8.2.1 a pre regulátor momentu $\Delta M_e = 95 \cdot 0.05$ Nm, teda 5% menovitého momentu.

Pri takto zvolených tolerančných pásmach sa bude spínacia frekvencia pohybovať v okolí 15 kHz, čo by pri použití výkonových IGBT tranzistorov bola hraničná, ale stále reálna spínacia frekvencia.

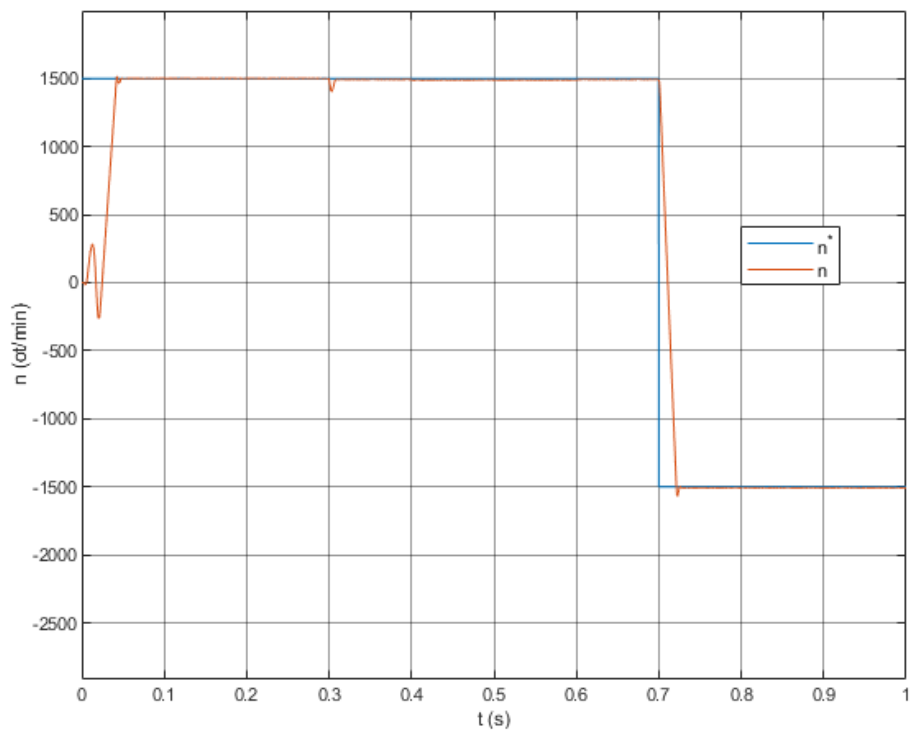
Spínacia tabuľka na obrázku 8.13 odpovedá Takahashiho metóde, pri rozdelení sústavy $\alpha\beta$ do sektorov podľa obrázku 3.5. Táto tabuľka nám určuje logiku výsledného spínania na základe výstupu z hysteréznych regulátorov a sektoru v ktorom sa vektor magnetického toku nachádza.

$d\psi$	0			1		
dM	1	0	-1	1	0	-1
sektor 1	\underline{v}_3	\underline{v}_0	\underline{v}_5	\underline{v}_2	\underline{v}_7	\underline{v}_6
sektor 2	\underline{v}_4	\underline{v}_7	\underline{v}_6	\underline{v}_3	\underline{v}_0	\underline{v}_1
sektor 3	\underline{v}_5	\underline{v}_0	\underline{v}_1	\underline{v}_4	\underline{v}_7	\underline{v}_2
sektor 4	\underline{v}_6	\underline{v}_7	\underline{v}_2	\underline{v}_5	\underline{v}_0	\underline{v}_3
sektor 5	\underline{v}_1	\underline{v}_0	\underline{v}_3	\underline{v}_6	\underline{v}_7	\underline{v}_4
sektor 6	\underline{v}_2	\underline{v}_7	\underline{v}_4	\underline{v}_1	\underline{v}_0	\underline{v}_5

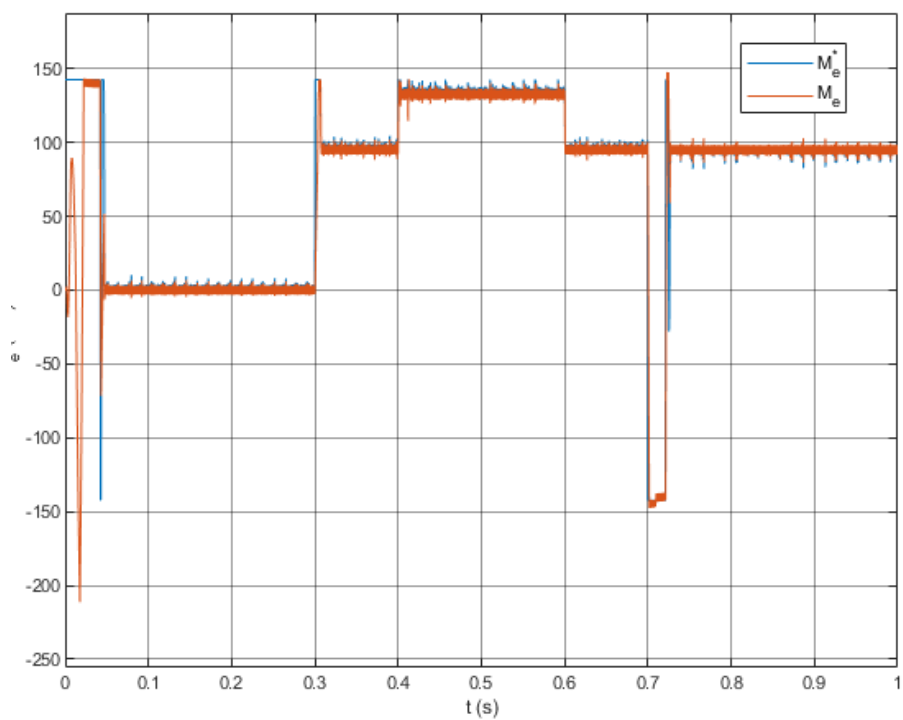
Obr. 8.13: Tabuľka zopnutí na základe stave hysteréznych regulátorov a sekcie v ktorej sa vektor magnetického toku nachádza (prevzaté z [11]).

8.4 Výsledky simulácie riadenia RSM pomocou DTC

Priebeh simulácie bol ekvivalentný priebehu uvedenému v kapitole 8.2, respektíve v tabuľke 8.4 z podkapitoly 8.2.3. Výsledky môžeme vidieť na obrázku 8.14 a 8.15. Na priebehu momentu vidíme dôsledok použitia hysteréznych regulátorov. Počas ustálených stavov je vidieť momentové špičky, ktoré sú spôsobené spínaním. Keďže ide o krátke špičky a motor má veľký moment zotrvačnosti, na priebehu otáčok sa tento efekt neprejaví. Zároveň môžeme vidieť dobrú dynamiku zmeny momentu a otáčok pri použití tohoto riadenia.

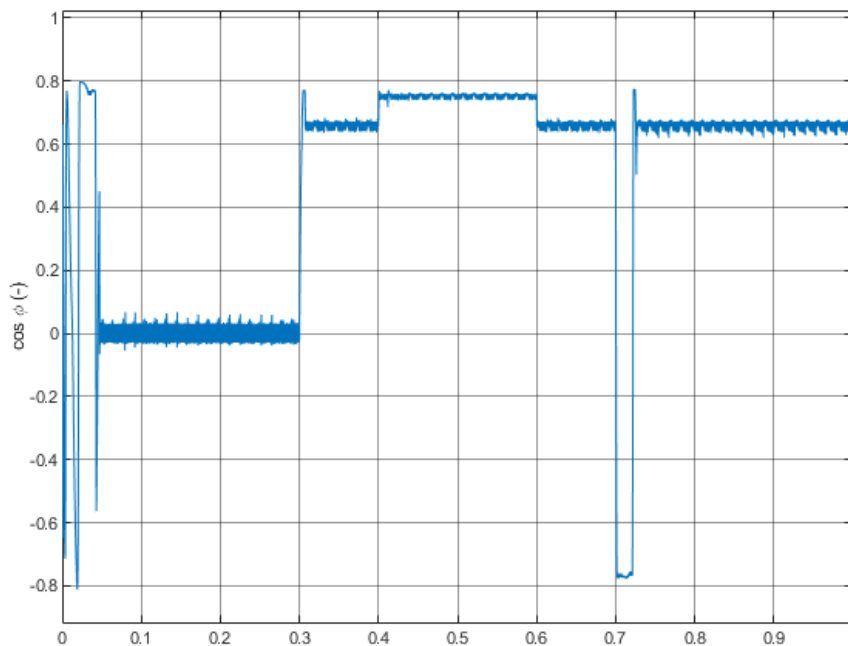


Obr. 8.14: Priebeh otáčok pri metóde riadenia DTC.



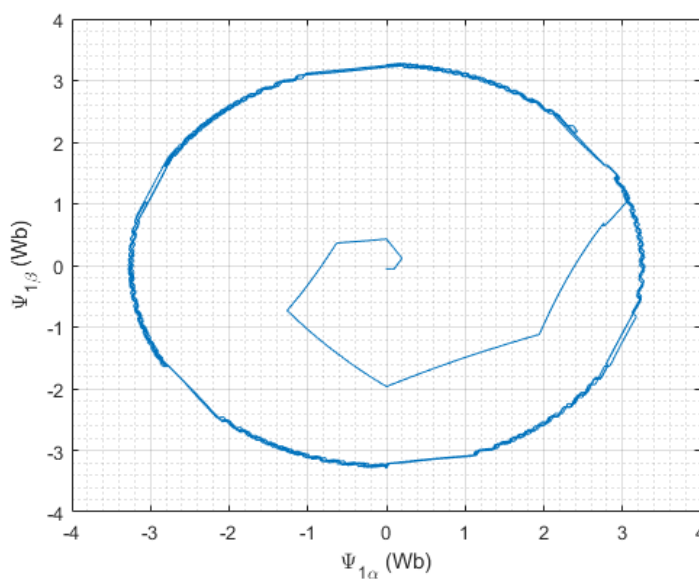
Obr. 8.15: Priebeh momentu pri metóde riadenia DTC.

Z priebehu účinníka na obrázku 8.16 môžeme vidieť, že jeho hodnota pri zaťažení sa pohybuje okolo hodnoty $\cos \varphi = 0.65 \div 0.75$ čo je približne hodnota udávaná na štítku.



Obr. 8.16: Priebeh veľkosti účinníka počas simulácie DTC.

Na obrázku 8.17 môžeme vidieť, že vektor spriahnutého magnetického toku $\vec{\Psi}_s$ sa pohybuje po kružnici, čo je charakteristické pre Takahashiho metódu DTC. Jeho veľkosť sa pohybuje v tolerančnom pásme v okolí zadanej hodnoty $|\Psi_s| = 3.25$ Wb.

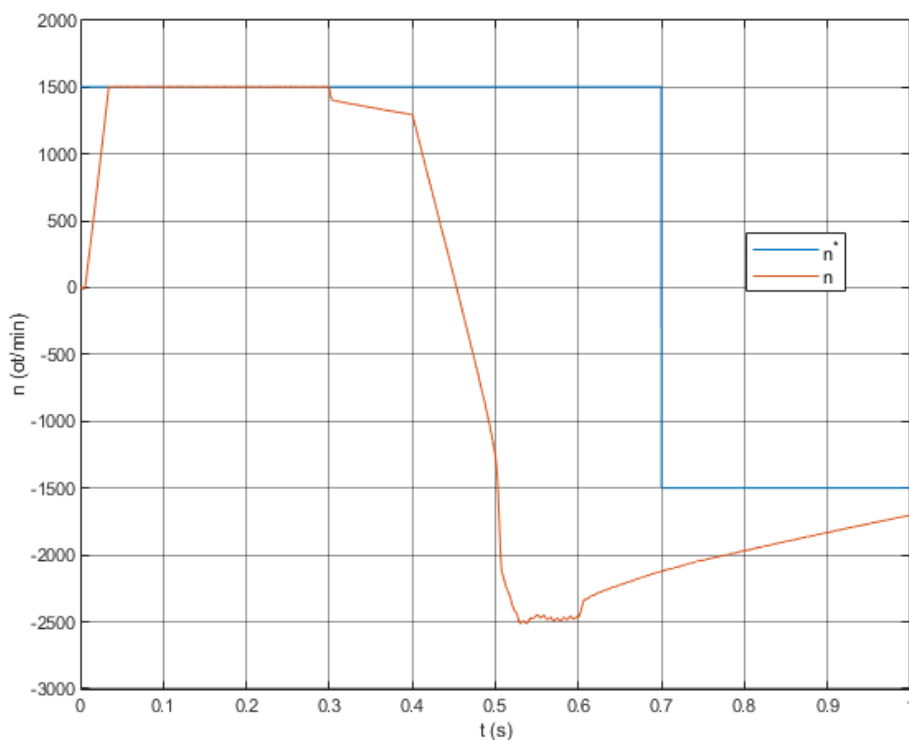


Obr. 8.17: Priebeh spriahnutého magnetického toku pri použití metódy DTC.

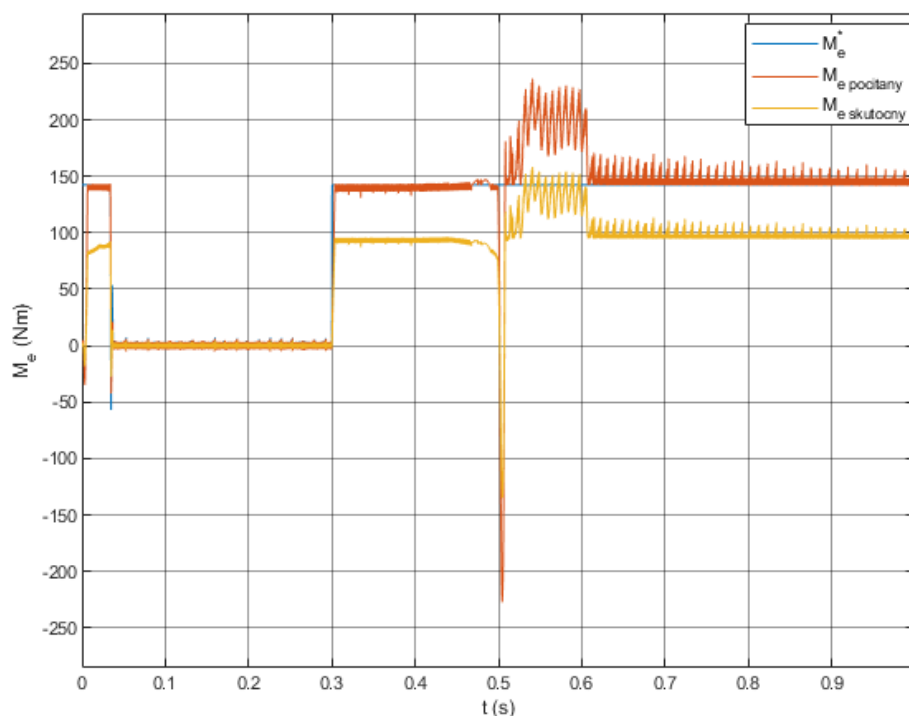
Pre simuláciu nesprávnej hodnoty parametrov sme, podobne ako pri simulácii metódy FOC v kapitole 8.2, pripočítali k tabuľkovej hodnote indukčnosti 50% maximálnej hodnoty indukčnosti L_d a L_q . Výsledok priebehu simulácie môžeme vidieť na obrázku 8.18 a 8.19.

Podobne ako pri simulácii metódy FOC, dochádza k nesprávnemu vyhodnocovaniu veľkosti momentu. V prípade DTC ako sme predpokladali je táto metóda citlivejšia na nesprávne hodnoty parametrov a za daných okolností nebude fungovať správne. Podľa podrobnejšieho skúšania modelu, už odchýlka viac ako 5% od skutočnej hodnoty maximálnej indukčnosti vedie k nefunkčnosti regulácie pri preťažení.

Pri menovitom zaťažení je regulácia schopná pracovať správne približne do 47% odchýlky od maximálnej hodnoty indukčnosti.



Obr. 8.18: Priebeh otáčok pri metóde riadenia DTC a simuláciou nesprávnych hodnôt indukčnosti v modeli regulácie.



Obr. 8.19: Priebeh momentu pri metóde riadenia DTC a simuláciou nesprávnych hodnôt indukčnosti v modeli regulácie.

8.5 Zhodnotenie výsledkov

Z vynesných priebehov simulácie môžeme vidieť, že sa nám potvrdili počiatočné teoretické predpoklady, ktoré boli uvedené v podkapitole 8.2.1. Daný typ reluktančného synchronného motoru je vhodné riadiť metódami FOC, so stratégiou riadenia pre maximálny moment a maximálny účinník a metódou DTC, pretože pri týchto metódach riadenia je motor na základe simulácie schopný pracovať pri menovitých hodnotách motoru aj pri krátkodobom preťažení. Stratégiu riadenia pre minimálne straty by bolo vhodné použiť napríklad vtedy, keď moment záťaže klesne pod určitú hodnotu, ktorá je nižšia ako menovitá a riadenie sa automaticky prepne do tohto úsporného režimu. Bolo by ale treba ošetriť, aby počas tohoto chodu nedošlo k prudkému zvýšeniu záťaže.

Zo simulácie nesprávne zistených parametrov indukčnosti môžeme zhodnotiť, že metóda FOC je oproti metóde DTC podstatne menej citlivá, keďže jej použitie je zároveň jednoduchšie na výpočty.

Pri vynesení priebehov účinníka $\cos \varphi$ je vidieť, že jeho hodnota v ustálenom stave pri zaťažení sa pohybuje v okolí udávanej štítkovej hodnoty. V prípade metódy FOC so stratégiou riadenia pre maximálny moment je táto hodnota približne $\cos \varphi = 0.6$ a pre stratégiu maximálneho účinníka $\cos \varphi = 0.8$, čím sa nám zároveň potvrdilo, že táto stratégia funguje. Účinník v metóde riadenia DTC sa hodnota účinníka pohybovala v rozmedzí $\cos \varphi = 0.65 \div 0.75$ v závislosti na preťažení.

Na základe vyhodnotenia výsledkov som presvedčený, že matematický model RSM je vierohodný a parametre modelu boli zistené správne. Model riadenia, bez ktorého by sme ťažko mohli overiť vierohodnosť modelu motoru je tiež správne realizovaný.

9 Záver

V tejto diplomovej práci som sa zaoberal teóriou Reluktančného synchronného motoru.

V prvej časti som zhrnul fyzikálny princíp tvorby reluktančného momentu a stručne opísal typy motorov, ktoré na jeho princípe pracujú. Následne som sa zameril na reluktančný synchronný motor, teda na tvar jeho konštrukcie v súvislosti s jeho prvotným kvalitatívnym ukazovateľom pomerom synchronných indukčností ξ . V tejto časti som ďalej zhrnul výhody, prečo sa v dnešnej dobe opäť dostáva do trendu a jeho nevýhody. Tretou kapitolou som uviedol problematiku riadenia, respektíve regulácie motorov, konkrétne dve najpoužívanejšie metódy, FOC a DTC, ktoré spadajú do skupiny vektorového riadenia.

V štvrtej časti bolo cieľom uviesť reluktančný synchronný motor z matematického hľadiska. Uviedol som rovnice, ktoré ho popisujú a zobrazil jeho náhradnú schému. Postupnými úpravami rovníc som sa dopracoval k výslednému matematickému modelu v súradnicovom systéme dq. Následne som uviedol vektorový diagram ustáleného stavu RSM v tomto súradnicovom systéme. Na záver som sa zameril na kvalitatívne ukazovatele reluktančného synchronného motoru a okrajovo načrtol stratégie jeho riadenia.

Nasledujúcimi dvoma kapitolami som sa zameril na meranie elektrických parametrov RSM. V piatej kapitole som teoreticky uviedol tri metódy zisťovania závislosti pozdĺžnej a priečnej indukčnosti na polohe a veľkosti statorového prúdu. V šiestej kapitole som si zvolil jednu metódu merania indukčnosti a použil ju na 1.5 kW reluktančný synchronný motor od výrobcu značky Siemens. V tejto kapitole zároveň nájdeme výsledky merania, ktoré sú následne použité na simuláciu modelu RSM a jeho riadenie.

Druhá polovica zadania tejto diplomovej práce bola zameraná na simulovanie matematického modelu a riadenia. Z toho dôvodu som si dovoľil venovať siedmu kapitolu stručnému popisu prostredia Matlab Simulink a postupu tvorby simulačných modelov.

Posledná kapitola je zameraná na praktické použitie metód a stratégií riadenia, ktoré boli uvedené v predchádzajúcich kapitolách. Jednotlivé metódy sú obšírnejšie popísane, so zameraním konkrétne na reluktančný synchronný motor. Ďalej sú v tejto kapitole uvedené predpoklady pre simuláciu tak, aby bolo možné jednotlivé stratégie porovnať. Výsledné priebehy simulácie sú porovnané a vyhodnotené. Z tejto kapitoly je zrejmé, že matematický model a jeho riadenie, v ktorom sú použité skutočné namerané hodnoty, v rámci simulačného modelu teoreticky funguje.

Zoznam príloh na priloženom CD

F3-DP-2020-Hrina-Robert-priloha-Matlab_diplomova_praca.rar

– reluktancny_motor_DTC.slx

– reluktancny_motor_DTC_.m

– reluktancny_motor_FOC.slx

– reluktancny_motor_FOC_.m

F3-DP-2020-Hrina-Robert-Rizeni_synchronniho_reluktancniho_motoru.pdf

Literatúra

- [1] Moghaddam, R.R. (2011). *Synchronous Reluctance Machine (SynRM) in Variable Speed Drives (VSD) Applications*. (Doctoral Thesis). Stockholm: KTH. ISBN 978-91-7415-972-1.
- [2] Koblík, P., Pavelka, J. (2016). *Elektrické pohony a jejich řízení*. Praha: České vysoké učení technické. ISBN 978-80-01-06007-0.
- [3] Martinek, R. (2017). *Elektromotory malého výkonu*. (Diplomová práce). Brno: VUT.
- [4] Hughes, A., Drury, B. (2019). *Electric Motors and Drives: Fundamentals, Types and Applications* 5th ed. Newnes. ISBN 9780081026151.
- [5] Hrabovcová, V., Janoušek, L., Rafajdus, P., Ličko, M. (2001). *Moderné elektrické stroje*. Žilina: Žilinská univerzita v Žiline. ISBN 9788071008095.
- [6] *Synchronous reluctance motors (SynRM)* [Online]. ABB [cit. 5.3.2020].
URL: <https://new.abb.com/motors-generators/iec-low-voltage-motors/process-performance-motors/synchronous-reluctance-motors>
- [7] Ozcelik, N. G., Dogru, U. E., Imeryuz, M., Ergene, L. T. (2019). *Synchronous Reluctance Motor vs. Induction Motor at Low-Power Industrial Applications: Design and Comparison*. Istanbul: Istanbul Technical University.
- [8] Kärkkäinen, H., Aarniovuori, L., Niemelä, M., Pyrhönen, J. (2018). *Technology Comparison of Induction Motor and Synchronous Reluctance Motor*. Lappeenranta: Lappeenranta University of Technology.
- [9] Levkin, D. *Synchronous reluctance motor* [Online]. Enegeneering solutions [cit. 7.3.2020].
URL: <https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/syrm/>
- [10] Zambada, J., Deb, D. (2010). *Sensorless Field Oriented Control of a PMSM* [Online]. Microchip Technology Inc. [cit. 13.4.2020]. ISBN 978-1-60932-099-7.
URL: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/01078B.pdf>
- [11] Bauer, J. (2019). *Přímé řízení momentu*. (Podklady k přednášce z predmetu B1M14EPT). Praha: ČVUT FEL.

- [12] Agarliță, S. C., Boldea, I. (2011). *High Frequency Injection Assisted “Active Flux” Based Sensorless Vector Control of Reluctance Synchronous Motors, with Experiments from zero speed*. Timisoara: Department of EE Politehnica University of Timisoara.
- [13] Bianchi, N. (2016). *Synchronous Reluctance and PM Assisted Reluctance Motors*. ISBN 978-0-08-102615-1.
- [14] Boldea, I. (2001). *Reluctance Synchronous Machines and Drives*. Oxford University Press. ISBN 0-19859391-0.
- [15] Yahia, K., Matos, D., Estima, J., Cardoso, M. *Modeling Synchronous Reluctance Motors Including Saturation, Iron Losses and Mechanical Losses*. Briska: University of Briska.
- [16] Kiltbau, A., Pacas, J. M. (2001). *Parameter-Measurement and Control of the Synchronous Reluctance Machine including Cross Saturation*. IEEE. ISBN 0-7803-7116.
- [17] Koláček, J., Koláček, K. *Jak pracovat s MATLABem* [Online]. Masarykova Univerzita [cit. 2.4.2020]. URL: <https://www.math.muni.cz/~kolacek/vyuka/vypsyst/navod.pdf>
- [18] Hippe, P. (2006). *Windup in control: its effects and their prevention*. Springer Science & Business Media. ISBN 978-1-84628-323-9.