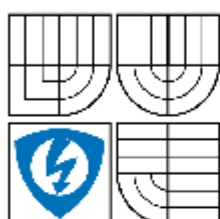


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

ALGORITMY ODBUZOVÁNÍ PŘI ŘÍZENÍ STRÍDAVÝCH MOTORŮ

AC DRIVES CONTROL IN FIELD WEAKENING REGION

DIPLOMOVÁ PRÁCE
MASTER'S THESIS

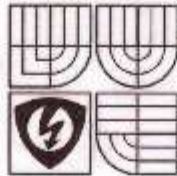
AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Bc. MICHAL PADALÍK

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. PAVEL VÁCLAVEK, Ph.D.

BRNO 2008



VYSOKÉ UČENÍ
TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor
Kybernetika, automatizace a měření

Student: Padalík Michal, Bc.

Ročník: 2

ID: 88965

Akademický rok: 2007/08

NÁZEV TÉMATU:

Algoritmy odbuzování při řízení střídavých motorů

POKyny PRO VYPRACOVÁNÍ:

- Navrhněte algoritmy odbuzování asynchronního a synchronního motoru, které zajistí dosažení maximálního momentu stroje i v oblasti vysokých otáček.
- Navržené algoritmy ověřte simulací v prostředí Matlab-Simulink
- Algoritmy implementujte na procesoru z rodiny Freescale 56F8300

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Termín zadání: 3.12.2007

Termín odevzdání: 26.5.2008

Vedoucí projektu: doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.

prof. Ing. Pavel Jura, CSc.
předseda oborové rady



UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií

Ústav automatizace a měřicí techniky

Algoritmy odbuzování při řízení střídavých motorů

Diplomová práce

Obor: Kybernetika, automatizace a měření

Student: Bc. Michal Padalík

Vedoucí projektu: doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.

Abstrakt:

Tato diplomová práce popisuje princip asynchronního a synchronního motoru, různé způsoby řízení střídavých pohonů. Práce podrobně vysvětluje princip vektorového řízení. Je zde popsána transformace veličin z třífázového systému do α, β složek a pak do d, q složek a to pomocí Clarkovy a Parkovy transformace. Simulace vektorového řízení jsou realizovány v programu Matlab Simulink. V práci je navrhnout algoritmus odbuzování, pomocí kterého je motor řízen ve vyšších otáčkách než jsou jmenovité. Algoritmus odbuzování je nejprve navržen v Matlabu Simulink, pak pomocí s-funkce a nakonec je algoritmus implementován na procesor Freescale 56F8300.

V diplomové práci je simulováno vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety včetně odbuzování. Pomocí základních rovnic je vytvořen model toho motoru v s-funkci. Vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety vychází z řízení asynchronního motoru. Je upravena Clarkova a Parkova transformace a Decoupling. Pro tento typ motoru je navržen algoritmus odbuzování a simulován v programu Matlab Simulink.

Klíčová slova:

Vektorové řízení střídavých motorů, Parkova a Clarkova transformace, Odbuzování

Brno University of Technology

Faculty of Electrical Engineering and Communication

Department of Control, Measurement and Instrumentation

AC Drives Control in Field Weakening Region

Diploma Thesis

Specialization of study: Cybernetics, Control and Measurement

Student: Bc. Michal Padalík

Supervisor: doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.

Abstract:

This Diploma Thesis describes principle of asynchronous and synchronous motors, variety of control AC drives. Thesis show principle of vector control in detail. There is described transformation of values from 3-phase system to α, β component and than to d, q component of Clarke and Park transformation. Simulations of vector control are implemented in software Matlab Simulink. In this Thesis is proposed algorithm field weakening and motor is controled in higher speed than nominal. Field weakening is proposed in first step in Matlab Simulink, than in s-function and in last step algorithm is implemented on procesor Freescale 56F8300.

In Diploma Thesis is simulated vector control of PMSM in field weakening. Model of PMSM is created in s-function. The vector control of PMSM is based on vector control of asynchronous motors. Clarke and Park transformation and Decoupling are modifyd. For this type of motor is composed algorithm in Field Weakening Region and simulated in Matlab Simulink.

Key words:

Vector Control of AC Drives, Park and Clarke Transformation, Field Weakening

Bibliografická citace

PADALÍK, M. *Algoritmy odbuzování při řízení střídavých motorů*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. 59 s. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.

P r o h l á š e n í

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma "Algoritmy odbuzování při řízení střídavých motorů" jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení § 152 trestního zákona č. 140/1961 Sb.“

V Brně dne :

Podpis:

P o d ě k o v á n í

Děkuji tímto za cenné připomínky a rady při vypracování diplomové práce.

V Brně dne :

Podpis:

OBSAH

1. ÚVOD	8
2. ASYNCHRONNÍ MOTOR	9
2.1 Princip činnosti asynchronního motoru	9
2.2 Matematický model asynchronního motoru	10
2.3 Model asynchronního motoru v souřadnicích a,b,c	10
2.4 Clarkova a Parkova transformace	12
2.5 Lineární transformace základních rovnic do souřadnicového systému $d,q,0$	14
2.6 Způsoby regulace otáček asynchronního motoru	17
2.7 Metody řízení asynchronního motoru	17
3. VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU	19
3.1 Algoritmus odbuzování asynchronního motoru	23
3.2 Algoritmus odbuzování pomocí s -funkce	29
3.3 Algoritmus odbuzování na procesoru Freescale 56F8300	31
3.4 Výsledky simulace vektorového řízení s odbuzováním asynchr. motoru	36
4. SYNCHRONNÍ MOTOR	38
4.1 Matematický model synchronního motoru	38
4.2 Výkon a moment synchronního motoru	43
5. SYNCHRONNÍ MOTOR S PERMANENTNÍMI MAGNETY (PMSM)	45
5.1 Model PMSM motoru	46
6. VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ PMSM MOTORU	48
6.1 Odbuzování PMSM	50
6.2 Výsledky simulace vektorového řízení s odbuzováním PMSM motoru	55
7. ZÁVĚR	58
8. SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	59

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1: Statorový proud v souřadnicovém systému a,b,c a α,β [3]	13
Obrázek 2: Model asynchronního motoru.....	20
Obrázek 3: Schéma vektorového řízení asynchronního motoru [3].....	22
Obrázek 4: Napěťové omezení.....	23
Obrázek 5: Proudové omezení	24
Obrázek 6: Napěťové a proudové omezení, moment motoru [6]	25
Obrázek 7: Algoritmus odbuzování asynchronního motoru	28
Obrázek 8: Schéma vektorového řízení s odbuzováním asynchr. motoru	29
Obrázek 9: Zapojení odbuzování asynchronního motoru probíhající na procesoru ..	35
Obrázek 10: Průběh otáček asynchronního motoru	36
Obrázek 11: Průběh magnetického toku rotoru asynchronního motoru	36
Obrázek 12: Průběh statorového proudu asynchronního motoru.....	37
Obrázek 13: Průběh statorového napětí asynchronního motoru	37
Obrázek 14: Rozložení vinutí synchronního motoru [1]	39
Obrázek 15: Model synchronního motoru	46
Obrázek 16: Decoupling pro řízení synchronního motoru.....	48
Obrázek 17: Vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety	49
Obrázek 18: Schéma vektorového řízení s odbuzováním PMSM motoru.....	52
Obrázek 19: Algoritmus odbuzování PMSM motoru	53
Obrázek 20: Struktura regulátoru statorového proudu.....	53
Obrázek 21: Výběr omezení proudu i_{sd}	54
Obrázek 22: Průběh otáček PMSM motoru	55
Obrázek 23: Průběh magnetického toku rotoru PMSM motoru	55
Obrázek 24: Průběh statorového napětí PMSM motoru	56
Obrázek 25: Průběh statorového proudu PMSM motoru.....	56

SEZNAM ZKRATEK

Symbol	Jednotka	Popis
i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc}	A	a, b, c složka statorového proudu v trojfázovém systému
u_{Sa}, u_{Sb}, u_{Sc}	V	a, b, c složka statorového napětí v trojfázovém systému
i_{Sd}, i_{Sq}	A	d, q složka statorového proudu v d, q systému
u_{Sd}, u_{Sq}	V	d, q složka statorového napětí v d, q systému
$\overline{i_S}$	A	vektor statorového proudu
$\overline{u_S}$	V	vektor statorového napětí
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$	A	α, β složka rotorového proudu
i_{rd}, i_{rq}	A	d, q složka rotorového proudu
R_S	Ω	odpor statorového vinutí
R_r	Ω	odpor rotorového vinutí
$\psi_{S\alpha}, \psi_{S\beta}$	Wb	α, β složka magnetického toku statoru
$\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$	Wb	α, β složka magnetického toku rotoru
ψ_{rd}	Wb	d složka magnetického toku rotoru
L_S	H	indukčnost statoru
L_r	H	indukčnost rotoru
L_m	H	vzájemná indukčnost statoru a rotoru
L'_S	H	přechodová indukčnost statoru
m_i	Nm	moment motoru
M_P	Nm	zatěžovací moment
J	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$	moment setrvačnosti
p_p	-	počet pólových dvojic motoru
$U_{S\max}$	V	maximální hodnota statorového napětí
$I_{S\max}$	A	maximální hodnota statorového proudu
ω	rad/s	mechanické otáčky motoru
ω_e	rad/s	elektrické otáčky motoru
ϑ	rad	poloha rotoru motoru
ψ_M	Wb	magnetická konstanta permanentních magnetů

1. ÚVOD

V diplomové práci je vysvětlen princip činnosti asynchronního a synchronního motoru, způsoby řízení těchto střídavých pohonů, zejména vektorového řízení.

Regulace otáček střídavých motorů je realizován na modelech v programu Matlab Simulink. Aby bylo možné řídit motor pomocí vektorového řízení, je potřeba řídicí veličiny transformovat do vhodného souřadnicového systému.

Je navrhnout algoritmus odbuzování asynchronního motoru v prostředí Matlab Simulink, dále pomocí s-funkce a nakonec tento algoritmus je implementován na procesoru Freescale 56F8300.

Vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety je realizováno modifikací řízení asynchronního motoru. Ze základních rovnic, popisující chování synchronního motoru, je sestaven jeho model v s-funkci a navržen algoritmus odbuzování.

2. ASYNCHRONNÍ MOTOR

Asynchronní motor je točivý elektrický stroj, jehož magnetický obvod je malou mezerou rozdělen na dvě části: *stator* a *rotor* [4]. Obě části jsou opatřeny vinutím. Statorové vinutí je připojeno na zdroj střídavého proudu a rotorové je spojeno nakrátko a proud v něm vzniká elektromagnetickou indukcí.

Nejčastějším druhem je trojfázový asynchronní motor, který využívá silového působení statorového proudu (ze sítě) a rotorového proudu (indukovaného ve vinutí spojeném nakrátko). Trojfázový indukční motor je jednoduchý, v provozu spolehlivý a nevyžaduje žádnou zvláštní obsluhu a údržbu. Asynchronní motor nakrátko je díky své konstrukční jednoduchosti nejužívanějším motorem. Vyrábí se hromadně v unifikovaných výkonových řadách.

2.1 PRINCIP ČINNOSTI ASYNCHRONNÍHO MOTORU

Tažná síla indukčního motoru vzniká vzájemným působením točivého magnetického pole, které je výsledkem vzájemného působení dvou nebo několika střídavých magnetických polí vzájemně prostorově i časově posunutých, a magnetického pole rotoru [4]. Velikost výsledného magnetického pole vybuzené třemi cívkami pootočenými o 120° , napájenými trojfázovým proudem, se s časem nemění, ale jeho fázor se otáčí ve směru postupu fází stálým úhlovým kmitočtem, který závisí na kmitočtu napájecího proudu. Koncový bod fázoru výsledného magnetického toku opisuje kružnici a proto se nazývá točivé kruhové magnetické pole.

Nejjednodušší rotor indukčního motoru je tvořen jedním závitem spojeným nakrátko, který je vložen do točivého magnetického pole [4]. Velikost magnetického toku procházejícího plochou stojícího závitu se během otáčení točivého magnetického pole mění. Změnou magnetického toku se v závitu indukuje napětí, které jím protlačuje značný proud. Tento proud vybudí své magnetické pole, které

spolu s točivým polem statoru vytvoří točivý moment. Indukční motor se takto sám roztočí, což je jeho velkou výhodou. Budeme-li uvažovat ideální indukční motor bez jakýchkoli mechanických ztrát, roztočí se jeho rotor po rozběhu na synchronní otáčky a bude se otáčet souhlasně s točivým magnetickým polem. Jeho vodiče neprotínají žádné indukční čáry a neindukuje se v nich proud. Točivý moment by byl nulový a rotor by se dál otáčel jen setrvačností. Jestliže se však rotor mechanicky zatíží, musí se zpomalit, takže indukční čáry protínají vodiče, ve kterých se indukuje proud potřebný pro vznik tažné síly. Čím více se motor zatíží, tím větší musí být rotorový proud, a tedy tím pomaleji se musí rotor otáčet.

2.2 MATEMATICKÝ MODEL ASYNCHRONNÍHO MOTORU

Počítačová simulace vyžaduje vytvoření matematického modelu, pomocí kterého je pak možné simulovat stavy a děje, např. rozběh motoru nebo různé přechodové děje. Pro tyto účely je výhodné vytvořit dva modely asynchronního motoru. Jeden model v přirozených souřadnicích a, b, c a druhý v transformovaných souřadnicích $d, q, 0$. Pro rychlejší výpočet se v praxi používá model v souřadnicích $d, q, 0$, můžeme tedy regulovat motor v reálném čase. Statorový proud se transformací rozloží na dvě složky, v ose d a v ose q . Při vhodné volbě rychlosti otáčení os d, q odpovídají tyto složky přímo momentotvorné a magnetizační složce statorového proudu.

2.3 MODEL ASYNCHRONNÍHO MOTORU V SOUŘADNICÍCH a, b, c

Pro zjednodušení se předpokládá, že napájení je trojfázové, souměrně harmonické [1]. Stroj má celkem šest vinutí, a to tři statorová a, b, c a tři rotorová A, B, C . Vinutí motoru jednotlivých fází jsou prostorově symetricky rozložena v drážkách statoru a rotoru. Odpory a indukčnosti jednotlivých fází statoru a rotoru

jsou shodné. Počet závitů vinutí statoru a rotoru jsou stejné. Zanedbáváme ztráty v železe. Motor má konstantní vzduchovou mezeru.

Základní napěťové rovnice pro jednotlivá vinutí jsou:

$$u_k = R_k \cdot i_k + \frac{d\psi_k}{dt} \quad (2.1)$$

kde $k = a, b, c, A, B, C$

Jestliže motor má souměrné statorové a rotorové vinutí, platí pro činné odpory:

$$R_s = R_a = R_b = R_c \quad (2.2)$$

$$R_r = R_A = R_B = R_C \quad (2.3)$$

Rovnice pro spřažené magnetické toky můžeme pomocí vlastních a vzájemných indukčností psát ve tvaru:

$$\begin{aligned} \psi_a &= L_{aa} \cdot i_a + L_{ab} \cdot i_b + L_{ac} \cdot i_c + L_{aA} \cdot i_A + L_{aB} \cdot i_B + L_{aC} \cdot i_C \\ \psi_b &= L_{ba} \cdot i_a + L_{bb} \cdot i_b + L_{bc} \cdot i_c + L_{bA} \cdot i_A + L_{bB} \cdot i_B + L_{bC} \cdot i_C \\ \psi_c &= L_{ca} \cdot i_a + L_{cb} \cdot i_b + L_{cc} \cdot i_c + L_{cA} \cdot i_A + L_{cB} \cdot i_B + L_{cC} \cdot i_C \\ \psi_A &= L_{AA} \cdot i_a + L_{Ab} \cdot i_b + L_{Ac} \cdot i_c + L_{AA} \cdot i_A + L_{AB} \cdot i_B + L_{AC} \cdot i_C \\ \psi_B &= L_{Ba} \cdot i_a + L_{Bb} \cdot i_b + L_{Bc} \cdot i_c + L_{BA} \cdot i_A + L_{BB} \cdot i_B + L_{BC} \cdot i_C \\ \psi_C &= L_{Ca} \cdot i_a + L_{Cb} \cdot i_b + L_{Cc} \cdot i_c + L_{CA} \cdot i_A + L_{CB} \cdot i_B + L_{CC} \cdot i_C \end{aligned} \quad (2.4)$$

kde L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} a L_{AA}, L_{BB}, L_{CC} jsou vlastní indukčnosti statoru a rotoru, L_{ab}, L_{ac}, L_{bc} , atd. jsou vzájemné indukčnosti.

Za předpokladu konstantní vzduchové mezery platí:

$$\begin{aligned} L_s &= L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} \\ L_r &= L_{AA} = L_{BB} = L_{CC} \\ -M_s &= L_{ab} = L_{ac} = L_{bc} \\ -M_r &= L_{AB} = L_{AC} = L_{BC} \end{aligned} \quad (2.5)$$

kde L_s a L_r jsou vlastní indukčnosti vinutí statoru a rotoru,

M_s a M_r jsou vzájemné indukčnosti vinutí statoru rotoru.

Pro vzájemné indukčnosti mezi statorem a rotorem platí:

$$\begin{aligned}
 L_{aA} = L_{Aa} = L_{bB} = L_{Bb} = L_{cC} = L_{Cc} &= M \cdot \cos \vartheta \\
 L_{aB} = L_{Ba} = L_{bC} = L_{Cb} = L_{cA} = L_{Ac} &= M \cdot \cos \left(\vartheta + \frac{2}{3} \pi \right) \\
 L_{aC} = L_{Ca} = L_{bA} = L_{Ab} = L_{cB} = L_{Bc} &= M \cdot \cos \left(\vartheta - \frac{2}{3} \pi \right)
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

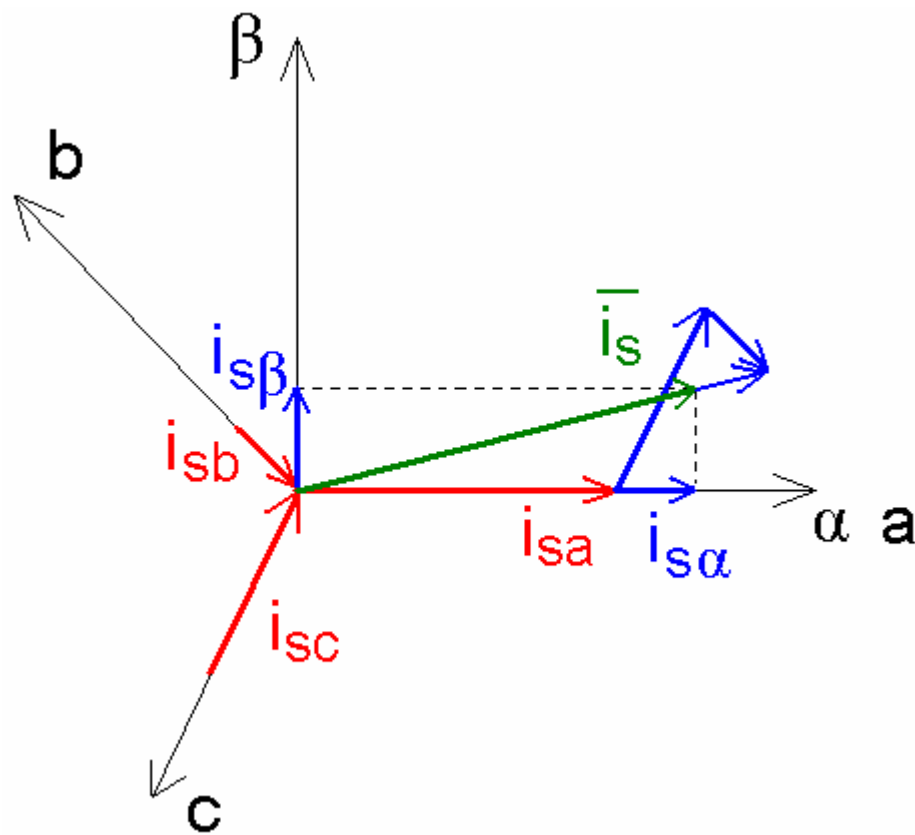
Dosazením vlastních a vzájemných indukčností (2.5) do rovnic pro spřažené magnetické toky (2.6) dostaneme v maticovém tvaru:

$$\begin{pmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \\ \psi_A \\ \psi_B \\ \psi_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & -M_s & -M_s & M \cdot \cos \vartheta & M \cdot \cos \left(\vartheta + \frac{2}{3} \pi \right) & M \cdot \cos \left(\vartheta - \frac{2}{3} \pi \right) \\ -M_s & L_s & -M_s & M \cdot \cos \left(\vartheta - \frac{2}{3} \pi \right) & M \cdot \cos \vartheta & M \cdot \cos \left(\vartheta + \frac{2}{3} \pi \right) \\ -M_s & -M_s & L_s & M \cdot \cos \left(\vartheta + \frac{2}{3} \pi \right) & M \cdot \cos \left(\vartheta - \frac{2}{3} \pi \right) & M \cdot \cos \vartheta \\ M \cdot \cos \vartheta & M \cdot \cos \left(\vartheta - \frac{2}{3} \pi \right) & M \cdot \cos \left(\vartheta + \frac{2}{3} \pi \right) & L_r & -M_r & -M_r \\ M \cdot \cos \left(\vartheta + \frac{2}{3} \pi \right) & M \cdot \cos \vartheta & M \cdot \cos \left(\vartheta - \frac{2}{3} \pi \right) & -M_r & L_r & -M_r \\ M \cdot \cos \left(\vartheta - \frac{2}{3} \pi \right) & M \cdot \cos \left(\vartheta + \frac{2}{3} \pi \right) & M \cdot \cos \vartheta & -M_r & -M_r & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_A \\ i_B \\ i_C \end{pmatrix} \tag{2.7}$$

Rovnice v souřadnicovém systému a,b,c jsou pro výpočet časově velmi náročné, a proto se transformují do souřadnic $d,q,0$ pomocí Clarkovy a Parkovy transformace.

2.4 CLARKOVA A PARKOVA TRANSFORMACE

Clarkova transformace zjednoduší matematický model motoru tak, že převádí trojfázový systém a,b,c na dvojfázový systém α,β , kde fáze jsou posunuty o 90° .



Obrázek 1: Statorový proud v souřadnicovém systému a, b, c a α, β [3]

Statorové proudy v souřadnicové systému α, β se transformují podle:

$$i_{s\alpha} = k \left[i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} \right] \quad (2.8)$$

$$i_{s\beta} = k \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{sb} - i_{sc}) \quad (2.9)$$

Pro transformaci souřadnicového systému α, β zpět do trojfázového systému a, b, c se používá inverzní Clarkové transformace:

$$i_{sa} = i_{s\alpha} \quad (2.10)$$

$$i_{sb} = -\frac{1}{2} i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\beta} \quad (2.11)$$

$$i_{sc} = -\frac{1}{2} i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\beta} \quad (2.12)$$

Pomocí Parkovy transformace převádíme souřadnicový systém α, β do systému d, q :

$$\begin{aligned} i_{sd} &= i_{s\alpha} \cos \vartheta + i_{s\beta} \sin \vartheta \\ i_{sq} &= -i_{s\alpha} \sin \vartheta + i_{s\beta} \cos \vartheta \end{aligned} \quad (2.13)$$

Pro transformaci souřadnicového systému d, q zpět do systému α, β se používá inverzní Parkova transformace:

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= i_{sd} \cos \vartheta - i_{sq} \sin \vartheta \\ i_{s\beta} &= i_{sd} \sin \vartheta + i_{sq} \cos \vartheta \end{aligned} \quad (2.14)$$

2.5 LINEÁRNÍ TRANSFORMACE ZÁKLADNÍCH ROVNIC DO SOUŘADNICOVÉHO SYSTÉMU $d, q, 0$

Statorové veličiny se transformují pomocí Parkovy transformace. Uvažujeme obecný úhel ϑ_k a obecnou rychlost otáčení souřadnic os.

Pro obecný úhel platí:

$$\vartheta_k = \omega_k \cdot t + \vartheta_{0k} \quad (2.15)$$

Pro transformování statorových veličin obecně platí:

$$\begin{aligned} X_d &= k_d \cdot \left[X_a \cdot \cos \vartheta_k + X_b \cdot \cos \left(\vartheta_k - \frac{2}{3} \pi \right) + X_c \cdot \cos \left(\vartheta_k + \frac{2}{3} \pi \right) \right] \\ X_q &= -k_q \cdot \left[X_a \cdot \sin \vartheta_k + X_b \cdot \sin \left(\vartheta_k - \frac{2}{3} \pi \right) + X_c \cdot \sin \left(\vartheta_k + \frac{2}{3} \pi \right) \right] \\ X_0 &= k_0 \cdot [X_a + X_b + X_c] \end{aligned} \quad (2.16)$$

a zpětná transformace se provádí podle:

$$\begin{aligned}
 X_a &= \frac{1}{k_d} \cdot \frac{2}{3} \cdot X_d \cdot \cos \vartheta_k - \frac{1}{k_q} \cdot \frac{2}{3} \cdot X_q \cdot \sin \vartheta_k + \frac{1}{k_0} \cdot \frac{1}{3} \cdot X_0 \\
 X_b &= \frac{1}{k_d} \cdot \frac{2}{3} \cdot X_d \cdot \cos\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) - \frac{1}{k_q} \cdot \frac{2}{3} \cdot X_q \cdot \sin\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) + \frac{1}{k_0} \cdot \frac{1}{3} \cdot X_0 \\
 X_c &= \frac{1}{k_d} \cdot \frac{2}{3} \cdot X_d \cdot \cos\left(\vartheta_k + \frac{2}{3}\pi\right) - \frac{1}{k_q} \cdot \frac{2}{3} \cdot X_q \cdot \sin\left(\vartheta_k + \frac{2}{3}\pi\right) + \frac{1}{k_0} \cdot \frac{1}{3} \cdot X_0
 \end{aligned} \tag{2.17}$$

Lineární transformace rotorových veličin závisí na volbě úhlu ϑ_k . Vztahy pro lineární transformaci rotorových veličin jsou odvozeny z rovnic pro spřažené magnetické toky statoru, transformované na veličiny $d, q, 0$.

Podle rovnice (2.16) platí:

$$\begin{aligned}
 \psi_d &= k_d \cdot \left[\psi_a \cdot \cos \vartheta_k + \psi_b \cdot \cos\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) + \psi_c \cdot \cos\left(\vartheta_k + \frac{2}{3}\pi\right) \right] \\
 \psi_q &= -k_q \cdot \left[\psi_a \cdot \sin \vartheta_k + \psi_b \cdot \sin\left(\vartheta_k - \frac{2}{3}\pi\right) + \psi_c \cdot \sin\left(\vartheta_k + \frac{2}{3}\pi\right) \right] \\
 \psi_0 &= k_0 \cdot [\psi_a + \psi_b + \psi_c]
 \end{aligned} \tag{2.18}$$

Dosazením za ψ_a, ψ_b, ψ_c ze vztahu (2.7) a po úpravě dostaneme:

$$\begin{aligned}
 \psi_d &= L_d \cdot i_d + \frac{3}{2} \cdot k_d \cdot M_s \cdot \left[i_A \cdot \cos(\vartheta_k - \vartheta) + i_B \cdot \cos\left(\vartheta_k - \vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) + i_C \cdot \cos\left(\vartheta_k - \vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) \right] \\
 \psi_q &= L_d \cdot i_q - \frac{3}{2} \cdot k_q \cdot M_s \cdot \left[i_A \cdot \sin(\vartheta_k - \vartheta) + i_B \cdot \sin\left(\vartheta_k - \vartheta - \frac{2}{3}\pi\right) + i_C \cdot \sin\left(\vartheta_k - \vartheta + \frac{2}{3}\pi\right) \right] \\
 \psi_0 &= L_0 \cdot i_0
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

kde $L_d = L_s + M_s$ a $L_0 = L_s - 2M_s$

Periodické koeficienty v rovnici (2.19) odstraníme transformací rotorových veličin, definovaných pomocí stejných transformačních konstant:

$$k_d = k_D, \quad k_q = k_Q$$

Rovnice pro spřažené magnetické toky statoru se po transformaci veličin zjednoduší na:

$$\begin{aligned}\psi_d &= L_d \cdot i_d + L_{dD} \cdot i_D \\ \psi_q &= L_q \cdot i_q + L_{qQ} \cdot i_Q \\ \psi_0 &= L_0 \cdot i_0\end{aligned}\tag{2.20}$$

$$\text{kde } L_{dD} = L_{qQ} = \frac{2}{3} M$$

a pro rotor dostaneme:

$$\begin{aligned}\psi_D &= L_D \cdot i_D + L_{Dd} \cdot i_d \\ \psi_Q &= L_Q \cdot i_Q + L_{Qq} \cdot i_q \\ \psi_0 &= L_0 \cdot i_0\end{aligned}\tag{2.21}$$

$$\text{kde } L_D = L_r + M_r, \quad L_0 = L_r - 2M_r \quad \text{a} \quad L_{Dd} = L_{Qq} = \frac{2}{3} M$$

Rovnice (2.17) derivujeme podle času za předpokladu $\vartheta_k = \omega_k t + \vartheta_{0k}$ a za X

dosadíme ψ a dostaneme:

$$\begin{aligned}\frac{d\psi_a}{dt} &= \frac{1}{k_d} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{d\psi_d}{dt} \cdot \cos \vartheta_k - \frac{1}{k_d} \cdot \frac{2}{3} \cdot \omega_k \cdot \psi_d \cdot \sin \vartheta_k - \frac{1}{k_q} \cdot \frac{2}{3} \cdot \frac{d\psi_q}{dt} \cdot \sin \vartheta_k - \\ &- \frac{1}{k_q} \cdot \frac{2}{3} \cdot \omega_k \cdot \psi_q \cdot \cos \vartheta_k + \frac{1}{k_0} \cdot \frac{1}{3} \cdot \frac{d\psi_0}{dt}\end{aligned}\tag{2.22}$$

Porovnáním koeficientů a členů bez trigonometrické funkce při $k_d = k_q$ dostaneme

základní napěťové rovnice v $d, q, 0$ souřadnic:

$$\begin{aligned}u_d &= R_s \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_k \cdot \psi_q \\ u_q &= R_s \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_k \cdot \psi_d \\ u_0 &= R_s \cdot i_0 + \frac{d\psi_0}{dt}\end{aligned}\tag{2.23}$$

$$\begin{aligned}
 u_D &= R_r \cdot i_D + \frac{d\psi_D}{dt} - (\omega_k - \omega) \cdot \psi_Q \\
 u_Q &= R_r \cdot i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} + (\omega_k - \omega) \cdot \psi_D \\
 u_0 &= R_r \cdot i_0 + \frac{d\psi_0}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{2.24}$$

Velikost napětí v ose 0 bývá většinou nulové a při řízení motoru jej neuvažujeme.

2.6 ZPŮSOBY REGULACE OTÁČEK ASYNCHRONNÍHO MOTORU

Pro otáčky asynchronního motoru platí vztah [11]:

$$\omega = \omega_s (1 - s) = \frac{\omega_0}{p_p} (1 - s)
 \tag{2.25}$$

kde ω_0 je síťová frekvence a p_p je počet pólových dvojic motoru.

Z rovnice (2.25) je patrné, že změnu otáčivé rychlosti lze realizovat jednak skokově změnou počtu pólů, jednak plynule buď změnou skluzu (ztrátová regulace) nebo, což je nejvýhodnější způsob, změnou frekvence napájecího napětí (bezeztrátová regulace).

2.7 METODY ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU

Nejpoužívanějším způsobem řízení rychlosti asynchronního motoru je řízení změnou kmitočtu a napětí při napájení asynchronního motoru z napět'ového měniče kmitočtu se sinusovou modulací [11].

Podle způsobu řízení rozdělujeme používané metody na:

- skalární řízení
- vektorové řízení

- přímé řízení momentu

Skalární řízení je řízení, které reguluje pouze amplitudy řízených proměnných a z toho vyplývá, že řídicí i zpětnovazební signály jsou stejnosměrné, což vede na jednoduché řídicí struktury. Skalární řízení může být bez zpětné vazby.

U vektorového řízení je nutno řídit nejen amplitudy prostorových vektorů proměnných veličin, ale i jejich vzájemný úhel, tj. polohu ve zvolené souřadné soustavě. Vektorové řízení vyžaduje zpětnou vazbu.

Vektorové řízení je možno rozdělit podle způsobu získávání informace o vektoru magnetického toku, resp. o jeho úhlové poloze, na přímé a nepřímé vektorové řízení.

Přímé vektorové řízení rekonstruuje vektor magnetického toku, tj. jeho modul a úhel natočení, z naměřených hodnot statorových napětí a proudů. Rekonstruktor magnetického toku je založen na řešení těchto rovnic:

$$\begin{aligned}\vec{\psi}_s &= \int (\vec{u}_s - \vec{i}_s R_s) dt + \vec{\psi}_{s0} \\ \vec{\psi}_r &= \vec{\psi}_s - \sigma L_s \vec{i}_s\end{aligned}\quad (2.26)$$

$$\sin \theta = \frac{\psi_{r\beta}}{|\psi_r|} \quad \cos \theta = \frac{\psi_{r\alpha}}{|\psi_r|}$$

Nepřímé vektorové řízení nevyžaduje znalost vektoru magnetického toku, ale počítá pouze skluz, resp. jeho integrál, pomocí matematického modelu asynchronního motoru.

$$\theta_{sl} = \int \omega_{sl} dt = \int \left[\frac{L_m}{\psi_{rd}} \left(\frac{L_r}{R_r} \right) \cdot i_{sq} \right] dt \quad (2.27)$$

Principem přímého řízení momentu je dvouhodnotová regulace okamžité hodnoty momentu a dvouhodnotová regulace polohy vektoru statorového magnetického toku hysterezními regulátory. Tento algoritmus vyžaduje zpětnou vazbu a je realizován přímo ve statorových souřadnicích, tj. bez transformace do soustavy d, q .

3. VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU

Změnou řídicí veličiny se mění magnetický tok a moment motoru, které jsou ve vzájemné vazbě [1]. Poloha vektoru magnetického toku je zde funkcí rychlosti a zátěžného momentu.

Pomocí vektorového řízení se nezávisle řídí moment motoru a magnetický tok, pak se asynchronní motor řídí jako stejnosměrný motor. K řízení potřebujeme stálou informaci o velikosti a poloze vektoru magnetického toku. Tyto informace lze získat měřením (je potřeba vložit do motoru Hallovu sondu) a nebo pomocí rekonstruktoru vektoru magnetického toku.

Z matematického modelu je odvozena rovnice pro d složku magnetického toku rotoru:

$$\psi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + L_m \cdot i_{sd} \quad (3.1)$$

Aby bylo dosaženo úplného oddělení řízení magnetického toku rotoru a momentu rotoru, musí být d složka magnetického toku rotoru nulová:

$$\psi_{rd} = 0,$$

pak bude platit pro q složku rotorového proudu:

$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r} i_{sq} \quad (3.2)$$

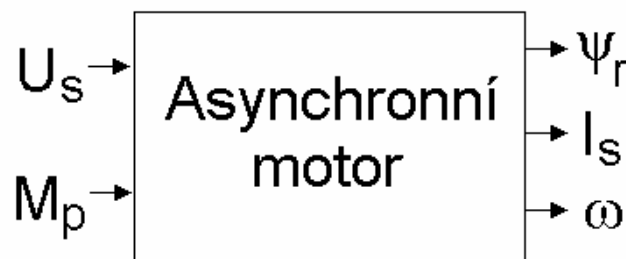
a pro moment motoru platí:

$$m_i = \frac{3}{2} \frac{p_p}{2} \frac{L_m^2}{L_r} \cdot i_{sd} \cdot i_{sq} \quad (3.3)$$

V programu Matlab Simulink je použit model asynchronního motoru s těmito parametry:

Odpor statoru:	$R_s = 0,8940 \Omega$
Odpor rotoru:	$R_r = 0,8500 \Omega$
Indukčnost statoru:	$L_s = 119,2 \text{ mH}$
Indukčnost rotoru:	$L_r = 118,1 \text{ mH}$
Počet pólových dvojic:	$p_p = 3$
Max. statorové napětí:	$U_{s \max} = 200 \text{ V}$
Max. statorový proud:	$I_{s \max} = 200 \text{ V}$

Model asynchronního motoru je napájen trojfázovým napětím U_s a má snímání otáček ω , statorového proudu I_s a magnetického toku rotoru ψ_r .



Obrázek 2: Model asynchronního motoru

Pro vektorové řízení je nezbytné statorové a rotorové veličiny transformovat do d, q souřadnicového systému pomocí Clarkovy a Parkovy transformace. Dále je zapotřebí několik regulátorů. Regulátor magnetického toku, který nastavuje referenční hodnotu d složky statorového proudu. Regulátor otáček, který nastavuje referenční hodnotu q složky statorového proudu. Z těchto složek vektorů proudu jsou získávány lineární složky statorového napětí. Ve zpětnovazební linearizaci (blok Decoupling) jsou k vektoru připočítávány křížové vazby a pak pomocí inverzní

Clarkovy a Parkovy transformace se vytváří třífázové statorové napětí, které je připojeno na model asynchronního motoru.

Pomocí vektorového řízení s konstantním magnetickým tokem se asynchronní motor rozběhne pouze na jmenovité otáčky. Jestliže motor chceme řídit ve vyšších otáčkách než jsou jeho jmenovité, je potřeba motor odbuzovat, neboli snižovat magnetický tok rotoru.

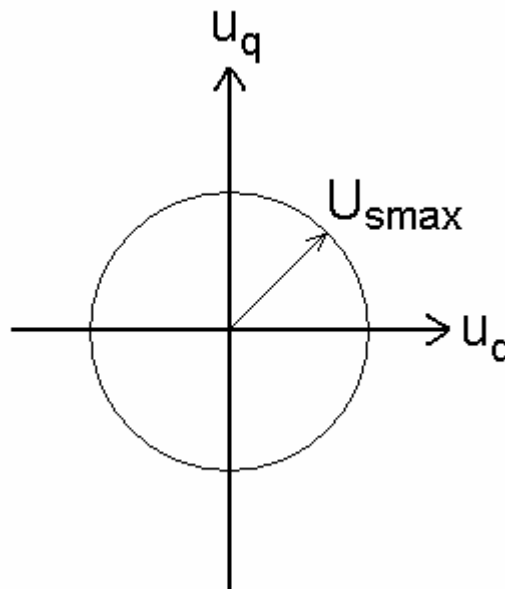
3.1 ALGORITMUS ODBUZOVÁNÍ ASYNCHRONNÍHO MOTORU

Ze základních rovnic, které popisují princip asynchronního motoru, je odvozen algoritmus odbuzování, kdy otáčky motoru budou vyšší než nominální.

Pro napěťové omezení platí rovnice [6]:

$$u_d^2 + u_q^2 \leq U_{S \max}^2 \quad (3.4)$$

Tato rovnice popisuje kružnici se středem v počátku a poloměrem $U_{S \max}$.



Obrázek 4: Napěťové omezení

Pro proudové omezení platí obdobně:

$$i_d^2 + i_q^2 \leq I_{S \max}^2 \quad (3.5)$$

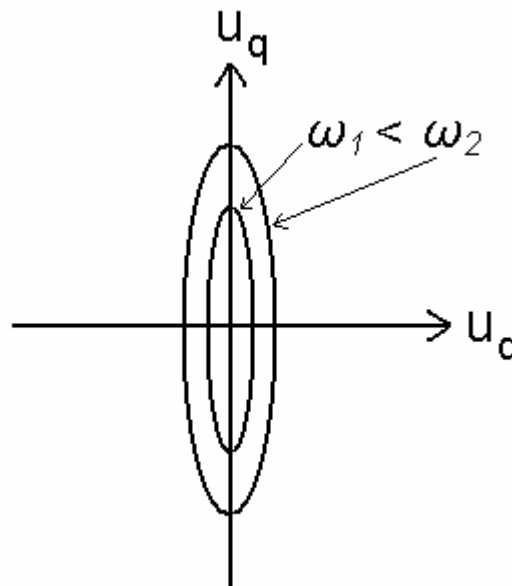
Jestliže napěťové rovnice v d, q souřadnicovém systému asynchronního motoru (2.23) zjednodušíme tak, že zanedbáme satorový odpor, dostaneme:

$$\begin{aligned} u_d &= -\omega_e \cdot L'_s \cdot i_q \\ u_q &= \omega \cdot \psi_d \cdot L_s \cdot i_d \end{aligned} \quad (3.6)$$

Z těchto zjednodušených rovnic (3.6) vyjádříme jednotlivé proudy a dosadíme do proudového omezení (3.5) a dostaneme:

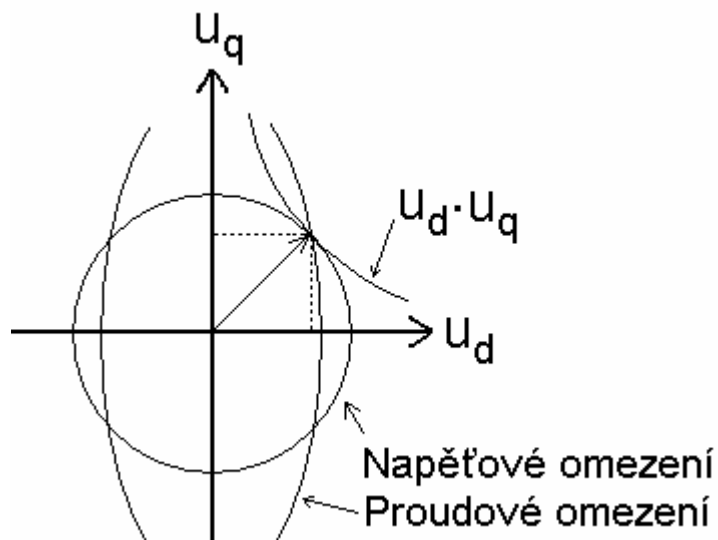
$$\left(\frac{u_d}{\omega_e \cdot L'_s}\right)^2 + \left(\frac{u_q}{\omega_e \cdot L_s}\right)^2 \leq I_{S \max}^2 \quad (3.7)$$

Tato rovnice popisuje elipsu se středem v počátku a její velikost se mění s úhlovou rychlostí ω_e .



Obrázek 5: Proudové omezení

Rozběh asynchronní motor je řízen v proudovém omezení a statorové napětí je plynule zvyšováno. Jakmile se motor dostane i do napět'ového omezení, jeho otáčky se dále nezvyšují. Proto je třeba začít motor odbuzovat. Magnetický tok při odbuzování klesá a roste úhlová rychlost motoru. Asynchronní motor lze odbuzovat až do určité velikosti magnetického toku. Tento limit odbuzování je odvozen z následujícího obrázku (Obrázek 6).



Obrázek 6: Napěťové a proudové omezení, moment motoru [6]

Je požadováno, aby asynchronní motor měl maximální moment, který je dán součinem statorových napětí v d, q souřadnicích.

Moment motoru v proudových souřadnicích je ve tvaru [6]:

$$M_i = \frac{3 p_p L_m^2}{2 \cdot 2 L_R} i_{sd} i_{sq} \quad (3.8)$$

Z napěťových rovnic (2.23) za předpokladu nulového odporu statoru R_s je odvozena momentová rovnice v napěťových souřadnicích d, q :

$$F = \frac{M_i}{k} = u_d \cdot u_q \quad (3.9)$$

kde

$$k = -\frac{3 p_p L_m^2}{2 \cdot 2 L_r L_s L'_s \omega_e^2} \quad (3.10)$$

Tato momentová rovnice (3.9) odpovídá hyperbole s vrcholem v počátku.

Vzdálenost hyperboly od počátku se zvětšuje s úhlovou rychlostí motoru.

Jestliže hyperbola a kružnice mají jediný společný bod, motor má maximální moment a platí:

$$u_q = u_d \quad (3.11)$$

Jakmile rovnici (3.11) dosadíme do napět'ového omezení (3.4), dostaneme:

$$u_d^2 + u_d^2 = U_{s \max}^2 \quad (3.12)$$

A z toho plyne:

$$u_d = \frac{U_{s \max}}{\sqrt{2}} \quad (3.13)$$

Při tomto napětí (3.13) se motor dostane na hranici odbuzování a je potřeba omezovat maximální hodnotu q složky statorového proudu $i_{sq \max}$.

Rozběh asynchronního motoru je tedy rozděleno do třech oblastí:

- 1) motor je řízen v proudovém omezení
- 2) motor se dostane i do napět'ového omezení – začátek odbuzování
- 3) moment motoru je maximální – konec odbuzování

Tento algoritmus odbuzování je realizován pomocí dvou PI regulátorů. Jeden regulátor řídí d složku statorového proudu i_{sd} a druhý maximální hodnotu q složky statorového proudu $i_{sq \max}$.

Regulátor proudu i_{sd} má na vstupu žádanou a skutečnou hodnotu statorového napětí U_s . Skutečná hodnota statorového napětí odpovídá velikosti vektoru v d, q souřadnicích a vypočítá se podle:

$$U_s = \sqrt{u_{sd}^2 + u_{sq}^2} \quad (3.14)$$

Jestliže skutečná hodnota statorového napětí dosáhne napět'ového omezení, regulátor začíná motor odbuzovat tak, že snižuje d složku statorového proudu i_{sd} .

Z důvodu přesnosti výpočtu skutečné hodnoty statorového napětí je snížen začátek odbuzování na 95%. Tedy algoritmus začíná odbuzovat už při 95% maximálního statorového napětí.

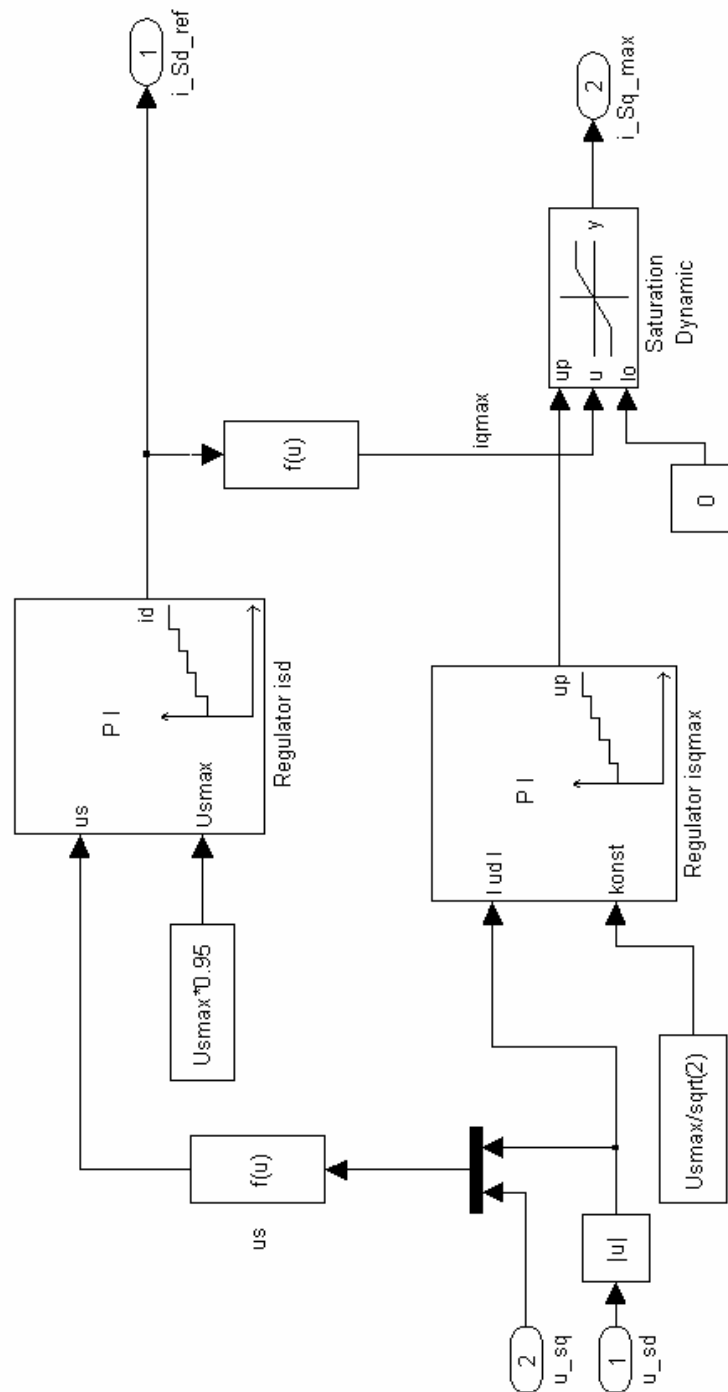
Regulátor proudu $i_{Sq\max}$ má na vstupu absolutní hodnotu d složky statorového napětí $|u_{sd}|$ a odvozený limit odbuzování (3.13).

Proud i_{Sq} se vypočítá z maximálního statorového proudu $I_{S\max}$ a proudu i_{Sd} :

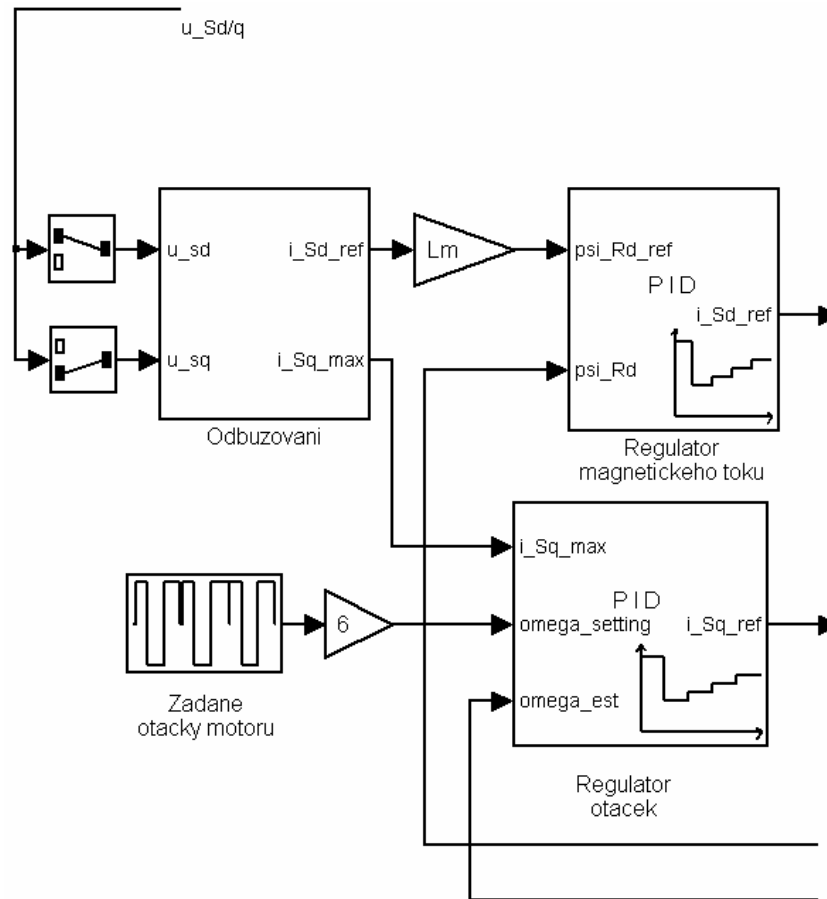
$$i_{Sq} = \sqrt{I_{S\max}^2 - i_{Sd}^2} \quad (3.15)$$

Jakmile d složka statorového napětí dosáhne limitu, regulátor snižuje maximální velikost proudu i_{Sq} .

Tento algoritmus odbuzování je realizován pomocí programu Matlab Simulink a je ověřen simulací vektorového řízení modelu asynchronního motoru.



Obrázek 7: Algoritmus odbuzování asynchronního motoru



Obrázek 8: Schéma vektorového řízení s odbuzováním asynchr. motoru

3.2 ALGORITMUS ODBUZOVÁNÍ POMOCÍ S-FUNKCE

Algoritmus odbuzování je realizován i pomocí s-funkce, do které je zahrnut výpočet absolutní hodnoty d složky statorového napětí u_{sd} a d složka referenčního magnetického toku podle rovnice:

$$\psi_{rd} = L_m \cdot i_{sd} \quad (3.16)$$

Algoritmus odbuzování pro výpočet magnetického toku obsahuje 2 regulátory typu PI, které jsou popsány pomocí následující rovnice:

$$u(k) = K \left(e(k) + \frac{T_s}{T_I} \sum_{i=1}^k e(i) \right), \quad (3.17)$$

kde K je zesílení regulátoru,

T_I integrační konstanta,

T_s perioda vzorkování.

Rovnice (3.17) je upravena pro konkrétní veličiny v modelu řízení odbuzování asynchronního motoru pro jeden krok.

Pro regulaci proudu i_{sd} je regulátor popsán jako:

$$Int_1 = K_I \cdot T_s \cdot e_1 + Ints_1 \quad (3.18)$$

$$i_d = K_p \cdot e_1 + Int_1 \quad (3.19)$$

kde e_1 je regulační odchylka žádané a výstupní hodnoty

K_I - integrační zisk regulátoru, $K_I = 10$, je vyjádřen jako podíl zesílení

a integrační konstanty regulátoru, $K_I = \frac{K_p}{T_I}$

K_p - zesílení, $K_p = 0,01$

T_s - perioda vzorkování, $T_s = 0,00012$

Int_1 - výpočet integrační větve regulátoru

$Ints_1$ - hodnota integračního zásahu z předchozího kroku

Druhý regulátor proudu $i_{sq \max}$ řídí maximální hodnotu q-složky proudu i_{sq} a je popsán obdobně jako regulátor proudu i_{sd} .

3.3 ALGORITMUS ODBUZOVÁNÍ NA PROCESORU FREESCALE 56F8300

Algoritmus odbuzování asynchronního motoru je napsán jazykem C v programovacím prostředí CodeWarrior. Program je pomocí rozhraní JTAG nahrán do vnitřní flash paměti procesoru Freescale. Samotná procesorová deska komunikuje s prostředím Simulink programu MATLAB po standardním sériovém rozhraní RS232C, jehož inicializace je pomocí toolboxu *SFIO*.

Algoritmus odbuzování, který je implementován na procesor Freescale 56F8300, je sepsán podle algoritmu odbuzování v s-funkci.

Procesor počítá s pevnou řádovou čárkou. Proměnné jsou typu *Frac16* nebo *Frac32* (16b nebo 32b). Rozsah 16b proměnné je od -2^{15} po 2^{15} . Rozsah 32b proměnné od -2^{31} až 2^{31} [12].

Vstupní a výstupní proměnné je potřeba normovat tak, aby žádná použitá proměnná v algoritmu odbuzování se nedostala mimo interval $(-1;1)$.

Do algoritmu odbuzování vstupují d, q složky statorového napětí. Je tedy potřeba odhadnout maximální hodnotu těchto napětí. Rovněž to platí i pro výstupní proměnné (magnetický tok ψ_{rd} a proud $i_{sq\max}$).

Napětí u_{sd} a u_{sq} nemůže být větší než limit statorového napětí $U_{S\max} = 200V$.

Z důvodu přesnosti výpočtu rovnic v algoritmu odbuzování volíme normu napětí o něco větší než je limit statorového napětí, tedy:

$$U_{\max} = 250V$$

Maximální hodnota proudů i_{sd} a i_{sq} je také limitována na $I_{S\max} = 20A$. Volíme normu proudu:

$$I_{\max} = 25A$$

Maximální hodnota d složky magnetického toku je rovna přibližně $\psi_{rd} = 1Wb$.

Volíme normu magnetického toku:

$$\psi_{\max} = 1,5Wb$$

Základní rovnice algoritmu odbuzování pro první regulátor jsou:

$$U_s = \sqrt{u_{sd}^2 + u_{sq}^2} \quad (3.20)$$

$$e_1 = W_1 - U_s \quad (3.30)$$

$$Int_1 = e_1 \cdot K_I \cdot T_s + Int_1 \quad (3.31)$$

$$i_d = e_1 \cdot K_p + Int_1 \quad (3.32)$$

Proměnné u_{sd} a u_{sq} , které vstupují do algoritmu odbuzování, jsou již normovány v Matlabu Simulink. Pro normované satorové napětí, odchylku, stav regulátoru a proudový výstup regulátoru platí:

$$U_{SN} = \frac{U_s}{U_{\max}} \quad (3.33)$$

$$Int_{1N} = \frac{Int_1}{I_{\max}} \quad (3.34)$$

$$i_{dN} = \frac{i_d}{I_{\max}} \quad (3.35)$$

Dále je potřeba normovat žádanou hodnotu regulátoru W_1 :

$$W_{1N} = \frac{W_1}{U_{\max}} \quad (3.36)$$

Tyto normy (3.33-3.36) jsou dosazeny do základních rovnic (3.30-3.32) a tedy platí:

$$e_{1N} \cdot U_{\max} = W_{1N} \cdot U_{\max} - U_{SN} \cdot U_{\max} \quad (3.37)$$

$$Int_{1N} \cdot I_{\max} = e_{1N} \cdot U_{\max} \cdot K_I \cdot T_s + Int_{1N} \cdot I_{\max} \quad (3.38)$$

$$i_{dN} \cdot I_{\max} = e_{1N} \cdot U_{\max} \cdot K_p + Int_{1N} \cdot I_{\max} \quad (3.39)$$

Vyjádříme normované proměnné a dostaneme:

$$e_{1N} = W_{1N} - U_{SN} \quad (3.40)$$

$$Int_{1N} = e_{1N} \cdot \frac{U_{\max}}{I_{\max}} \cdot K_I \cdot T_s + Int_{1N} \quad (3.41)$$

$$i_{dN} = e_{1N} \cdot \frac{U_{\max}}{I_{\max}} \cdot K_p + Int_{1N} \quad (3.42)$$

V těchto normovaných rovnicích (3.40-3.42) dostáváme 3 konstanty:

$$W_{1N} = \frac{W_1}{U_{\max}} = 0,76$$

$$K_1 = \frac{U_{\max}}{I_{\max}} \cdot K_I \cdot T_s = 0,012$$

$$K_2 = \frac{U_{\max}}{I_{\max}} \cdot K_p = 0,1$$

Konstanty K_1 a K_2 jsou mnohonásobně menší než číslo 1. Z důvodu přesnosti je nejlepší, aby velikost konstant byla co nejbližší číslu 1. Konstanty je tedy zvětšit a to pomocí bitového posunu doleva.

Konstantu K_1 bitově posuneme o 6 a K_2 o 3 doleva a dostáváme:

$$K_1 = 0,012 \cdot 2^6 = 0,768$$

$$K_2 = 0,1 \cdot 2^3 = 0,8$$

Po součinu těchto konstant s proměnnou je potřeba výsledek zpět bitově posunout doprava.

Rovnice druhého regulátoru a magnetický tok jsou normovány stejným způsobem.

Tyto normované rovnice a upravené konstanty jsou přepsány do programovacího prostředí CodeWarrior pomocí intrinsických funkcí [12].

Algoritmus odbuzování v CodeWarrioru je rozdělen do několik souborů:

V souboru *konstanty.h* jsou pomocí *make* definovány původní konstanty a velikost norem.

Příklad: `#define Umax 250f /* norma napětí */`

V souboru *odbuz_init.c* je definován název, typ a alokace paměti vstupní a výstupní proměnné a stavy regulátorů.

Příklad: `Frac16 ud; /* d složka statorového napětí */`

Dále jsou přepočítávány konstanty.

Příklad: `param.reg1.K1 = (FRAC16(Umax/Imax*Ki*Ts)) << 6;`

V tomto souboru je volána hlavní funkce odbuzování:

```
odbuz(pIn->ud, pIn->uq, &(pOut->psid), &(pOut->iqmax), &(pState->Int1),  
&(pState->Int2), &param);
```

Do této funkce vstupují *d, q* složky statorového napětí, stavy regulátorů a parametry.

Výstupem funkce je *d* složka magnetického toku a maximální hodnota *q* složky statorového proudu.

V souboru *regulátor.c* je napsána funkce počítající výstup regulátoru. V souboru *odbuz.c* je funkce pro výpočet algoritmu odbuzování.

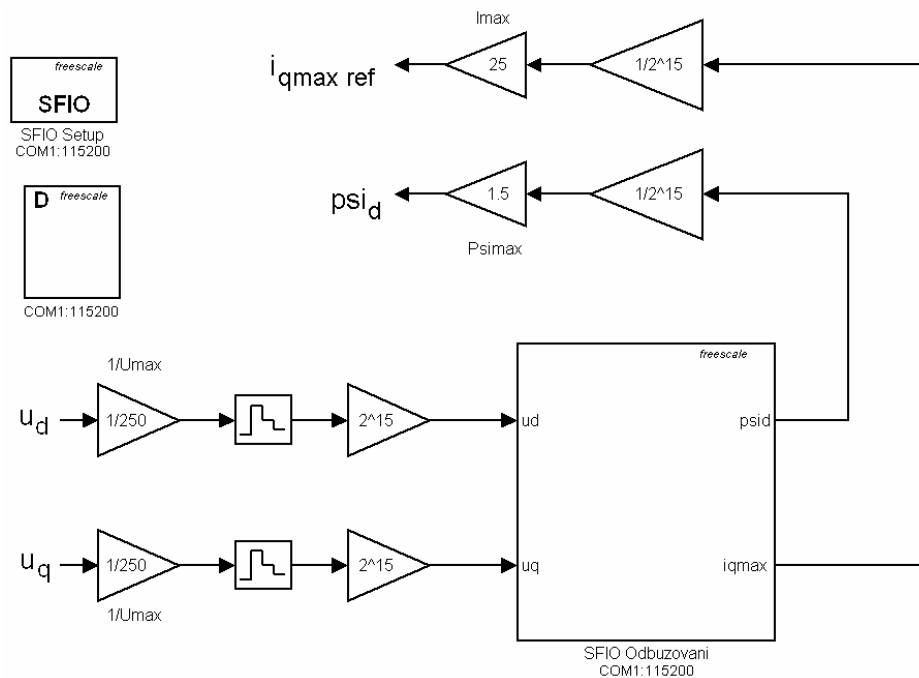
Pro výpočet velikosti statorového napětí je potřeba druhé odmocniny, která není mezi intrinsickými funkcemi. Funkce pro výpočet druhé odmocniny je sepsána v souboru *odmocnina.c*.

V programu jsou použity následující intrinsické funkce:

```
abs_s(a); /* absolutní hodnota 16b proměnné a */  
L_add(a,b); /* součet dvou 32b proměnných, výsledek 32b */  
sub(a,b); /* rozdíl dvou 16b proměnných, výsledek 16b */  
L_sub(a,b); /* rozdíl dvou 32b proměnných, výsledek 32b */
```

$L_mult(a,b)$; /* součin dvou 16b proměnných, výsledek 32b */
 $round(a)$; /* zaokrouhlení 32b proměnné na 16b */
 $L_shr(a,x)$; /* bitový posun 32b proměnné doprava o hodnotu x */

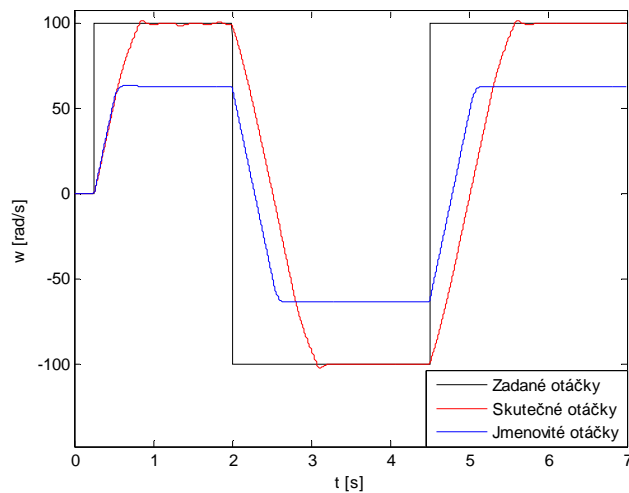
Na následujícím obrázku je zobrazen způsob zapojení toolboxu *SFIO* v Matlabu Simulink a normalizace pro odbuzování asynchronního motoru na procesoru Freescale 56F8300.



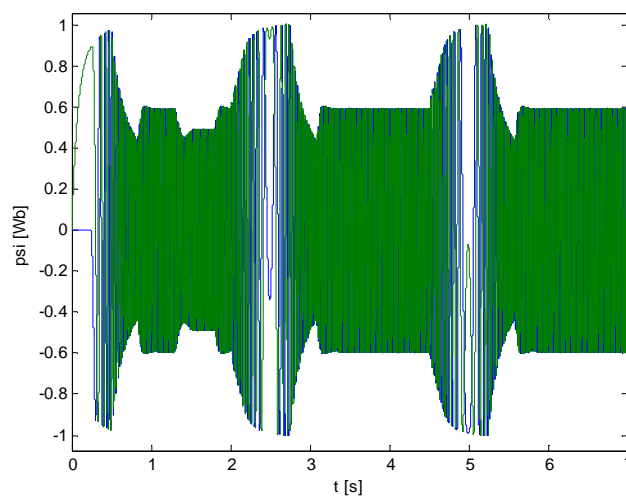
Obrázek 9: Zapojení odbuzování asynchronního motoru probíhající na procesoru

3.4 VÝSLEDKY SIMULACE VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ S ODBUZOVÁNÍM ASYNCHR. MOTORU

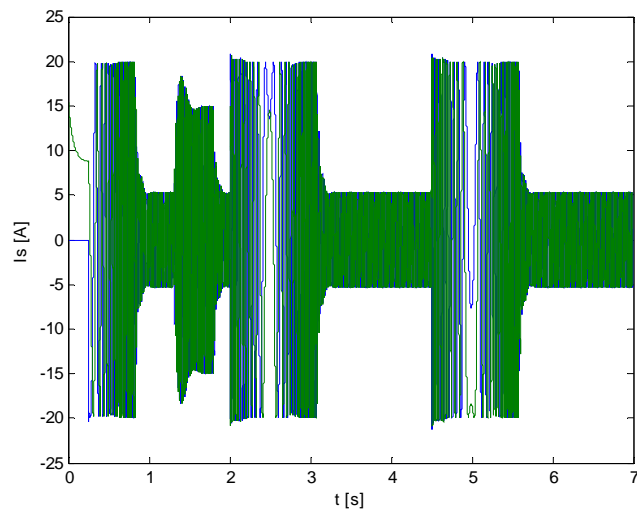
Byla provedena simulace vektorového řízení s odbuzováním asynchronního motoru. Algoritmus odbuzování je počítán v Matlabu Simulink, pomocí s-funkce a pak na procesoru Freescale 56F8300. Průběhy statorového napětí a proudu, magnetického toku rotoru a otáček motoru jsou zobrazeny v grafech. Pro všechny možnosti výpočtů algoritmu odbuzování jsou stejné průběhy veličin.



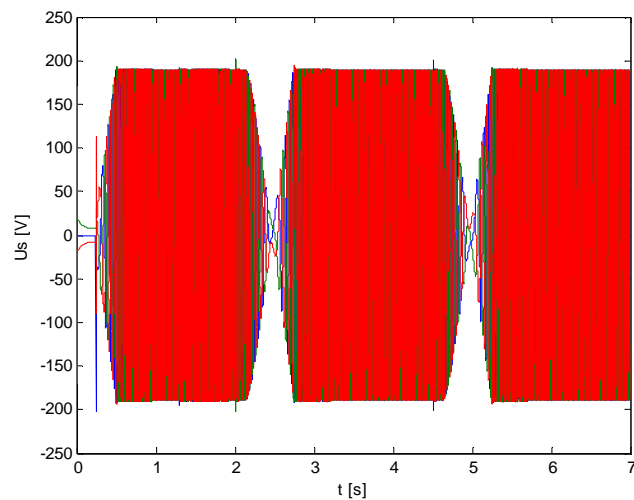
Obrázek 10: Průběh otáček asynchronního motoru



Obrázek 11: Průběh magnetického toku rotoru asynchronního motoru



Obrázek 12: Průběh statorového proudu asynchronního motoru



Obrázek 13: Průběh statorového napětí asynchronního motoru

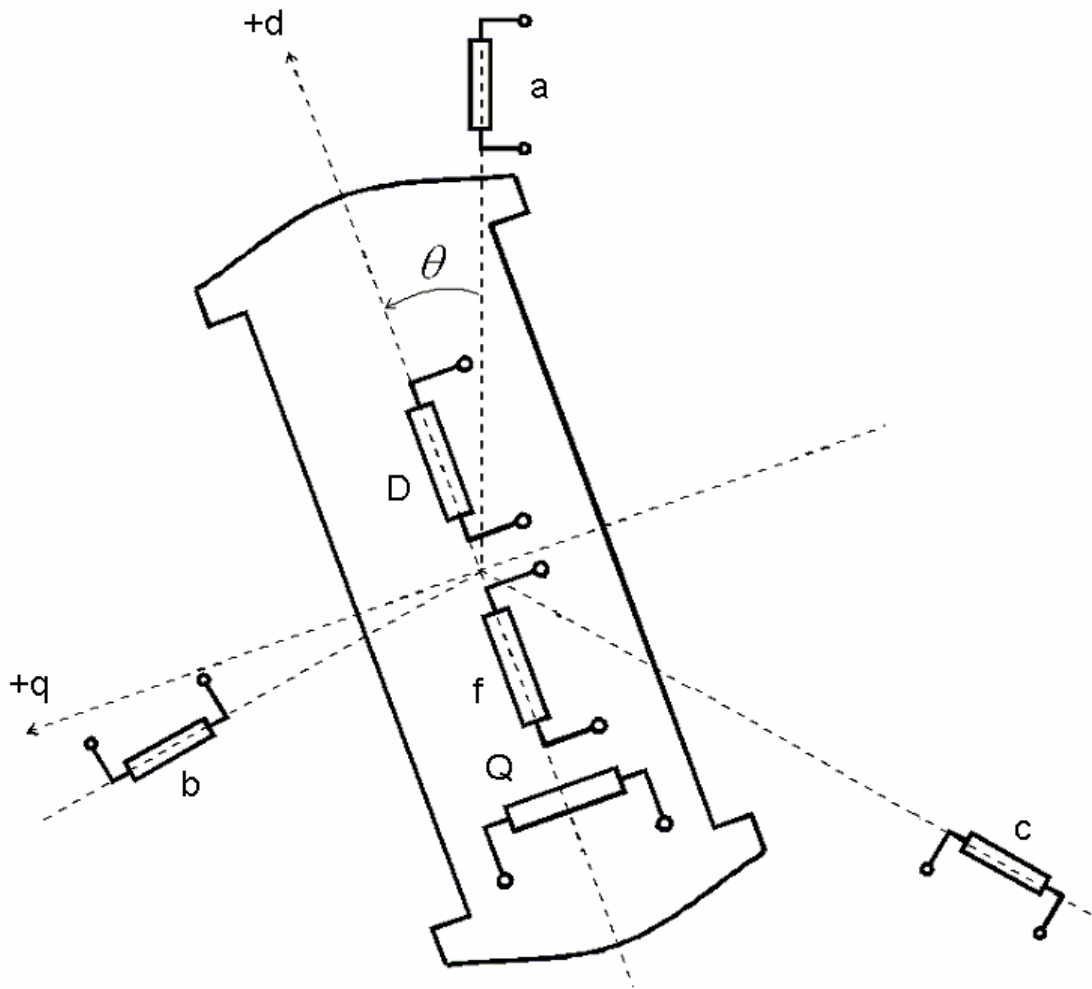
Asynchronní motor je spouštěn bez zatěžovacího momentu. Jakmile se motor dostane na napěťové omezení, je snižován magnetický tok rotoru a motor se ustálí na požadovaných otáčkách. V čase 1,3s až 1,8s je k motoru připojena zátěž s momentem $M_p = 30Nm$ a je zvýšena spotřeba statorového proudu pro vyvolání potřebného momentu.

4. SYNCHRONNÍ MOTOR

Synchronní motor se skládá ze statoru a rotoru. Stator je v zásadě stejný jako u asynchronního motoru. Je opatřen střídavým, obvykle trojfázovým vinutím [7]. Na rotoru je soustava pólů, buzených stejnosměrným proudem, u menších motorů jsou použity permanentní magnety. Přivádíme-li do statorového vinutí trojfázový proud, vzniká točivé magnetické pole, které je schopno s sebou unášet magnetové kolo buzeného rotoru. Synchronní motor se po roztočení otáčí současně s točivým magnetickým polem přesně synchronními otáčkami. Ty se nemění, i když je motor zatížen. Rotor se tedy otáčí současně s točivým magnetickým polem statoru.

4.1 MATEMATICKÝ MODEL SYNCHRONNÍHO MOTORU

Při tvorbě modelu synchronního motoru nelze použít stejnou metodu jako u asynchronního motoru, protože synchronní motor má vyjádřené osy souměrnosti, takže vzájemné vazby v podélné a v příčné ose jsou různé. Vychází se tedy z popisu elektromagnetických dějů v jednotlivých vinutích a používá se lineární Parkova transformace, tj. substituci původních proměnných novými proměnnými v souřadnicovém systému $d,q,0$ pevně spojeném s rotorem.



Obrázek 14: Rozložení vinutí synchronního motoru [1]

Při odvozování základních rovnic se vychází z uspořádání vinutí synchronního stroje podle obrázku 14. Na statoru jsou tři vinutí a, b, c , na rotoru je budící vinutí f a tlumící vinutí D, Q v podélné a příčné ose [1].

Napětí na jednotlivých vinutích jsou:

$$u_j = R_j i_j + \frac{d\psi_j}{dt} \quad (4.1)$$

kde $j = a, b, c, D, Q, f$

Momentová rovnice stroje je:

$$m_i = J \frac{d\omega}{dt} + M_p \quad (4.2)$$

Statorové vinutí předpokládáme souměrné, tedy platí:

$$R_s = R_a = R_b = R_c \quad (4.3)$$

Rovnice pro spřažené magnetické toky vyjádřené pomocí vlastních a vzájemných indukčností lze psát ve tvaru:

$$\begin{aligned} \psi_a &= L_{aa} \cdot i_a + L_{ab} \cdot i_b + L_{ac} \cdot i_c + L_{af} \cdot i_f + L_{aD} \cdot i_D + L_{aQ} \cdot i_Q \\ \psi_b &= L_{ba} \cdot i_a + L_{bb} \cdot i_b + L_{bc} \cdot i_c + L_{bf} \cdot i_f + L_{bD} \cdot i_D + L_{bQ} \cdot i_Q \\ \psi_c &= L_{ca} \cdot i_a + L_{cb} \cdot i_b + L_{cc} \cdot i_c + L_{cf} \cdot i_f + L_{cD} \cdot i_D + L_{cQ} \cdot i_Q \\ \psi_f &= L_{fa} \cdot i_a + L_{fb} \cdot i_b + L_{fc} \cdot i_c + L_{ff} \cdot i_f + L_{fD} \cdot i_D + L_{fQ} \cdot i_Q \\ \psi_D &= L_{Da} \cdot i_a + L_{Db} \cdot i_b + L_{Dc} \cdot i_c + L_{Df} \cdot i_f + L_{DD} \cdot i_D + L_{DQ} \cdot i_Q \\ \psi_Q &= L_{Qa} \cdot i_a + L_{Qb} \cdot i_b + L_{Qc} \cdot i_c + L_{Qf} \cdot i_f + L_{QD} \cdot i_D + L_{QQ} \cdot i_Q \end{aligned} \quad (4.4)$$

Vinutí Q rotoru je vždy kolmé k vinutím D a Q , tedy nezávisí na poloze rotoru, takže vzájemné indukčnosti těchto cívek jsou nulové:

$$L_{fQ} = L_{DQ} = L_{Qf} = L_{QD} = 0 \quad (4.5)$$

Spřažené magnetické toky jsou tedy:

$$\begin{aligned} \psi_a &= L_{aa} \cdot i_a + L_{ab} \cdot i_b + L_{ac} \cdot i_c + L_{af} \cdot i_f + L_{aD} \cdot i_D + L_{aQ} \cdot i_Q \\ \psi_b &= L_{ba} \cdot i_a + L_{bb} \cdot i_b + L_{bc} \cdot i_c + L_{bf} \cdot i_f + L_{bD} \cdot i_D + L_{bQ} \cdot i_Q \\ \psi_c &= L_{ca} \cdot i_a + L_{cb} \cdot i_b + L_{cc} \cdot i_c + L_{cf} \cdot i_f + L_{cD} \cdot i_D + L_{cQ} \cdot i_Q \\ \psi_f &= L_{fa} \cdot i_a + L_{fb} \cdot i_b + L_{fc} \cdot i_c + L_{ff} \cdot i_f + L_{fD} \cdot i_D \\ \psi_D &= L_{Da} \cdot i_a + L_{Db} \cdot i_b + L_{Dc} \cdot i_c + L_{Df} \cdot i_f + L_{DD} \cdot i_D \\ \psi_Q &= L_{Qa} \cdot i_a + L_{Qb} \cdot i_b + L_{Qc} \cdot i_c + L_{QQ} \cdot i_Q \end{aligned} \quad (4.6)$$

Vzájemné a vlastní indukčnosti vinutí rotoru $L_{ff}, L_{DD}, L_{QQ}, L_{fD}$ nezávisí na poloze rotoru. Vzájemné indukčnosti vinutí rotoru a statoru závisí na relativní poloze rotoru a uvažované fáze statoru.

Pro vzájemnou indukčnost budícího vinutí f a fáze statoru a platí:

$$L_{af} = L_{fa} = L_{afm} \cdot \cos \theta \quad (4.7)$$

Pro další fáze statoru natočené proti fázi a o $\pm \frac{2}{3} \pi$ platí:

$$L_{bf} = L_{fb} = L_{afm} \cdot \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \quad (4.8)$$

$$L_{cf} = L_{fc} = L_{afm} \cdot \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) \quad (4.9)$$

Amplituda kosinového průběhu vzájemných indukčností je stejná, platí:

$$L_{afm} = L_{bfm} = L_{cfm} \quad (4.10)$$

Podobně platí pro ostatní vzájemné indukčnosti vinutí rotoru v ose D a vinutí rotoru:

$$L_{aD} = L_{Da} = L_{afm} \cdot \cos \theta \quad (4.11)$$

$$L_{bD} = L_{Db} = L_{afm} \cdot \cos \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \quad (4.12)$$

$$L_{cD} = L_{Dc} = L_{afm} \cdot \cos \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) \quad (4.13)$$

Vzájemná indukčnost fáze a a vinutí v příčné ose Q je nulová pro $\theta = 0$ a maximální pro $\theta = \frac{\pi}{2}$.

$$L_{aQ} = L_{Qa} = L_{afm} \cdot \cos \left(\theta + \frac{1}{2} \pi \right) \quad (4.14)$$

$$L_{bQ} = L_{Qb} = L_{afm} \cdot \sin \left(\theta - \frac{2}{3} \pi \right) \quad (4.15)$$

$$L_{cQ} = L_{Qc} = L_{afm} \cdot \sin \left(\theta + \frac{2}{3} \pi \right) \quad (4.16)$$

Vlastní indukčnosti vinutí statoru závisí na poloze rotoru, pokud má rotor vyniklé póly a tedy platí:

$$L_{aa} = L_{a0} + L_2 \cdot \cos 2\theta \quad (4.17)$$

$$L_{bb} = L_{a0} + L_2 \cdot \cos 2\left(\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (4.18)$$

$$L_{cc} = L_{a0} + L_2 \cdot \cos 2\left(\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (4.19)$$

kde L_{a0} – střední hodnota indukčnosti,

L_2 – amplituda indukčnosti bez střední hodnoty

Vzájemné indukčnosti statorových vinutí lze obdobně vyjádřit jako:

$$-L_{bc} = L_{ab0} - L_2 \cdot \cos 2\theta \quad (4.20)$$

$$-L_{ca} = L_{ab0} + L_2 \cdot \cos\left(2\theta + \frac{2}{3}\pi\right) \quad (4.21)$$

$$-L_{ab} = L_{ab0} - L_2 \cdot \cos\left(2\theta - \frac{2}{3}\pi\right) \quad (4.22)$$

Opět tyto rovnice v souřadnicovém systému a,b,c pro rychlejší výpočet v regulaci transformujeme do systému $d,q,0$ pomocí Clarkovy a Parkovy transformace a dostáváme:

$$u_d = R_s \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_e \cdot \psi_q \quad (4.23)$$

$$u_q = R_s \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_e \cdot \psi_d \quad (4.24)$$

$$u_0 = R_s \cdot i_0 + \frac{d\psi_0}{dt} \quad (4.25)$$

Pro spojení vinutí do hvězdy bez vyvedení uzlu je součet proudu nulový a rovnice pro nulové složky neuvažujeme.

Dále pro budící a tlumící vinutí platí:

$$u_f = R_f \cdot i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \quad (4.26)$$

$$u_D = R_D \cdot i_D + \frac{d\psi_D}{dt} \quad (4.27)$$

$$u_Q = R_Q \cdot i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt} \quad (4.28)$$

Transformované spřažené magnetické toky jsou dány součtem součinů vlastních a vzájemných indukčností a příslušných proudů:

$$\psi_d = L_d \cdot i_d + L_{df} \cdot i_f + L_{dD} \cdot i_D \quad (4.29)$$

$$\psi_q = L_q \cdot i_q + L_{qQ} \cdot i_Q \quad (4.30)$$

$$\psi_0 = L_0 \cdot i_0 \quad (4.31)$$

$$\psi_f = L_{ff} \cdot i_f + L_{fd} \cdot i_d + L_{fD} \cdot i_D \quad (4.32)$$

$$\psi_D = L_{DD} \cdot i_D + L_{Df} \cdot i_f + L_{Dd} \cdot i_d \quad (4.33)$$

$$\psi_Q = L_{QQ} \cdot i_Q + L_{Qq} \cdot i_q \quad (4.34)$$

4.2 VÝKON A MOMENT SYNCHRONNÍHO MOTORU

Okamžitý výkon trojfázového systému a,b,c je:

$$p = u_a \cdot i_a + u_b \cdot i_b + u_c \cdot i_c \quad (4.35)$$

Po dosazení do obecných transformačních rovnic a po úpravě dostáváme:

$$p = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{k_d^2} \cdot u_d \cdot i_d + \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{k_q^2} \cdot u_q \cdot i_q + \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{k_0^2} \cdot u_0 \cdot i_0 \quad (4.36)$$

Za předpokladu $k_d = k_q = \sqrt{\frac{2}{3}}$ a $k_0 = \sqrt{\frac{1}{3}}$ dostaneme:

$$p = u_d \cdot i_d + u_q \cdot i_q + u_0 \cdot i_0 \quad (4.37)$$

Elektrický příkon je při transformovaných veličinách statoru dán vztahem:

$$p_i = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{k_d^2} \cdot u_d \cdot i_d + \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{k_q^2} \cdot u_q \cdot i_q + \frac{1}{3} \cdot \frac{1}{k_0^2} \cdot u_0 \cdot i_0 + u_f \cdot i_f + u_D \cdot i_D + u_Q \cdot i_Q \quad (4.38)$$

Tento příkon (4.38) se rovná Joulovým ztrátám, časové změně energie magnetického pole a vnitřnímu přeměňovanému výkonu. Vnitřní výkon, který se přemění na mechanický odpovídá členům s rotačními napětími. Z rovnice (4.38) po dosazení za u_d a u_q podle rovnic (2.23) a (2.24) dostaneme pro vnitřní moment:

$$m_i = \frac{p_i}{\omega_m} = p_p \frac{2}{3} \frac{1}{k_d k_q} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (4.39)$$

Při volbě transformačních činitelů $k_d = k_q = \sqrt{\frac{2}{3}}$ a $k_o = \sqrt{\frac{1}{3}}$ dostaneme:

$$m_i = p_p \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d) \quad (4.40)$$

5. SYNCHRONNÍ MOTOR S PERMANENTNÍMI MAGNETY (PMSM)

Tento typ motoru má místo budícího vinutí permanentní magnety [9]. Díky absenci budícího vinutí odpadají budící ztráty a nutnost stejnosměrného zdroje budícího proudu. Rotor se nejčastěji vyrábí jako hladký. Zásadní vliv na vlastnosti motoru má použitý materiál permanentních magnetů s konstantou ψ_M .

Pro napětí a magnetický tok v d, q souřadnicích platí:

$$u_{sd} = R i_{sd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_e \psi_{rq} \quad (5.1)$$

$$u_{sq} = R i_{sq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_e \psi_{rd} \quad (5.2)$$

$$\psi_{rd} = L_d i_{sd} + \psi_M \quad (5.3)$$

$$\psi_{rq} = L_q i_{sq} \quad (5.4)$$

$$\omega_e = p_p \omega \quad (5.5)$$

Elektromagnetický moment lze odvodit ze vztahu:

$$m_i = \frac{3}{2} p_p \operatorname{Im}\{\bar{\psi} \cdot I\} \quad (5.6)$$

Dosadíme magnetické indukčnosti (5.3, 5.4) a proud v d, q souřadnicích:

$$m_i = \frac{3}{2} p_p \operatorname{Im}\{(L_d i_{sd} + \psi_M - jL_{sq} i_{sq})(i_{sd} + j i_{sq})\} \quad (5.7)$$

Upravíme a vyjádříme imaginární část a dostaneme momentovou rovnici synchronního motoru s permanentními magnety:

$$m_i = \frac{3}{2} p_p [\psi_M i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq}] \quad (5.8)$$

5.1 MODEL PMSM MOTORU

Ze základních rovnic popisujících model synchronního motoru v d, q souřadnicích jsou vyjádřeny derivace magnetických toků:

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = u_{sd} - R i_{sd} + \omega_e \psi_{rq} \quad (5.9)$$

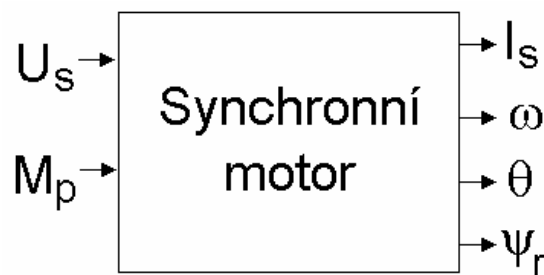
$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = u_{sq} - R i_{sq} - \omega_e \psi_{rd} \quad (5.10)$$

Do těchto rovnic dosadíme magnetické toky a elektrickou úhlovou rychlost a vyjádříme derivace proudů:

$$\frac{d i_{sd}}{dt} = \frac{u_d - R i_{sd} + p_p \omega L_q i_{sq}}{L_d} \quad (5.11)$$

$$\frac{d i_{sq}}{dt} = \frac{u_q - R i_{sq} - p_p \omega (L_d i_{sd} + \psi_M)}{L_q} \quad (5.12)$$

Pomocí derivací proudů (5.11) a (5.12), momentové (5.8) a mechanické (4.2) rovnice je vytvořen model synchronního motoru s permanentními magnety pomocí s-funkce.



Obrázek 15: Model synchronního motoru

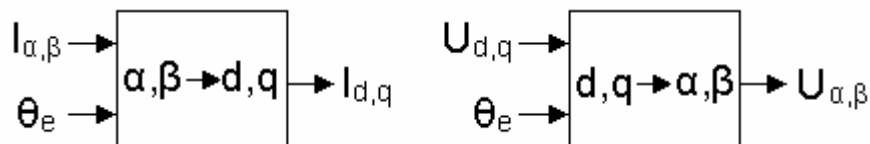
Pro simulaci vektorového řízení PMSM motoru je použit model s těmito parametry:

Odpor statoru a rotoru:	$R = 3,95 \Omega$
Indukčnost v d,q souřadnicích:	$L_d = 13,27 \text{ mH}, L_q = 21,06 \text{ mH}$
Moment setrvačnosti:	$J = 0,007 \text{ kg.m}^2$
Počet pólových dvojic:	$p_p = 3$
Konstanta magnetů:	$\psi_M = 238,2 \text{ Wb}$
Limit statorového napětí:	$U_{S \max} = 100 \text{ V}$
Limit statorového proudu:	$I_{S \max} = 5 \text{ A}$

Model synchronního motoru má 2 vstupy a 4 výstupy. Statorové napětí U_s je v souřadnicovém systému a,b,c . Napětí je přepočítáváno do systému α,β pomocí Clarkovy transformace a pak do d,q souřadnic pomocí Parkovy transformace. Statorový proud je transformován zpět do a,b,c systému inverzními transformacemi. Výstupem modelu jsou mechanické otáčky ω , poloha rotoru θ a magnetický tok rotoru ψ_r . K motoru je připojen zatěžovací moment M_p .

6. VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ PMSM MOTORU

Při vektorovém řízení synchronního motoru s permanentními magnety vycházíme ze stejného principu jako při řízení asynchronního motoru, ale je potřeba upravit transformace ze souřadnicového systému α, β do d, q a naopak a to pomocí rovnic (2.8) – (2.14). Tyto transformace jsou realizovány pomocí s-funkce.



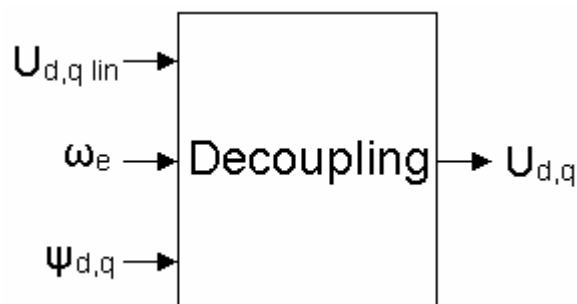
Obr. : Clarkova transformace

Dále je potřeba upravit Decoupling. Vychází se ze základních rovnic pro popis PMSM motoru a jsou rozděleny rovnice na lineární část a na část s křížovými vazbami. Dostaneme rovnice:

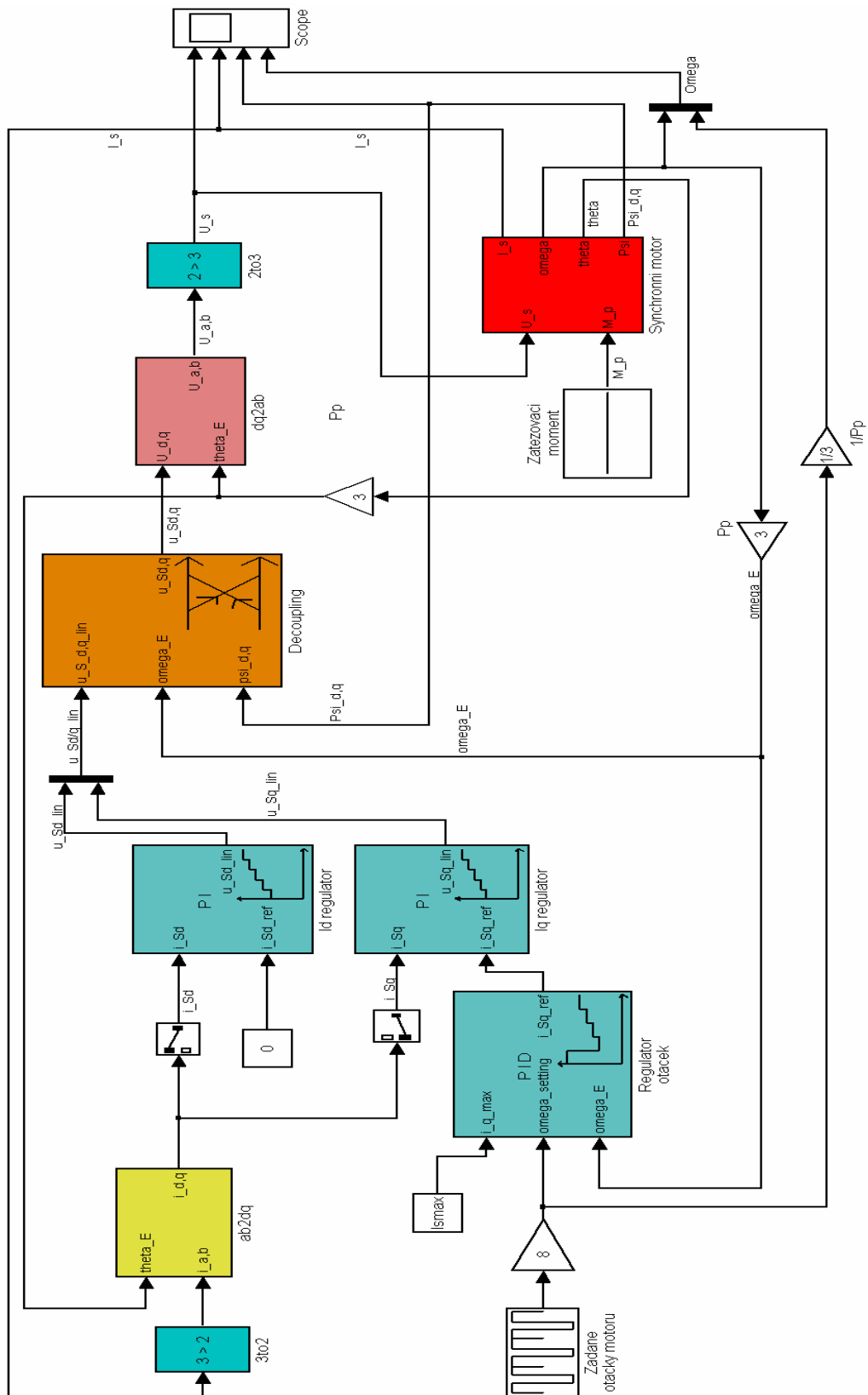
$$u_{sd} = u_{sd,lin} - \omega_e \cdot \psi_{rq} \quad (6.1)$$

$$u_{sq} = u_{sq,lin} + \omega_e \cdot \psi_{rd} \quad (6.2)$$

Velikosti lineární části statorového napětí v d, q souřadnicích řídí dva regulátory PI. Toto napětí je bez křížových vazeb a právě až v Decouplingu jsou tyto vazby přidány.



Obrázek 16: Decoupling pro řízení synchronního motoru



Obrázek 17: Vektorové řízení synchronního motoru s permanentními magnety

6.1 ODBUZOVÁNÍ PMSM

Algoritmus řízení synchronního motoru v oblasti odbuzování je sestaven podobně jako u řízení asynchronního motoru.

U synchronního motoru s permanentními magnety je zapotřebí vyvolat magnetický tok působící proti magnetickému toku magnetu. Výsledný magnetický tok se bude zmenšovat a tím motor bude odbuzován.

Z rovnice (5.3) plyne, že požadovaný magnetický tok se vytvoří pomocí záporné d složky statorového proudu i_{sd} .

Odbuzování je limitováno maximální hodnotou statorové proudu podle rovnice:

$$i_{sd}^2 + i_{sq}^2 = I_{S \max}^2 \quad (5.15)$$

Jestliže d složka statorového proudu je zmenšena až na proudový limit, bude q složka statorového proudu nulová a motor bude mít nulový moment. Proto je potřeba ukončit odbuzování před limitací statorového proudu $I_{S \max}$. Dále je motor omezen maximálním odbuzením motor, kdy se vytvoří příliš velký magnetický tok proti magnetům a může se stát, že se magnety trvale odmagnetují.

Algoritmus odbuzování je tedy omezen maximální hodnotou statorového proudu a maximálním magnetickým tokem vytvořený proti permanentním magnetům.

Základní rovnice PMSM motoru (5.1–5.4) vyjádříme v ustáleném stavu a pro zjednodušení zanedbáme odpor statoru a rotoru:

$$U_d = -\omega_e \cdot \psi_{rq} = -\omega_e \cdot L_q \cdot I_q \quad (5.16)$$

$$U_q = \omega_e \cdot \psi_d = \omega_e \cdot (L_d \cdot I_d + \psi_M) \quad (5.17)$$

Pro napěťové omezení platí:

$$U_d^2 + U_q^2 = U_{S \max}^2 \quad (5.18)$$

Tato rovnice (5.18) popisuje kružnici se středem v počátku.

Dosadíme-li vyjádřené proudy z napět'ových rovnic (5.16, 5.17) do momentové rovnice (5.8), dostaneme:

$$m_i = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \left[-\frac{\psi_M \cdot U_d}{\omega_e \cdot L_q} - (L_d - L_q) \cdot \left(\frac{U_q}{\omega_e \cdot L_d} - \frac{\psi_M}{L_d} \right) \cdot \frac{U_d}{\omega_e \cdot L_q} \right] \quad (5.19)$$

Momentová rovnice (5.19) odpovídá v napět'ových souřadnicích hyperbole a její vrchol není v počátku, jak tomu je u asynchronního motoru.

Najdeme společný bod kružnice a hyperboly pomocí jejich tečen.

Z momentové rovnice (5.19) vyjádříme U_q a pravou stranu derivujeme podle U_d , dostaneme tečnu hyperboly:

$$\frac{\partial U_q}{\partial U_d} = -\frac{2}{3} \cdot \frac{\omega_e^2 \cdot L_d \cdot L_q \cdot m_i}{p_p \cdot (L_q - L_d) \cdot U_d^2} \quad (5.20)$$

Tečna kružnice se středem v počátku (5.18) má tvar:

$$t_k = -\frac{U_d}{U_q} \quad (5.21)$$

Jestliže napět'ové omezení (kružnice) a moment motoru (hyperbola) mají společný bod, musí se tečny křivek rovnat:

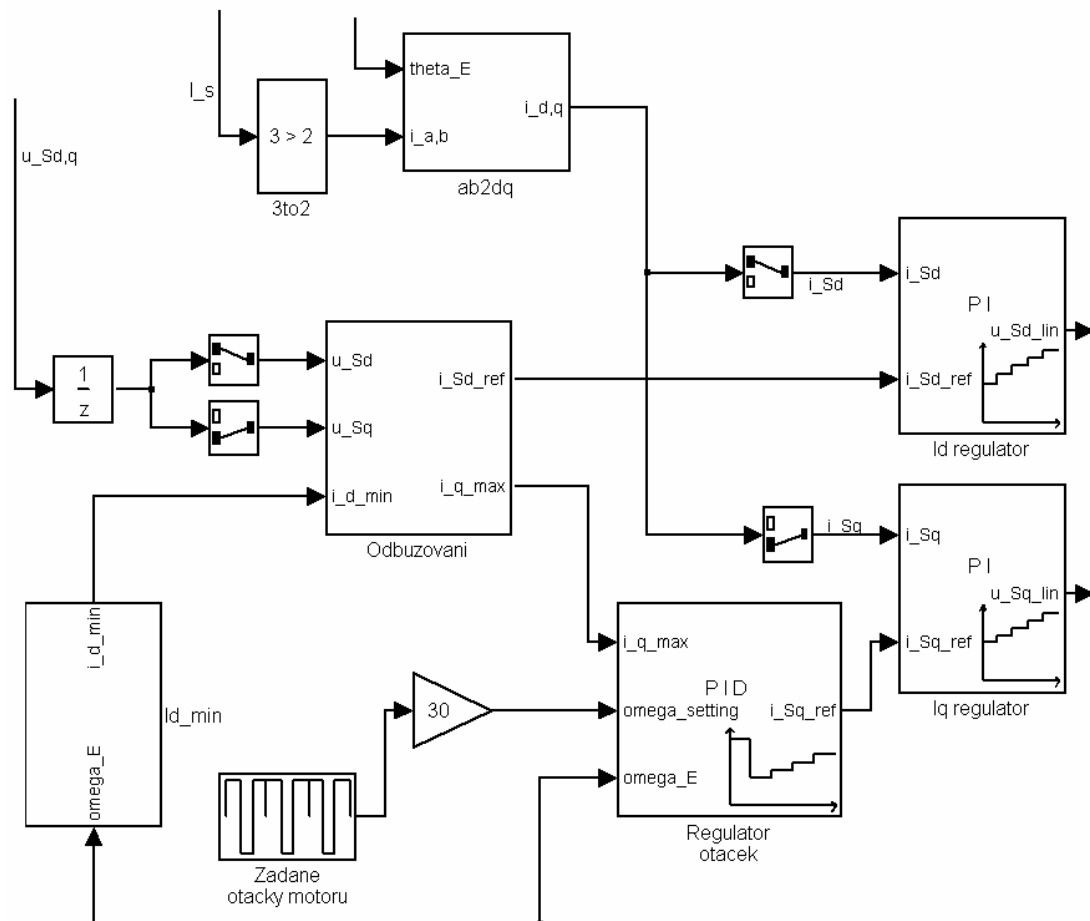
$$-\frac{U_d}{U_q} = -\frac{2}{3} \cdot \frac{\omega_e^2 \cdot L_d \cdot L_q \cdot m_i}{p_p \cdot (L_q - L_d) \cdot U_d^2} \quad (5.22)$$

Z momentové rovnice (5.19) vyjádříme U_d a dosadíme do levé strany rovnice (5.22). Vyjádříme U_d z napět'ového omezení (5.18) a dosadíme do pravé strany rovnice (5.22). Z této získané rovnice vypočítáme U_q a do ní dosadíme rovnici (5.17) a dostaneme funkční závislost $I_d = f(\omega_e)$.

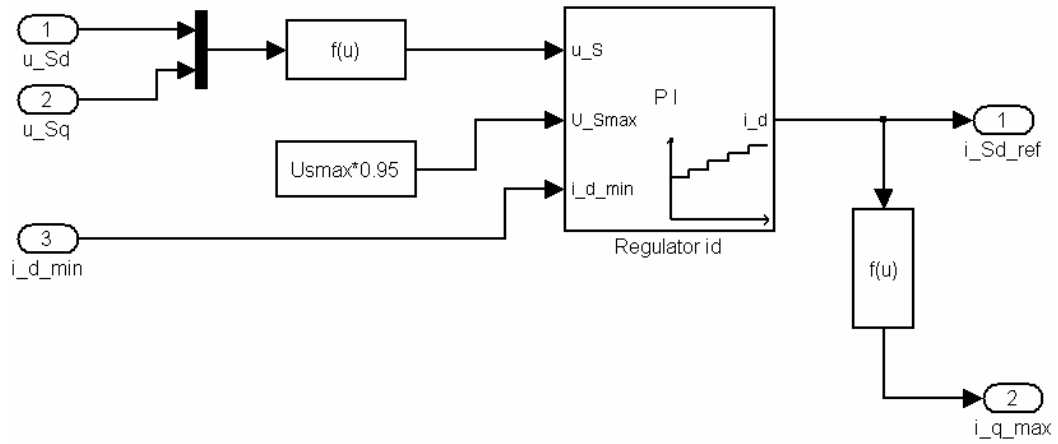
$$I_d = \frac{1}{4\omega_e L_d} \left[\frac{L_q \omega_e \psi_M - \sqrt{(L_q \omega_e \psi_M)^2 + 8U_{S \max}^2 (L_d^2 + L_q^2) - 16L_d L_q U_{S \max}^2}}{L_q - L_d} \right] - \frac{\psi_M}{L_d} \quad (5.23)$$

Rovnice (5.23) představuje maximální dovolenou hodnotu statorového proudu i_{sd} .

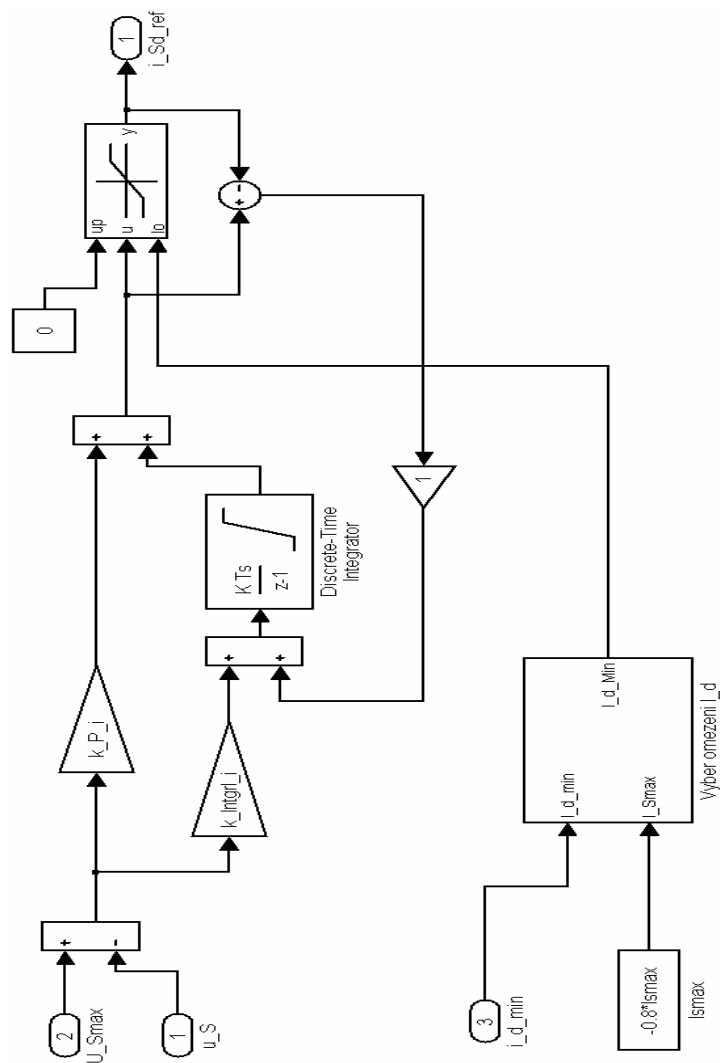
Tento limit je počítán pomocí s-funkce.



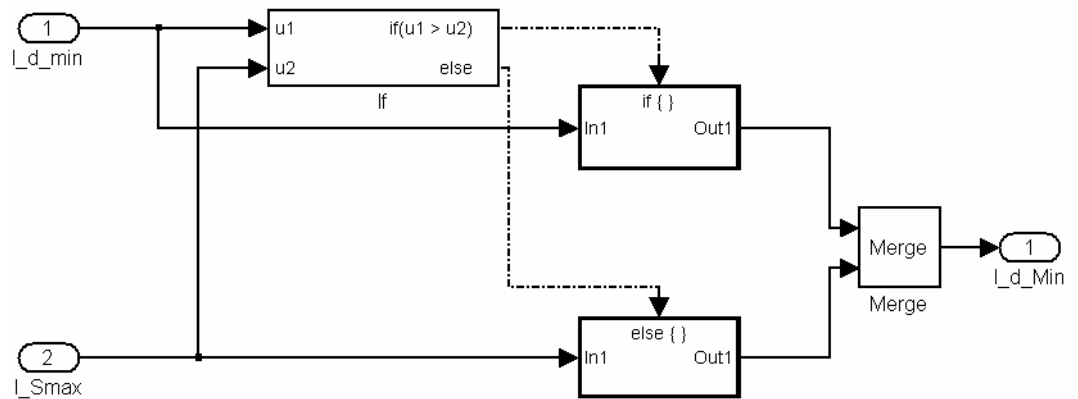
Obrázek 18: Schéma vektorového řízení s odbuzováním PMSM motoru



Obrázek 19: Algoritmus odbuzování PMSM motoru

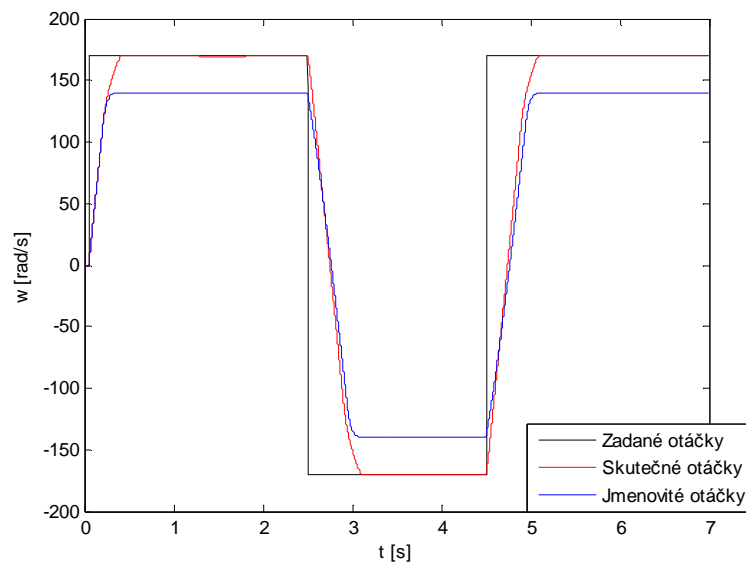


Obrázek 20: Struktura regulátoru statorového proudu

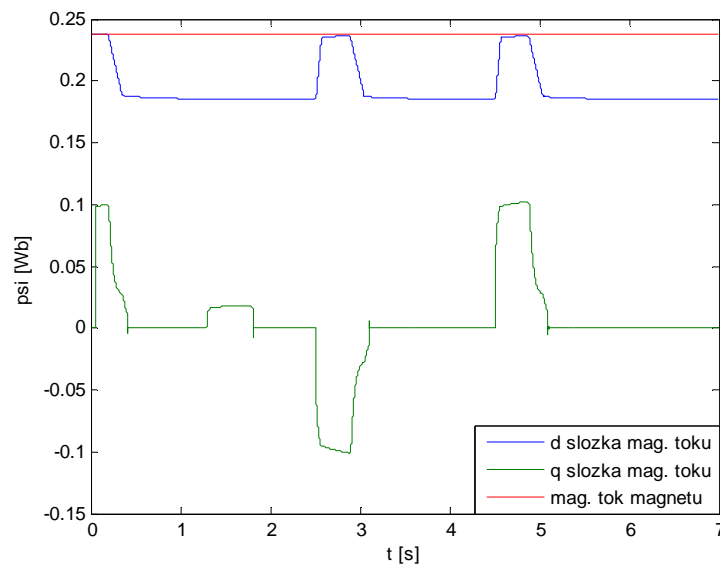


Obrázek 21: Výběr omezení proudu i_{sd}

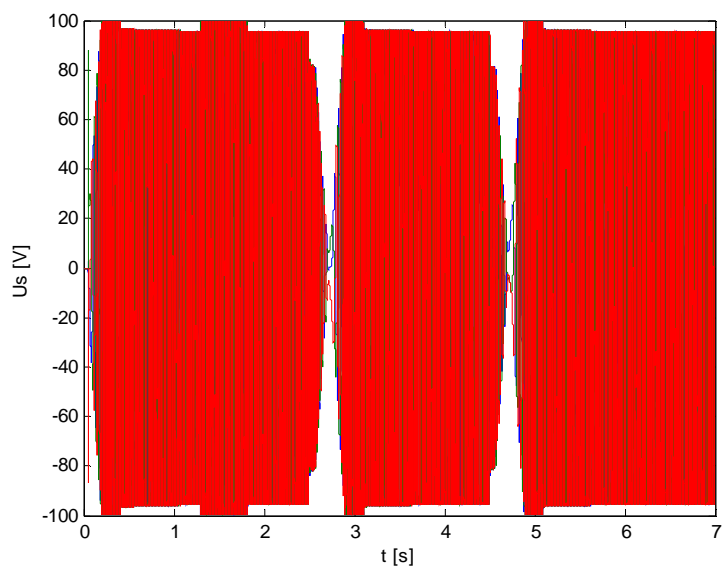
6.2 VÝSLEDKY SIMULACE VEKTOROVÉHO ŘÍZENÍ S ODBUZOVÁNÍM PMSM MOTORU



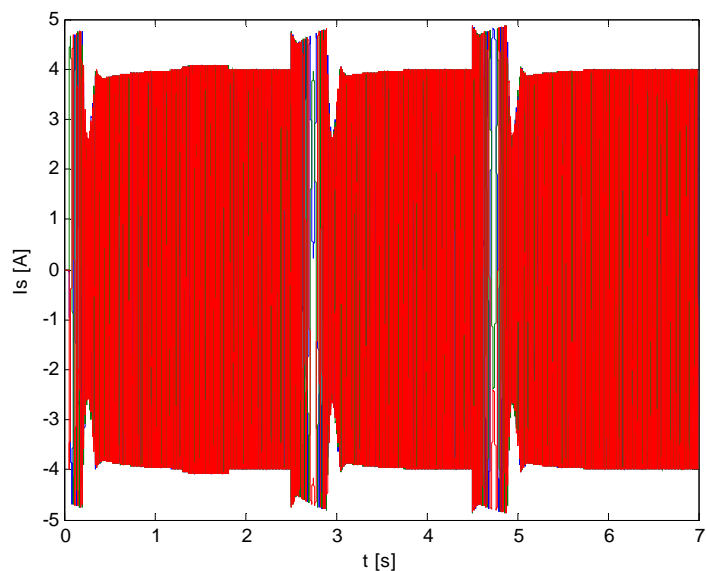
Obrázek 22: Průběh otáček PMSM motoru



Obrázek 23: Průběh magnetického toku rotoru PMSM motoru



Obrázek 24: Průběh statorového napětí PMSM motoru



Obrázek 25: Průběh statorového proudu PMSM motoru

PMSM motor je spouštěn bez zatěžovacího momentu. Jakmile se motor dostane na napěťové omezení, algoritmus odbuzování začíná snižovat d složku statorového proudu a zmenšuje se výsledná d složka magnetického toku, a tím se dále zvýší otáčky motoru. V čase 1,3s až 1,8s je k motoru připojena zátěž s momentem $M_p = 1Nm$, je vyvolán větší moment pomocí q složky mag. toku rotoru, a tím se daný motor dostane na proudové omezení a otáčky poklesnou.

Jestliže motor je řízen ještě do vyšších otáček, vektorové řízení musí více motor odbudit až velikost d složky statorového proudu i_{sd} bude rovna proudovému omezení I_{smax} . V tomto stavu podle rovnice (5.15) bude q složka magnetického toku i_{sq} nulová a moment motoru by byl nulový. Z toho důvodu je v algoritmu odbuzování nastaven limit proudu i_{sd} na hodnotu 80% I_{smax} .

Daný model PMSM motoru bude vždy řízením proud i_{sd} limitovat hodnotou 80% I_{smax} . Jestliže bude simulován motor, který má mnohem vyšší omezení statorového proudu, je proud i_{sd} omezován odvozenou funkční závislí $i_{sd} = f(\omega_e)$ podle rovnice (5.23).

7. ZÁVĚR

V diplomové práci byl popsán princip asynchronního a synchronního motoru. Byla vysvětlena Clarkova a Parkova transformace, pomocí které se převádí veličiny z třífázových souřadnic a,b,c do souřadnic $d,q,0$ a naopak inverzními transformacemi. Dále byl uveden stručný přehled používaných metod řízení střídavých pohonů. Tato práce byla zaměřena na vektorové řízení asynchronního a synchronního motoru s permanentními magnety (PMSM).

V programu Matlab Simulink bylo realizováno vektorové řízení s konstantním magnetickým tokem, u asynchronního motoru IWb a u PMSM motoru je magnetický tok vyvolán pouze permanentními magnety v rotoru. Při tomto řízení se motor dostane pouze na jmenovité otáčky. Bylo navrženo řízení, které dostane motor do vyšších otáček než jsou nominální. Jeden z možných způsobů je motor odbuzovat. Algoritmus odbuzování pomocí PI regulátoru řídí d složku statorového proudu, a tím se zmenšuje magnetický tok rotoru.

Algoritmus odbuzování asynchronního motoru byl realizován v prostředí Matlab Simulink, pak pomocí s -funkce a nakonec implementován na procesoru Freescale 56F8300. Při simulaci řízení asynchronního motoru dosáhly všechny tři způsoby výpočtu odbuzování stejných výsledků.

Byl sestaven algoritmus odbuzování synchronního motoru s permanentními magnety, který vytváří magnetický tok proti stálým magnetům pomocí záporné d složky statorového proudu, a tudíž je výsledný tok menší.

Motor lze odbuzovat do určité hranice magnetického toku. Řízení může vyvolat takový magnetický tok, že permanentní magnety se mohou natrvalo odmagnetovat. Proto byl odvozen limit, kdy má odbuzování skončit. Při odbuzování roste velikost statorového proudu a každý motor má maximální hodnotu danou konstrukčním provedením motoru. Tuto hodnotu udává výrobce motoru. Takže odbuzování je ukončeno buď maximální hodnotou magnetického toku proti permanentním magnetům, a nebo maximální hodnotou statorového proudu.

8. SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

- [1] Caha, Z., Černý, M.: Elektrické pohony, ČVUT Praha, 1987
- [2] Přibyslavský J.: Elektrické pohony asynchronními motory, SNTL Praha, 1963
- [3] Lepka J., Stekl P.: 3-Phase AC Induction Motor Vector Control Using DSP56F80x, *aplikační dokumentace Motorola*, AN1930/D
- [4] Kocman S., Asynchronní stroje. 2002, [cit. 2007-05-10]. Dostupné z: <<http://www.fei.vsb.cz/kat452/Vsb.cz/elektrotechnika/sylaby/Asynchronni%20stroje.pdf>>.
- [5] Kim Sang-Hoon, Sul Seung-Ki: Maximum Torque Control of an Induction Machine in the Field Weakening Region, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, No 4, July/August 1995
- [6] Kim Sang-Hoon, Sul Seung-Ki: Voltage Control Strategy for Maximum Torque Operation of an Induction Machine in the Field-Weakening Region, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 44, No. 4, August 1997
- [7] Regulace – Automatizace Bor, spol. s r.o. 2007, [cit. 2007-11-01]. Dostupné z: <<http://www.regulace.cz>>.
- [8] Synchronní stroj, [cit. 2007-12-10]. Dostupné z: <http://home.zcu.cz/~nohac/Synchr_stroj/Synchr_stroj.htm>.
- [9] Zhiqian Chen, Mutuwo, Shinjin Doki, Shigeru Okuma: An Extended Electromotive Force Model for Sensorless Control of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 50, No. 2, April 2003
- [10] M. Zordan, P. Vas, M. Rashed, S. Bolognani, M. Zigliotto: Field-weakening in high-performance PMSM drivers: a komparative analysis, *IEEE 2000*
- [11] Skalický, Jiří: Elektrické servopohony, VUT Brno, 2001
- [12] CodeWarrior™ Development Studio for Freescale™ 56800/E
- [13] Herout Pavel: Učebnice jazyka C, Kopp České Budějovice, 2005