



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

ENERGETICKY EFEKTIVNÍ ŘÍZENÍ POHONŮ SE SYNCHRONNÍMI MOTORY

ENERGY EFFICIENT CONTROL OF DRIVES WITH SYNCHRONOUS MACHINES

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Marek Szymanik

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

prof. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.

BRNO 2022

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Automatizační a měřicí technika**

Ústav automatizace a měřicí techniky

Student: Marek Szymanik

ID: 221018

Ročník: 3

Akademický rok: 2021/22

NÁZEV TÉMATU:

Energeticky efektivní řízení pohonů se synchronními motory

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Seznamte se s principy modelování a řízení střídavých pohonů
2. Zpracujte rešerši modelování ztrát v pohonech se synchronními motory
3. Připravte modely v prostředí Matlab-Simulink umožňující simulaci synchronních motorů včetně ztrát (v mědi, v železe, mechanických ztrát)
4. Zpracujte rešerši řízení synchronních motorů s ohledem na minimalizaci ztrát
5. V prostředí Matlab-Simulink simulačně ověřte vybrané algoritmy a proveďte porovnání jejich vlastností.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

Caha, Z., Černý, M.: Elektrické pohony, SNTL Praha, 1990

Morimoto, S.: Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 41 (5), 1994.

Termín zadání: 7.2.2022

Termín odevzdání: 23.5.2022

Vedoucí práce: prof. Ing. Pavel Václavěk, Ph.D.

doc. Ing. Václav Jirsík, CSc.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské 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 části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Práce představuje matematický popis synchronního motoru s permanentními magnety včetně ztrát a jeho vektorově orientované řízení. Práce porovnává řízení d složky proudu na nulu s řízením pomocí optimalizace ztrát a je porovnána účinnost při daném řízení. Simulace je provedena na dvou variantech PMSM.

Klíčová slova

Synchronní motor, PMSM, Vektorové řízení, MTPA, Ztráty v železe, Matlab, Matlab-Simulink, Optimalizace ztrát

Abstract

The paper presents a mathematical description of a permanent magnet synchronous motor including losses and its vector control. The paper compares the control of the d component of the current to zero with the control using loss optimization and the efficiency under the given control is compared. The simulation is performed on two variants of the PMSM.

Key words

Synchronous motor, PMSM, Vector control, MTPA, Iron losses, Matlab, Matlab-Simulink, Loss optimization

Bibliografická citace

SZYMANIK, Marek. *Energeticky efektivní řízení pohonů se synchronními motory*. Brno, 2022. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/142701>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky. Vedoucí práce Pavel Václavek.

Prohlášení autora o původnosti díla

Jméno a příjmení studenta: *Marek Szymanik*

VUT ID studenta: *221018*

Typ práce: *Bakalářská práce*

Akademický rok: *2021/22*

Téma závěrečné práce: *Energeticky efektivní řízení pohonů se synchronními motory*

Prohlašuji, že svou závěrečnou práci jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucí/ho závěrečné 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 závěrečné práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této závěrečné práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: 20. května 2022

podpis autora

Poděkování

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

V Brně dne: 20. května 2022

podpis autora

Obsah

SEZNAM OBRÁZKŮ	8
SEZNAM TABULEK.....	9
ÚVOD	10
1. ELEKTRICKÉ POHONY.....	11
1.1 POŽADAVKY NA ELEKTRICKÉ POHONY	11
1.2 TRŽDĚNÍ ELEKTRICKÝCH POHONŮ.....	11
1.3 POPIS SYNCHRONNÍCH MOTORŮ	12
2. TRANSFORMACE SOUŘADNIC.....	14
2.1 CLARKOVA TRANSFORMACE [6].....	14
2.2 PARKOVA TRANSFORMACE [6].....	15
3. MATEMATICKÝ MODEL PMSM.....	17
3.1 MODEL PMSM V SOUŘADNICÍCH D, Q [5]	17
3.2 MODEL PMSM V SOUŘADNICÍCH A, B [5]	19
4. MATEMATICKÝ MODEL PMSM VČETNĚ ZTRÁT [8]	20
5. VEKTOROVĚ ORIENTOVANÉ ŘÍZENÍ.....	22
5.1 DECOUPLING [5].....	22
5.2 NÁVRH REGULÁTORŮ [5]	22
5.2.1 <i>Návrh regulátoru pro proud i_{sd} [5]</i>	22
5.2.2 <i>Návrh regulátoru pro proud i_{sq} [5]</i>	23
5.2.3 <i>Návrh regulátoru pro otáčky [5]</i>	23
5.3 SATURACE VÝSTUPNÍCH HODNOT NAPĚTÍ A PROUDU.....	24
6. CHARAKTERISTIKA MAXIMÁLNÍHO TOČIVÉHO MOMENTU NA AMPÉR (MTPA) 25	25
6.1 SPMSM	25
6.2 IPMSM	26
7. MINIMALIZACE ZTRÁT PMSM	28
7.1 MATEMATICKÝ POPIS ZTRÁT [8]	28
7.2 PODMÍNKY MINIMALIZACE ZTRÁT [14]	28
7.3 ONLINE MINIMALIZACE ZTRÁT PMSM.....	29
8. SIMULACE PMSM V PROSTŘEDÍ MATLAB-SIMULINK.....	31
8.1 PARAMETRY VYUŽÍVANÉ V SIMULACI.....	33
8.2 VÝSLEDKY SIMULACE PMSM.....	33
8.2.1 <i>První varianta PMSM</i>	34
8.2.2 <i>Druhá varianta PMSM</i>	37
9. ZÁVĚR.....	42
LITERATURA.....	43
SEZNAM PŘÍLOH.....	46

SEZNAM OBRÁZKŮ

Obrázek 1.1: Konstrukce PMSM [4]	13
Obrázek 2.1: Clarkova transformace [6] [Vlastní zpracování: Szymanik, 2022]	15
Obrázek 2.2: Parkova transformace [6] [Vlastní zpracování: Szymanik, 2022]	16
Obrázek 3.1: Schéma klasického PMSM modelu [8] [Vlastní zpracování: Szymanik, 2022]	18
Obrázek 4.1: Schéma modelu PMSM včetně ztrát [8] [Vlastní zpracování: Szymanik, 2022]	21
Obrázek 5.5.1: Kaskádní řízení pro otáčky PMSM [5]	23
Obrázek 6.1: Rotory s vnořenými a nevnořenými magnety [12]	25
Obrázek 6.2: Charakteristiky oslabení pole [12]	26
Obrázek 7.1: Schéma algoritmu pro online určení optimálního proudu d složky [17] [Vlastní zpracování: Szymanik, 2022]	30
Obrázek 8.1: Zjednodušené schéma zapojení modelu PMSM [Vlastní zpracování: Szymanik, 2022]	31
Obrázek 8.2: Frekvenční charakteristiky otáčkového regulátoru (první varianta PMSM)	32
Obrázek 8.3: Frekvenční charakteristiky otáčkového regulátoru (druhá varianta PMSM)	32
Obrázek 8.4: Průběh proudu i_{od} (řízení i_{od} na nulu)	34
Obrázek 8.5: Průběh proudu i_{oq} (řízení i_{od} na nulu)	34
Obrázek 8.6: Průběh mechanických otáček (řízení i_{od} na nulu)	35
Obrázek 8.7: Průběh proudu i_{od} (řízení i_{od} pomocí optimalizace)	35
Obrázek 8.8: Průběh proudu i_{oq} (řízení i_{od} pomocí optimalizace)	36
Obrázek 8.9: Průběh mechanických otáček (řízení i_{od} pomocí optimalizace)	36
Obrázek 8.10: Průběh proudu i_{od} (řízení i_{od} na nulu)	37
Obrázek 8.11: Průběh proudu i_{oq} (řízení i_{od} na nulu)	37
Obrázek 8.12: Průběh mechanických otáček (řízení i_{od} na nulu)	38
Obrázek 8.13: Průběh proudu i_{od} (řízení i_{od} pomocí optimalizace)	38
Obrázek 8.14: Průběh proudu i_{oq} (řízení i_{od} pomocí optimalizace)	39
Obrázek 8.15: Průběh mechanických otáček (řízení i_{od} pomocí optimalizace)	39
Obrázek 8.16: Průběh optimalizovaného proudu i_{od} (první varianta PMSM)	40
Obrázek 8.17: Průběh optimalizovaného proudu i_{od} (druhá varianta PMSM)	40
Obrázek 8.18: Průběh proudu i_{od} (při řízení pomocí LMA)	41

SEZNAM TABULEK

Tabulka 8.1: První varianta parametrů pro simulaci PMSM [8].....	33
Tabulka 8.2: Druhá varianta parametrů pro simulaci PMSM [14].....	33

ÚVOD

Práce se zabývá tématem synchronních motorů s permanentními magnety (PMSM). Jedná se o motory pracující se synchronními otáčkami. Motor je tvořen statorem a rotorem. Rotor obsahuje permanentní magnety. Dále se práce zabývá matematickým popisem PMSM. Matematický popis je realizovaný po dvou transformacích ze trojfázové souřadnicové soustavy a, b, c do dvoufázové α - β a pak z této do rotující referenční soustavy d-q, ve které už nám nezáleží na úhlu natočení rotoru vůči statoru. Následně byly do modelu přidány odpory představující ztráty a vznikl nám matematický model PMSM včetně ztrát. Matematický model v d-q souřadnicovém systému je realizován v prostředí Matlab-Simulink. Následně je realizované vektorové řízení PMSM, které pracuje na principu, že komplexor proudu statoru rozložíme na dvě složky. Tyto složky jsou nezávislé, proto můžeme řídit jednotlivě jak moment, tak i magnetický tok. Řízení je v simulaci provedeno řízením proudu i_d na nulu a v dalším případě je použita optimalizace pro řízení proudu i_d tak, aby bylo dosaženo co nejmenších ztrát na výkonu PMSM. Hlavním cílem bylo vytvoření v prostředí Matlab-Simulink modelu PMSM včetně ztrát s vektorovým řízením a ukázkou optimalizace ztrát PMSM, což bylo úspěšně realizováno a pro ověření správnosti byly provedené simulace na dvou různých motorech s jinými parametry. Výsledné průběhy jak otáček, tak i proudů i_d a i_q najdeme v kapitole 8, kde je také porovnána změna účinnosti při řízení proudu i_d na nulu a pomocí optimalizace.

1. ELEKTRICKÉ POHONY

Jedná se o přístroje, které se zabývají přeměnou energie elektrické na mechanickou. Nejvíce jsou využívány v průmyslu k tomu, aby uvedly do pohybu pracovní mechanismus předem určeným způsobem, aby byla vykonána daná pracovní činnost. Elektrický pohon můžeme brát jako autonomní systém. Jedná se o kombinaci různých subsystémů, které jsou tvořeny napájením, řídicí částí, polovodičovým a mechanickým měničem, samotným motorem a pracovním mechanismem. Uspořádání těchto částí závisí na konkrétním elektrickém pohonu a na tom, kde je využíván. U elektrických pohonů můžeme provést analýzu a dojít tak k charakteristikám a uspořádání subsystémů. Problém je v tom, že některé subsystémy využívané u elektrických pohonů mají jak charakteristiky, tak i uspořádání pevně dané. Takže je možné pouze měnit charakteristiky u daných subsystémů nebo jen u specifických částí daných subsystémů. U elektrických pohonů se realizuje tok energie, a i tok informačních signálů. Ke sledování chování daného pohonu v přechodových a ustálených stavech se právě využívá informace, které poskytuje tok informačních signálů, jež také slouží k syntéze řídicích obvodů. Syntéza řídicích obvodů zajišťuje požadovanou dynamiku pohonu a zároveň dokáže při kvalitním řízení dopomoci k lepším energetickým výsledkům. Tok energie je využíván k výkonovému dimenzování výkonových částí daného pohonu. Toto dimenzování napomáhá také ke zlepšení energetických výsledků [1].

1.1 Požadavky na elektrické pohony

Požadavky se mění podle typu pohonu a jeho použití, ale základní požadavky mohou být následovné: dlouhodobý hnací výkon motoru, výkonová a momentová přetížitelnost, jmenovitý a záběrový moment, maximální odebíraný proud při startu, účinník a účinnost pohonu, rychlost a jednoduchost řízení pohonu, regulace různých veličin jak mechanických tak elektrických, regulace statické a dynamické přesnosti a doby vyregulování odchylek jak řídicích tak poruchových, zrychlení a zpoždění při přechodových jevech u namáhání součástí pohonu nebo dané látky, se kterou se pracuje, bezpečnost jak obsluhy tak daného prostoru a samotného stroje, údržba, poruchovost, životnost, rozměry, ekonomické náklady atd. Tyto požadavky lze rozdělit na kategorie technologické, ekonomické, ekologické a sociální [1].

1.2 Třídění elektrických pohonů

- Podle druhu pohybu rozlišujeme pohony: točivé, přímočaré, lineární, spojitě a nespojitě.
- Podle úrovně říditelnosti: jednorychlostní, vícerychlostní, s možností plynulého nastavení rychlosti, reverzační, režim pohanění a brzdění.

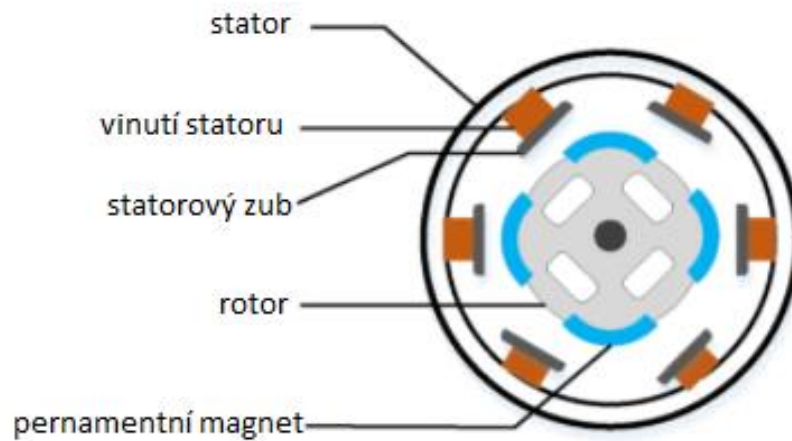
- Podle druhu řízení: ovládané ručně nebo automaticky anebo samočinné, které se sámy řídí podle regulační odchylky a zpětné vazby.
- Podle způsobu realizace řízení: obvodové (spojité a diskrétní) a programové.
- Podle druhu hnacího elektromotorů: stejnosměrné a střídavé (asynchronní, synchronní s cizím buzením nebo s permanentními magnety).
- Podle spojení motoru s akčním členem: s asynchronním motorem a měničem frekvence, ventilovým motorem, se stejnosměrným motorem a pulsním měničem, ventilovou kaskádou.
- Podle způsobu přenosu mechanické energie na pracovní mechanismus: se spojkou nebo bez a s převodem nebo bez něho.
- Podle druhu poháněného pracovního mechanismu: jeřábů, výtahů, trolejbusů, tramvají, obráběcích, chemických, potravinářských strojů, čerpadel, ventilátorů, lodních strojů, zařízení v elektrárnách, manipulátorů a robotů.
- Podle funkce pohonu: hlavní, pomocné, vedlejší, nouzové.
- Podle počtu motorů: jednomotorové, vícemotorové [1].

1.3 Popis synchronních motorů

Motory jsou určeny k přeměně elektrické energie (vstup) na mechanickou energii (výstup z rotoru). Obecným principem synchronních motorů je to, že se trojfázovým statorovým proudem vytvoří točivé magnetické pole. Hlavními částmi motoru je stator a rotor. Na statoru máme připojenou třífázovou střídavou soustavu a rotor může být tvořen budicím vinutím nebo permanentními magnety, které slouží k tvorbě stacionárního magnetického pole. V této práci se budu zabývat synchronními motory s permanentními magnety (PMSM). Vztah pro úhlovou rychlost synchronního motoru je:

$$\omega_s = \frac{2\pi f}{P_p} \quad (1.1)$$

Rychlost závisí na velikosti frekvence f napájecího proudu a také počtu pólů P_p daného motoru. Jedná se tedy o přímou závislost otáček na frekvenci. Motory pracují pouze se synchronními otáčkami tedy při synchronní rychlosti se póly rotoru uzamknou vůči rotujícímu magnetickému poli. Takže máme maximální moment, do kterého se bude moment motoru zvětšovat podle zvětšujícího se momentu zatížení [2]. PMSM je podobný bez komutátorovým stejnosměrným motorům. V dnešní době jsou většinou využívány feritové magnety, ale můžeme se potkat i s magnety z neodymu. Rozdíl spočívá v tom, že motory s feritovými magnety mají nižší hustotu výkonu a také hustotu točivého momentu. Pro PMSM máme spoustu způsobů řízení, které lze rozdělit do kategorií sinusových, což je řízení sklárně a vektorově orientované nebo na řízení lichoběžníkové, což je řízení v otevřené smyčce a v uzavřené smyčce [3].



Obrázek 1.1: Konstrukce PMSM [4]

Na obrázku 1.1 je ilustrována konstrukce PMSM, vidíme tam stator a jeho vinutí a také rotor, který má na sobě permanentní magnety, které mohou být přichycené více způsoby (bude objasněno později v této práci), a tento rotor se nám bude otáčet [4].

2. TRANSFORMACE SOUŘADNIC

Pro odvození matematického modelu v následující kapitole je potřeba využít transformaci souřadnic, a to z trojfázové soustavy statoru a, b, c do soustavy dvoufázové α, β . V této dvoufázové soustavě statoru se nám naskytne problém, kdy se rotor bude stále otáčet, a to zapříčiní i změnu úhlu natočení. Z důvodu změny úhlu bude zapříčiněna i změna magnetické vazby mezi vinutími statoru a rotoru. Tento problém se řeší následnou transformací ze souřadnic α, β do fiktivních souřadnic (vinutí) d, q . Tyto fiktivní souřadnice mají pevnou magnetickou vazbu s vinutím rotoru, takže můžeme v ustáleném stavu považovat, že napětí a proudy vinutí d, q jsou konstantami. Následně můžeme vyjádřit přechodové střídavé děje jako proměnné stejnosměrné veličiny [5].

2.1 Clarkova transformace [6]

Jedná se o první část transformace, a to z trojfázové soustavy os a, b, c do dvoufázové soustavy os α, β . U této transformace je využita Clarkova transformace. Budeme zakládat, že osa a a osa α jsou ve stejném směru a statorové proudy i_{sa} a $i_{s\beta}$ jsou vztaženy k statorovým proudům ve třífázové soustavě, můžeme je popsat takto:

$$i_{s\alpha} = k \left[i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} \right], \quad (2.1)$$

$$i_{s\beta} = k \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{sb} - i_{sc}), \quad (2.2)$$

kde jsou $i_{sa,b}$ skutečné proudy na fázích a, b a $i_{s\alpha,\beta}$ jsou skutečné proudy na fázi c . Koeficient k je $2/3$ pro transformaci, která není výkonově-invariantní. Většina motorů je zapojená do hvězdy, takže budeme brát v potaz rovnici o platnosti symetrie:

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0, \quad (2.3)$$

a rovnice (2.1) a (2.2) se nám upraví na:

$$i_{s\alpha} = i_{sa}, \quad (2.4)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sa} + \frac{2}{\sqrt{3}} i_{sb}. \quad (2.5)$$

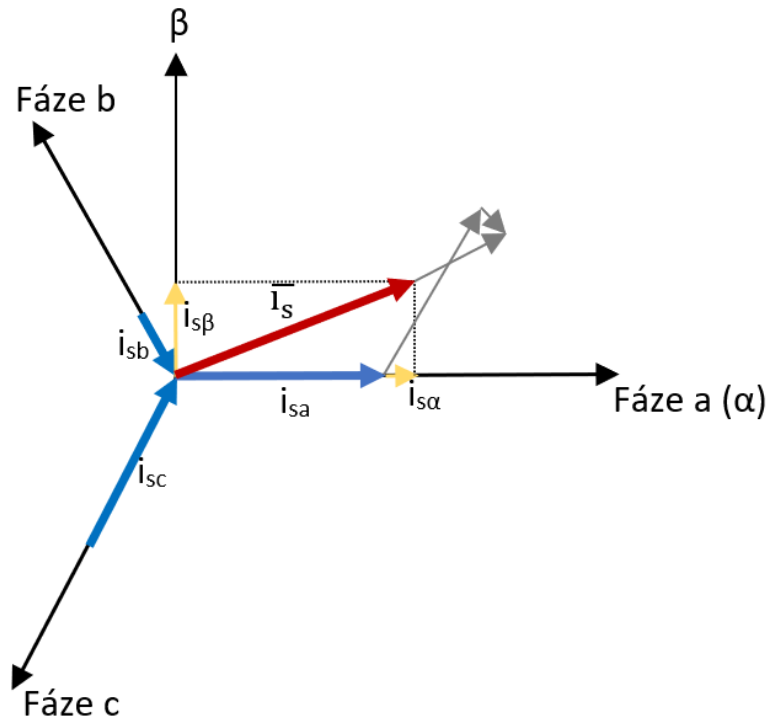
Inverzní Clarkova transformace spočívá v přechodu ze soustavy α, β do soustavy a, b, c pro koeficient $k = 2/3$ a je popsána následovně:

$$i_{sa} = i_{s\alpha}, \quad (2.6)$$

$$i_{sb} = -\frac{1}{2} i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\beta}, \quad (2.7)$$

$$i_{sc} = -\frac{1}{2} i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\beta}, \quad (2.8)$$

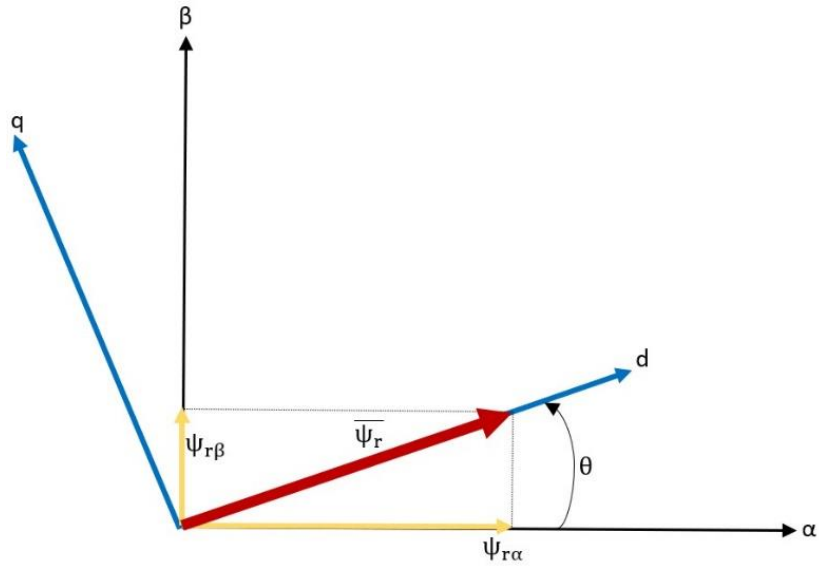
Následující obrázek č. 2.1 nám zobrazuje Clarkovu transformaci na základě prostorového vektoru a jeho projekci do fázových složek α, β . [6]



Obrázek 2.1: Clarkova transformace [6] [Vlastní zpracování: Szymanik, 2022]

2.2 Parkova transformace [6]

Po použití Clarkovy transformace jsme převedli souřadnicový systém a, b, c, pro návrh modelu do souřadného systému α , β , který je ale pořád závislý na čase a rychlosti, a to se jeví jako problém při vektorovém řízení daného motoru z důvodu, že u toho typu řízení je nutno mít vyjádřené všechny veličiny ve stejném referenčním rámci. Využijeme Parkovu transformaci. Dostaneme se do souřadného systému d, q, který vyjádří veličiny v rotujícím souřadném systému a ten rotuje rychlostí, která je stejná jak uhlová frekvence fázových proudů. Budeme mít proudy i_{sd} a i_{dq} a tyto proudy už nejsou závislé na čase a rychlosti. Podle obrázku č. 2.2, kde je zobrazená Parkova transformace a kde máme osu d rovnou toku rotoru a úhel θ označuje pozici toku rotoru [6].



Obrázek 2.2: Parkova transformace [6] [Vlastní zpracování: Szymanik, 2022]

Proudy i_{sd} a i_{dq} vyjádřené v d, q souřadnicovém systému vypadají následovně:

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos(\theta) + i_{s\beta} \sin(\theta), \quad (2.9)$$

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin(\theta) + i_{s\beta} \cos(\theta). \quad (2.10)$$

Pomocí proudu i_{sd} a i_{dq} můžeme snadno řídit jak točivý moment, tak tok. Proud i_{sd} je v přímé ose, a jedná se tedy o složku reprezentující tok, a proud i_{sq} je tedy složkou reprezentující točivý moment. Pro zjednodušení tvorby řízení daných proudů můžeme úhel vypočítat pomocí rotorového toku, a to za použití následujících rovnic:

$$\psi_{rd} = \sqrt{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2}, \quad (2.11)$$

$$\sin(\theta) = \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{rd}}, \quad (2.12)$$

$$\cos(\theta) = \frac{\psi_{r\alpha}}{\psi_{rd}}, \quad (2.13)$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}}\right). \quad (2.14)$$

Inverzní Parkova transformace spočívá v přechodu ze soustavy d, q do soustavy α , β a je popsána následovně:

$$i_{s\alpha} = i_{sd} \cos(\theta) - i_{sq} \sin(\theta), \quad (2.15)$$

$$i_{s\beta} = i_{sd} \sin(\theta) + i_{sq} \cos(\theta) [6]. \quad (2.16)$$

3. MATEMATICKÝ MODEL PMSM

Matematický model se většinou definuje v rotující referenční souřadnicové soustavě d-q. Proto v této práci se pracuje s tímto souřadnicovým systémem jak při matematických popisech, tak i při tvorbě simulačních programů [1].

3.1 Model PMSM v souřadnicích d, q [5]

Když tvoříme model v souřadnicích d, q spojených s rotorem motoru, tak nevznikne závislost na úhlu natočení statoru na poloze rotoru. Proto se jedná o výhodnější model. Napěťové rovnice statoru pro souřadnice d, q budou vypadat následovně:

$$u_d = Ri_d + \frac{d}{dt}\psi_d - \omega\psi_q, \quad (3.1)$$

$$u_q = Ri_q + \frac{d}{dt}\psi_q + \omega\psi_d, \quad (3.2)$$

kde je R odpor statoru, $i_{d,q}$ jsou proudy statoru, $\psi_{d,q}$ jsou magnetické toky a ω je elektrická rychlost rotoru.

Magnetické toky $\psi_{d,q}$ můžeme popsat následujícími rovnicemi:

$$\psi_d = L_d i_d + \psi_f, \quad (3.3)$$

$$\psi_q = L_q i_q, \quad (3.4)$$

kde jsou $L_{d,q}$ indukčnosti v dané ose (podélné a říčné) a ψ_f je vzájemný sprážený magnetický tok mezi státorem a rotorem.

Rovnice pro napětí modelu si upravíme tak, že rovnici (2.3) dosadíme do rovnice (2.1):

$$u_d = Ri_d + L_d \frac{d}{dt}i_d - \omega L_q i_q, \quad (3.5)$$

a následně rovnici (2.4) dosadíme do rovnice (2.2):

$$u_q = Ri_q + L_q \frac{d}{dt}i_q + \omega L_d i_d + \omega\psi_f. \quad (3.6)$$

Rovnice popisující elektrický moment PMSM vypadá následně:

$$T_e = \frac{3}{2}P_p(\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2}P_p[\psi_f + (L_d - L_q)i_d]i_q, \quad (3.7)$$

kde je P_p počet párů pólu. Pokud budou hodnoty indukčnosti L_d a L_q stejné, rovnice popisující elektrický moment bude mít tvar:

$$T_e = \frac{3}{2}P_p(\psi_f i_q). \quad (3.8)$$

Podle pohybové rovnice a pravidel pro dynamiku dostáváme rovnice:

$$\sum T_e = J \frac{d}{dt} \omega_m, \quad (3.9)$$

$$T_e = T_L + K_{TL} \omega_m + J \frac{d}{dt} \omega_m, \quad (3.10)$$

Kde je T_L moment zátěže, K_{TL} je koeficient tlumení (zanedbejme), ω_m je mechanická rychlost motoru a J je moment setrvačnosti [5].

Finální rovnice pro tvoření modelu vypadají následně:

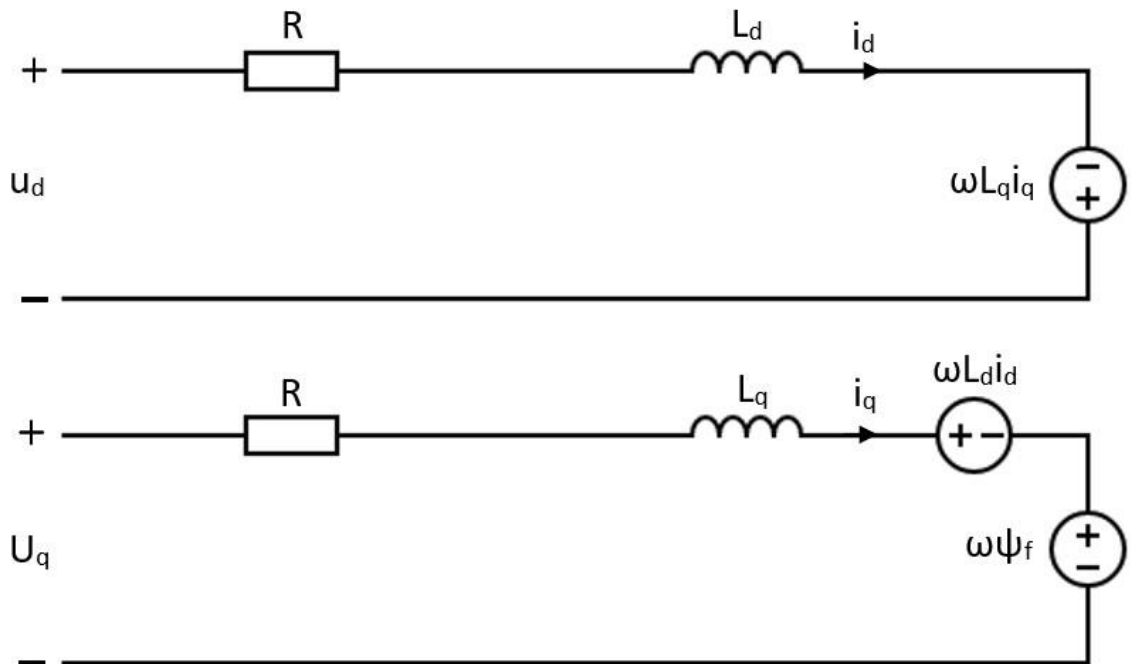
$$\frac{d}{dt} i_d = \frac{u_d - R i_d + \omega L_q i_q}{L_d}, \quad (3.11)$$

$$\frac{d}{dt} i_q = \frac{u_q - R i_q - \omega L_d i_d - \omega \psi_f}{L_q}, \quad (3.12)$$

$$\frac{d}{dt} \omega_e = \frac{P_p}{J} \left(\frac{3}{2} P_p [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] i_q - T_L \right), \quad (3.13)$$

$$\frac{d}{dt} \vartheta_e = \omega_e, \quad (3.14)$$

kde je ω_e elektrická synchronní rychlost a ϑ_e je elektrická poloha. K rovnicím (3.11), (3.12), (3.13), (3.14) jsme došli dosazením a úpravou rovnic (3.5) a (3.6) a také dosazením rovnice (3.7) do (3.10) a její úpravou [7]. Rovnice PMSM modelu vycházejí z obrázku 3.1.



Obrázek 3.1: Schéma klasického PMSM modelu [8] [Vlastní zpracování: Szymanik, 2022]

3.2 Model PMSM v souřadnicích α, β [5]

V těchto souřadnicích jsme závislí na úhlu natočení rotoru vůči statoru. Proto se nám rovnice (3.3) a (3.4) změní následovně:

$$\psi_\alpha = L_S i_\alpha + \psi_f \cos\theta, \quad (3.15)$$

$$\psi_\beta = L_S i_\beta + \psi_f \sin\theta, \quad (3.16)$$

a rovnice (3.15) a (3.16) dostavíme do rovnic (3.1) a (3.2)

$$u_\alpha = R i_\alpha + L_S \frac{d}{dt} i_\alpha - \omega \psi_f \sin\theta, \quad (3.17)$$

$$u_\beta = R i_\beta + L_S \frac{d}{dt} i_\beta + \omega \psi_f \cos\theta. \quad (3.18)$$

Pohybová rovnice je:

$$T_e - T_L = J \frac{d}{dt} \omega_m. \quad (3.19)$$

Rovnice popisující elektrický moment:

$$T_e = \frac{3}{2} P_p (\psi_\beta i_\alpha - \psi_\alpha i_\beta). \quad (3.20)$$

4. MATEMATICKÝ MODEL PMSM VČETNĚ ZTRÁT [8]

V kapitole č. 3 je popsán matematický model PMSM, ale v ideálním provedení, a to bez ztrát. Nyní do modelu přidáme ztráty. Je nutno zahrnout jak ztráty v mědi, tak i v železe. Odpor R_c bude představovat ztráty v železe a odpor R_s (statoru) ztráty v mědi. [9] Ztráty v železe jsou z velké části tvořeny vířivými proudy na vinutí. [10] Rovnice pro proudy i_{od} a i_{oq} vypadají následovně:

$$\frac{d}{dt}i_{od} = \frac{1}{L_d} \left(R_c \frac{v_d + i_{od}R_c}{R_s + R_c} - i_{od}R_c + \omega_e L_q i_{oq} \right), \quad (4.1)$$

$$\frac{d}{dt}i_{oq} = \frac{1}{L_q} \left(R_c \frac{v_q + i_{oq}R_c}{R_s + R_c} - i_{oq}R_c - \omega_e (\lambda_{af} + i_{od}L_d) \right). \quad (4.2)$$

kde i_{od} a i_{oq} jsou složky proudu v d-q souřadnicích, v_d a v_q jsou složky statorového napětí, R_s je odpor statoru a R_c představuje ztráty, ω_e je úhlová elektrická frekvence, λ_{af} je tok rotoru s permanentními magnety, L_d a L_q jsou statorové indukčnosti. Elektrický moment je popíše jako:

$$T_e = 1.5P_p [\lambda_{af}i_{oq} + (L_d - L_q)i_{od}i_{oq}]. \quad (4.3)$$

Mechanické otáčky mají rovnici:

$$J \frac{d}{dt} \omega_m = T_e - T_m - F \omega_m. \quad (4.4)$$

kde J je setrvačnost rotoru, T_m představuje zatěžovací moment a F je koeficient viskózního tření. Složky proudu v přímé a kvadratické větvi jsou pak tvořeny podle rovnic:

$$i_d = i_{od} + i_{cd}, \quad (4.5)$$

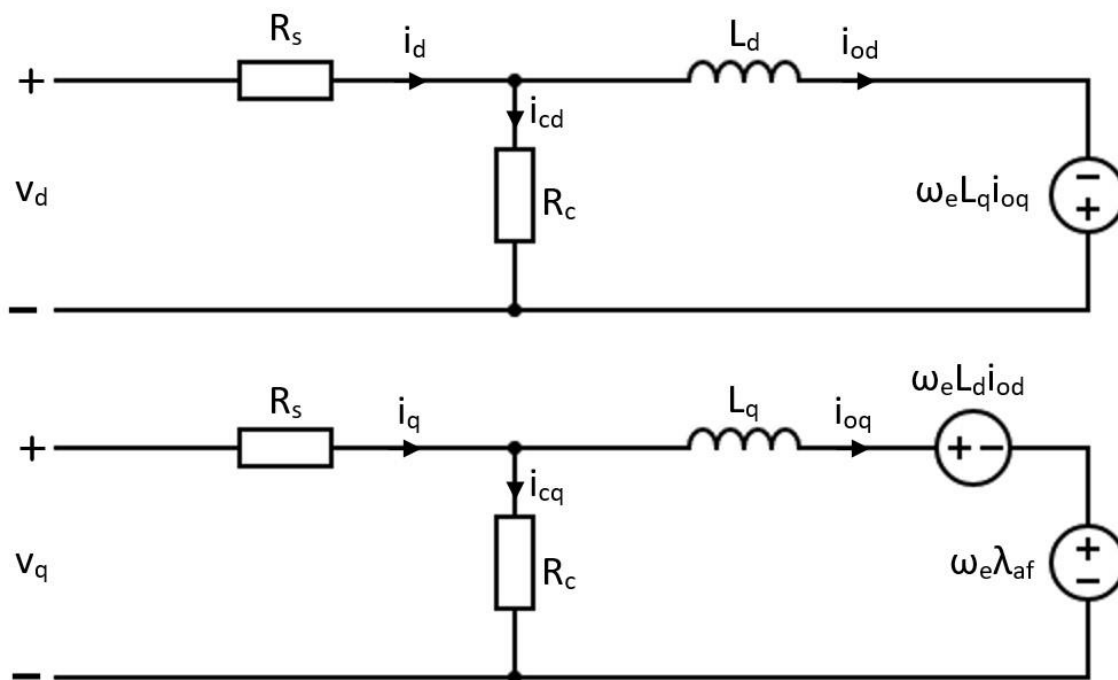
$$i_q = i_{oq} + i_{cq}. \quad (4.6)$$

V rovnicích (4.5) a (4.6) i_{cd} a i_{cq} představují složky ztrátového proudu v železe a mají následující rovnice:

$$i_{cd} = -\frac{\omega_e L_q i_{oq}}{R_c}, \quad (4.7)$$

$$i_{cq} = \frac{\omega_e}{R_c} (\lambda_{af} + i_{od}L_d). \quad (4.8)$$

Rovnice (4.1) až (4.8) vycházejí ze schématu na obrázku 4.1.



Obrázek 4.1: Schéma modelu PMSM včetně ztrát [8] [Vlastní zpracování: Szymanik, 2022]

Na obrázku 4.1 vidíme schéma modelu PMSM, kde jsou zahrnuty ztráty v podobě odporu R_c

5. VEKTOROVĚ ORIENTOVANÉ ŘÍZENÍ

Jedná se o řízení, které je v poslední době velmi populární a využívané. Je vhodné pro dynamický náročné pohony se synchronními motory. Hlavním principem tohoto řízení je, že komplexor proudu statoru rozložíme na dvě složky. První složka bude pracovat s magnetizací a jalovým výkonem, a tato složka je ve fázi s fázorem výsledného magnetického toku. Druhá složka pracuje s výsledným magnetickým tokem a s jeho pomocí v absolutní hodnotě vytváří moment a činný výkon motoru. Tato složka je kolmá k výslednému magnetickému toku. Obě složky jsou na sobě nezávislé, což je ideální, protože můžeme řídit jednotlivě jak moment, tak i magnetický tok. Pro tvorbu fázových proudů motoru potřebujeme dané řídicí veličiny a ty se odvodí ve výpočetním bloku pro každý pracovní bod motoru [5].

5.1 Decoupling [5]

Z rovnic (4.1) a (4.2) je nutno odstranit křížené vazby, abychom byli schopni jednotlivě pomocí PI regulátoru samostatně řídit moment a magnetický tok. Decoupling zapříčiní vykompenzování křížené vazby, tedy jinak řečeno pomocí zpětnovazební linearizace dosáhneme rozdělení rovnic na lineární a na křížené části. Blok decoupling nám od aktuální d složky napětí odečte člen napětí d složky pro kompenzaci křížené vazby, který má tvar:

$$u_{dd} = -\frac{\omega_e L_q i_{oq} (R_s + R_c)}{R_c}. \quad (5.1)$$

Pro aktuální q složku napětí se nám v bloku decoupling přičte:

$$u_{qd} = \frac{\omega_e (\lambda_{af} + i_{od} L_d) (R_s + R_c)}{R_c}. \quad (5.2)$$

5.2 Návrh regulátorů [5]

5.2.1 Návrh regulátoru pro proud i_{sd} [5]

Budeme vycházet z rovnice (4.1), kterou si následovně upravíme pomocí operace decoupling.

$$\frac{d}{dt} i_{od} = \frac{1}{L_d} \left(\frac{R_c}{R_s + R_c} u_{dr} - \frac{R_s R_c}{R_s + R_c} i_{od} \right). \quad (5.3)$$

Z rovnice (5.1) si vyjádříme výstupní napětí z regulátoru d složky proudu.

$$u_{dr} = R_s i_{od} + \frac{L_d (R_s + R_c)}{R_c} \frac{di_{od}}{dt}. \quad (5.4)$$

První regulátor se navrhuje pro proud i_{sd} a jeho soustava vypadá následovně:

$$F_{Sd}(p) = \frac{1}{K_{rd} + K_{ld}p} = \frac{K_{id}}{T_{id}p + 1}, \quad (5.5)$$

Kde $K_{rd} = R_s$ a $K_{ld} = \frac{L_d (R_s + R_c)}{R_c}$ a tedy $K_{id} = \frac{1}{K_{rd}}$ a $T_{id} = \frac{K_{ld}}{K_{rd}}$.

Využijte se PI regulátor s přenosem:

$$F_{Rd}(p) = K_{Rd} \frac{(T_{id}p+1)}{p}. \quad (5.6)$$

Přenos řízení bude vypadat takto:

$$F_{Wd}(p) = \frac{F_{Sd}(p)F_{Rd}(p)}{1+F_{Sd}(p)F_{Rd}(p)} = \frac{K_{Rd}K_{id}}{p+K_{Rd}K_{id}} = \frac{1}{\frac{1}{K_{Rd}K_{id}}p+1} = \frac{1}{\frac{1}{K}p+1}. \quad (5.7)$$

5.2.2 Návrh regulátoru pro proud i_{sq} [5]

Budeme vycházet z rovnice (4.2), kterou si následovně upravíme pomocí operace decoupling.

$$\frac{d}{dt} i_{oq} = \frac{1}{L_d} \left(\frac{R_c}{R_s+R_c} u_{qr} - \frac{R_s R_c}{R_s+R_c} i_{oq} \right). \quad (5.8)$$

Z rovnice (5.1) si vyjádříme výstupní napětí z regulátoru q složky proudu.

$$u_{qr} = R_s i_{oq} + \frac{L_q(R_s+R_c)}{R_c} \frac{di_{oq}}{dt}. \quad (5.9)$$

Při návrhu regulátoru pro proud i_{sq} bude změna oproti i_{sd} jen u časové konstanty T, a to v hodnotě indukčnosti L_q , přenosy vypadají následovně:

$$F_{Sq}(p) = \frac{1}{K_{rq}+K_{lq}p} = \frac{K_{iq}}{T_{iq}p+1}, \quad (5.10)$$

Kde $K_{rq} = R_s$ a $K_{lq} = \frac{L_q(R_s+R_c)}{R_c}$ a tedy $K_{iq} = \frac{1}{K_{rq}}$ a $T_{iq} = \frac{K_{lq}}{K_{rq}}$.

Přenos PI regulátoru a přenos řízení:

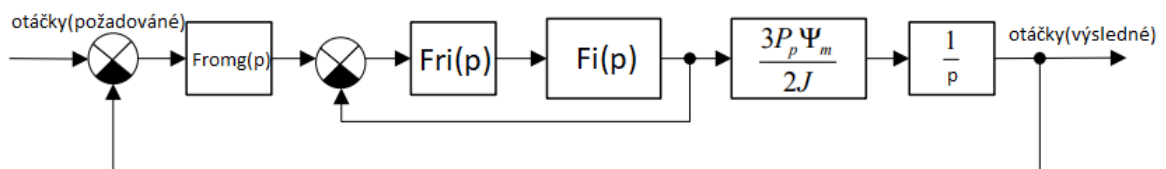
$$F_{Rq}(p) = K_{Rq} \frac{(T_{iq}p+1)}{p}, \quad (5.11)$$

$$F_{Wq}(p) = \frac{F_{Sq}(p)F_{Rq}(p)}{1+F_{Sq}(p)F_{Rq}(p)} = \frac{K_{Rq}K_{iq}}{p+K_{Rq}K_{sq}} = \frac{1}{\frac{1}{K_{Rq}K_{sq}}p+1} = \frac{1}{\frac{1}{K}p+1}. \quad (5.12)$$

Pokud hodnoty L_d a L_q si jsou rovné, proudové regulátory budou identické.

5.2.3 Návrh regulátoru pro otáčky [5]

Využívá se rozvětvených regulačních obvodů neboli kaskádní řízení. Na obrázku č. 4.1 vidíme ukázkou tohoto řízení.



Obrázek 5.5.1: Kaskádní řízení pro otáčky PMSM [5]

Soustava podle obrázku č. 4.1 pro regulátor otáček vypadá následovně:

$$F_{\omega}(p) = \frac{1}{\frac{1}{K}p+1} \frac{3P_p\psi_m}{2J} \frac{1}{p} = \frac{\frac{3P_p\psi_m}{2J}}{p(\frac{1}{K}p+1)}. \quad (5.13)$$

Za předpokladu, že proudová smyčka bude rychlejší oproti té mechanické lze využít regulátor typu PI, v opačném případě je nutno využít regulátor typu PID.

5.3 Saturace výstupních hodnot napětí a proudu

V praxi nám hodnoty napětí a proudu nemůžou růst do nekonečna, a tedy je nutno při používání regulátorů, decouplingu a například i optimalizace ztrát, omezit výstup na maximální dosažitelnou hodnotu. Omezení u regulátoru d složky napětí a také pro decoupling se provede pouze pomocí saturace, u které má horní parametr rovnou maximální hodnotu, a dolní zápornou maximální hodnotu. U části pro q složku napětí je nutno omezení dopočítat. Horní a dolní limit se určí podle rovnic:

$$Max = \sqrt{U_{max}^2 - u_d^2}, \quad (5.14)$$

$$Min = -\sqrt{U_{max}^2 - u_d^2}. \quad (5.15)$$

Pro q složku proudu je nutno opět dopočítat horní a dolní mez proudu, na kterou bude omezen otáčkový regulátor. Rovnice pro meze jsou:

$$Max = \sqrt{I_{max}^2 - i_q^2} - i_{cq}, \quad (5.16)$$

$$Min = -\sqrt{I_{max}^2 - i_q^2} - i_{cq}. \quad (5.17)$$

Pokud neřídíme d složku proudu na nulu, ale máme tam například nějakou optimalizací ztrát jako v tomhle případě, je nutno také dopočítat meze:

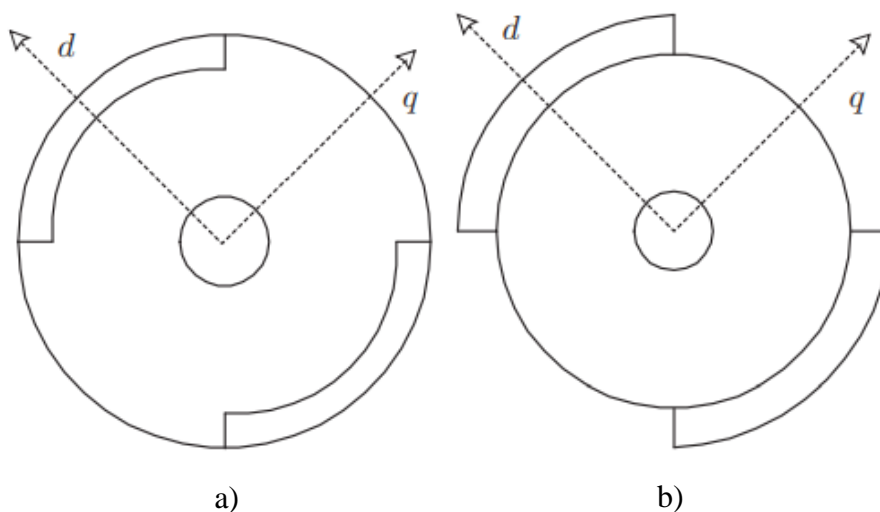
$$Max = \sqrt{I_{max}^2 - i_d^2} - i_{cd}, \quad (5.18)$$

$$Min = -\sqrt{I_{max}^2 - i_d^2} - i_{cd}. \quad (5.19)$$

Využíváme tři regulátory, všechny obsahují integrační složku a pouhá limitace výstupních hodnot nám nebude stačit z toho důvodu, že i přesto, že se výstup omezí, tak integrační složka bude pořád narůstat. Tento jev se nám projeví v momentu, kdy se nám změní znaménko žádané hodnoty. Regulátor bude muset nejdřív odintegrovat danou hodnotu, která pořád narůstala. Pomocí využití metody anti-windupu (detailněji o anti-windup metodách v [11]) zamezíme nárůst hodnoty po dostání se do omezení. Bloky regulátorů využity v prostředí Matlab-Simulink v základu nabízejí aktivaci anti-windupu s metodou výpočtu back-calculation.

6. CHARAKTERISTIKA MAXIMÁLNÍHO TOČIVÉHO MOMENTU NA AMPÉR (MTPA)

Synchronní motory s permanentními magnety jsou v dnešní době oblíbené z toho důvodu, že mají spolehlivou konstrukci a také mají dobrý výkon v mechatronických systémech. Oproti své konkurenci mají lepší spolehlivost než DC motory a oproti AC motorům mají lepší poměr točivého momentu na daný objem. PMSM pohony většinou pracují ve velkém rozsahu otáček. Napětí na statoru je omezeno jeho maximální hodnotou, takže nebudeme moct pracovat s konstantním magnetickým tokem. Proto PMSM a jejich vysoce výkonové řídicí systémy mají implementovanou strategii jako je například MTPA pro práci v oblasti oslabení podmínek pole. Můžeme mít dvě verze jak jsou permanentní magnety uchyceny na rotoru. Jsou zobrazeny na obrázcích 5.1 a) a b). Na obrázku 5.1 a) jsou magnety vnořené (IPMSM), a tedy indukčnosti L_d a L_q si nejsou rovné. Na obrázku 5.1 b) magnety nejsou vnořené (SPMSM), a tedy indukčnosti L_d a L_q jsou stejné. [12]



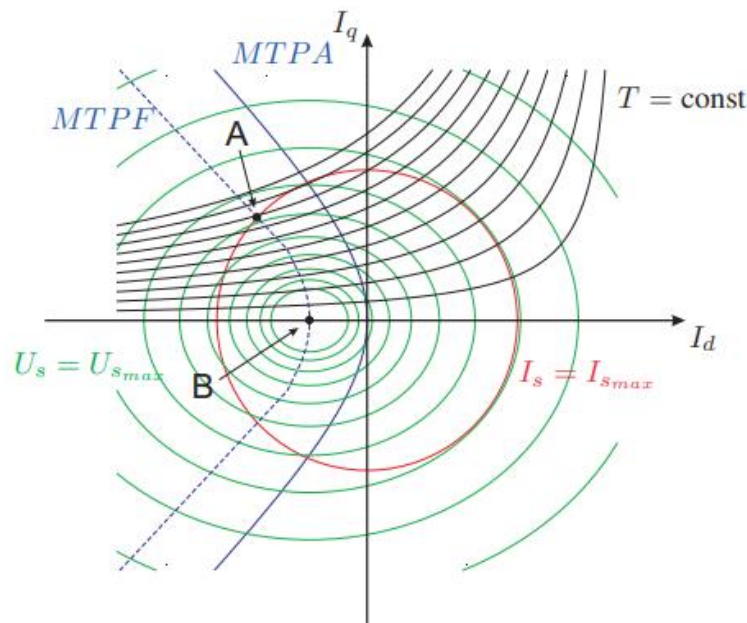
Obrázek 6.1: Rotory s vnořenými a nevnořenými magnety [12]

6.1 SPMSM

Pokud máme permanentní magnety na povrchu rotoru, algoritmus zeslabení pole se nám zjednoduší tak, že je prokazatelné podle pohybové rovnice, když jsou L_d a L_q stejné (3.8), že mechanický točivý moment nezávisí na d složce proudu statoru, tedy na proudu i_{sd} . Takže pokud dodržíme bezpečnostní zásady permanentní demagnetizace můžeme snižovat magnetický tok SPMSM bez toho, abychom jakkoliv významně ovlivnili produkovaný točivý moment. [12]

6.2 IPMSM

Pokud máme permanentní magnety vnořené do rotoru, znamená to, že indukčnosti L_d a L_q ne nám liší. Vznikne nám točivý moment IPMSM v ustáleném stavu a ten je popsán rovnicí (3.7). Z ní lze poznat, že d složka proudu statoru, tedy i_{sd} nám ovlivňuje moment IPMSM, a proto je také ovlivněna oslabováním pole. [12] Na rozdíl od SPMSM, kde stejnosměrný proud je nastaven na nulu u IPMSM, musíme oba proudy řídit, abychom dosáhli daného požadovaného proudu modulu a tímto proudem dosáhli požadovaného točivého momentu. Existuje nekonečné množství kombinací proudů i_d a i_q , pomocí kterých dosáhneme stejného konečného proudu modulu. Proto MTPA se snaží maximalizovat točivý moment pro daný proud za pomoci maximalizace točivého momentu vzhledem k úhlu výsledného proudu modulu. [13]



Obrázek 6.2: Charakteristiky oslabení pole [12]

Na obrázku 5.2 vidíme modře vyznačenou MTPA křivku. Vztahy složek statorových proudů pro konstantní točivý moment získáme z rovnice (3.7).

$$i_d = \frac{1}{(L_d - L_q)} \left(\frac{2}{3P_p} \frac{T_e}{i_q} - \psi_f \right). \quad (6.1)$$

Následně získáme kvadrát pro statorový proud, a ten vypadá následovně:

$$i_s^2 = \frac{1}{(L_d - L_q)} \left(\frac{2}{3P_p} \frac{T_e}{i_q} - \psi_f \right)^2 + i_q^2. \quad (6.2)$$

Proud statoru, který potřebujeme pro daný točivý moment, minimalizujeme řešením následné rovnice (5.3)

$$\frac{di_s^2}{di_q} = -\frac{4}{3P_p} \frac{T_e}{i_q^2} \frac{1}{(L_d - L_q)^2} \left(\frac{2}{3P_p} \frac{T_e}{i_q} - \psi_f \right) + 2i_q = 0. \quad (6.3)$$

Pomocí rovnic (3.7) a (5.3) vytvoříme rovnici:

$$\frac{\psi_f}{(L_d - L_q)} \frac{i_d}{i_q} + \frac{i_d^2}{i_q} - i_q = 0. \quad (6.4)$$

Z rovnice (5.4) odvodíme proud i_q :

$$i_q = \mp \sqrt{\frac{\psi_f}{(L_d - L_q)} i_d + i_d^2}. \quad (6.5)$$

Z rovnice (5.4) odvodíme proud i_d :

$$i_d = -\frac{\psi_f}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{\psi_f^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_q^2}. \quad [12] \quad (6.6)$$

Rovnice (5.5) a (5.6) popisují MTPA křivku a pomocí nich se dá řídit daný proud v oblasti proudového a napětového omezení. Tato metoda MTPA vychází z předchozí znalosti daných parametrů jako jsou indukčnosti atd. MTPA by se dalo řešit, da se říct, experimentálně za použití kmitavého signálu, přivedeného na řízení d složky proudu a sledování chování výstupů motoru, podle kterého bychom poznali, zda při klesajícím průběhu kmitavého průběhu nebo při stoupaní máme lepší výsledek [12].

Na obrázku 5.2 lze vidět druhou křivku MTPF, která představuje charakteristiku maximálního točivého momentu za tok a je tvořena body mezi hyperbolami momentu a elipsami omezení napětí. Pokud máme nízké otáčky, bereme v potaz jenom proudové omezení, ale při zvětšování otáček bereme v potaz už i napětové omezení, pokud se požaduje velký točivý moment. Pokud překročíme bod A zapříčiní to velký pokles vyprodukovaného točivého momentu. Ve vysokorychlostní oblasti bereme hlavně v potaz pouze napětové omezení statoru. Abychom dosáhli maximálního točivého momentu pod napětové omezení, pouze složky statorových proudů by měly sledovat křivku MTPF mezi body A-B [12].

7. MINIMALIZACE ZTRÁT PMSM

Mezi hlavní ztráty PMSM patří ztráty mechanické a ztráty v mědi a železe. Mechanické ztráty jsou závislé na rychlosti, a tím pádem je nemůžeme řídit. Řídit (minimalizovat) můžeme ale ztráty jak v mědi, tak i v železe. Ztráty v mědi můžeme řídit pomocí strategie MTPA, ve které je řízen proud statoru tak, aby byl maximální točivý moment na proud statoru na ampér. Ztráty v železe můžeme řídit (minimalizovat) pomocí oslabování toku v ose d, kde je proud řízen tak, aby snížil tok vzduchové mezery. Tok vzduchové mezery by měl být snížen o demagnetizační efekty v důsledku reakce d osy statoru. Ztráty v železe jsou zhruba úměrné hustotě toku na druhou mocninu. Z minimalizací ztrát je efektivní využití reluktančního momentu a reakce d osy statoru. Ztráty v železe jsou tvořeny ztrátami hystereze a vířivými proudy, budeme je ale počítat do jedné hodnoty představující celkové ztráty v železe [14].

7.1 Matematický popis ztrát [8]

Rovnice pro popis ztrát v mědi a v železe vycházejí z matematického popisu modelu PMSM včetně ztrát (uvedený v kapitole 4).

Popis ztrát v mědi:

$$W_{Měd} = R_s(i_d^2 + i_q^2), \quad (7.1)$$

$$W_{Měd} = R_s \left\{ \left(i_{od} - \frac{\omega_e L_q i_{oq}}{R_c} \right)^2 + \left(i_{oq} + \frac{\omega_e (\lambda_{af} + i_{od} L_d)}{R_c} \right)^2 \right\}. \quad (7.2)$$

Popis ztrát v železe:

$$W_{železo} = R_c(i_{cd}^2 + i_{cq}^2), \quad (7.3)$$

$$W_{železo} = \frac{(\omega_e L_q i_{oq})^2}{R_c} + \frac{(\omega_e \lambda_{af} + \omega_e i_{od} L_d)^2}{R_c}. \quad (7.4)$$

Popis celkových elektrických ztrát:

$$W_{Elektrické}(i_{od}, i_{oq}, \omega_e) = W_{Měd}(i_{od}, i_{oq}, \omega_e) + W_{železo}(i_{od}, i_{oq}, \omega_e). \quad (7.5)$$

Nyní lze podle rovnic (7.2), (7.4) a (7.5) vyčíslit hodnotu ztrát a následně najít vhodné hodnoty d a q složek proudu pro minimalizaci těchto ztrát. [9]

7.2 Podmínky minimalizace ztrát [14]

Elektrické ztráty můžeme řídit proudovým vektorovým řízením. Pokud řízením ztrátu minimalizujeme, zvětšíme tak účinnost na maximum. Pokud dosadíme rovnici (4.3) do (7.2) a (7.3), zbavíme se i_{oq} a budeme mít pouze elektrické ztráty závislé na i_{od} , T_e a ω_e a v ustáleném stavu, kdy máme točivý moment a otáčky konstantní, elektrické ztráty budou funkcí i_{od} . Podmínku minimalizace ztrát dostaneme po tom, jak zderivujeme

elektrické ztráty, které jsou závislé na i_{od} , T_e a ω_e , a to vzhledem k i_{od} a přirovnáním derivace k nule. Výsledná podmínka minimalizace ztrát bude vypadat takto:

$$AB = T_e^2 C, \quad (7.6)$$

Jednotlivé koeficienty A, B a C mají tvar:

$$A = P_p^2 \left(R_s R_c^2 i_{od} + \omega_e^2 L_d (R_s + R_c) (L_d i_{od} + \lambda_{af}) \right), \quad (7.7)$$

$$B = (\lambda_{af} + (1 - \rho) L_d i_{od})^3, \quad (7.8)$$

$$C = [(R_s R_c^2 + (R_s + R_c) (\omega_e \rho L_d)^2)] (1 - \rho) L_d. \quad (7.9)$$

Kde $\rho = \frac{L_q}{L_d}$.

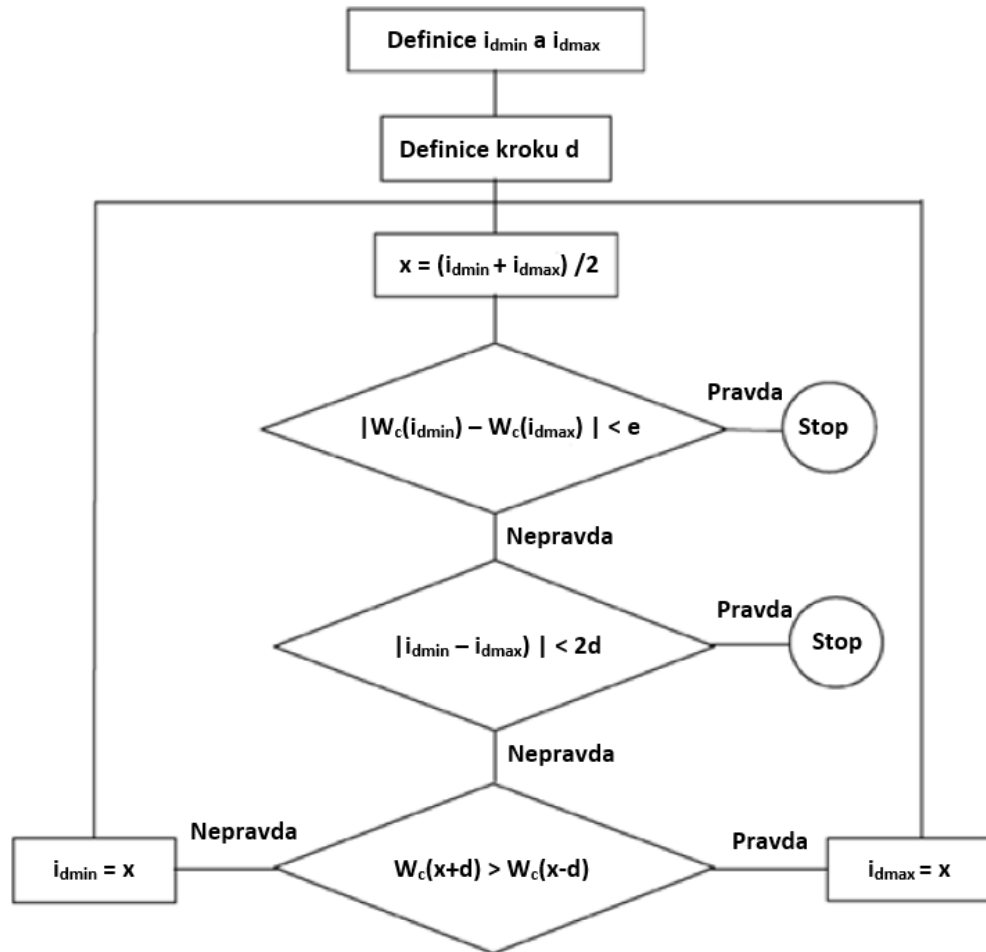
Když budeme znát parametry T_e a ω_e , i_{od} , derivujeme rovnici (7.6). Pokud L_d a L_q jsou stejné bereme podmínku $A = 0$. [14] V ustáleném stavu budeme mít T_e a ω_e konstantní a můžeme odvodit rovnici pro optimální proud i_{od} [15]:

$$i_{od} = - \frac{\omega_e^2 L_d (R_s + R_c) \psi_a}{R_s R_c^2 + \omega_e^2 L_d^2 (R_s + R_c)}. \quad (7.10)$$

Pokud nastane tato situace tak na točivém momentu nezávisí proud i_{od} . Proud i_{oq} dostaneme po dosazení derivace proudu i_{od} a požadovaného momentu T_e do rovnice (4.3). Složky d-q proudu statoru jsou reálně řízené a dostaneme je z rovnic (4.5) až (4.8) po tom co určíme i_{od} a i_{oq} [14].

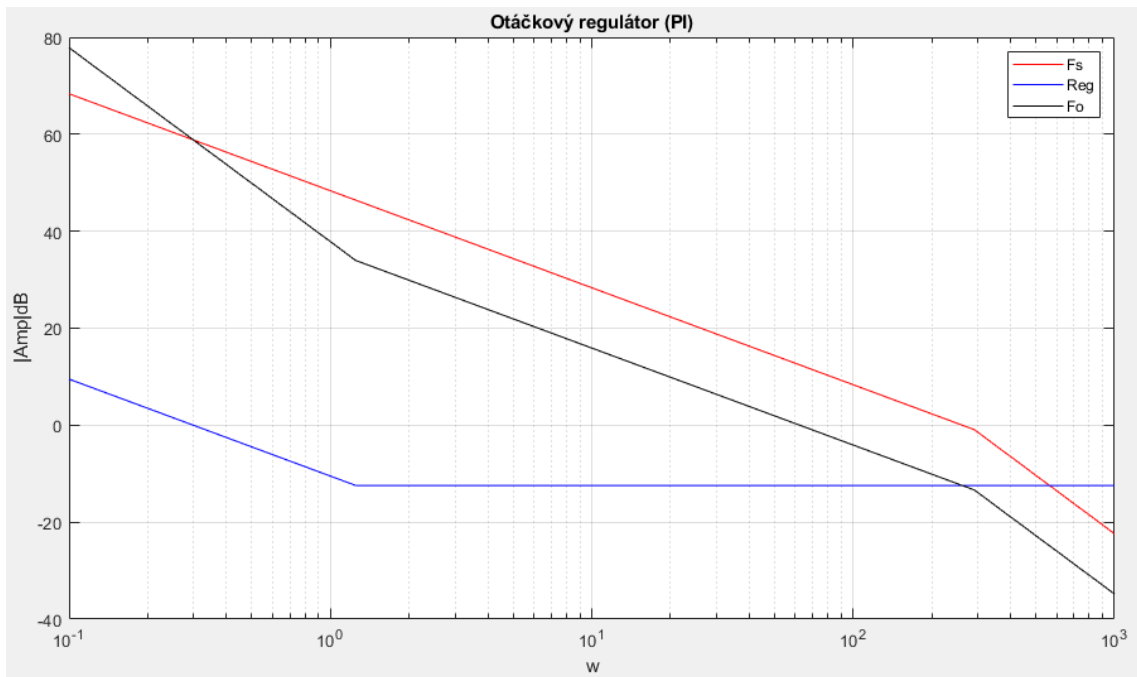
7.3 Online minimalizace ztrát PMSM

Metoda minimalizace ztrát popsaná v podkapitole 7.2 je závislá na předchozí znalosti parametrů konstrukce PMSM. V této kapitole je popsána metoda, která je vhodná k použití, když neznáme parametry PMSM. Takže je vyhodnocování vhodného proudu i_{od} prováděno v reálném čase. Obecně pro minimalizaci ztrát se aplikuje změna řídicí veličiny a vyhodnocuje se chování motoru. Porovnávají se výkony před a po změně a pokud se výkon snížil, provede se další změna do té doby, než není nalezen minimální vstupní výkon. [16] Na následujícím obrázku 7.1 vidíme schéma algoritmu, na kterém je založený výpočet optimálního proudu i_{od} pro optimalizaci ztrát PMSM.

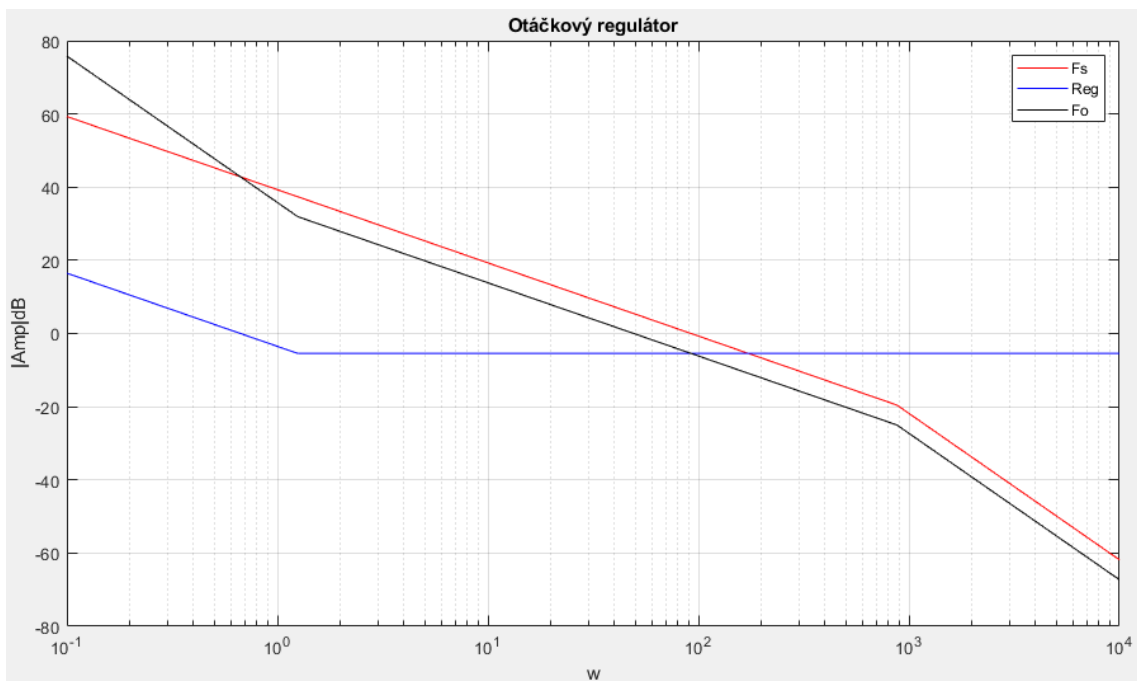


Obrázek 7.1: Schéma algoritmu pro online určení optimálního proudu d složky [17]
[Vlastní zpracování: Szymanik, 2022]

Jedná se o algoritmus intervalové redukce. Obecně je vhodný na použití u výpočtu funkcí, které mají v intervalu hledání pouze lokální minimum. V algoritmu vidíme proměnné i_{dmin} a i_{dmax} , které představují rozsah intervalu hledání. Následně nám krok hledání definuje proměnná d . Počítá se střední bod x . V algoritmu máme podmínku pro počítání středního bodu. Pokud $W_c(x+d) > W_c(x-d)$, tedy když je podmínka splněná, střední bod x se nám nastaví do hodnoty i_{dmax} , pokud podmínka není splněna, tak hodnota x bude uložena v i_{dmin} . Algoritmus nám končí, když je splněna podmínka $|i_{dmax} - i_{dmin}| < 2d$. Dostáváme hodnotu d složky proudu, na kterou řídíme PMSM pro minimalizaci ztrát. Hodnoty W_c získáme tak, že vždy pošleme daný proud do motoru a vyčkáme, až se nám ustálí otáčky a vypočteme ztrátu výkonu. Toto provedeme pro proudy i_{dmin} a i_{dmax} a následně po vypočtu střední hodnoty x ji posuneme o hodnotu kroku hledání d do pravé strany a do levé strany (tedy odečteme a přičteme d od x) a tyto hodnoty také necháme působit na motor, než se nám ustálí otáčky. Tento cyklus se nám bude opakovat do té doby, než se splní jedná z podmínek pro ukončení algoritmu. [17] V prostředí Matlab-Simulink je vhodné využití bloku s-funkce pro realizaci algoritmu optimalizace.



Obrázek 8.2: Frekvenční charakteristiky otáčkového regulátoru (první varianta PMSM)



Obrázek 8.3: Frekvenční charakteristiky otáčkového regulátoru (druhá varianta PMSM)

8.1 Parametry využívané v simulaci

Tabulka 8.1: První varianta parametrů pro simulaci PMSM [8]

Parametry:	Hodnota:
Indukčnost L_d [H]	0,0205
Indukčnost L_q [H]	0,0205
Statorový odpor R_s [Ω]	1,72
Ztrátový odpor R_c [Ω]	700
Magnetický tok magnetu λ_{af} [Wb]	0,244
Počet párů pólu [-]	5
Moment setrvačnosti J [kgm^2]	0,007
Zatěžovací moment [Nm]	12
Maximální statorové napětí $U_{s\max}$ [V]	400
Maximální statorový proud $I_{s\max}$ [A]	20

Tabulka 8.2: Druhá varianta parametrů pro simulaci PMSM [14]

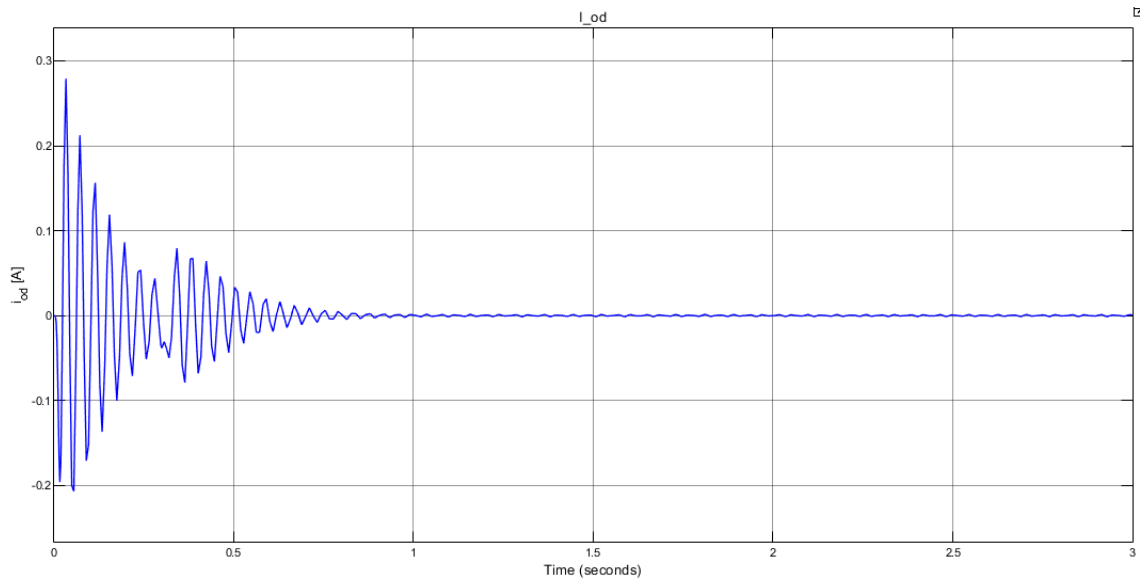
Parametry:	Hodnota:
Indukčnost L_d [H]	0,00872
Indukčnost L_q [H]	0,00872
Statorový odpor R_s [Ω]	0,57
Ztrátový odpor R_c [Ω]	240
Magnetický tok magnetu λ_{af} [Wb]	0,1077
Počet párů pólu [-]	4
Moment setrvačnosti J [kgm^2]	0,007
Zatěžovací moment [Nm]	1,67
Maximální statorové napětí $U_{s\max}$ [V]	400
Maximální statorový proud $I_{s\max}$ [A]	20

8.2 Výsledky simulace PMSM

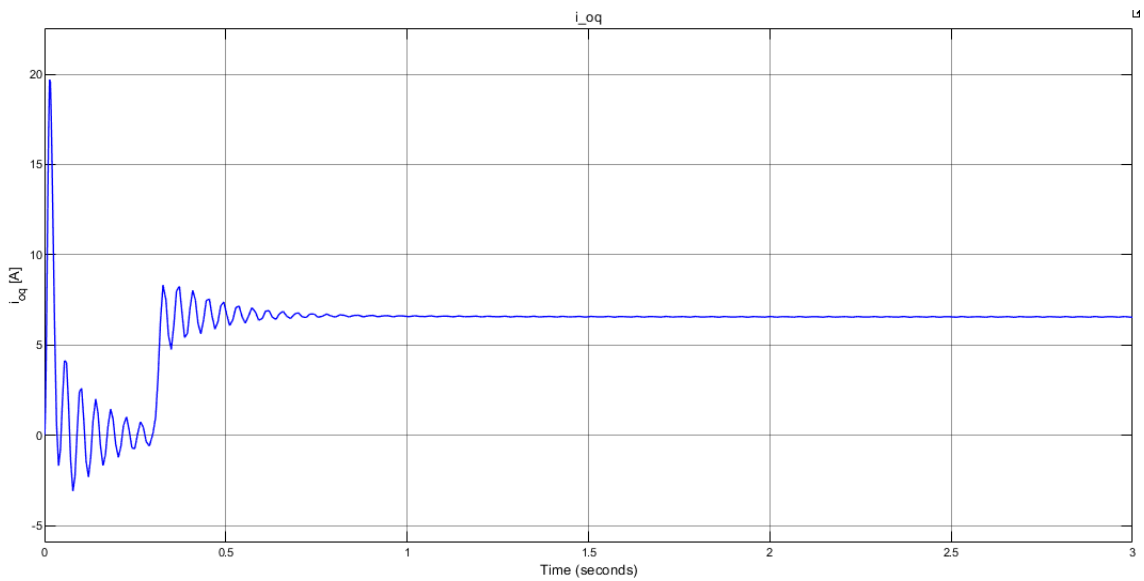
Simulace byla provedena pro řízení proudu i_d na nulu a při řízení pomocí optimalizace podle rovnice (7.10). Požadovaná hodnota otáček byla nastavená na 100 rad/s. V obou případech se ureguloval průběh na požadovanou hodnotu. Řízení bylo testováno na dvou různých motorech, jejich parametry jsou popsány v tabulkách č. 8.1 a 8.2.

8.2.1 První varianta PMSM

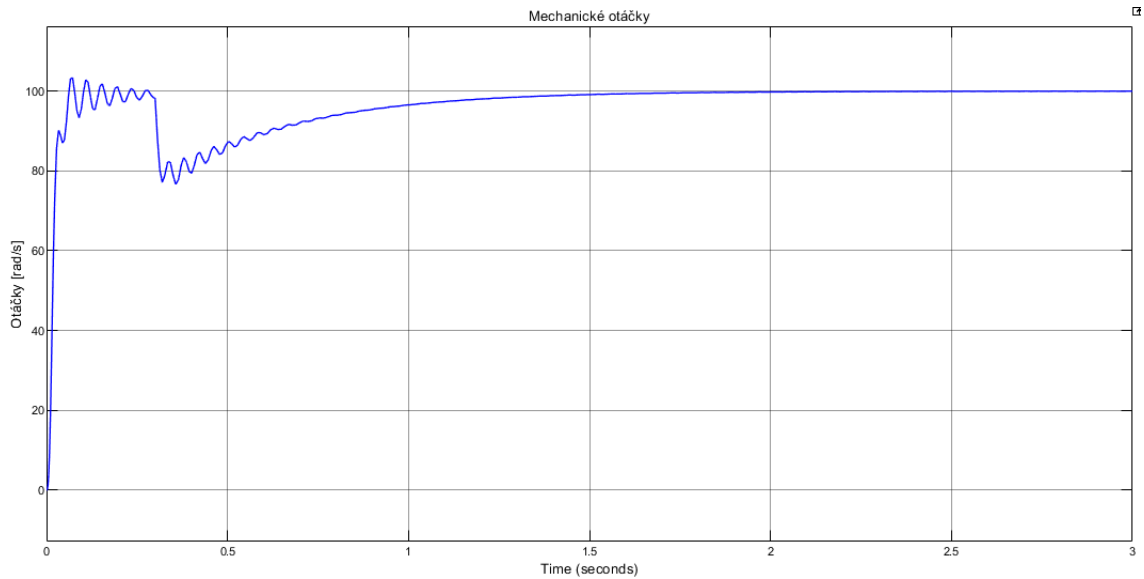
V první části řídíme proud i_{od} na nulu:



Obrázek 8.4: Průběh proudu i_{od} (řízení i_{od} na nulu)



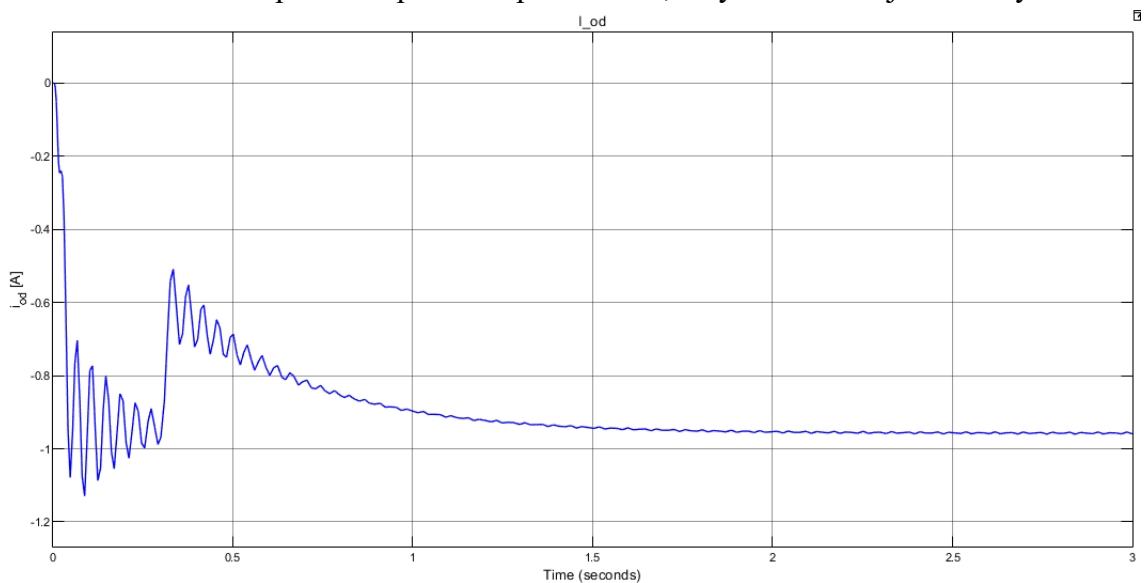
Obrázek 8.5: Průběh proudu i_{oq} (řízení i_{od} na nulu)



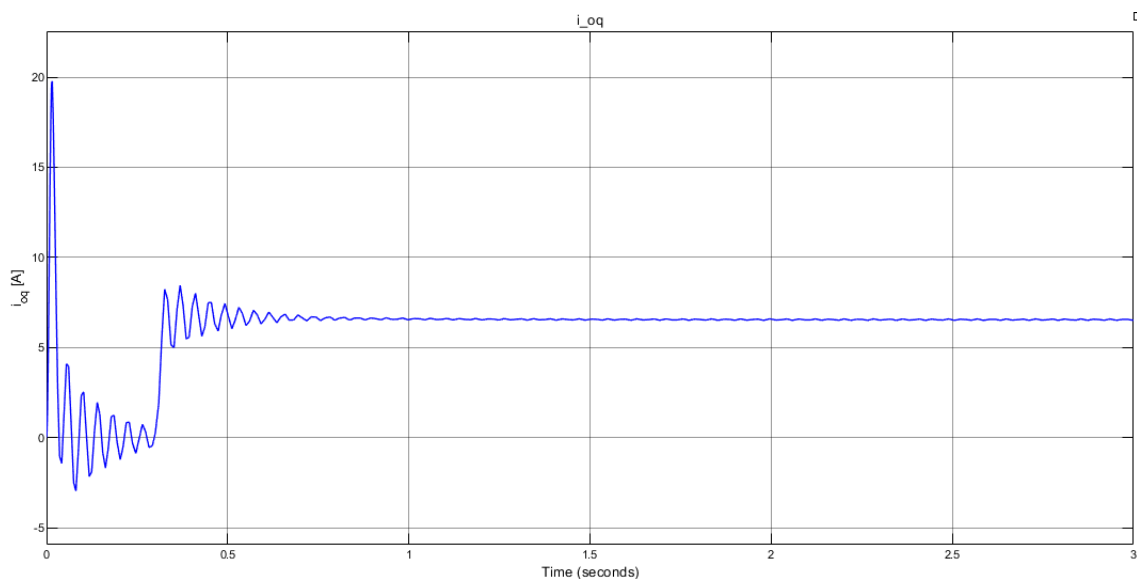
Obrázek 8.6: Průběh mechanických otáček (řízení i_{od} na nulu)

Průběhy obou proudů se nám ustálí na daných hodnotách do 1s od spuštění simulace. Požadovaných otáček dosáhneme v čase 1,8s. Na průběhu otáček lze vidět, kdy začal být aktivní zátěžný moment, a otáčky nám poklesly k 80 rad/s, následně pomocí regulátoru je ustalujeme na požadovanou hodnotu. Byl využit PI regulátor, kdybychom tento regulátor zrychlili, tak pokles otáček s aktivací zátěžného momentu by byl menší, ale průběh by se více rozkmital, mohlo by dojít k celkovému rozkmitání a zkolabování řídicího procesu. Další možnou variantou pro zminimalizování poklesu otáček by bylo využití regulátoru s derivační složkou, tedy PID regulátoru. Výsledná účinnost PMSM v ustáleném stavu je rovná 90,13 %.

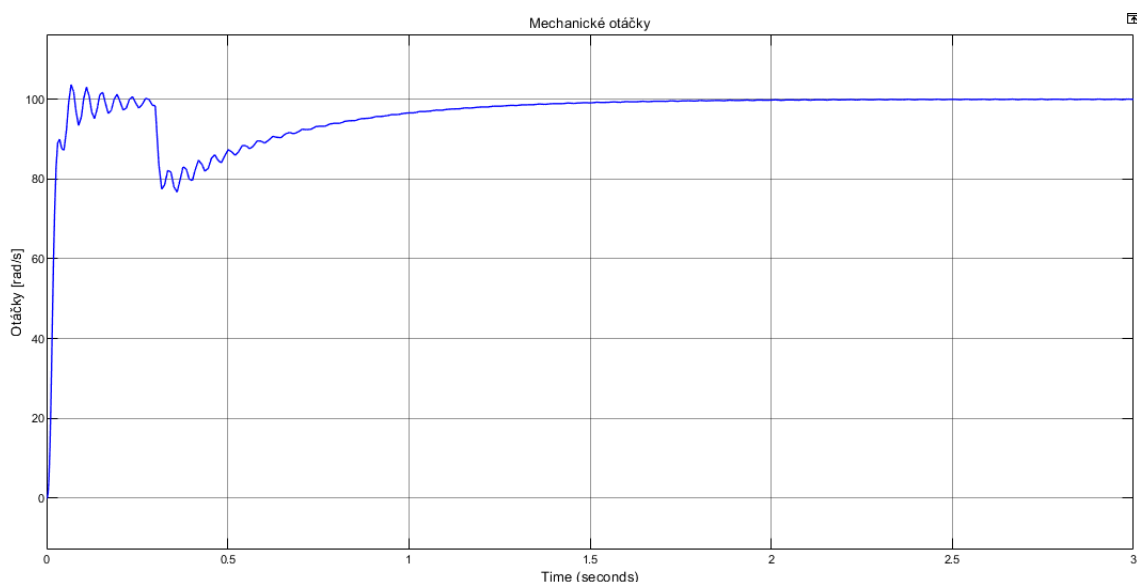
V druhé části řídíme proud i_{od} pomocí optimalizace, tedy minimalizujeme ztráty PMSM:



Obrázek 8.7: Průběh proudu i_{od} (řízení i_{od} pomocí optimalizace)



Obrázek 8.8: Průběh proudu i_{oq} (řízení i_{od} pomocí optimalizace)



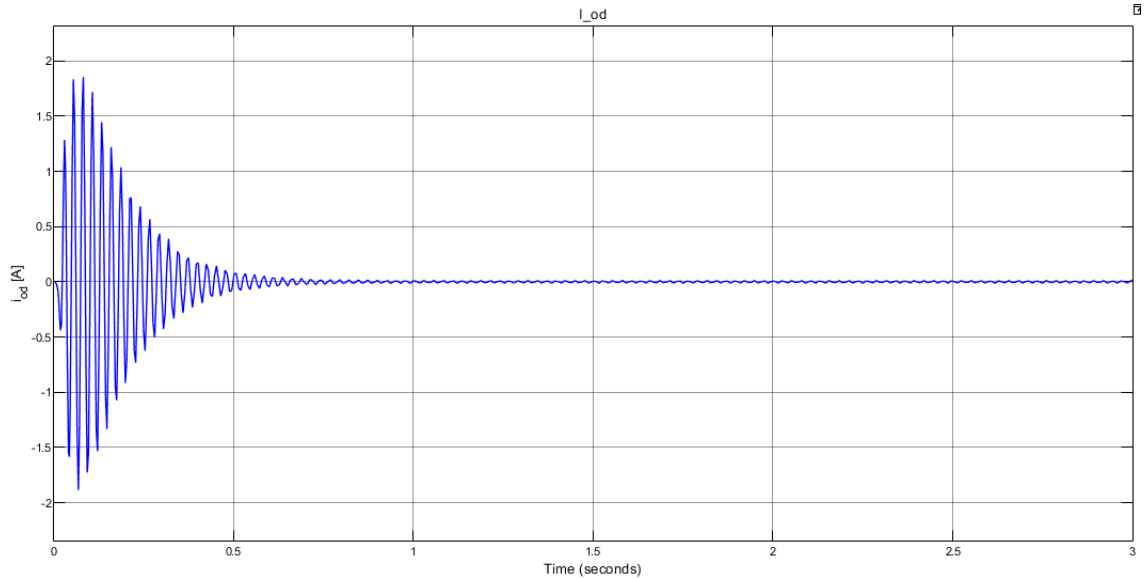
Obrázek 8.9: Průběh mechanických otáček (řízení i_{od} pomocí optimalizace)

Průběhy proudu i_{oq} a otáček se nezměnily, ale jak se dalo očekávat, průběh proudu i_{od} se změnil a nyní tento proud není řízený na hodnotu nula, ale na hodnotu, kterou dostáváme blokem optimalizace podle rovnice (7.10). Jeho ustálení také nastalo až po 2s. Účinnost nám stoupla na 90,4 %. Zlepšení účinnosti jsme chtěli dosáhnout. Při využití optimalizace ztrát PMSM jsme zlepšili účinnost o 0,27 %. Na první pohled může toto zlepšení vypadat jako zbytečné, ale pokud vezmeme nějakou procesní linku, kde budeme mít desítky takových motorů, tak i zlepšení účinnosti o 0,27 % nám z dlouhodobého hlediska může ušetřit spoustu financí.

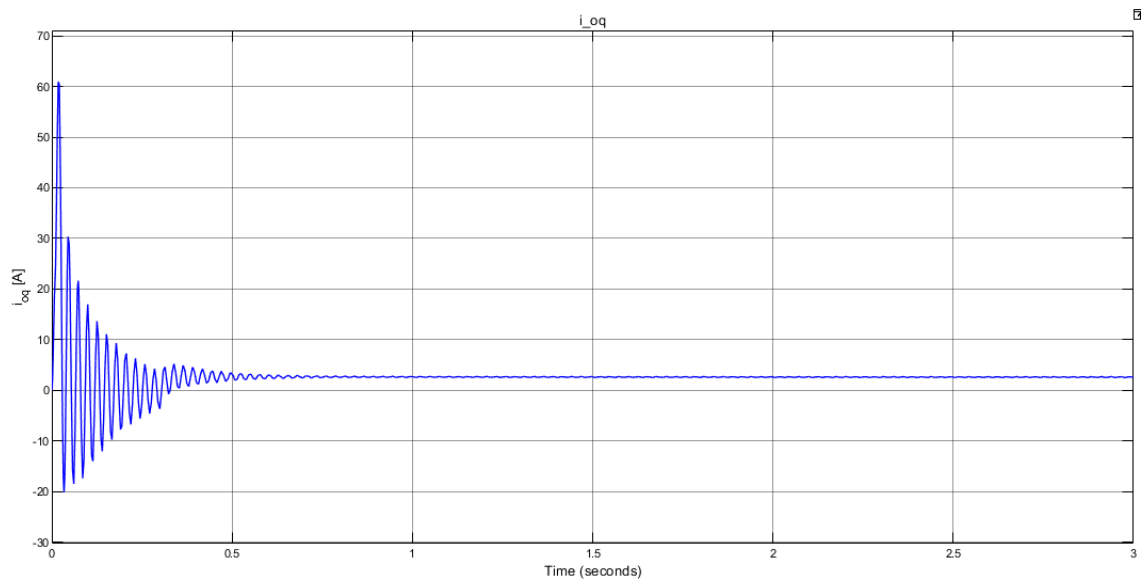
8.2.2 Druhá varianta PMSM

Tento motor má mnohem menší satorový odpor a také ztráty v železe jsou mnohem menší, zátěžný moment nám dosahuje pouze hodnoty 1,67 Nm (u první varianty 12 Nm). Z parametrů konstrukce motoru by měla vyjít účinnost větší než u první varianty.

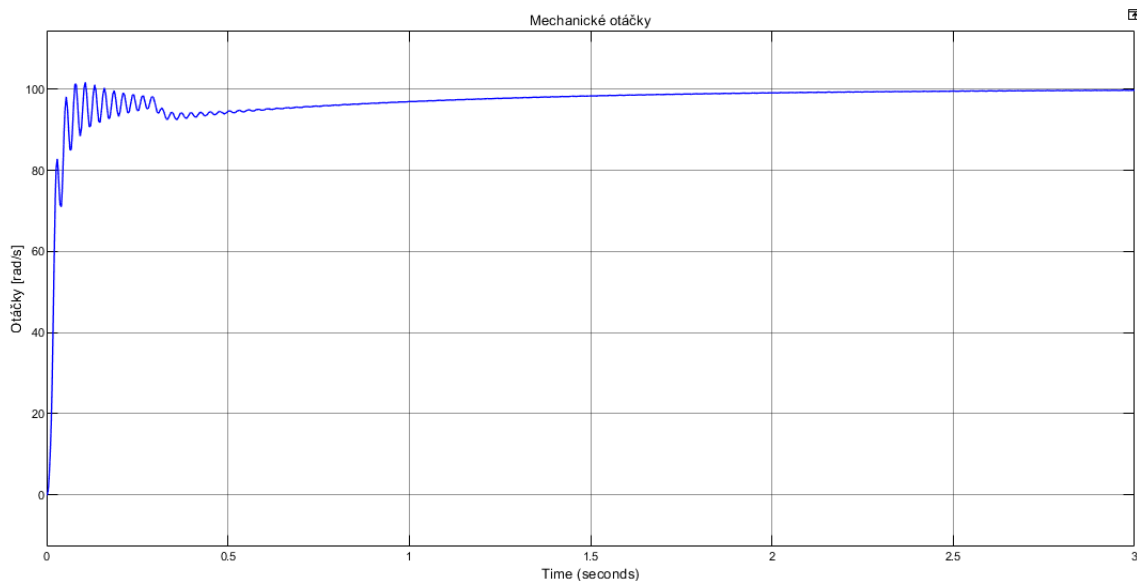
V první části řídíme proud i_{od} na nulu:



Obrázek 8.10: Průběh proudu i_{od} (řízení i_{od} na nulu)



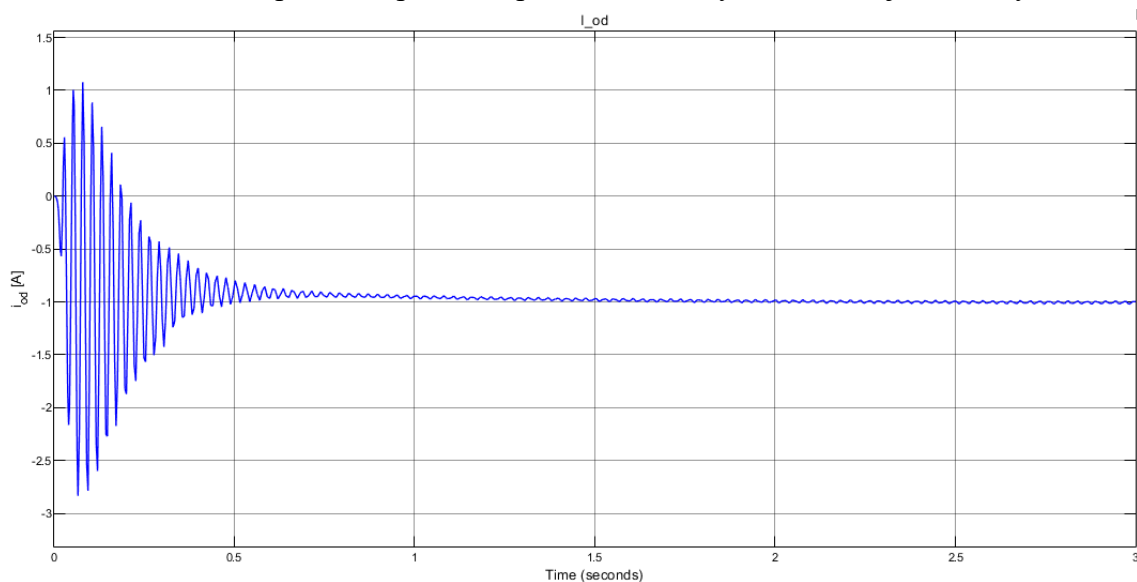
Obrázek 8.11: Průběh proudu i_{oq} (řízení i_{od} na nulu)



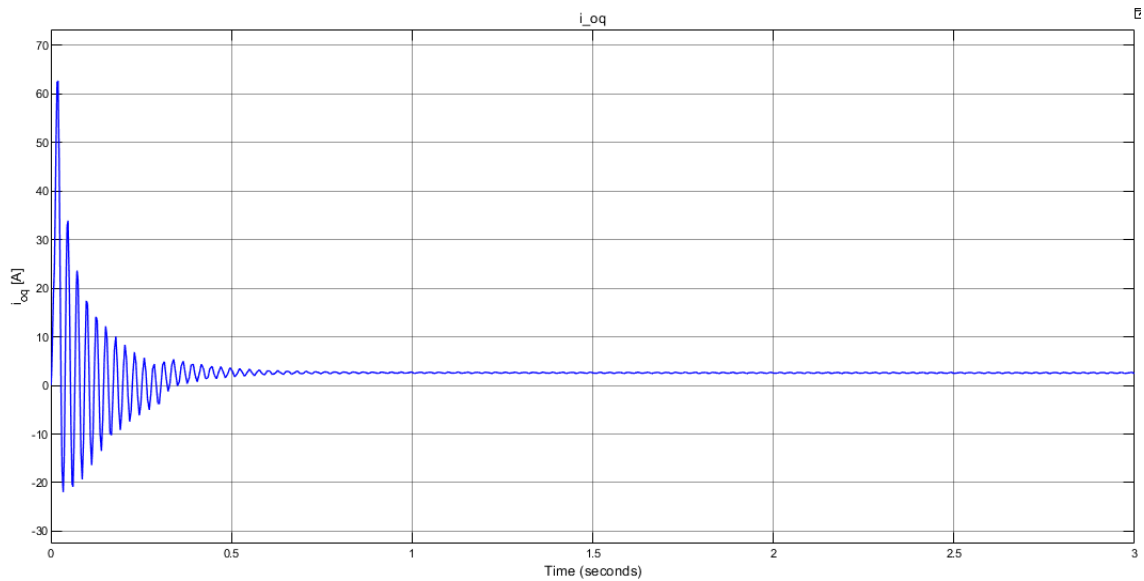
Obrázek 8.12: Průběh mechanických otáček (řízení i_{od} na nulu)

Průběhy proudů se nám opět ustáli do 1s. Průběh otáček je v tomto případě o trochu pomalejší a na požadovanou hodnotu 100 rad/s se dostane až po 2,5s. Pokles otáček je v tomto případě o dost menší než u první varianty PMSM. Účinnost dosáhla hodnoty 95,73 %.

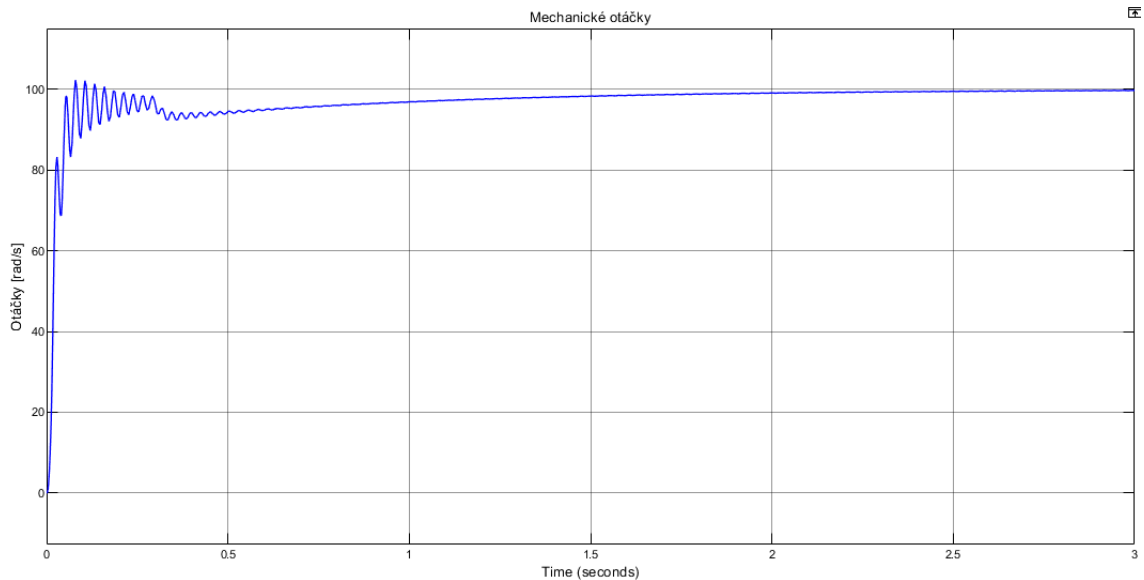
V druhé části řídíme proud i_{od} pomocí optimalizace, tedy minimalizujeme ztráty PMSM:



Obrázek 8.13: Průběh proudu i_{od} (řízení i_{od} pomocí optimalizace)



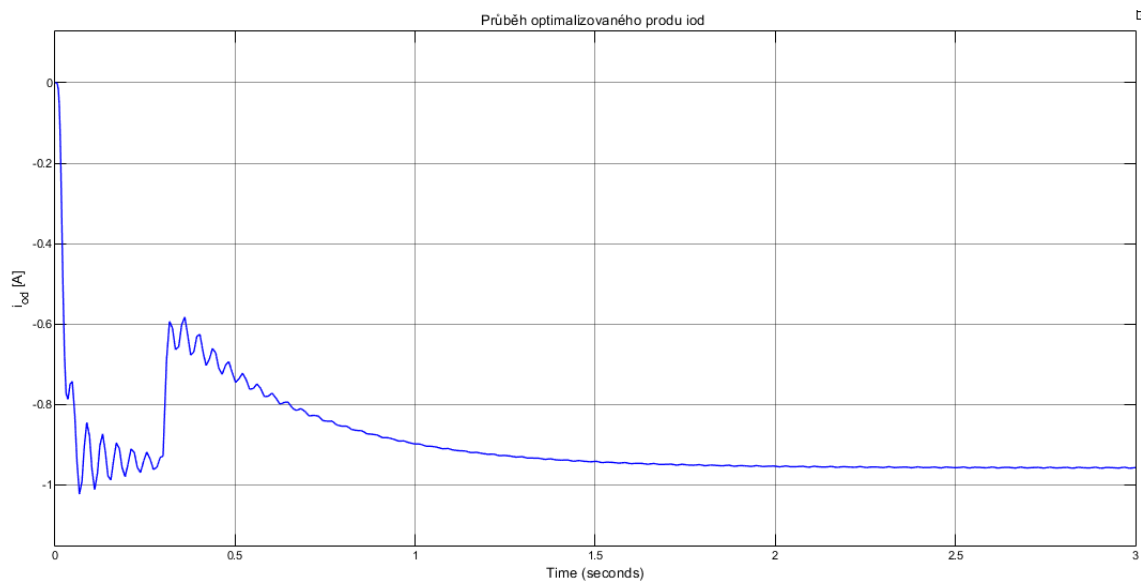
Obrázek 8.14: Průběh proudu i_{oq} (řízení i_{od} pomocí optimalizace)



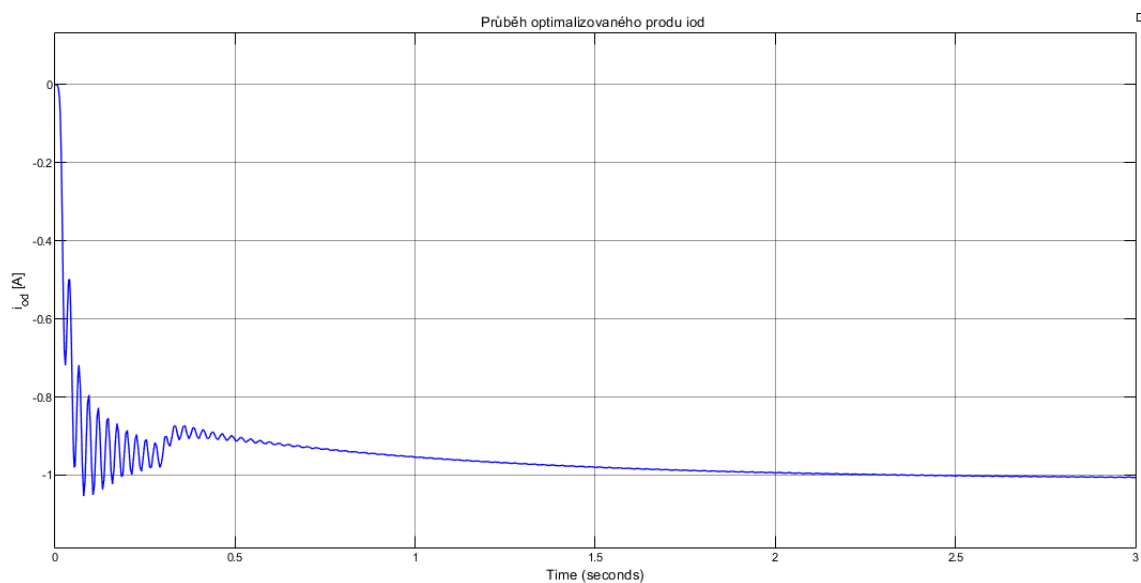
Obrázek 8.15: Průběh mechanických otáček (řízení i_{od} pomocí optimalizace)

Opět se průběhy proudu i_{oq} a průběh otáček nezměnily, ale vidíme změnu v průběhu proudu i_{od} , který je po 1,5s ustálen na hodnotě, která byla vypočítaná pomocí optimalizace. Účinnost dosáhla hodnoty 97,8 %. V tomto případě jsme dosáhli velikého zlepšení účinnosti při využití optimalizace. Účinnost se zlepšila o 2,07 %, což už může výrazně ovlivnit provozní náklady na motory.

Na obrázcích 8.16 a 8.17 máme průběhy proudů i_{od} (první a druhá varianta PMSM), které jsou počítány pomocí bloku optimalizace a následně je na tyto hodnoty řízená daná varianta PMSM.

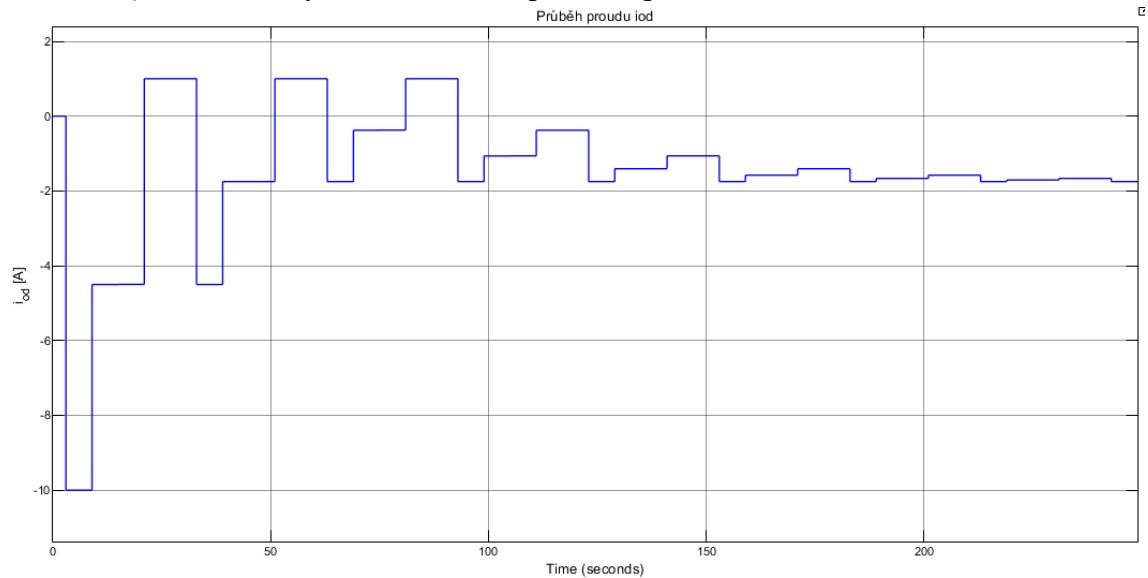


Obrázek 8.16: Průběh optimalizovaného proudu i_{od} (první varianta PMSM)



Obrázek 8.17: Průběh optimalizovaného proudu i_{od} (druhá varianta PMSM)

Poslední simulovanou částí bylo online řízení d složky proudu. Byl použit algoritmus (LMA) popsáný v podkapitole 7.3. LMA byl implementován pomocí s-funkce. Funkce postupně řídí proud podle vypočtených ztrát a snaží se ho nastavit tak, aby byly ztráty co nejmenší. U simulace, kdy se proud řídí na nulu a u klasické optimalizace podle rovnice (7.10), byl čas simulace nastaven na hodnotu 10 s. U LMA byla doba simulace nastavena na 250 s (u této hodnoty se nám ustálil optimální proud i_{od}).



Obrázek 8.18: Průběh proudu i_{od} (při řízení pomocí LMA)

Na obrázku 8.18 vidíme postupné změny proudu i_{od} , který dostáváme z LMA. Proud se nám ustálí na hodnotě cca -1.7, při této hodnotě účinnost vychází 90,88 %. Takže jsme dosáhli výrazného zlepšení oproti řízení proudu na nulu, ale také je zlepšení účinnosti oproti klasické optimalizace. LMA byl testován na první variantě PMSM.

9. ZÁVĚR

V této práci byl vytvořen matematický model synchronního motoru s permanentními magnety včetně ztrát v prostředí Matlab-Simulink. K modelu PMSM je uděláno vektorově orientované řízení, které se skládá z PI regulátoru pro proudy d-q složek a pro otáčky. Jsou zpracovány dvě varianty. První, kdy se řídí proud d složky na nulu, a druhá varianta, kdy se řídí pomocí optimalizace ztrát. Pro simulaci byly použity dvě varianty PMSM. Výsledky simulací vidíme na obrázcích 8.4 až 8.15. Vždy jsou zobrazeny průběhy proudu d-q složek pro dané řízení a také průběh otáček pro dané řízení. U obou variant PMSM je porovnávána účinnost při použití optimalizace nebo nikoliv. V první variantě účinnost vyšla 90,13 % a po aktivaci optimalizace, která nám určuje optimální hodnotu proudu d složky, na kterou následně řídíme, vyšla účinnost 90,4 %. Máme tedy zlepšení výkonu PMSM o 0,27 %. Ve druhé variantě byla účinnost při řízení na nulu 95,73 % a s optimalizací 97,8 %. Zlepšila se o 2,07 %. Účinnost druhého PMSM je větší už ze základu z důvodu menších hodnot ztrátových odporů a také je menší zátěžný moment a méně pólových dvojic. Byl také implementován algoritmus pro online minimalizaci ztrát (LMA). Jeho výsledek je vidět na obrázku 8.18. LMA se ukázal jako nejlepší možnost pro optimalizaci ztrát, kdy při jeho použití se účinnost zlepšila o 0,75 % oproti řízení d složky proudu na nulu, a o 0,48 % oproti řízení pomocí klasické optimalizace podle rovnice (7.10).

LITERATURA

- [1] Čaha, Z., Černý, M.: Elektrické pohony, SNTL Praha, 1990
- [2] PETRUŠKA, Lubomír. Model synchronního motoru. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2008. Vedoucí práce Ing. Libor Veselý. [online] [cit. 2022-01-02]. Dostupné z: https://www.vut.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=7398
- [3] Synchronous motor. Wikipedia: the free encyclopedia [online]. San Francisco (CA): Wikimedia Foundation, 2001- [online] [cit. 2022-01-02]. Dostupné z: https://en.wikipedia.org/wiki/Synchronous_motor
- [4] Guo, H.; Ding, Q.; Song, Y.; Tang, H.; Wang, L.; Zhao, J. Predicting Temperature of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Deep Neural Network [online]. Energies 2020, 13, 4782. [online] [cit. 2022-01-02] Dostupné z: <https://doi.org/10.3390/en13184782>
- [5] HRNČÁREK, M. Moderní struktury řízení servosystémů se střídavými pohony. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010. Vedoucí diplomové práce doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D. [online] [cit. 2022-01-02]. Dostupné z: https://www.vut.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=27415
- [6] Lepka J, Stekl P.: 3-Phase AC Induction Motor Vector Control Using a 56F80x, 56F8100 or 56F8300 Device, [online]. [cit. 2022-01-02]]. Dostupné z: <https://www.nxp.com/docs/en/application-note/AN1930.pdf>
- [7] PETRUŠKA, L.: Simulace řídicích struktur elektromechanických systémů. Diplomová práce. FEKT VUT v Brně, 2010. [online] [cit. 2022-01-02]. Dostupné z: https://www.vut.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=27372
- [8] C. Dutta and S. M. Tripathi, "Comparison between conventional and loss d-q model of PMSM," 2016 International Conference on Emerging Trends in Electrical Electronics & Sustainable Energy Systems (ICETEESES), 2016, pp. 256-260, doi: 10.1109/ICETEESES.2016.7581370. [online] [cit. 2022-05-14] Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7581370>
- [9] L. Vido and S. Le Ballois, "A simple method for optimal control of PMSM with loss minimization including copper loss and iron loss," 2017 Twelfth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER), 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/EVER.2017.7935933. [online] [cit. 2022-05-14] Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7935933>

- [10] T. Senjyu, N. Urasaki and K. Uezato, "Influence of stator iron loss in flux weakening region for interior PMSM," 1998 International Conference on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1998. Proceedings., 1998, pp. 20-25 Vol.1, doi: 10.1109/PEDES.1998.1329984. [online] [cit. 2022-05-14] Dostupné z:
<https://ieeexplore.ieee.org/document/1329984>
- [11] KOZUBÍK, Michal Metody anti-windup při řízení lineárních dynamických systémů: bakalářská práce. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav automatizace a měřicí techniky, 2017. 55 s. Vedoucí práce byl prof. Ing. Pavel Václavek, Ph.D. [online] [cit. 2022-05-14] Dostupné z:
https://www.vut.cz/studenti/zav-prace?zp_id=102754
- [12] P. Václavek, P. Blaha, Interior permanent magnet synchronous machine field weakening control strategy - the analytical solution, 2008 SICE Annual Conference, 2008, pp. 753-757, doi: 10.1109/SICE.2008.4654756. [online]. [cit. 2022-01-02]]. Dostupné z:
<https://ieeexplore.ieee.org/document/4654756>
- [13] Dominguez, Xavier. Vector Control for an Interior Permanent Magnet Synchronous Machine with Maximum Torque per Ampere Strategy. Revista Politécnica. 35. 2015. [online]. [cit. 2022-01-02]. Dostupné z:
https://www.researchgate.net/publication/279980235_Vector_Control_for_an_Interior_Permanent_Magnet_Synchronous_Machine_with_Maximum_Torque_per_Ampere_Strategy
- [14] Morimoto, S.: Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 41 (5), 1994. [online]. [cit. 2022-01-02]]. [online] [cit. 2022-05-14] Dostupné z:
<https://ieeexplore.ieee.org/document/315269>
- [15] Xing Shaobang and Luo Yinsheng, "PMSM twelve sectors DTC system with minimum iron loss," 2011 International Conference on Electric Information and Control Engineering, 2011, pp. 1542-1545, doi: 10.1109/ICEICE.2011.5777657. [online] [cit. 2022-05-14] Dostupné z:
<https://ieeexplore.ieee.org/document/5777657>
- [16] S. Vaez, V. I. John and M. A. Rahman, "An on-line loss minimization controller for interior permanent magnet motor drives," in IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, no. 4, pp. 1435-1440, Dec. 1999, doi: 10.1109/60.815086. [online] [cit. 2022-05-14] Dostupné z:
<https://ieeexplore.ieee.org/document/815086>

- [17] C. Cavallaro, A. O. Di Tommaso, R. Miceli, A. Raciti, G. R. Galluzzo and M. Trapanese, "Efficiency enhancement of permanent-magnet synchronous motor drives by online loss minimization approaches," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 52, no. 4, pp. 1153-1160, Aug. 2005, doi: 10.1109/TIE.2005.851595. [online] [cit. 2022-05-14] Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1490706>

SEZNAM PŘÍLOH

Příloha 1: CD

Obsah CD:

- Matlab script pro nastavení hodnot pro simulaci PMSM
- Model PMSM s řízením v prostředí Matlab-Simulink
- Matlab s-funkce pro LMA
- Tato práce ve formátu PDF