TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

ELEKTRICKÉ POHONY PRO DYNAMICKY NÁROČNÉ APLIKACE

AUTOREFERÁT DISERTAČNÍ PRÁCE

2006 **MARTIN DIBLÍK**

Název:	Elektrické pohony pro dynamicky náročné aplikace
Autor:	Ing. Martin Diblík
Studijní program:	2612V Elektrotechnika a informatika
Studijní obor:	2612V045 Technická kybernetika
Pracoviště:	Katedra elektrotechniky
	Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií
	Technická univerzita v Liberci
Školitel:	Doc. Ing. Pavel Rydlo, Ph.D.
Školitel specialista:	Dr. Ing. Jan Podrapský,
	Siemens s.r.o, Evropská 33a, 160 00 Praha 6
Sazba:	OpenOffice.org 2.0.4
Vydání:	první
Náklad:	25 výtisků

© Ing. Martin Diblík, 2007

TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI
Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií

Studijní program: 2612V – Elektrotechnika a informatika

Studijní obor: 2612V045 – Technická kybernetika

Elektrické pohony pro dynamicky náročné aplikace

Electric drives for high-dynamics applications

Autoreferát disertační práce

Pracoviště: Katedra elektrotechniky
Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií
Technická univerzita v Liberci
Hálková 6
416 17 Liberec

Autor: Ing. Martin Diblík
Vedoucí disertační práce: Doc. Ing. Pavel Rydlo, Ph.D.

Rozsah práce: 122 stran textu
117 obrázků
3 tabulky
2 strany příloh
1 CD

Liberec 31.10.2006 **Ing. Martin Diblík**

S disertační prací je možno se seznámit na děkanátu FM TU v Liberci,
Hálkova ulice č. 3, budova B, tel.: 485 353 110

Elektrické pohony pro dynamicky náročné aplikace
Autoreferát disertační práce

Anotace

Hlavním tématem této disertace jsou způsoby a metody, které vedou ke zlepšení dynamických vlastností elektrických pohonů. Práce se zaměřuje především na řízené elektrické pohony vybavené synchronními elektromotory s permanentními magnety v rotoru (PMSM), které se využívají v aplikacích vyžadujících přesné řízení rychlosti a polohy. Použití zkoumaných metod na el. pohon průtahového ústrojí mykacího stroje by mělo vést ke zlepšení dynamických vlastností tohoto mechatronického uzlu.

V úvodní části jsou popsány celkem tři matematické modely PMSM, které se dají použít pro studium vlastností těchto elektrických strojů. Parametry modelu byly nastaveny podle reálného servomotoru, který se nachází v laboratořích katedry. Uvedené matematické modely jsou začleněny do klasické kaskádní regulační struktury, přičemž parametry proudového a otáčkového regulátoru byly nastaveny tak, aby odezvy simulačního modelu byly srovnatelné s chováním reálného servopohonu.

Dále práce rozebírá vliv nastavení parametrů řídící jednotky servopohonu a parametrů jednotlivých regulátorů na rychlost a kvalitu odezvy rychlostní regulační smyčky. Jsou ověřeny klasické metody optimálního nastavení PI regulátoru známé z teorie automatického řízení. Významná část je věnována studiu vlastností proudové dopředné vazby. Na jednoduchém matematickém modelu je demonstrován výpočet optimálního nastavení zesílení této vazby, pro složitější modely již výpočet selhává a optimálního nastavení je docíleno vyhodnocením série simulačních experimentů.

V práci je věnován prostor i méně obvyklé regulační struktuře, jejímž jádrem je referenční model. Pomocí parametrů tohoto modelu se definuje požadované chování regulované soustavy, přičemž velikost stavové odchylky mezi modelem a soustavou je použita k výpočtu kompenzační veličiny. Způsob výpočtu této veličiny je založen na II. Ljapunovově metodě.

Závěrečná část práce popisuje aplikaci servopohonu pro regulaci rychlosti průtažného ústrojí mykacího stroje. Je zde uveden matematický model tohoto textilního výrobního procesu a simulačně zkoumán vliv omezené dynamiky servopohonu na kvalitu výsledného produktu – velikost hmotné nestejnoměrnosti textilního pramene. Aplikací výše uvedených metod je tak docíleno zvýšení kvality produktu

Klíčová slova:

elektrický regulovaný pohon, synchronní motor s permanentními magnety v rotoru, dynamika, průtažné ústrojí, regulace průtahu

Annotation

Techniques and procedures to improve dynamic responses of electric drives are the main topic of this Ph.D. thesis. The work is focused on controlled electric drives equipped with synchronous machines with permanent magnets in rotor (PMSM). These machines are used in industry branch that need precise control of speed and position (e.g. machine cutting). Application of these procedures on el. drive in draft mechanism of carding machine should result in improvement of dynamic characteristics of this mechatronics node.

The opening part describes three mathematical models of PMSM that are convenient to study PMSM characteristics. Model's parameters are set up in accordance with real PMSM from department laboratory. Presented models are integrated into standard cascade control structure with PI controllers of current and speed. It's parameters are set up to obtain similar step and frequency responses of model and real servodrive.

Effect of control unit settings and speed controller settings on servodrive speed response is investigated in the further part of thesis. There are verified common methods of optimal controller adjustment known from theory of automatic control. Significant place is dedicated to study current feedforward characteristics. Analytic calculation of this feedforward optimal gain is demonstrated with an aid of simple PMSM mathematical model. The calculation fails if more complex PMSM model is used and the optimal adjustment is achieved by simulation experiment.

Next part of thesis deals with less-usual control structure. Its core consists of the reference model. Requested behaviour of plant (real servodrive) is prescribed by parameter setting of this model. State-space values difference between model and plat is used to calculace the compensating value. The calculation is based on the II. Lyapunov theorem of dynamic system stability.

Final part describes PMSM servodrive application to control the speed of carding machine draft device. Mathematical model of this device is described and the influence of servodrive limited dynamics on quality of final textile product is investigated. The quality of output product is described by sliver mass irregularity. Above mentioned methods leads into quality increase of sliver in consequence.

Keywords:

electric controlled drive, synchronous machines with permanent magnets in rotor, dynamics, draft device, draft control

Obsah

Anotace **III**

Annotation **IV**

Seznam použitích symbolů **VII**

Seznam zkratek a značek **X**

1 Úvod **11**
1.1 Současný stav oboru....12
1.2 Cíle disertační práce....13

2 Použité matematické modely **15**
2.1 Základní vlastnosti synchronních strojů....15
2.2 Náhradní schéma PMSM....16
2.3 DQ model PMSM....16
2.4 Trojfázový model PMSM....18
2.5 Zjednodušený model PMSM....19

3 Regulační struktury el. pohonů **21**
3.1.1 Vektorové řízení PMSM....22
3.2 Regulační obvod – návrh a specifika elektrických regulovaných pohonů....22
3.2.1 Možné úpravy a jejich zhodnocení....24

4 Verifikace použitých matematických modelů **25**
4.1 Popis experimentálního pracoviště....25
4.2 Postup verifikace matematických modelů....25
4.3 Porovnání odezev jednotlivých matematických modelů a reálného servopohonu....26
4.3.1 Závěry verifikace....26

5 Postupy zvyšování dynamiky **29**
5.1 Nastavení řídící jednotky....29
5.1.1 Nastavení proudového regulátoru....29
5.1.2 Nastavení otáčkového regulátoru....30
5.2 Dopředné vazby – feedforward....31
5.3 Řídící struktury s referenčním modelem....32

6 Pohon průtahového ústrojí mykacího stroje **35**
6.1 Model regulace průtahu....36

7 Shrnutí a závěr **39**

Seznam použité literatury **42**

Přehled publikovaných prací **43**

Seznam použitích symbolů

Symbol	Jednotka	Popis
A		matice dynamiky stavového popisu systému
$A(\omega)$		amplituda frekvenční charakteristiky
B		matice vstupů stavového popisu systému
B	T	vektor magnetické indukce
C		matice výstupů stavového popisu systému
CV	%	kvadratická hmotná nestejnoměrnost
CV_{ef}	%	efektivní kvadratická hmotná nestejnoměrnost
CV_{lim}	%	limitní kvadratická hmotná nestejnoměrnost
d	m	průměr
d_1	tex	vstupní jemnost textilního délkového produktu
d_2	tex	výstupní jemnost textilního délkového produktu
e		vektor odchylek stavových veličin
E	$V.m^{-1}$	vektor intenzity elektrického pole
f	Hz	frekvence
F	N	vektor síly
F	N	síla
f_{BW}	Hz	šířka propustného frekvenčního pásma
$F_I(s)$		obrazový přenos mezi vstupním napětím a výstupním proudem mat. modelu elektromotoru
$F_o(s)$		obrazový přenos otevřené regulační smyčky
f_{sw}	Hz	spínací frekvence PWM
$G(s)$		obrazový přenos obecného systému
$G_d(s)$		obrazový přenos modelu průtahu v závislosti na vstupní jemnosti
$G_u(s)$		obrazový přenos modelu průtahu v závislosti na výstupní rychlosti
i	A	okamžitá hodnota proudu
I_0	A	amplituda proudu
$\mathbf{I}_1$	A	prostorový vektor statorového proudu
i_d	A	složka proudu ve směru osy d
i_q	A	složka proudu ve směru osy q

Symbol	Jednotka	Popis
i_{sd}	A	složka proudu statorového vinutí ve směru osy d
I_{Smax}	A	maximální proud statorovým vinutím motoru
i_{sq}	A	složka proudu statorového vinutí ve směru osy q
j		imaginární jednotka
J	kg.m^2	moment setrvačnosti
J_k		kvadratické integrální kritérium regulace
k		kompenzační vektor
K_E	V.s	napěťová konstanta elektromotoru
K_M	Nm.A^{-1}	momentová konstanta elektromotoru
K_P	V/A	proporcionální zesílení regulátoru otáček
K_{PI}	V/A	proporcionální zesílení regulátoru proudu
K_v		zesílení polohového regulátoru
K_w		velikost zesílení proudové dopředné vazby
l	m	délka vodiče
L	m	vzdálenost válečků průtažného ústrojí
$L(\omega)$	dB	amplituda frekvenční charakteristiky
L_d	H	indukčnost statorového vinutí ve směru d-osy
l_{max}	m	maximální délka jednotlivých vláken
L_q	H	indukčnost statorového vinutí ve směru q-osy
L_s	H	indukčnost statorového vinutí
m	kg	hmotnost
M_i	Nm	vnitřní moment elektromotoru
M_L	Nm	zátěžný moment
M_z	Nm	zátěžný moment
n	ot.min^{-1}	otáčky
n_s	ot.min^{-1}	synchronní otáčky
p		počet pólů elektromotoru
P		průtah
P		matice Ljapunovova regulátoru
p_p		počet pólových dvojic elektromotoru

Symbol	Jednotka	Popis
$\mathbf{Q}$		matice zesílení odchylek Ljapunovova regulátoru
R_c	Ω	činný odpor zahrnující ztráty ve statoru a rotoru
$R_I(s)$		obrazový přenos regulátoru proudu
$R_n(s)$		obrazový přenos regulátoru otáček
R_s	Ω	činný odpor statorového vinutí
$R_\varphi(s)$		obrazový přenos regulátoru polohy
T	tex	jemnost textilního délkového produktu
T	s	perioda
T_N	s	integrační časová konstanta regulátoru otáček
T_{NI}	s	integrační časová konstanta regulátoru proudu
$\mathbf{U_1}$	V	vektor statorového napětí
U_E	V	střední hodnota indukovaného napětí
u_i	V	indukované napětí
U_i	V	střední hodnota indukovaného napětí
U_s	V	napájecí napětí statorového vinutí
v	$m.s^{-1}$	rychlost
V		Ljapunovova funkce
$\mathbf{x}$		vektor stavových veličin
$\boldsymbol{\beta}$		matice integračního zesílení Ljap. regulátoru
$\boldsymbol{\delta}$		matice proporcionálního zesílení Ljap. regulátoru
τ	s	dopravní zpoždění
τ_E	s	elektrická časová konstanta
τ_M	s	mechanická časová konstanta
φ	rad	fázový posun, elektrický úhel
Φ	Wb	magnetický tok
Φ_F	Wb	magnetický tok permanentních magnetů
φ_m	rad	mechanický úhel
Ψ	Wb	spřažený magnetický tok
$\boldsymbol{\Psi_1}$	Wb	vektor spřaženého magnetického toku statoru
ω	$rad.s^{-1}$	úhlová frekvence, úhlová rychlost elektrická

Symbol	Jednotka	Popis
ω_{act}	rad.s^{-1}	skutečná hodnota úhlové rychlosti
ω_k	rad.s^{-1}	úhlová rychlost souřadného systému $\alpha\beta$
ω_m	rad.s^{-1}	úhlová rychlost mechanická (rotorová)
ω_{set}	rad.s^{-1}	žádaná hodnota úhlové rychlosti
ϑ	rad	úhel natočení rotoru

Seznam zkratek a značek

A	Ampérmetr
AC	Střídavý proud
ASM	Asynchronní elektromotor
DC	Stejnosměrný proud
HSC	Vysokorychlostní obráběni
MC	Motion Control
MDMC	Siemens Materdrives MotionControl
MM	Siemens Micromaster
OM	Metoda optimálního modulu
PI	Proporcionální a integrační složka
PID	Proporcionální, integrační a derivační složka
PRBS	Pseudonáhodná binární posloupnost
PWM	Pulsně-šířková modulace
SM	Synchronní elektromotor
SMPM	Synchronní elektromotor s permanentními magnety v rotoru
USS	Universal Serial Interface Protocol
V	Voltmetr
VC	Vector Control
ZN	Metoda podle Zieglera a Nicholse

1 Úvod

Po značnou část 20. století se většina střídavých elektrických pohonů používala v režimu konstantní rychlosti. I dnes najdeme stroje a aplikace, jejichž pohony pracují na rychlostech daných frekvencí napájecí sítě. Ovšem činnost mnoha stojů bývá efektivnější, pokud jejich pohony pracují ve vhodných otáčkách, které jsou od otáček daných frekvencí napájecí sítě odlišné. Příkladem mohou být ventilátory, čerpadla, kompresory atd...

Zároveň existuje celá řada aplikací, které se bez pohonů s proměnnou rychlostí nedají používat. Do této kategorie spadá celá oblast obráběcích strojů, robotika, manipulační technika a mnoho dalších. Výše uvedené podněty postupem času vedly k hromadnému nahrazování jednorychlostních pohonů za pohony s regulovatelnou rychlostí.

Uvádí se, že 70% veškeré elektrické energie se v rozvinutém světě přeměňuje na energii mechanickou. V současnosti se mnoho úsilí věnuje na výzkum a vývoj v oblasti řízených elektrických pohonů, protože zvýšení efektivity systémů a strojů, které k řízení pohybu využívají el. pohony tak může vést k výrazným úsporám energie.

Základním požadavkem dnešní průmyslové výroby je efektivita. Ať již v oblasti lidské činnosti, kde je cílem zvýšení produktivity práce jedince, tak i v oblasti činnosti výrobních systémů. I zde se vyžaduje stále vyšší a vyšší produktivita, které se dosahuje mj. zvyšováním produkčních rychlostí strojů a zvyšováním spolehlivosti systémů.

Na první pohled se zdá, že zvyšování produkčních rychlostí strojů, které s sebou logicky přináší i zvýšení spotřeby energie je v rozporu s původním požadavkem zvýšení efektivity využívání energie. Ukazuje se, že problém není tak jednoduchý a jeho zhodnocení je úzce spjato s konkrétním použitím pohonu nebo s konkrétní technologií výroby.

Příkladem může být proces snižování hmotné nerovnoměrnosti textilního pramene, který se realizuje tzv. průtahem na výstupu mykacího stroje. Dříve se zvyšování rovnoměrnosti provádělo sdružováním více pramenů do jednoho a jeho opakovaným protahováním, čímž se případné nerovnoměrnosti jednotlivých pramenů vpodstatě zprůměrovaly. Moderní průtažná zařízení využívají možnosti měnit velikost průtahu podle okamžité nerovnoměrnosti pramene, který do zařízení vstupuje. Okamžitá velikost průtahu se realizuje zvýšením nebo snížením rychlosti odtahovacích válečků, které pohání řízený el. pohon. Ten musí vykazovat co největší dynamiku, aby bylo možné eliminovat i krátkodobé změny nerovnoměrnosti pramene. Tento požadavek přináší zvýšení energetických nároků stroje, které jsou ovšem v porovnání s původním způsobem protahování menší. Nelze opomenout ani snížení časové náročnosti procesu.

Tato disertační práce se zabývá právě možnostmi zvyšování dynamiky řízených elektrických pohonů, které přináší současné poznání v oblasti regulační techniky a algoritmů řízení. Na konkrétním případu textilního stroje je ukázáno použití moderního střídavého elektrického pohonu a provedena analýza případných postupů, které by mohly zvýšit kvalitu produkce tohoto stroje.

1.1 Současný stav oboru

Hlavní doménou elektrických pohonů s vysokou dynamikou byla a je především oblast obráběcího průmyslu. Při konstrukci obráběcích strojů se takové pohony používají pro vřetena a pohony jednotlivých pracovních os stroje. Díky požadavku na zvyšování řezných rychlostí v souvislosti s přechodem k vysokorychlostnímu obrábění (HSC) se rotační servomotory zejména posuvových os nahrazují lineárními synchronními servomotory, které díky absenci vložených převodů dosahují vyšších zrychlení a rychlostí než srovnatelné rotační pohony.

Další oblast použití servopohonů s vysokou dynamikou představuje papírenský, tiskařský a balicí průmysl. Zde se požadavek na variabilitu strojů projevuje v používání větších počtů servopohonů k řízení jednotlivých válců či mechanismů stroje. Původně pevná mechanická vazba mezi pracovními mechanismy se postupně nahrazuje elektronickou vazbou, která zaručuje snadnou a především rychlou změnu parametrů výroby.

Vysoce dynamické servopohony se začínají uplatňovat i v „netradičních“ oborech, mezi které patří textilní průmysl. Základní příčinou je požadavek na zvyšování rychlosti výroby při současném zachování nebo zlepšení kvality produkce. Příkladem takového procesu je např. průtah, zmiňovaný v úvodu práce.

Požadavky na stále vyšší dynamiku použitých servopohonů je možné řešit několika způsoby. Základní prostředek představuje změna konstrukce, zejména snížení momentu setrvačnosti stroje, při zachování ostatních výkonových parametrů. Dále je možné zlepšit dynamiku úpravou nebo použitím zcela nového způsobu řízení takového stroje, což představuje hlavní oblast, které je věnováno nejvíce výzkumné a vývojové činnosti. Teorie automatického řízení poskytuje celou řadu netradičních teoretických postupů a metod, které se postupně adaptují v oblasti řízení elektrických pohonů. Prosazení těchto inovativních způsobů řízení do průmyslové praxe zatím není nijak masové. Hlavní příčinu můžeme spatřovat v konzervativním přístupu světových výrobců elektrických pohonů a jisté nedůvěře, kterou tato

nově prezentovaná řešení vyvolávají.

Z hlediska algoritmů řízení střídavých elektrických pohonů se nejvíce používá vektorový způsob řízení v některé ze svých četných modifikací (naprostá většina výrobců). Alternativu nepříliš rozšířenou představuje přímé řízení momentu (jako příklad se uvádí firma ABB).

Regulační prvky použité v řídících strukturách jsou opět klasické – udržování požadované hodnoty proudu nebo otáček zajišťují PI (PID) regulátory nebo jejich varianty a regulační struktury jsou převážně kaskádové. Výrobci maximálně umožňují regulační strukturu nepatrně upravit, např použitím filtrů nebo technologických regulátorů, ovšem jejich vhodné nastavení již není triviální záležitost a je nutné provést např. experimentální měření nebo ověřit jejich použití matematickou simulací.

1.2 Cíle disertační práce

Pokud chceme využít standardních synchronních servopohonů a pokusit se vhodným způsobem jejich řízení zvýšit jejich dynamické vlastnosti, je nezbytně nutné vypracovat matematický model takového systému.

V odborné literatuře je již dlouhá léta uváděn tzv. DQ-model SMPM, který se používá při vektorovém řízení. Tento model je v práci použit a jeho chování se porovnává s nově uvedeným trojfázovým modelem, který popisuje Souček v [1]. Pro syntézu regulačních obvodů řízení a výpočet parametrů je použit jednoduchý model využívající analogie se stejnosměrným cize buzeným elektromotorem.

Důležitý krok dále představuje zjištění hodnot parametrů matematických modelů použitých v práci. V příloze disertační práce jsou popsány experimenty a měření konkrétních parametrů reálného servomotoru.

Všechny metody a postupy vedoucí ke zvýšení dynamiky servopohonu, které jsou v práci uvedeny by měly být experimentálně ověřeny na reálném servopohonu. Tento požadavek ovšem naráží na možnosti testovacího pracoviště, které je k tomuto účelu použito. Metody, které nebylo možné takto testovat byly alespoň simulovány.

Uvedené způsoby zvyšování dynamiky servopohonu by měly v budoucnu směřovat k praktické aplikace v oblasti textilních strojů. Z tohoto důvodu je v práci uveden i popis takové aplikace včetně matematického modelu, na kterém se vybrané postupy simulačné ověří. Práce se měla zaměřuje nejen na „klasické“ metody, jejichž výsledky můžeme ověřit v reálné praxi na pohonech se standardními řídícími jednotkami. Věnuje se i novým způsobům regulace, přestože jejich vlastnosti zatím není možné se

stávajícím vybavením ověřovat experimentálně. V této části práce se hodnotí i skutečnost, do jaké míry jsou tyto nové postupy řízení aplikovatelné ve stávajících řídících jednotkách elektrických pohonů.

2 Použité matematické modely

Pro účely disertační práce je nutné vytvořit matematické modely. Jedná se především o model synchronního motoru s permanentními magnety v rotoru, model řízení takového elektrického stroje a model poháněného strojního mechanismu - zátěže.

Způsoby matematického modelování elektrických strojů jsou dostatečně popsány v literatuře. Pro potřeby simulace se často používá model popsaný např. v [2] nebo [3], který vychází z matematického popisu synchronního stroje a využívá transformaci statorových souřadnic na rotorové (tzv. DQ-model). V některých případech se tento model rozšiřuje o člen představující ztráty reálného stroje, takové modely lze nalézt v [4], [5]).

Velmi detailní odvození a popis klasického DQ-modelu uvádí např. Sudhoff [6]. mj. se věnuje i identifikaci parametrů takového modelu. Zároveň představuje alternativní PMSM DQ-model, který k popisu závislosti proudů na přivedeném napětí definuje tzv. impedanční matici (místo odporu a indukčností).

Zajímavou alternativu k výše uvedeným DQ-modelům představuje model popsaný Součkem v [1], využívající analogie mezi stejnosměrným cize buzeným motorem a synchronním motorem s permanentními magnety v rotoru.

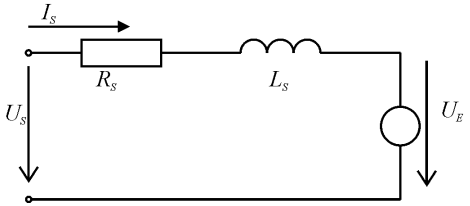
2.1 Základní vlastnosti synchronních strojů

Typické konstrukční uspořádání synchronního elektrického stroje popisují publikace zabývající se konstrukcí a vlastnostmi elektrických strojů (např. [7]). Stator synchronních strojů se skládá z trojfázového vinutí napájeného trojfázovým napětím. Průchod proudu jednotlivými vinutími má za následek vznik točivého magnetického pole. Rotor obsahuje jedno vinutí napájené stejnosměrným proudem přes kroužky rotoru. Takto vzniklé magnetické pole může být také nahrazeno použitím permanentních magnetů. Hovoříme pak o synchronním motoru s permanentními magnety v rotoru a často se označuje zkratkou SMPM nebo PMSM.

Synchronní motory s permanentními magnety v rotoru se používají hlavně v roli servomotorů pro pohon akčních členů, jejich výkon se pohybuje v řádu max. desítek kW. Díky absenci budícího vinutí odpadají budící ztráty a nutnost stejnosměrného zdroje budícího proudu. Rotor se nejčastěji konstruuje jako hladký, zásadní vliv na vlastnosti servomotoru má použitý materiál permanentních magnetů. Používají se materiály ze vzácných zemin (prvky ze skupiny lanthanoidů, samarium - Sm, neodym - Nd, praseodym - Pr atd.). Velmi často se používají magnety z materiálu Nd-Fe-B.

2.2 Náhradní schéma PMSM

Na obrázku 2.1 je znázorněno náhradní elektrické schéma synchronního elektromotoru s permanentními magnety. Jedná se o schéma jedné fáze, kde R_s značí odpor jedné fáze statorového vinutí, L_s jest indukčnost statorového vinutí. Otáčením rotoru, jehož permanentní magnety tvoří magnetické pole s mg. tokem Φ_F, se ve statoru indukuje elektrické napětí U_E, opačného smyslu než napájecí napětí U_S.



Obr. 2.1: Náhradní elektrické schéma synchronního elektromotoru s permanentními magnety v rotoru.

2.3 DQ model PMSM

Tento model je možné odvodit z modelu obecného synchronního stroje zavedením zjednodušujících předpokladů (především neexistence budícího a tlumícího vinutí na rotoru) s využitím [2]. Ke shodným výsledkům se dobereme, odvodíme-li model z náhradního elektrického schéma uvedeného v kapitole 2.2.

Rovnice a vztahy uvedené v dalším textu práce předpokládají tato zjednodušení:

- napájecí napětí má harmonický průběh.
- parametry statorového vinutí R a L jsou pro všechna vinutá stejné a konstantní.
- průběh magnetické indukce B ve vzduchové mezeře je konstantní
- magnetický obvod statoru je lineární a ztráty v železe zanedbáváváme
- indukované napětí U_i má harmonický tvar.

Pro uvedený elektrický obvod platí napěťová rovnice:

$$\boldsymbol{U}_1^S = R_a \cdot \boldsymbol{I}_1^S + \frac{d\,\boldsymbol{\Psi}_1^S}{dt} \tag{2.1}$$

kde horní index *S* značí proměnné definované ve statorovém souřadném systému.

Spřažený magnetický tok $\boldsymbol{\Psi}$ můžeme definovat jako:

$$\boldsymbol{\Psi}_1^S = \boldsymbol{\Phi}_F \cdot e^{j\vartheta} + L_1 \cdot \boldsymbol{I}_1^S \quad , \tag{2.2}$$

magnetický tok buzený permanentními magnety rotoru $\boldsymbol{\Phi}_F$ je zde převeden do statorových souřadnic. Obě rovnice můžeme převést do souřadného systému DQ, který se otáčí shodnou úhlovou rychlostí jako rotující magnetické pole:

$$\boldsymbol{U}_1^R = R_a \cdot \boldsymbol{I}_1^R + \frac{d\,\boldsymbol{\Psi}_1^R}{dt} + j\omega\,\boldsymbol{\Psi}_1^R \tag{2.3}$$

$$\boldsymbol{\Psi}_1^R = \boldsymbol{\Phi}_F + L_1 \cdot \boldsymbol{I}_1^R \tag{2.4}$$

Obvodové a tokové rovnice modelu rozepsané do složek pak mají tvar:

$$\begin{aligned} u_d &= R_a \cdot i_d + \frac{d\,\Psi_d}{dt} - \omega \cdot \Psi_q \\ \Psi_d &= L_d \cdot i_d + \Phi_F \end{aligned} \tag{2.5}$$

$$\begin{aligned} u_q &= R_a \cdot i_q + \frac{d\,\Psi_q}{dt} + \omega \cdot \Psi_d \\ \Psi_q &= L_q \cdot i_q \end{aligned} \tag{2.7}$$

Elektromagnetický moment motoru lze odvodit ze vztahu:

$$M_E = \frac{3}{2} p_P \cdot \mathrm{Im}\{\boldsymbol{\Psi}_1^* \cdot \boldsymbol{I}_1\} \tag{2.8}$$

z něhož po úpravě obdržíme:

$$M_E = \frac{3}{2} p_P (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) = \frac{3}{2} p_P [\Phi_F + (L_d - L_q) i_d] i_q \tag{2.9}$$

Součástí modelu je také mechanická rovnice :

$$J\frac{d\omega_m}{dt}=M_E-M_L \tag{2.10}$$

kde ω_m představuje mechanickou úhlovou rychlost rotoru a člen M_L značí zátěžný mechanický moment. Přepočet mezi mechanickou a elektrickou úhlovou rychlostí je dán počtem pólových dvojic p_P statorového vinutí.

2.4 Trojfázový model PMSM

Východiskem pro sestavení tohoto modelu je matematický model stejnosměrného elektromotoru s konstantním buzením, který lze popsat pomocí diferenciální rovnice pro obvod kotvy:

$$U_a=K_E\cdot\omega+R_a\cdot i_a+L_a\frac{di_a}{dt} \tag{2.11}$$

a mechanické diferenciální rovnice:

$$J\cdot\frac{d\omega}{dt}=K_M\cdot i_a-M_z \tag{2.12}$$

Trojfázový synchronní elektromotor můžeme považovat za tři shodné subsystémy, které se svým popisem podobají matematickému modelu stejnosměrného elektromotoru podle rovnice 2.11. Každý takový subsystém představuje jednu fázi statorového vinutí napájeného z jedné fáze trojfázového zdroje harmonického napětí. Výsledný účinek takového systému je ještě ovlivněn vzájemným natočením každého subsystému o elektrický úhel $2\pi/3$. Napěťové rovnice jednotlivých fází lze zapsat jako:

$$\begin{aligned}
U_A&=U_{EA}+RI_A+L\frac{dI_A}{dt}+L_{AB}\frac{dI_B}{dt}+L_{AC}\frac{dI_C}{dt}\\
U_B&=U_{EB}+RI_B+L\frac{dI_B}{dt}+L_{BA}\frac{dI_A}{dt}+L_{BC}\frac{dI_C}{dt}\\
U_C&=U_{EC}+RI_C+L\frac{dI_C}{dt}+L_{CA}\frac{dI_A}{dt}+L_{CB}\frac{dI_B}{dt}
\end{aligned} \tag{2.13}$$

kde U_{EX} je indukované napětí ve fázi X a L_{XY} představuje vzájemnou

indukčnost dvou fází X a Y. Napětí indukovaná v jednotlivých fázích statorového vinutí lze zapsat jako:

$$\begin{aligned} U_{EA} &= K_E \omega \sin\varphi \\ U_{EB} &= K_E \omega \sin(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ U_{EC} &= K_E \omega \sin(\varphi + \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \tag{2.14}$$

Vnitřní kroutící moment jednotlivých cívek vinutí elektromotoru je dán následujícími vztahy:

$$\begin{aligned} M_A &= K_F I_A \sin\varphi \\ M_B &= K_F I_B \sin(\varphi + \frac{2\pi}{3}) \\ M_C &= K_F I_C \sin(\varphi + \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \tag{2.15}$$

Výsledný moment je dán působením všech tří fází:

$$M = \frac{3}{2} \cdot \frac{U_0 K_F}{R} = \frac{3}{2} \cdot K_F I_0 = K_{FCELK} I_0 \tag{2.16}$$

kde $I_0 = U_0 / R$. Z 2.16 je zřejmé, že výsledný moment synchronního elektromotoru je 1,5krát větší než maximální moment vyvozený působením jedné cívky.

2.5 Zjednodušený model PMSM

Pro základní úvahy o vlastnostech elektrického pohonu a pro analýzu chování takového modelu začleněného do regulačních struktur je vhodné výše odvozený model zjednodušit. V podstatě původně střídavý trojfázový model tak přejde na „jednofázový“ stejnosměrný model, jehož rovnice jsou podobné modelu klasického DC motoru s cizím (konstantním) buzením.

Původní parametry modelu zůstávají zachovány, pouze velikost momentové konstanty musí být 1,5krát vyšší, aby byl zachován odpovídající moment stroje.

V následujícím textu budeme původní trojfázový model (podle kapitoly 3.4) vycházející z analogie se stejnosměrným motorem označovat termínem

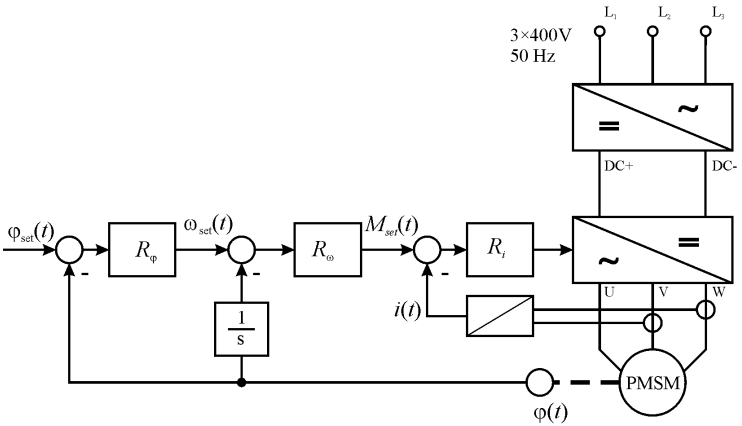
„plný model“, zde uvedenou jednofázovou variantu budeme dále nazývat jako *„zjednodušený model“*.

3 Regulační struktury el. pohonů

Matematický model libovolného elektrického motoru můžeme z hlediska zásad regulace považovat za systém, který má své vstupy a výstupy a jehož chování je v každém časovém okamžiku popsatelné jeho vnitřním stavem.

V našem případě lze za vstupní veličiny považovat elektrické napětí na svorkách vinutí stroje $u(t)$ a zátěžný moment $M_L(t)$, který můžeme považovat za poruchovou veličinu. Jako výstupní veličiny můžeme uvažovat mechanický točivý moment $M(t)$ na hřídeli stroje a úhlovou rychlost rotoru $\omega_m(t)$. Volba stavových veličin může být různá, nejčastěji to bývá proud vinutím stroje $i(t)$ a obě výstupní veličiny $M(t)$, $\omega_m(t)$.

U většiny řízených elektrických pohonů se používá kaskádní uspořádání regulačního obvodu. Ten je tvořen několika hierarchicky uspořádanými zpětnými vazbami (zpravidla dvě nebo tři), počet těchto zpětnovazebních smyček závisí na způsobu použití pohonu.



Obr. 3.1: Blokové schéma kaskádního regulačního obvodu pro polohovou regulaci. Zde na příkladu pohonu s PMSM.

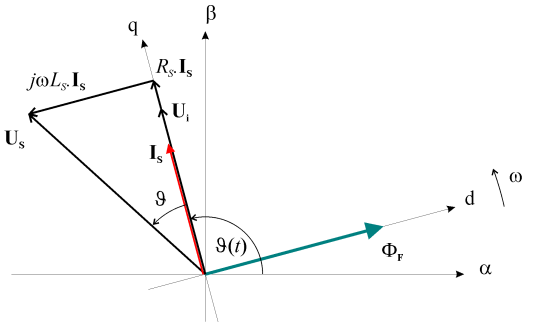
Základní zpětnou vazbu tvoří *proudová regulace*. Jejím úkolem je urychlit a zkvalitnit regulaci proudu. Standardně jsou elektrické regulované pohony využívány jako otáčkové, jejich hlavní regulovanou výstupní veličinu představuje rychlost $\omega_m(t)$. V případě servomotorů musí být *otáčková regulační smyčka* uzavřená a motor musí obsahovat snímač rychlosti hřídele. Hodnota skutečné rychlosti stroje se porovnává se zadáním,

regulační odchylka vstupuje do rychlostního regulátoru.

Rychlostní regulační smyčce se ještě nadřazuje *regulace polohová*. Regulovanou veličinu zde představuje úhel natočení rotoru stroje, obecně můžeme hovořit o poloze koncového bodu mechanismu, který je motorem poháněn.

3.1.1 Vektorové řízení PMSM

Řízení pohonů se synchronními motory je velmi podobné vektorovému řízení asynchronních elektromotorů. Regulace probíhá v rotorovém souřadném systému DQ (viz. obrázek 3.2), který se vzhledem k rotoru otáčí úhlovou rychlostí ω.



Obr. 3.2: Polohy fázorů při vektorovém řízení PMSM

Vektor magnetického toku permanentních magnetů $\boldsymbol{\Phi}_F$ je orientován ve směru osy d. Protože potřebný magnetický tok stroje je za normálních operačních podmínek motoru tvořen pouze tokem permanentních magnetů, složka I_d statorového proudu proudu je regulačním algoritmem udržována na nulové hodnotě. Tuto situaci zachycuje obrázek 3.2.

3.2 Regulační obvod – návrh a specifika elektrických regulovaných pohonů

Hlavním cílem při návrhu regulačního obvodu je dosažení a udržení určité kvality regulace požadované veličiny. V případě elektrických pohonů se často jedná o regulaci rychlosti nebo polohy. Postup syntézy obecného regulačního obvodu (tedy nejen elektrického pohonu) můžeme intuitivně

rozdělit do tří kroků:

Volba tvaru regulační struktury.

Tvar regulační struktury by měl respektovat zejména: požadavky na přesnost v ustáleném stavu a dynamické vlastnosti při působení řídící veličiny nebo poruchové veličiny.

V tomto kroku je uživatel elektrických řízených pohonů do značné míry limitován technickými a programovacími možnostmi řídící jednotky, kterou hodlá použít pro realizaci. Naštěstí je zhruba 95% všech aplikací el. pohonů takového rázu, že standardně nabízené řídící jednotky svými vlastnostmi a použitou regulační strukturou zcela vyhovují a není nutné regulační strukturu samotného pohonu zásadním způsobem měnit nebo upravovat (tím není myšleno např. naladění otáčkového regulátoru).

Špičkové řídící jednotky předních světových výrobců dovolují regulační struktury v omezené míře modifikovat. Mezi tyto úpravy patří např. použití předkorekčních signálů, frekvenčních filtrů, technologických regulátorů atd...

Nezbytným následujícím krokem je nastavení parametrů regulačních členů. Hodnoty těchto parametrů lze často nastavovat v širokém rozmezí, přičemž přijatelné intervaly jsou určeny především:

(a) stabilitou regulačního obvodu
(b) kvalitou regulace.

Zásadním požadavkem na vlastnost každého regulačního obvodu je jeho *stabilita*. Tato vlastnost regulačního obvodu se považuje často za samozřejmou, přestože v oblasti elektrických pohonů lze velmi snadno např. rychlostní pohon přivést na mez stability. Stabilitu definujeme polohou kořenů charakteristické rovnice regulačního obvodu, přičemž póly musí ležet v záporné komplexní polorovině. Vlivem změny parametrů regulačních prvků na stabilitu se zabývá kapitola 5.1.1 a 5.1.2. Pro získání přehledných závěrů bývá vhodné (a často i nezbytné) provádět určitá zjednodušení v regulační struktuře, např. nahrazování složitých vnitřních přenosů jednoduššími s podobnými vlastnostmi.

Požadavek *kvality regulace* již nelze definovat tak jednoznačně (dvoustavově) jako stabilitu regulačního obvodu a jeho interpretace je značně závislá na zvolených metodách a hlediscích. V případě elektrických pohonů, kde jsou téměř vždy použity standardní regulační prvky (P, PI, PID regulátory), lze požadovanou kvalitu docílit vhodným nastavením parametrů regulačních prvků, přičemž hodnoty těchto parametrů se musí pohybovat v intervalech získaných analýzou stability obvodu. Postupu nastavení parametrů regulátorů se věnuje celá řada metodik, které jsou rozpracovány v klasické automatizační literatuře a některé dále diskutovány.

Třetí krok v sobě zahrnuje splnění některých dalších požadavků a velmi úzce souvisí s předcházejícími kroky: cílová regulovaná soustava může představovat dynamický systém s proměnnými parametry k jejíž regulaci se používá právě elektrický pohon. Pokud se parametry systému mění jen v úzkém rozmezí, je možné najít kompromisní nastavení pohonu, které bude vyhovovat oběma mezním situacím. Požadujeme tedy robustnost pohonu. Pokud se ovšem parametry systému mění v širokém rozsahu, bývá nezbytné, aby se změně parametrů soustavy přizpůsobil i elektrický pohon. Požadujeme tedy adaptabilitu nebo dynamickou optimalizaci parametrů regulačních prvků pohonu. Zde jsme opět limitováni variabilitou řídící jednotky pohonu, která tyto dynamické úpravy parametrů regulačních prvků musí podporovat.

3.2.1 Možné úpravy a jejich zhodnocení

Hlavním zdrojem informací a možností, jak upravovat a zpřesňovat model pohonu s PMSM, jsou kromě odborných publikací a článků také regulační schémata reálných řídících jednotek. Na tomto místě bych zdůraznil obtížnost, s jakou lze získat komplexní přehled o použitých regulačních strukturách špičkových komerčně prodávaných frekvenčních měničů. Standardně dostupné katalogy a manuály bývají na tyto informace skoupé, popřípadě uvádějí obecně známé skutečnosti.

Velmi podrobné informace lze získat k frekvenčním měničům Siemens řady Masterdrives. Tyto se nabízejí ve dvou provedeních. Typ VectorControl je určen pro řízení asynchronních elektromotorů, typ MotionControl je navržen pro použití se synchronními servomotory (rotačními i lineárními). Standardně dodávané dokumenty (zejména tzv. Kompendium [8]), s jejichž pomocí se tento typ pohonu uvádí do provozu a parametruje, obsahují značné kvantum poměrně detailních informací. Pro účely modelování jsou velice užitečná *schémata vnitřní regulační struktury*, z nichž lze čerpat i velmi detailní informace o způsobu použité regulace a parametrech, které ovlivňují chování pohonu.

4 Verifikace použitých matematických modelů

4.1 Popis experimentálního pracoviště

Pro testovací a výukové účely bylo v roce 2002 dokončeno vývojové a testovací pracoviště elektrických servopohonů. Na tomto pracovišti jsem prováděl všechna dále uvedená měření, model synchronního servopohonu popisuje servopohon instalovaný na tomto laboratorním pracovišti.

Laboratorní pracoviště obsahuje dva elektrické pohony – pohon s asynchronním elektromotorem (dále jen asynchronní pohon) a pohon se synchronním servomotorem (dále jen servopohon). V dolní části jsou

Obr. 4.1: Laboratorní testovací pracoviště, celkový pohled.

uloženy oba elektromotory, orientovány hřídelemi rotorů proti sobě. Horní část se skládá z vodorovné pracovní desky a svislých panelů, na kterých jsou ovládací prvky obou pohonů a jejich rozvodné skříně. Celkový pohled na pracoviště poskytuje obrázek.

4.2 Postup verifikace matematických modelů

Pro další experimenty a možné použití vytvořených modelů v budoucnu bylo nutné získat takové parametry regulační struktury modelu, aby chování

modelu co nejlépe odpovídalo chování reálného servopohonu, podle kterého byl model sestaven.

Vlastní verifikace spočívala v nalezení vhodných konstant regulátorů proudu a regulátoru otáček. V prvém kroku byl model zjednodušen na strukturu odpovídající momentovému servopohonu. Na reálném pohonu byla naměřena odezva momentotvorné složky statorového proudu I_q na skok žádané hodnoty momentu M_{Eset}. Matematickou optimalizací v prostředí Matlab byly nalezeny takové konstanty regulátoru proudu iqK_p a iqT_i (proporcionální zesílení a časová konstanta), aby odezva modelu odpovídala naměřené odezvě pohonu (pro stejný budící signál).

Takto nastavená proudová regulační smyčka byla v druhém kroku použita pro nalezení vhodného nastavení parametrů otáčkového regulátoru. Na reálném servopohonu byly naměřeny odezvy na skokovou změnu žádané hodnoty otáček ω_{set} pro různá nastavení parametrů otáčkového reguátoru nK_p a nT_i. Pomocí matematické optimalizace byly hledány takové hodnoty regulátoru otáček modelu servopohonu, aby se odezva modelu co nejlépe shodovala s odezvou naměřeného servopohonu.

4.3 Porovnání odezev jednotlivých matematických modelů a reálného servopohonu

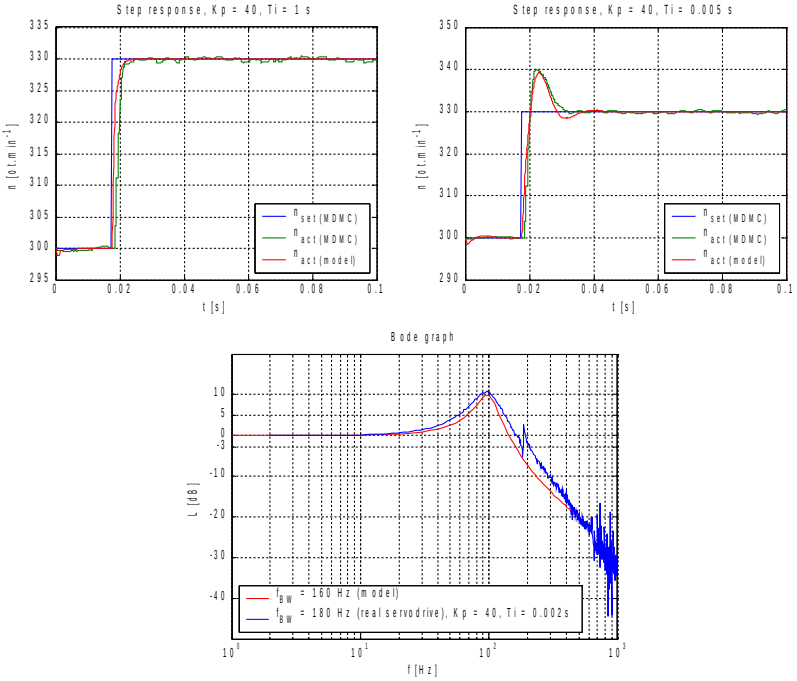
Bylo naměřeno a simulováno značné množství přechodových a amplitudových frekvenčních charakteristik pro různé nastavení otáčkového regulátoru. I zkrácený výčet by zde zabral příliš mnoho místa a proto bude uveden pouze ilustrativní příklad porovnávající přechodové a frekvenční charakteristiky charakteristiky reálného servopohonu a DQ-modelu (viz. obr. 4.2).

4.3.1 Závěry verifikace

Metodou minimalizace kvadratického kritéria bylo nalezeno určité nastavení parametrů otáčkového regulátoru modelu, které posloužilo jako výchozí bod pro případnou manuální úpravu parametrů tak, aby byly odezvy reálného servopohonu a modelu co nejvíce shodné.

Shoda odezvy dvou dynamických systémů v časové oblasti se musí díky dualitě projevit i jako shoda ve frekvenční oblasti. Proto byly porovnávány nejen časové průběhy skutečné hodnoty otáček modelu a servopohonu, ale i amplitudové frekvenční charakteristiky obou systémů – tvar charakteristik $L_{dB} = f(f)$ a šířka frekvenčního pásma f_{BW}.

Prvním zajímavým zjištěním byla skutečnost, že velikost proporcionálního zesílení *nKp* otáčkového regulátoru modelu a skutečného servopohonu *Kp* je řádově zcela jiná. Velikost zesílení reálného servopohonu je zhruba 100-krát větší. Vysvětlení můžeme hledat v neznámém rozměru tohoto parametru uvnitř řídící jednotky.



Obr. 4.2: Porovnání odezvy reálného servopohonu a plného modelu pomocí přechodových a frekvenčních amplitudových charakteristik.

Souvislost mezi hodnotami časové integrační konstanty *nTi* modelu a pohonu *Ti* se ukázala jako zřetelnější, jednotlivé nalezené hodnoty si řádově velmi dobře odpovídají.

Ze všech tří modelů se jako nejvěrnější jeví DQ-model popsaný v kapitole 2.3. Nalezené závislosti mezi parametry otáčkového regulátoru mají jednoznačný trend a šířka pásma modelu vychází vždy menší než šířka

pásma reálného servopohonu.

Pro plný model a jeho zjednodušenou variantu je nalezení odpovídajícího nastavení otáčkového regulátoru komplikovanější než u DQ-modelu. Zjednodušený model je však díky své jednoduché struktuře velmi vhodný pro další analýzy, jak bude zřejmé z následující kapitol.

5 Postupy zvyšování dynamiky

V této kapitole jsou diskutovány a v některých případech i ověřeny postupy a způsoby, jakým zvýšit dynamickou odezvu regulovaného servopohonu s PMSM.

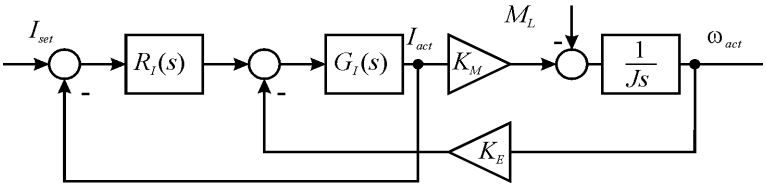
5.1 Nastavení řídící jednotky

Při standardním uvedení řídící jednotky do provozu je většinou pohon nastaven tak, aby mohl pracovat maximálně na jmenovitém pracovním bodu motoru. Z hlediska možné dynamiky PMSM to však představuje nevyužití všech možností servopohonu. Z tohoto důvodu se doporučuje:

- Zvýšení momentového omezení v regulační struktuře. Současně je nutné výstupní odpovídajícím způsobem zvýšit dovolený výstupní proud střídače
- Zrychlení výpočetního cyklu. U frekvenčních měničů Siemens Masterdrives je rychlost výpočetních cyklu odvozena od nastavené spínací frekvence f_{sw}, se kterou se na výstupu měniče pomocí pulsně-šířkové modulace vytváří trojfázová soustava s proměnnou frekvencí. Tuto frekvenci lze zvýšit a tím zrychlit odezvy regulačních smyček.

5.1.1 Nastavení proudového regulátoru

Regulační struktura elektrických servopohonů se realizuje jako kaskádní. Z této skutečnosti jednoznačně vyplývá fakt, že optimální nastavení parametrů regulátoru vnitřní smyčky je nezbytným předpokladem pro úspěšnou optimalizaci nadřazené regulační smyčky. Ačkoliv výrobci řídících jednotek většinou nedovolují měnit nastavení proudových regulátorů, je vhodné se této problematice věnovat, protože při syntéze modelu reálného servopohonu se tomuto kroku nelze vyhnout.



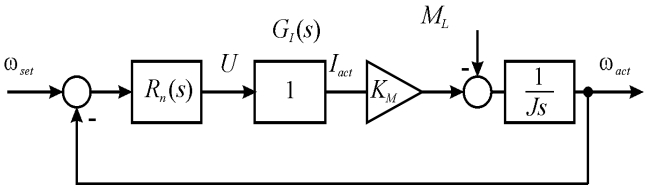
Obr. 5.1: Schéma proudové regulace.

Jako model PMSM je zde výhodné použít zjednodušený model (viz. kapitola 2.5), na kterém lze analyticky sledovat vliv parametrů proudového

regulátoru na polohu kořenů proudové regulační smyčky.

5.1.2 Nastavení otáčkového regulátoru

Podobně jako u proudově regulační smyčky, tak i u otáčkové regulační smyčky je rychlost a kvalita regulačního pochodu určena polohou kořenů charakteristické rovnice této zpětné vazby.



Obr. 5.2: Schéma otáčkové regulace, model PMSM zahrnuje pouze mechanické vlastnosti.

Pro optimální seřízení otáčkového regulátoru lze použít celé řady postupů a metod, které jsou detailně popsány v odborné literatuře. Protože valná většina průmyslově používaných servopohonů má otáčkový regulátor realizován jako PI nebo PID regulátor, nabízí se k výpočtu optimálních hodnot parametrů metody experimentální i globální.

Mezi experimentální metody seřízení regulátorů řadíme dnes již klasické metody:

(a) metoda dle Ziegler-Nicholse a odvozené.
(b) metoda dle Chiena, Hronese, Reswicka.
(c) metoda „pokus-omyl“.

Společným ukazatelem těchto metod je provedení experimentu na reálné soustavě, přičemž znalost přenosu resp. parametrů regulované soustavy není klíčová.

Naopak globální metody ke svému provedení vyžadují znalost přenosu soustavy, protože pracují minimálně s charakteristickým polynomem systému. Nejznámější metody tohoto druhu jsou:

(a) metoda relativního tlumení.
(b) metoda bezpečnosti ve fázi.
(c) metoda kompenzačního seřízení.
(d) metoda optimálního modulu.
(e) metoda požadovaného modelu.

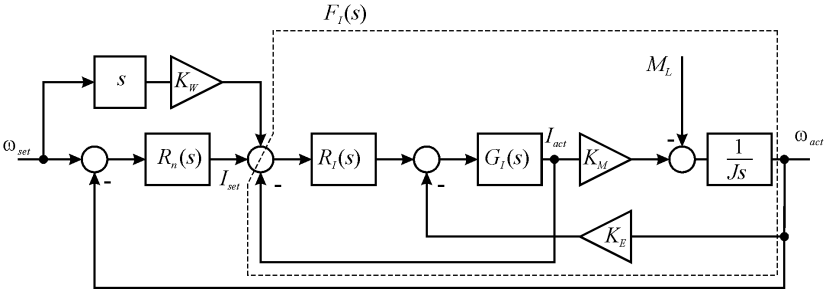
(f) metoda násobného dominantního pólu.

Po detailním studiu uvedených metod bylo konstatováno, že jedním z předpokladů jejich snadného použití je konečná odezva systému po vybuzení jednotkovým skokem, jinými slovy: soustava, pro kterou se snažíme najít optimální seřízení regulátoru, by neměla mít integrační charakter.

V disertační práci je diskutováno a ověřeno použití dvou metod pro seřízení otáčkového regulátoru servopohonu, jejichž aplikace zde není limitována výše uvedeným požadavkem. Jedná se o variantu metody Ziegler-Nichols (ZN) a metodu optimálního modulu (OM).

5.2 Dopředné vazby – feedforward

Použití dopředných vazeb dovoluje potlačit velikost regulační odchylky v případech, kdy se žádaná hodnota regulované veličiny trvale mění v čase. V případě otáčkového servopohonu se realizuje tzv. momentový (proudový) feedforward (viz obr. 5.3). Jeho velikost se odvozuje z derivace požadované rychlosti $\omega_{set}(t)$ a přičítá se k žádané hodnotě proudu $i_{set}(t)$.



Obr. 5.3: Schéma otáčkové regulace s proudovým feedforwardem, jako model PMSM je použita zjednodušená varianta.

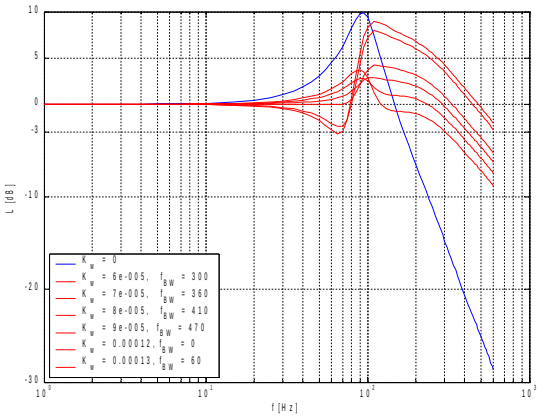
V prvém zjednodušení můžeme uvažovat, že přenosy $G_I(s)$ a $R_I(s)$ uvnitř proudové regulační smyčky jsou jednotkové. Vhodnou volbou velikosti K_w lze zajistit, aby $|F_n(j\omega)|=1$.

Obecný výpočet přenosu $F_n(s)$ se výrazně komplikuje, pokud nejsou přenosy $G_I(s)$ a $R_I(s)$ jednotkové. Jedná se pak o přenos s polynomem 3.řádu v čitateli a 4.řádu ve jmenovateli. Zde již není možné pomocí zesílení proudového feedforwardu získat přenos s jednotkovým modulem $|F_n(j\omega)|=1$ jako v předchozím případě.

Protože analytický výpočet vhodné velikosti proudového feedforwardu

neposkytuje korektní výsledky a jeho případný vliv na dynamiku servopohonu je velmi obtížně analyticky vyjádřitelný, má nezastupitelné místo při určení vhodného nastavení tohoto regulačního členu experiment nebo simulace.

V následujícím grafu jsou zachyceny vybrané frekvenční amplitudové charakteristiky, na kterých je jasně vidět vliv dopředné proudové vazby. Modrou barvou je vynesena frekvenční charakteristika otáčkového servopohonu bez proudové dopředné vazby.



Obr. 5.4: Porovnání vybraných frekvenčních amplitudových charakteristik pro různé zesílení K_w proudové dopředné vazby.

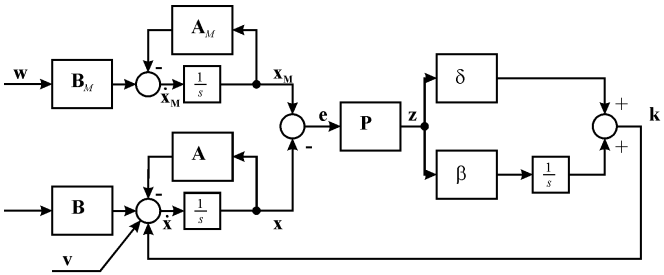
Pokud bychom chtěli amplitudovou frekvenční charakteristiku co nejvíce přiblížit ideálnímu přenosu, pak budeme K_w volit takové, abychom dosáhli co nejširšího frekvenčního pásma f_{BW} a přijatelné hodnoty maximální amplitudy L_{max}. Optimální velikost se pohybuje mezi 0,9 – $1{,}0.10^{-4}$. Při vyšším zesílení narůstá maximum amplitudy a výrazně se projevuje i lokální minimum charakteristiky, které šířku pásma degraduje (viz. obrázek 5.4).

5.3 Řídící struktury s referenčním modelem

Velmi zajímavý způsob, jak zajistit požadované chování obecného dynamického systému představují metody, které určitým způsobem „předepisují“ požadované chování systému. Takové regulační struktury často

obsahují tzv. referenční model. Tvar a parametry tohoto modelu zpravidla odpovídají matematickému popisu regulované soustavy a popisují požadované vlastnosti a chování systému. Do referenčního modelu se zavádějí stejné akční a měřitelné poruchové veličiny jako do regulované soustavy. Zjištěný rozdíl mezi chováním modelu a systému představuje odchylku na jejímž základě se vhodným způsobem vypočítá nový akční zásah.

Popsané úvahy byly v [9] odvozeny jako důsledek použití II. Ljapunovovy věty o stabilitě obecného dynamického systému resp. jako důsledek II. Ljapunovovy metody určení stability takového systému. Stabilní regulační struktura podle [9] vypadá následujícím způsobem:



Obr. 5.5: Stabilní regulační struktura s referenčním modelem.

Matice **A**, **B** tvoří regulovaný systém, $\mathbf{A_M}$, $\mathbf{B_M}$ jsou matice referenčního modelu. Kompenzační vektor **k** je přičítán přímo ke stavovému vektoru systému nebo jej lze po přepočtu přes inverzi matice **B** zavést jako akční veličinu na vstup systému (do matice **B**).

Vlastnosti takové regulační struktury lze shrnout následujícím způsobem:

Je nutné vhodně zvolit matici **P**, resp. **Q** a pro konkrétní případ je nutné vyřešit maticovou rovnici:

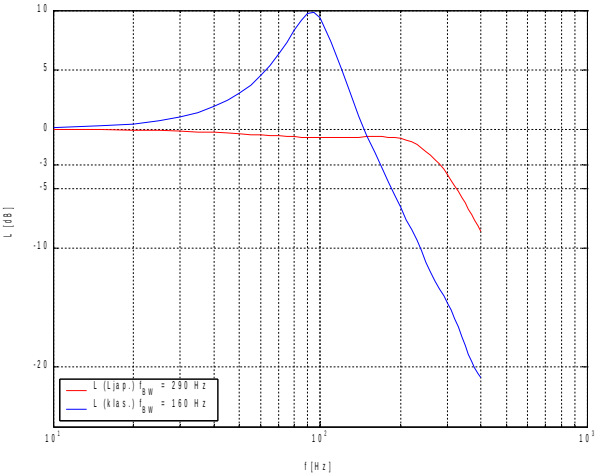
$$\mathbf{A}_M^{\mathrm{T}}\mathbf{P}+\mathbf{P}\mathbf{A}_M=-\mathbf{Q} \tag{5.1}$$

Velikost **P** resp. **Q** zásadním způsobem ovlivňuje rychlost snižování Ljapunovovy funkce i její derivace a tím i dynamiku celého regulačního procesu. Volba kladných čísel β_i a δ_i nemá vliv na stabilitu regulace

(teoreticky) a proto je výhodné volit je co největší. Prakticky je jejich velikost shora ohraničena fyzikálním omezením reálných veličin v regulovaném systému, např. maximální velikost proudu motoru atd., což může v konečném důsledku vést k nestabilitě.

Metoda je velice variabilní, uvedená struktura regulačního obvodu není jediná, lze vytvořit řadu dalších. Také tvar referenčního modelu není nijak předepsán.

Uvedená metoda byla simulačně otestována pro otáčkovou regulaci, kde regulovanou soustavu představuje DQ-model PMSM včetně proudové a otáčkové regulační smyčky. Parametry otáčkového regulátoru jsou nastaveny tak, že model vykazuje šířku frekvenčního pásma f_{BW} = 160 Hz. Referenční model obsahuje zjednodušenou variantu modelu (viz. kapitola 2.5).



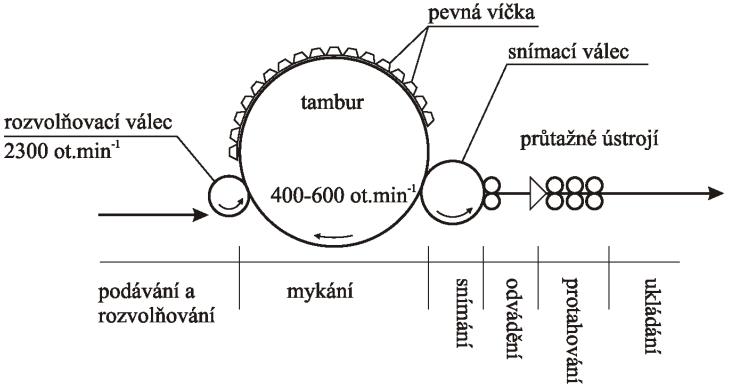
Obr. 5.6: Porovnání amplitudové frekvenční charakteristiky DQ-modelu PMSM při použití Ljapunovova regulačního obvodu a bez této regulace.

Propustné frekvenční pásmo referenčního modelu bylo pomocí PI regulátoru nastaveno na f_{BW} = 280 Hz.

Provedením cca dvaceti simulačních experimentů se podařilo ručně nalézt optimální nastavení matic **Q**, **β** a **δ**, tak, aby se dynamika řízené soustavy shodovala s dynamikou referenčního modelu. Šířka pásma regulované soustavy se díky použití Ljapunovovy metody zvýšila na f_{BW} = 290 Hz z původních cca 160 Hz.

6 Pohon průtahového ústrojí mykacího stroje

Jedná se o pohon průtažného ústrojí na výstupu mykacího stroje. Jedním z cílů této práce je návrh vhodného servopohonu pro třetí pár průtažných válečků a ověření poznatků a závěrů získaných v předchozí kapitole.



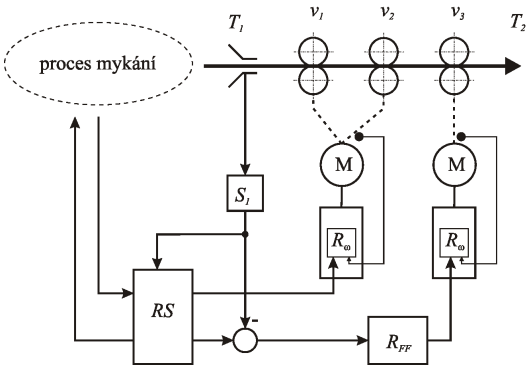
Obr. 6.1: Schéma mykacího stroje Unicard

Mykání je textilní technologická operace, během níž dochází k napřimování a paralelizaci textilních vláken a vzniká tak plošný textilní útvar. Na výstupu mykacího stroje je tato „pavučina“ sejmuta z hlavního válce (tamburu) a shrnuta do tzv. pramene. Jedná se o relativně silný svazek (průměr až několik cm) tenkých vláken. Z hlediska tvorby dalšího navazujícího produktu (příze) hraje zásadní roli požadavek konstantní jemnosti pramene po celé jeho délce.

Významný vliv zde má samotná konstrukce mykacího stroje a regulace jeho dílčích částí. Přesto jistá nerovnoměrnost pramene na výstupu mykacího stroje přetrvává a k jejímu odstranění se používá průtahové ústrojí, které může být integrální součástí mykacího stroje nebo samostatným přídavným zařízením. Textilní pramen se přepravuje v konvích, kam jej definovaným způsobem ukládá tzv. svinovací hlava.

Průtažné ústrojí se skládá ze tří párů kovových leštěných válečků. Velikost průtahu je dána obvodovými rychlostni sousedních párů válečků, přičemž velikost průtahu v první zóně je konstantní. Velikost průtahu ve druhé zóně je proměnná a závislá na okamžité rychosti třetího páru válečků.

Na vstupu ústrojí pramen prochází tenzometrickým snímačem hmotné nestejnoměrnosti (tzv. Trumpet), který měří okamžitou jemnost pramene T_1.



Obr. 6.2: Regulační okruhy mykacího stroje Unicard.

Dopředný regulátor R_{FF} na základě odchylky mezi požadovanou a skutečnou jemností pramene (signál ze snímače Trumpet) určuje žádanou rychlost třetího páru průtahových válečků. Detaily řízení celého mykacího stroje popisuje práce [10]. Model průtahu zde byl určen experimentálně jako systém 1. řádu s dopravním zpožděním. Pro návrh parametrů regulátoru byla dynamika servopohonu nahrazena soustavou 2. řádu s nekmitavou odezvou na jednotkový skok.

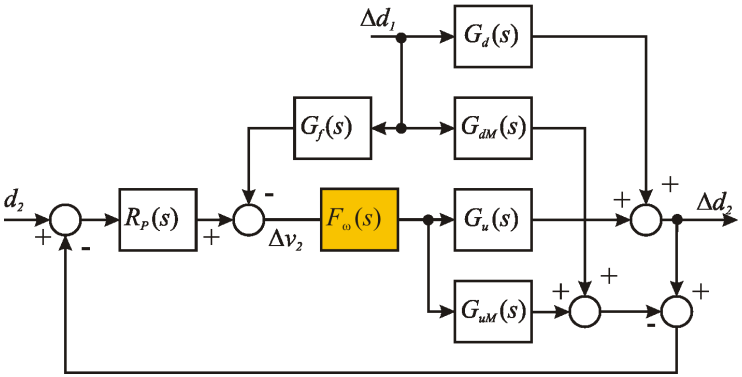
Jinou cestu k vytvoření matematického modelu průtahu představuje práce [11]. Autor zde detailně rozebírá stávající matematické modely a odhaluje příčiny jejich malé vypovídací schopnosti o reálném procesu. Dále zde odvozuje vlastní matematický model průtahu založený na popisu procesu jako nelineární soustavy s rozloženými dopravními zpožděními.

6.1 Model regulace průtahu

Ověřování vlivu dynamiky pohonu třetího páru válečků na kvalitu regulace procesu protahování lze jen s obtíženi realizovat na skutečném stroji, protože se jedná o časově i finančně poměrně nákladný experiment, jehož výsledky nemusí vždy splňovat očekávání. Za této situace má nezastupitelnou úlohu simulační experiment.

Původní přenosy akční i poruchové veličiny obsahují dopravní zpoždění nejen na vstupu či na výstupu, ale i ve vnitřních zpětných vazbách. Z tohoto důvodu byla převzata regulační struktura s vnitřním modelem (IMC – Internal Model Control) s anizochronním rozšířením, tak jak byla pro

regulaci průtahu navržena v [12]. Návrh řízení vychází z inverze přenosu procesu a proto je nutné uvažovat odděleně takové části regulovaného systému, které jsou v zásadě neinvertovatelné (zejména se zpožděním na vstupu).



Obr. 6.3: Schéma regulace průtahu podle ICM.

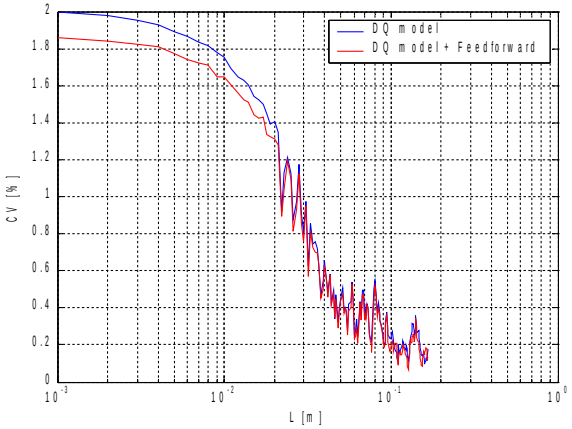
Původní regulační struktura na obrázku 6.3 nijak nezohledňuje konečnou dynamiku servopohonu, který pohání třetí pár válečků průtažného ústrojí, předpokládá se, že přenos otáčkového servopohonu $F_\omega(s) = 1$. Toto zjednodušení ovšem v reálné praxi neplatí a omezená dynamika servopohonu kvalitu regulace zcela jistě snižuje (velikost CV_{ef} [%] roste). Dále budou uvedeny postupy, které omezenou dynamiku servopohonu zlepší.

Vliv na rychlost regulačních smyček uvnitř řídící jednotky Simovert Masterdrives Motion Control má velikost spínací frekvence výstupní PWM modulace. Při zvyšování této frekvence ovšem musí uživatel respektovat skutečnost, že vzrůstají spínací ztráty výkonových tranzistorů na výstupu měniče, což vede ke snížení užitečného výkonu měniče.

Kvalitu regulace rychlosti významě ovlivňuje i typ použitého snímače polohy na hřídeli servomotoru, pro vysoce kvalitní regulaci je nezbytné použít optický snímač s dostatečným rozlišením (typicky Sin/Cos).

Důležité je otpimální nastavení otáčkového regulátoru. V tomto případě můžeme za optimální nastavení považovat takové hodnoty parametrů otáčkového regulátoru při kterých pohon dosahuje největší šířky propustného pásma a zároveň přijatelného překmitu frekvenční amplitudové charakteristiky.

Takto nastavený model pohonu třetího páru válečků použijeme pro



Obr. 6.4: Simulací získané spektrogramy výstupního pramene. Modrý spektrogram vznikl bez použití dopředné proudové vazby, která regulaci zlepšila (červený spektrogram).

posouzení vlivu proudové dopředné vazby na nerovnoměrnost pramene.

Na nejkratších úsečkách poklesla nestejnoměrnost z 1,99% na 1,86%. V reálném procesu protahování můžeme očekávat menší zlepšení, než při simulačním experimentu. To je způsobeno především vyšší rychlostí pramene (až 250 m.min^{-1}) a odchylkami parametrů modelu a reálného procesu. Vyšší produkční rychlosti zkracují dobu dopravního zpoždění τ_D mezi snímačem jemnosti a bodem styku posledního páru protahovacích válečků, což v důsledku znamená méně času na akční zásah regulace.

Vlastní simulace průtahu je velmi časově náročná, protože díky tendenci numerického modelu průtahu k nestabilitě musí být použit velmi malý krok simulace (řádově 10^{-6} s), což např. výrazně znesnadňuje možnosti experimentovat se změnami parametrů modelu servopohonu a zjišťovat tak jejich vliv na kvalitu regulace, popřípadě cíleně optimalizovat parametry servopohonu.

7 Shrnutí a závěr

Hlavní téma této disertační práce se zabývá metodami, jejichž aplikace na standardní elektrický pohon vedou ke zlepšení jeho dynamických vlastností – zvýšení šířky propustného frekvenčního pásma.

Úvodní část práce je věnována popisu synchronního elektromotoru s permanentními magnety v rotoru (PMSM) a odvození matematického modelu takového stroje. Na základě rešerše v odborné literatuře byly ke studiu zvoleny celkem tři modely PMSM. Prvý bývá označován jako DQ-model a jeho popis vychází z obvodových rovnic náhradního elektrického schéma PMSM po transformaci do rotujícího souřadného systému.

Druhý model (v práci označován jako zjednodušený model) popisuje PMSM pomocí analogie se stejnosměrným cize buzeným elektromotorem. Je to velmi jednoduchý lineární model, který nachází své uplatnění při analytickém řešení rozličných regulačních úloh s el. pohony. Poslední model (tzv. plný) vznikne trojfázovým rozšířením zjednodušeného modelu a svými vlastnostmi je srovnatelný s DQ-modelem.

Aby bylo možné ověřit věrohodnost výše vedených modelů, byly jejich parametry zvoleny podle reálného servomotoru, který se nachází ve vybavení katedry (mj. byl použit pro první testy zmiňovaného průtažného ústrojí). Protože lze jen velmi těžko zjišťovat dynamické odezvy samotného PMSM, byly vzájemně porovnávány celé regulační struktury reálného servopohonu s odpovídajícími modelovými případy. Toto řešení pak vede ke správnému nastavení parametrů regulačních prvků v modelu tak, aby chování modelu vhodně korespondovalo se skutečností. Získané matematické modely momentového a otáčkového servopohou následně posloužily k dalšímu zkoumání.

Porovnání vlastností jednotlivých modelů se skutečným servopohonem probíhalo na základě přechodových charakteristik a amplitudových frekvenčních charakteristik. Jako přínosný můžeme hodnotit DQ-model, který dovoluje plně popisovat chování servomotoru a model zjednodušený, jehož použití spatřuji především v analytických výpočtech. Trojfázový model nepřináší v porovnání s DQ-modelem žádnou vyšší kvalitu, jeho použití v simulaci je navíc citlivější na velikost simulačního kroku.

V další části práce jsou popsány základní jednoduché i komplexnější metody, jejichž aplikace na skutečný servopohon vede ke zlepšení jeho dynamických vlastností. V nejjednodušších případech se jedná o změnu nastavení základních parametrů regulační struktury v řídící jednotce servopohonu.

Další kroky směřují k nalezení optimálního nastavení parametrů proudového a otáčkového regulátoru. Používaná kaskádní struktura

regulačních smyček vyžaduje postupovat od seřizování vnitřní proudové regulace k vnějším smyčkám – otáčkové popř. i polohové. Současné řídící jednotky jsou schopné vhodné nastavení proudového regulátoru zajistit pomocí automatických funkcí, protože elektrické parametry připojeného motoru lze snadno změřit. Optimální nastavení otáčkového regulátoru však vyžaduje odborný přístup a alespoň nějaké praktické zkušenosti. V komplikovaných případech je velice přínosné použití simulace, která dovolí otestovat nalezené nastavení nebo urychlí hledání optimálních parametrů.

V práci jsou detailně rozebrány dvě metody, které umožňují nalezení optimálního nastavení parametrů klasické PID regulátoru. Jedná se o variantu metody Ziegler-Nichols, která se řadí mezi tzv. experimentální metody. Výpočet koeficientů vychází ze znalosti kritického zesílení. Je demonstrována situace, kdy je toto zesílení určeno analyticky díky znalosti jednoduchého modelu PMSM. V praktických situacích je přivedení regulované soustavy na kmitavou mez stability buď obtížné, nebo přímo nepřípustné (z provozních a bezpečnostních důvodů). Dále je zkoumána metoda optimálního modulu, která umožňuje dosáhnout přechodové charakteristiky bez překmitu.

Mezi komplexnější postupy se řadí použití dopředných vazeb. Je popsán analytický způsob výpočtu optimální velikosti zesílení proudové dopředné vazby, k odvození bylo použito jednoduchého modelu PMSM. Simulace na DQ-modelu však prokázaly, že toto nastavení není vyhovující a odvození z tohoto modelu neposkytuje jednoznačné výsledky. Optimální velikost zesílení je tedy nalezena experimentálně pomocí simulace.

V práci byl věnován i prostor pro regulační strukturu s referenčním modelem, jejíž regulátor je navržen na základě II. Ljapunovovy metody. Referenční model, který definuje požadované chování regulované soustavy, je popsán soustavu 2. řádu a vychází z jednoduchého matematického modelu PMSM doplněného PI regulátorem. Protože výsledná regulační struktura není prakticky realizovatelná v běžných řídících jednotkách, veškeré experimenty probíhaly simulačně. Regulovaná soustava byla simulována pomocí DQ-modelu PMSM včetně proudové a otáčkové regulace (s řádově poloviční šířkou propustného frekvenčního pásma než referenční model).

Simulace prokázaly, že nalezením optimálního nastavení volitelných parametrů tohoto regulačního obvodu lze DQ-modelu „vnutit“ stejnou dynamiku jako má referenční model. Nezodpovězenou zůstává otázka praktické realizovatelnosti takové regulační struktury.

Závěrečná část práce se věnuje popisu průtahového ústrojí mykacího stroje, jehož výstupní část je poháněna otáčkovým servopohonem. Na

matematickém modelu tohoto technologického uzlu je ověřován vliv výše uvedených postupů. Na příkladu dopředné proudové vazby je ukázáno, že zvýšení dynamických vlastností pohonu se projeví na lepší kvalitě textilního produktu. Nepodařilo se ověřit jakým způsobem se projeví regulace servopohonu pomocí struktury s referenčním modelem, příčinou byly problémy s numerickou simulací celého modelu.

Výsledky práce lze použít pro další zlepšení vlastností průtahového ústrojí, kde by bylo možné ještě zvýšit kvalitu regulace servopohonu použitím některé z uvedených metod. Jako slibná se jeví především struktura s referenčním modelem, která díky své obecnosti nabízí několik dalších variant použití. Druhý směr dalšího vývoje spatřuji v ověření realizovatelnosti této metody na standardním hardware Sinamics/Simotion od firmy Siemens.

Seznam použité literatury

[1] Souček P., *Servomechanismy ve výrobních strojích*. 1. vydání, Praha: ČVUT, 2004. 210 s. ISBN 80-01-02902-6.

[2] Pavelka J., Čeřovský Z., Javůrek J., *Elektrické pohony*. 2. vydání, Praha: Vydavatelství ČVUT, 2001. 221 s. ISBN 80-01-02314-1.

[3] Kule L. a kol., *Technika elektrických pohonů*. 1. vydání, Praha: SNTL - Nakladatelství technické literatury, 1983. 580 s. ISBN -.

[4] Monajemy R., *Control Strategies and Parameter Compensation for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives*, PhD. Thesis, Polytechnic Institute and State University, Virginia USA, 2000. ISSN -.

[5] Wallmark O., *On Control of Permanent-Magnet Synchronous Motors in Hybrid-Electric Vehicle Applications*, PhD. Thesis, Chalmers University of Technology, Goteborg Sweden, 2004. ISSN 1651-4998.

[6] Sudhoff S.D., Pekarek S.P., Fahimi B., *Analysis and Design of Permanent Magnet Synchronous Machines*, Purdue University, West Lafayette, USA, 2004, ISBN -

[7] Petrov G.N., *Elektrické stroje 2., asynchronní stroje - synchronní stroje*. 1. vydání, Praha: Academica, 1982. 732 s. ISBN -.

[8] *Simovert Masterdrives Motion Control Compendium*, Siemens A.G., popis zařízení, Dostupné na www: http://www1.siemens.cz/ad/current/01_html/c007men/gMenKm/sMasterdrives/dMasterMC_doc.php

[9] Fedor P., Perduková D., *Použitie II. Ljapunovovej metódy v regulovaných elektrických pohonoch*. , : FEI Košice, 1997. 87 s. ISBN 80-967636-3-6.

[10] Večerek O., Schlegel M., Balda P., *Regulační systém mykacího stroje* , MATLAB 2003 - sborník příspěvků konference, Praha, pp. 608-615, ISBN 80-7080-526-9.

[11] Hlava J., *Modelling and Control of Cotton Sliver Drafting Process*, WSEAS Transactions on Circuits and Systems, Vol.2, No.4, pp.808-813, 2003, ISSN 1109-2734.

[12] Hlava J., *Time Delay Systems Applications in Textile Industry - Modelling of Sliver Drafting Process*, Time Delay Systems 2003 - A Proceedings volume from the 4th IFAC workshop, Elsevier: Oxford, pp. 287-292, ISBN -.

Přehled publikovaných prací

[13] Diblík M.: *Výzkum a vývoj mechatronických systémů pro spřádací stroje*: Aplikace moderních rotačních pohonů. Výzkumná zpráva, Projekt č. FT-TA3/017. Liberec: Technická univerzita v Liberci. Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií. Katedra elektrotechniky. 2006. str. 32-41. ISRN: TUL-KEL-TZ/PZ--06/05/CZ.

[14] Přívratský P., Diblík M.: *Návrhy pohonů textilních strojů na katedře elektrotechniky TU v Liberci.* Automatizace, r.49, č.11, listopad 2006, ISSN: 0005-125X.

[15] Beran L., Diblík M.: *Calculation of short out current of stator winding in induction motor.* In ISEM 2006, XIV. International Symposium on Electric Machinery. Prague: Czech Technical University in prague. Faculty of electrical engineering. 2006. 7 p. ISBN: 80-01-03548-4.

[16] Beran L., Diblík M., Přívratský P.: *Analýza možností diagnostiky motorů napájených z frekvenčních měničů SIEMENS*. K^7 vědecko populární časopis Fakulty mechatroniky TU v Liberci. Liberec: Technická univerzita v Liberci. Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií. 2006. 6 p. ISSN 1214 - 7370.

[17] Diblik M.: *Use of servo drive as a dynamic load for electric drive.* Proceedings of 6th International Workshop on Electronics, Control, Measurement ans Signals, Liberec, Czech republic, June 2.-4., 2003, page 330-334, ISBN 80-7083-708-X.

[18] Diblík M.: *Některé vlastnosti modeních elektrických pohonů.* Sborník konference Elektrické pohony a výkonová elektronika, Brno, 12.-13. listopadu, 2002, str. 62-67, ISBN 80-214-2246-7.

[19] Košek M., Diblík M.: *Display Reading by Use of 2D Convolution, Čtení číslic z dipleje pomocí 2D konvoluce.* Sborník semináře Moderní směry výuky elektrotechniky a elektroniky, Brno, 25. - 26. září, 2002, str. 47-77, ISBN 80-214-2190-8.

[20] Košek M., Diblík M.: *Use of 2D Convolution for Image Inspection*., Proceedings of 6th International Conference on Intelligent Engineering Systems, Opatija, Croatia, May 26.- 28., 2002, page 115-118, ISBN 953-6071-17-7.

Ing. Martin Diblík
Elektrické pohony pro dynamicky náročné aplikace
Autoreferát disertační práce

Technická univerzita v Liberci
Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií
Katedra elektrotechniky
30 stran
Vydání: první
Náklad: 25 výtisků

leden 2007