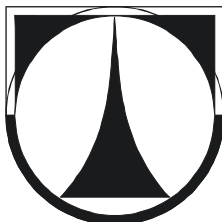


TECHNICKÁ UNIVERZITA V LIBERCI

Fakulta mechatroniky a mezioborových inženýrských studií



ELEKTRICKÉ POHONY PRO DYNAMICKY NÁROČNÉ APLIKACE

2006

MARTIN DIBLÍK

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**

Disertační práce

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

Autor: Ing. Martin Diblík
Školitel: Doc. Ing. Pavel Rydlo, Ph.D.

Rozsah práce: 123 stran textu,
61 stran příloh,
89 obrázků,
34 tabulek,
1 CD-ROM.

Liberec 30.11.2006

Ing. Martin Diblík

Prohlášení:

Disertační práci jsem vypracoval samostatně s použitím uvedené literatury a na základě konzultací s vedoucím disertační práce.

V Liberci, dne 30.11.2006

Podpis:

Anotace

Elektrické pohony pro dynamicky náročné aplikace

Ing. Martin Diblík

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 řídicí 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 nestejnomyšlosti 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

Electric drives for high-dynamics applications

Martin Diblík, MSc.

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

Předmluva

Disertační práce, kterou držíte před sebou, je výsledkem mého doktorského studia na Fakultě mechatroniky a mezipředmětových inženýrských studií. Své studium jsem začal v roce 2001 jako doktorand na Katedře elektrotechniky a elektromechanických systémů (KEL), která krátce poté inovovala vybavení své laboratoře elektrických strojů novými regulovanými pohony Masterdrives VC, MC a Simodrive 611 od firmy Siemens. Spolu se svým kolegou Ing. Petrem Přívratským jsme novou techniku připravovali k použití. Tyto pohony katedra dodnes používá, přestože jsou již na trhu nahrazovány novou, modernější generací.

Elektrické servopohony představují v široké oblasti elektrických strojů špičkové produkty, díky kterým lze realizovat celou řadu technologických výrobních operací, často velmi náročných zejména na rychlost a přesnost. Za první seznámení s touto fascinující technikou vděčím Dr. Ing. Janu Podrapskému, který mi jako specialista firmy Siemens pomáhal záhadný Masterdrives Motion Control uvést do provozu a postupně mi odhaloval všechny možnosti tohoto servopohonu. Díky němu jsem poznal i řadu průmyslových aplikací a strojů, ve kterých se tyto pohony používají, což byla neocenitelná zkušenost.

Na tomto místě se sluší poděkovat všem lidem, kteří přispěli ke vzniku této práce ať již radou, konkrétní pomocí nebo morální podporou, což s potěšením a rád činím.

Především děkuji svému školiteli Doc. Ing. Pavlu Rydlovi, Ph.D. za trpělivé vedení, rady, konzultace a především za materiální a organizační zázemí.

Nemohu zapomenout na svého kolegu a přítele Ing. Petra Přívratského, který se nebojí nahlas vyslovit všechny pochybnosti a připomínky k diskutovanému tématu, za což mu patří velký dík.

Poděkování patří i všem členům katedry, kolegům doktorandům z KELu i jiných kateder, pracovníkům Výzkumného ústavu textilních strojů, kteří se podíleli na vývoji průtahového ústrojí a mnoha dalším.

Děkuji vývojářům softwarového balíku OpenOffice za to, že jsem se nemusel trápit s Wordem a vyhnul se sázení této disertace v LATEXu.

Své přítelkyni Aleně děkuji za trpělivost, kterou se mnou měla během dopisování práce a především za morální podporu.

Věnováno mým rodičům za důvěru a vytrvalou podporu během studia..

Liberec, listopad 2006

Obsah

| | |
|--|-------------|
| Anotace | V |
| Annotation | VI |
| Předmluva | VII |
| Seznam použitých symbolů | XIII |
| Seznam zkratk a značek | XVII |
| 1 Úvod | 19 |
| 1.1 Současný stav oboru..... | 19 |
| 1.2 Cíle disertační práce..... | 20 |
| 1.3 Členění práce..... | 21 |
| 2 Matematický model synchronního elektromotoru s permanentními magnety v rotoru | 23 |
| 2.1 Základní vlastnosti synchronních strojů..... | 23 |
| 2.2 Náhradní schéma synchronního motoru s permanentními magnety..... | 24 |
| 2.3 Matematický model synchronního motoru..... | 25 |
| 2.3.1 Synchronní motor s permanentními magnety v rotoru..... | 27 |
| 2.4 Trojfázový model synchronního elektromotoru..... | 29 |
| 2.4.1 Model synchronního motoru..... | 33 |
| 2.4.2 Zjednodušená varianta trojfázového modelu..... | 35 |
| 3 Regulované elektrické pohony | 37 |
| 3.1 Obecná regulační struktura řízeného elektrického pohonu..... | 37 |
| 3.2 Přehled řídicích algoritmů pro střídavé pohony..... | 39 |
| 3.2.1 Skalární řízení..... | 40 |
| 3.2.2 Vektorové řízení..... | 41 |
| 3.2.3 Vektorové řízení PMSM..... | 41 |
| 3.3 Regulační struktura vektorového řízení PMSM..... | 43 |
| 3.4 Regulační obvod – návrh a specifika elektrických regulovaných pohonů..... | 44 |
| 3.4.1 Možné úpravy a jejich zhodnocení..... | 45 |
| 4 Simulace, verifikace a porovnání modelů PMSM | 47 |
| 4.1 Přechodová charakteristika..... | 47 |
| 4.2 Frekvenční charakteristiky..... | 48 |
| 4.3 Porovnání odezvy DQ-modelu a reálného servopohonu..... | 50 |
| 4.3.1 Proudová regulační smyčka i_q | 50 |
| 4.3.2 Otáčková regulační smyčka..... | 52 |
| 4.3.3 Frekvenční charakteristiky..... | 56 |
| 4.4 Porovnání odezvy plného modelu a reálného servopohonu..... | 59 |
| 4.4.1 Proudová regulační smyčka i_q | 59 |
| 4.4.2 Otáčková regulační smyčka..... | 60 |
| 4.4.3 Frekvenční charakteristiky..... | 64 |
| 4.5 Porovnání odezvy zjednodušeného modelu a reálného servopohonu..... | 67 |
| 4.5.1 Proudová regulační smyčka..... | 67 |
| 4.5.2 Otáčková regulační smyčka..... | 68 |

| | | |
|----------|--|------------|
| 4.5.3 | Frekvenční charakteristiky..... | 71 |
| 4.6 | Shrnutí..... | 74 |
| 5 | Postupy zvyšování dynamiky pohonů s PMSM | 75 |
| 5.1 | Nastavení řídicí jednotky..... | 75 |
| 5.1.1 | Momentové omezení, výstupní proud střídače..... | 75 |
| 5.1.2 | Zrychlení výpočetního cyklu..... | 75 |
| 5.1.3 | Nastavení proudového regulátoru..... | 76 |
| 5.1.4 | Nastavení otáčkového regulátoru..... | 78 |
| 5.1.5 | Metoda optimálního modulu..... | 80 |
| 5.1.6 | Metoda dle Ziegler-Nicholse..... | 83 |
| 5.2 | Dopředné vazby - feedforward..... | 85 |
| 5.2.1 | Vliv proudové dopředné vazby na frekvenční charakteristiku otáčkového servopohonu..... | 88 |
| 5.3 | Řídicí struktury s referenčním modelem..... | 91 |
| 5.3.1 | Volba referenčního modelu..... | 94 |
| 5.3.2 | Určení matice P..... | 94 |
| 5.3.3 | Ljapunovova metoda pro rychlostní regulaci servopohonu..... | 94 |
| 5.4 | Shrnutí..... | 100 |
| 6 | Pohon průtahového ústrojí mykacího stroje | 103 |
| 6.1 | Popis průtahového ústrojí..... | 103 |
| 6.1.1 | Mechanická konstrukce průtahového ústrojí..... | 104 |
| 6.2 | Vlastnosti pramene..... | 104 |
| 6.2.1 | Nestejnoměrnost..... | 104 |
| 6.2.2 | Jemnost příze..... | 105 |
| 6.3 | Regulace mykacího stroje a průtahu..... | 105 |
| 6.3.1 | Snímač jemnosti..... | 107 |
| 6.3.2 | Regulační okruhy mykacího stroje..... | 108 |
| 6.4 | Požadavky na vlastnosti pohonu průtahového ústrojí..... | 109 |
| 6.4.1 | Parametry servopohonu..... | 109 |
| 6.5 | Model průtahového ústrojí..... | 111 |
| 6.6 | Model regulace průtahu..... | 115 |
| 6.7 | Vliv omezené dynamiky seropohonu na kvalitu regulace průtahu..... | 116 |
| 6.7.1 | Typ snímače otáček, velikost spínací frekvence..... | 117 |
| 6.7.2 | Nastavení proudového a otáčkového regulátoru..... | 117 |
| 6.7.3 | Vliv proudové dopředné vazby na kvalitu regulace průtažného ústrojí..... | 118 |
| 7 | Shrnutí dosažených výsledků | 123 |
| 8 | Závěr | 127 |
| | Seznam použité literatury | 129 |
| | Přílohy | 131 |
| A | Testovací pracoviště | 131 |
| A.1 | Popis pracoviště..... | 131 |
| A.1.1 | Parametry pracoviště..... | 132 |
| A.1.2 | Konstrukční uspořádání..... | 136 |

| | | |
|----------|---|------------|
| B | Měření odporu statorového vinutí | 137 |
| B.1 | Použité přístroje..... | 137 |
| B.2 | Postup měření..... | 138 |
| B.3 | Zpracování měření..... | 138 |
| B.4 | Chyby měření..... | 139 |
| B.5 | Naměřené a vypočtené hodnoty..... | 139 |
| B.5.1 | Měření bez vlivu přívodního silového kabelu..... | 139 |
| B.5.2 | Měření s vlivem přívodního kabelu..... | 140 |
| C | Měření indukčnosti vinutí | 143 |
| C.1 | Použité přístroje..... | 143 |
| C.2 | Postup měření..... | 143 |
| C.2.1 | Odvození výpočtu indukčnosti L_d | 143 |
| C.2.2 | Odvození výpočtu indukčnosti L_q | 146 |
| C.2.3 | Postup měření..... | 148 |
| C.2.4 | Zpracování měření..... | 148 |
| C.2.5 | Chyby měření..... | 148 |
| C.3 | Naměřené a vypočtené hodnoty..... | 149 |
| C.3.1 | Měření L_d | 149 |
| C.3.2 | Měření L_q | 150 |
| D | Měření napěťové konstanty | 153 |
| D.1 | Použité přístroje..... | 153 |
| D.2 | Postup měření..... | 154 |
| D.3 | Zpracování měření..... | 154 |
| D.4 | Chyby měření..... | 155 |
| D.5 | Změřené a vypočtené hodnoty..... | 155 |
| E | Měření momentové konstanty | 159 |
| E.1 | Použité přístroje..... | 159 |
| E.2 | Postup měření..... | 160 |
| E.2.1 | Nastavení servopohonu..... | 160 |
| E.2.2 | Příprava mechanické části..... | 160 |
| E.2.3 | Vlastní experiment..... | 160 |
| E.3 | Zpracování měření..... | 161 |
| E.4 | Chyby měření..... | 161 |
| E.5 | Změřené a vypočtené hodnoty..... | 162 |
| F | Určení spřaženého magnetického toku permanentních magnetů. | 165 |
| F.1 | Zpracování naměřených dat..... | 165 |
| F.2 | Chyby měření a výpočtu..... | 165 |
| F.3 | Změřené a vypočtené hodnoty..... | 165 |
| G | Měření přechodových a frekvenčních charakteristik. | 167 |
| G.1 | Přechodová charakteristika proudové regulační smyčky..... | 167 |
| G.1.1 | Postup měření..... | 167 |
| G.1.2 | Zpracování měření..... | 168 |
| G.1.3 | Naměřená data..... | 168 |
| G.2 | Přechodová charakteristika otáčkové regulační smyčky..... | 169 |

| | | |
|----------|--|------------|
| G.2.1 | Postup měření..... | 169 |
| G.2.2 | Zpracování měření..... | 170 |
| G.2.3 | Naměřená data..... | 170 |
| G.3 | Měření frekvenčních charakteristik otáčkové regulační smyčky..... | 172 |
| G.3.1 | Postup měření..... | 173 |
| G.3.2 | Zpracování měření..... | 173 |
| G.3.3 | Naměřená a vypočtená data..... | 175 |
| H | Matematický model synchronního servomotoru s permanentními magnety v rotoru | 181 |
| H.1 | Rovnice modelu..... | 181 |
| I | Matematický model PMSM trojfázový | 183 |
| I.1 | Rovnice modelu..... | 183 |
| J | Matematický model PMSM zjednodušený | 187 |
| K | Použité matematické úpravy | 189 |
| K.1 | Parkova transformace..... | 189 |
| K.1.1 | Definice prostorového vektoru..... | 189 |
| K.1.2 | Transformace souřadného systému..... | 191 |
| L | Obsah CD-ROM | 193 |

Seznam použitých symbolů

| Symbol | Jednotka | Popis |
|----------------|-------------------|---|
| \mathbf{a} | | jednotkový vektor v trojfázovém souřadném systému |
| \mathbf{A} | | obecný prostorový vektor, fázor |
| \mathbf{A} | | matice dynamiky stavového popisu systému |
| $A(\omega)$ | | amplituda frekvenční charakteristiky |
| \mathbf{A}_k | | transformovaný obecný prostorový vektor, fázor |
| \mathbf{B} | | matice vstupů stavového popisu systému |
| \mathbf{B} | T | vektor magnetické indukce |
| B_{med} | T | střední hodnota magnetické indukce |
| \mathbf{C} | | matice výstupů stavového popisu systému |
| c_{ss} | | konstrukční konstanta stejnosměrného elektromotoru |
| 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 |
| \mathbf{e} | | vektor odchylek stavových veličin |
| \mathbf{E} | V.m ⁻¹ | vektor intenzity elektrického pole |
| f | Hz | frekvence |
| \mathbf{F} | N | vektor síly |
| F | N | síla |
| $f(l)$ | | hustota pravděpodobnosti rozložení délek vláken |
| 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 | m.s ⁻² | tíhové gravitační zrychlení |
| $G(s)$ | | obrazový přenos obecného systému |
| $g(t)$ | | váhová funkce |
| $G_d(s)$ | | obrazový přenos modelu průtahu v závislosti na vstupní jemnosti |
| $G_u(s)$ | | obrazový přenos modelu průtahu v závislosti na výstupní rychlosti |
| $H(j\omega)$ | | obraz frekvenčního přenosu |
| $h(t)$ | | přechodová funkce |
| i | A | okamžitá hodnota proudu |

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ

| Symbol | Jednotka | Popis |
|----------------|----------------------|--|
| I | | index nestejnoměrnosti |
| 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 |
| i_{sd} | A | složka proudu statorového vinutí ve směru osy d, reálný servopohon |
| I_{Smax} | A | maximální proud statorovým vinutím motoru |
| i_{sq} | A | složka proudu statorového vinutí ve směru osy q, reálný servopohon |
| j | | imaginární jednotka |
| J | kg.m ² | moment setrvačnosti |
| J_k | | kvadratické integrální kritérium regulace |
| \mathbf{k} | | kompensační 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 | synchrónní otáčky |
| p | | počet pólů elektromotoru |
| P | | průtah |
| \mathbf{P} | | matice Ljapunovova regulátoru |
| P_{Fe} | W | ztrátový výkon v železe |
| p_p | | počet pólových dvojic elektromotoru |

| Symbol | Jednotka | Popis |
|----------------|-------------------|---|
| \mathbf{Q} | | volitelná matice zesílení odchylek Ljapunovova regulátoru |
| Q | C | elektrický náboj |
| R_c | Ω | činný odpor zahrnující ztráty ve statoru a rotoru |
| r_D | | derivační zesílení |
| r_I | | integrační zesílení |
| $R_f(s)$ | | obrazový přenos regulátoru proudu |
| $R_n(s)$ | | obrazový přenos regulátoru otáček |
| r_o | | proporcionální zesílení |
| R_{ph} | Ω | činný odpor jedné fáze statorového vinutí |
| R_s | Ω | činný odpor statorového vinutí |
| $R_\phi(s)$ | | obrazový přenos regulátoru polohy |
| s | | Laplaceův operátor |
| s | | skluz |
| 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 |
| $U(s)$ | | obraz akční veličiny |
| \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 |
| V_l | | počet vodičů |
| Z | | impedance |
| \mathbf{Z} | | fázor impedance |
| \mathbf{x} | | vektor stavových veličin |
| $Y(s)$ | | obraz regulované veličiny |
| β | | volitelná matice integračního zesílení Ljapunovova regulátoru |
| β | rad | zatěžovací úhel |
| δ | | volitelná matice proporcionálního zesílení Ljapunovova regulátoru |
| δX | | relativní chyba veličiny X |
| ΔX | | absolutní chyba veličiny X |
| $\eta(t)$ | | jednotkový skok |

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ

| Symbol | Jednotka | Popis |
|----------------|---------------------|---|
| τ | s | dopravní zpoždění |
| τ_E | s | elektrická časová konstanta |
| τ_M | s | mechanická časová konstanta |
| τ_p | m | rozteč pólových nástavců |
| 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 |
| Ψ_1 | Wb | vektor spřaženého magnetického toku statoru |
| ω | rad.s ⁻¹ | úhlová frekvence, úhlová rychlost elektrická |
| 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 |

Použité indexy

| dolní indexy | význam |
|--------------|--------------------------------------|
| <i>act</i> | skutečná hodnota regulované veličiny |
| <i>M</i> | veličina referenčního modelu |
| <i>n</i> | jmenovitá hodnota |
| <i>rated</i> | jmenovitá hodnota |
| <i>set</i> | žádaná hodnota regulované veličiny |

| horní indexy | význam |
|--------------|------------------------------|
| \wedge | odhad veličiny |
| * | komplexně sdružená veličina |
| \bar{x} | střední hodnota veličiny x |

Seznam zkratek a značek

| | |
|------|--|
| A | Ampérmetr |
| AC | Střídavý proud |
| ASM | Asynchronní elektromotor |
| DC | Stejnoseměrný proud |
| HSC | Vysokorychlostní obrábění |
| 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 většinu část 20. století se většina střídavých elektrických pohonů používala v režimu konstantní rychlosti. Ještě i dnes najdeme stroje a aplikace, jejichž pohony pracují na rychlostech, které jsou dány frekvencí napájecí sítě. Ovšem činnost mnoha strojů bývá efektivnější, pokud jejich pohony pracují ve vhodných otáčkách, které jsou odlišné od otáček daných frekvencí napájecí sítě. 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. Nelze opominout ani možnost úspor elektrické energie pokud pohon pracuje s optimálními otáčkami.

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 a pro její dosažení se využívá mnoho různých prostředků. Mezi dva základní patří zvyšování produkčních rychlostí strojů a zvyšování spolehlivosti systémů.

Na první pohled se zdá, že zvyšování produkčních rychlostí strojů, které s sebou 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 v podstatě 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 možnostmi zvyšování dynamiky řízených elektrických pohonů, které přináší současné poznání v oblasti regulační techniky a algoritmů řízení. Na konkrétním případě 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 rezných 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 řídicích strukturách jsou opět klasické – udržování požadované hodnoty proudu nebo otáček zajišťují PI (PID¹) 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 bude v práci použit a jeho chování porovnáme s nově uvedeným trojfázovým modelem, který popisuje Souček v [1]. Pro syntézu regulačních obvodů řízení a výpočet parametrů bude použit jednoduchý model využívající analogie se stejnosměrným cize buzeným elektromotorem.

Důležitý krok dále představuje zjištění hodnot parametrů matematických modelů použitých v práci. Za tímto účelem bude v příloze vypracován seznam experimentů, ve kterých bude detailně popsána metoda a postup měření konkrétního parametru. Budou uvedeny i alternativní postupy (pokud existují), aby bylo možné získané údaje ověřit.

Všechny metody a postupy vedoucí ke zvýšení dynamiky servopohonu, které budou v

¹ Použité zkratky sice implikují analogové provedení takového regulátoru, ovšem v současnosti je drtivá většina řídicích systémů (včetně regulačních prvků) realizována na bázi číslicových počítačů.

práci uvedeny by měly být experimentálně ověřeny na reálném servopohonu. Tento požadavek ovšem naráží na možnosti testovacího pracoviště, které bude k tomuto účelu použito. Metody, které nebude možné takto testovat budou alespoň simulovány.

Uvedené způsoby zvyšování dynamiky servopohonu by měly v budoucnu směřovat k praktické aplikaci v oblasti textilních strojů. Z tohoto důvodu bude v práci uveden i popis takové aplikace včetně matematického modelu, na kterém se vybrané postupy simulační ověří. Práce by se měla zaměřit nejen na „klasické“ metody, jejichž výsledky můžeme ověřit v reálné praxi na pohonech se standardními řídicími jednotkami. Bude nutné se věnovat i novým způsobům regulace, přestože jejich vlastnosti zatím není možné se stávajícím vybavením ověřovat experimentálně. V této části práce se bude hodnotit i skutečnost, do jaké míry jsou tyto nové postupy řízení aplikovatelné ve stávajících řídicích jednotkách elektrických pohonů.

1.3 Členění práce

Při sestavování textu a příloh této disertační práce bylo snahou pokud možno dodržovat logický a chronologický sled jednotlivých kapitol a statí. Přesto nebylo možné se vyhnout odkazům na předcházející části práce nebo i na kapitoly, které teprve budou následovat.

Kapitola druhá seznamuje čtenáře se základními vlastnostmi synchronního elektromotoru s permanentními magnety v rotoru. Je zde představeno náhradní elektrické schema a odvozen matematický DQ model tohoto stroje. V druhé části je popsán alternativní trojfázový model a také zjednodušená varianta tohoto modelu, která v principu odpovídá modelu stejnosměrného stroje.

Regulaci elektrických pohonů se věnuje kapitola třetí. Je zde obecně popsán skalární a vektorový způsob řízení střídavých elektrických motorů, následující část se věnuje vektorovému řízení synchronních motorů s permanentními magnety v rotoru a jednotlivým strategiím řízení. V detailu je rozebrána strategie ZDAC (řízení $i_d = 0$), kterou používá i řídicí jednotka testovacího pracoviště. Dále je uveden obecný postup návrhu regulačního obvodu elektrického pohonu a specifika takového návrhu vzhledem k vlastnostem a možnostem běžných řídicích jednotek.

Ve čtvrté kapitole jsou uvedeny a zhodnoceny výsledky simulací a ověření věrohodnosti použitých matematických modelů (resp. jejich parametrů) porovnáním s odezvami reálného servopohonu na testovacím pracovišti. Analyzuje se kvalitativně i kvantitativně chování modelů v časové i frekvenční oblasti. Cílem kapitoly bylo nalezení takových parametrů regulace, aby bylo chování modelu srovnatelné s chováním reálného servopohonu. V závěru jsou jednotlivé modely zhodnoceny.

Vybrané způsoby a postupy vedoucí ke zvýšení dynamiky servopohonu jsou uvedeny v kapitole páté. Popisují se zde základní způsoby, které dovolují zvýšit dynamiku změnou parametrů regulační struktury servopohonu i vybrané postupy a metody, které více či méně mění standardní tvar běžně používané regulační struktury. Vždy je snahou analyticky vysvětlit vliv provedených zásahů na změnu vlastností servopohonu, pokud analytické řešení není přehledné či možné, je změna chování přiblížena simulačním experimentem.

Kapitola šestá popisuje konkrétní a poněkud méně obvyklou průmyslovou aplikaci synchronního servopohonu. Jedná se o již zmiňované průtahové ústrojí mykacího stroje. V textu je uveden převzatý matematický model procesu průtahu a doporučený způsob regulace. Je zde také simulačně ověřeno, jaký vliv mají změny v dynamice servopohonu (jako důsledek postupů v předchozí kapitole) na výslednou kvalitu textilního produktu.

Sedmá kapitola shrnuje dosažené výsledky a hodnotí přínos disertační práce. Jsou

1. ÚVOD

uvedeny i další možnosti a cesty, které byly zmíněny jen okrajově a nebyl zkoumán jejich přínos, ať již z časových nebo jiných důvodů.

Zbývající část práce tvoří přílohy, ve kterých je popsáno použité testovací pracoviště. Je zde uveden i popis experimentů a způsob měření parametrů servomotoru pro matematický model. Součástí práce je CD-ROM s naměřenými daty, provedenými simulačními experimenty a výpočty.

2 Matematický model synchronního elektromotoru s permanentními magnety v rotoru

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

Způsoby matematického modelování elektrických strojů jsou dostatečně popsány v literatuře. Pro potřeby simulace se často používá model popsáný např. v [2] nebo [3]. Tento model 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 indukčnosti).

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

V dalších kapitolách budou některé výše uvedené modely detailně popsány a porovnány.

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.

Klasické synchronní stroje se v současnosti používají jako synchronní generátory pro výrobu elektrické energie nebo jako pohony velkých strojů s konstantní rychlostí a málo proměnným zatížením (zejména se jedná o čerpadla, kompresory nebo ventilátory). Výkony takových generátorů i motorů se pohybují až do stovek MW.

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 (viz. obrázek 2.4), 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. Informativní porovnání vlastností používaných materiálů uvádí tabulka.

Přestože výrobci těchto materiálů dovolují pracovní teploty až 200°C, doporučené pracovní teploty servomotorů jsou cca o 50 až 100°C nižší. Nevýhodou těchto moderních materiálů je teplotní závislost remanentní indukčnosti B_r . U materiálu Nd-Fe-B se uvádí 0,1 až 0,12 %/K, u Sm-Co je pokles nižší 0,045%/K viz. [8]. Výrobci servopohonů však s touto teplotní závislostí počítají a umožňují provádět její kompenzaci.

2. MATEMATICKÝ MODEL SYNCHRONNÍHO ELEKTROMOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY V ROTORU

Tabulka 2.1: Přehled typických vlastností materiálů permanentních magnetů podle [1].

| <i>Materiál</i> | <i>Remanence B_r [T]</i> | <i>Koercitivní síla H_k [kA.m⁻¹]</i> | <i>Energetický součin $(BH)_{max}$ [kJ.m⁻³]</i> |
|-------------------|---|--|---|
| anizotropní ferit | 0,37 | 240 | 26 |
| Al-Ni-Co | 1,2 | 52 | 40 |
| Sm-Co | 0,9 až 1,12 | 450 až 750 | 160 až 240 |
| Nd-Fe-B | 1,2 | 850 | 280 |

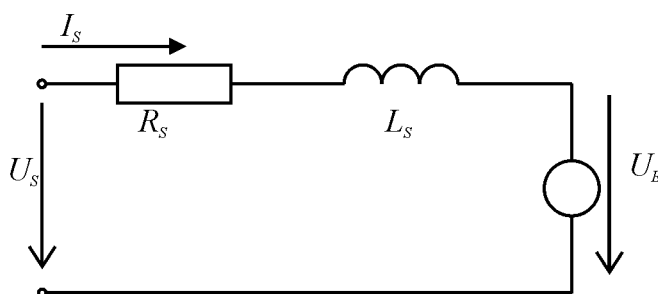
Pro pohony s proměnnou rychlostí se dříve hojně používaly stejnosměrné elektromotory, protože jejich regulace byla v porovnání se střídavými stroji výrazně jednodušší a proto tehdejšími technickými prostředky snáze zvládnutelná. V současnosti je nahrazují právě synchronní servomotory, jejichž regulace je sice složitější, ovšem v řadě dalších parametrů stejnosměrné elektromotory překonávají, především díky absenci komutátoru.

Pokud porovnáme DC a PMSM elektromotor, pak synchronní servomotory se vyznačují:

- menší provozní hlučnosti
- delší životnosti
- absencí jiskření
- lepším odvodem ztrátového tepla
- větší krátkodobou přetížitelností
- při stejném výkonu menšími rozměry a hmotností
- minimálními nároky na údržbu.

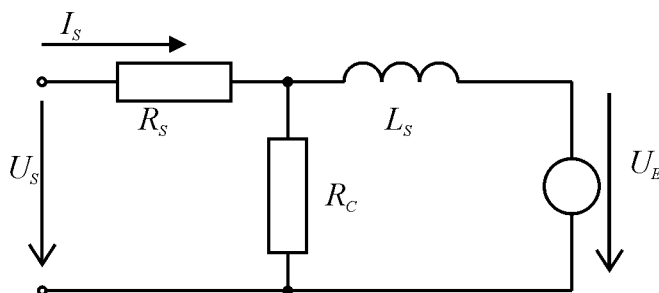
2.2 Náhradní schéma synchronního motoru s permanentními magnety

Na obrázku 2.1 je znázorněno náhradní elektrické schéma synchronního elektromotoru s permanentními magnety. Jedná se o schéma jedné fáze, tedy 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 indukují elektrické napětí U_E , opačného smyslu než napájecí napětí U_S .



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

V některých pramenech se objevuje modifikované náhradní schéma. Kromě odporu R_s ještě obsahuje odpor R_c paralelně řazený vůči fiktivnímu zdroji indukovaného napětí U_E . Tímto způsobem autoři do modelu zahrnují ztráty statoru a rotoru (viz. obr. 2.2).



Obr. 2.2: Náhradní elektrické schéma synchronního elektromotoru s permanentními magnety v rotoru včetně vlivu ztrát.

2.3 Matematický model synchronního motoru

Synchronní elektromotor s permanentními magnety v rotoru je speciální případ obecného synchronního elektromotoru s budícím a tlumícím vinutím, v dalších odstavcích proto nejprve odvodíme matematický model obecného synchronního stroje. Další úvahy vycházejí z [2].

Nejprve uvedme některá zjednodušení, která musíme vzít v úvahu při tvorbě modelu. Reálný synchronní motor může být obecně vícepólový, v dalších úvahách se budeme zabývat dvoupólovým strojem, jehož statorová vinutí jsou soustředěna do tří vinutí, která budeme označovat a, b, c . Při simulacích skutečného synchronního motoru však počet pólů do modelu zahrneme.

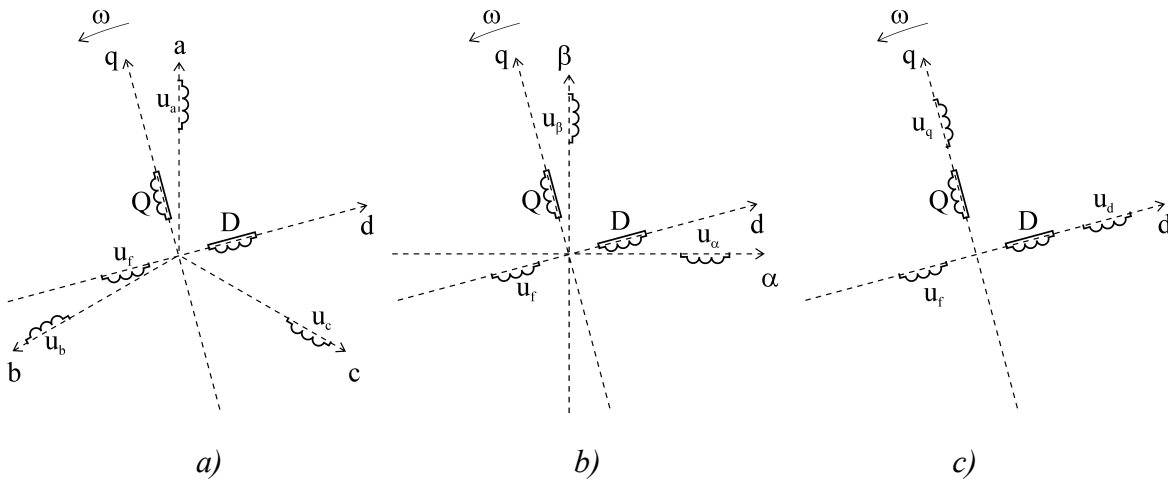
Rotor synchronního elektromotoru dále obsahuje klecové tlumicí (rozběhové) vinutí nakrátko, které nahradíme dvěma na sebe kolmými soustředěnými vinutími v zapojení nakrátko. Jejich označení budiž D a Q . Rotor musí mít i stejnosměrné budící vinutí. V modelu bude označeno jako f a je na stejné ose jako vinutí D .

V prvním kroku sestavení modelu nahradíme tři statorová vinutí a, b, c dvěma fiktivními vinutími $\alpha\beta$, způsobem uvedeným výše. Tato úprava je naznačena na obrázku 2.3 a).

Při otáčení rotoru se mění vzájemná poloha jednotlivých vinutí statoru vůči rotorovým vinutím, což má za následek proměnný charakter jejich vzájemné indukčnosti. Abychom tento jev eliminovali, musíme vinutí označené $\alpha\beta$, které vůči statoru stojí, transformovat na vinutí označené d,q , jak je naznačeno na obrázku 2.3 b). Toto vinutí rotuje stejnou rychlostí jako točivé magnetické pole statoru. Způsob transformace je popsán v příloze K.1.2.

Fiktivní vinutí d,q orientujeme v souřadném systému rotoru tak, aby vinutí d bylo ztotožněno s podélnou osou a vinutí q s příčnou osou. Tuto skutečnost ilustruje poslední obrázek 2.3 c). V podélné ose jsou tak magneticky vázány celkem tři vinutí d, f a D , v příčné ose jsou to vinutí q a Q .

2. MATEMATICKÝ MODEL SYNCHRONNÍHO ELEKTROMOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY V ROTORU



Obr. 2.3: Postup transformace souřadných systémů při odvození matematického modelu synchronního elektromotoru.

Nyní můžeme psát obvodové a tokové rovnice pro jednotlivá vinutí:

$$u_d = R_a \cdot i_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega \cdot \Psi_q \quad \Psi_d = L_d \cdot i_d + L_{dD} \cdot i_D + L_{df} \cdot i_f \quad (2.1)$$

$$u_q = R_a \cdot i_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega \cdot \Psi_d \quad \Psi_q = L_q \cdot i_q + L_{qQ} \cdot i_Q \quad (2.3)$$

$$0 = R_D \cdot i_D + \frac{d\Psi_D}{dt} \quad \Psi_D = L_{Dd} \cdot i_d + L_{Dd} \cdot i_D + L_{Df} \cdot i_f \quad (2.5)$$

$$0 = R_Q \cdot i_Q + \frac{d\Psi_Q}{dt} \quad \Psi_Q = L_{Qq} \cdot i_q + L_{Qq} \cdot i_Q \quad (2.7)$$

$$0 = R_f \cdot i_f + \frac{d\Psi_f}{dt} \quad \Psi_f = L_{fd} \cdot i_d + L_{fD} \cdot i_D + L_{ff} \cdot i_f \quad (2.9)$$

kde L_{xy} značí vzájemnou indukčnost mezi obecným vinutím x a y .

Vzniklou soustavu rovnic dále doplníme rovnicí pro elektromagnetický moment:

$$m = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) \quad (2.11)$$

Dále přidáme pohybovou rovnici:

$$m - m_z = \frac{J}{p_p} \cdot \frac{d\omega}{dt} \quad (2.12)$$

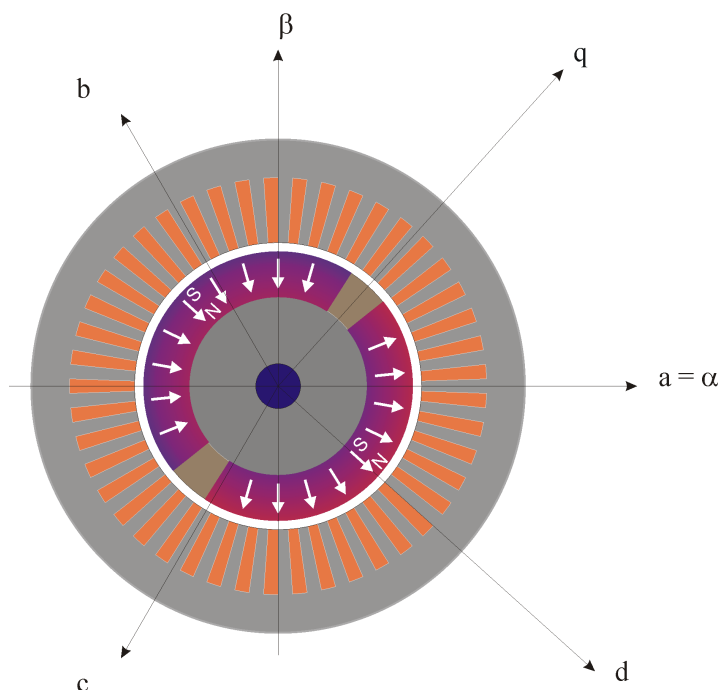
kde ω představuje elektrickou úhlovou rychlost. Její přepočet na mechanickou úhlovou rychlost ω_m lze provést pomocí vztahu:

$$\omega_m = \frac{\omega}{p_p} \quad (2.13)$$

Výše uvedené rovnice plně popisují matematický model obecného synchronního elektromotoru. Protože se dále budeme zabývat pouze synchronními elektromotory s permanentními magnety v rotoru, uvedená soustava rovnic dozná jistého zjednodušení.

2.3.1 Synchronní motor s permanentními magnety v rotoru

Před vlastním sestavením modelu uvedme několik zjednodušujících předpokladů. Konstrukce tohoto stroje je v porovnání s obecným synchronním strojem výrazně jednodušší, protože odpadá rotorové budící a tlumící vinutí. Schematický řez takovým strojem ilustruje obrázek. Podobně jako v předchozím případě, i zde definujeme dva souřadné systémy. Na obrázku je uveden 2pólový stroj, rozšíření na vícepólový je velmi jednoduché.



Obr. 2.4: Schematický řez synchronním elektromotorem s permanentními magnety v rotoru

Osy abc statorového souřadného systému jsou ztotožněny s kladnými směry magnetického toku, který je vyvolán průchodem proudu jednotlivými statorovými vinutími. Proměnné tohoto souřadného systému lze podle kapitoly K.1.2 převést na ortogonální souřadný systém $\alpha\beta$, osu α ztotožníme s osou a původního systému. Rotorový souřadný systém je určen tak, že osa d směřuje k severnímu magnetickému pólu permanentních magnetů. Mezi oběma souřadnými systémy opět definujeme vzájemný úhel natočení ϑ_m (v případě dvoupólového stroje) orientovaný od α -osy ke q -ose. V případě vícepólového stroje je praktické definovat elektrický úhel ϑ a elektrickou úhlovou rychlost stroje ω . Jejich vztah k

2. MATEMATICKÝ MODEL SYNCHRONNÍHO ELEKTROMOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY V ROTORU

„mechanickým“ veličinám pospisují vztahy

$$\vartheta = p_p \cdot \vartheta_m \quad (2.14)$$

$$\omega = p_p \cdot \omega_m \quad (2.15)$$

kde, p_p označuje počet pólových dvojic stroje, veličiny s indexem m jsou „mechanické“, veličiny bez indexu jsou „elektrické“. V případě dvoupólového stroje ($p_p = 1$) jsou elektrické a mechanické veličiny identické.

Model dále neuvažuje ztráty v železe a předpokládá, že parametry statorového vinutí – činný odpor R a indukčnost L – jsou konstantní. Obecně platí, že magnetická vodivost rotoru je v podélném a příčném směru odlišná, jedná se tedy o rotor s vyniklými póly, kde $L_d \neq L_q$. Všechny zde uvedené rovnice dále předpokládají, že časově proměnné veličiny jsou harmonické a pracujeme pouze s jejich základní harmonickou složkou.

Model je možné odvodit z modelu obecného synchronního stroje zavedením zjednodušujících předpokladů (neexistence budícího a tlumícího vinutí na rotoru). 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 výše uvedená 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.
- jsou zanedbávané ztráty v železe
- indukované napětí U_i má harmonický tvar.

Pro uvedený el. obvod platí napěťová rovnice:

$$U_1^S = R_a \cdot I_1^S + \frac{d\Psi_1^S}{dt} \quad (2.16)$$

kde horní index S značí proměnné v statorovém souřadném systému.

Spřažený magnetický tok Ψ můžeme definovat jako

$$\Psi_1^S = \Phi_F \cdot e^{j\vartheta} + L_1 \cdot I_1^S \quad (2.17)$$

Magnetický tok buzený permanentními magnety rotoru Φ_F je zde převeden do statorových souřadnic. Obě rovnice můžeme převést do souřadného systému DQ. Aplikací pravidel uvedených v příloze K.1.2 a po úpravách získáme:

$$U_1^R = R_a \cdot I_1^R + \frac{d\Psi_1^R}{dt} + j\omega \Psi_1^R \quad (2.18)$$

$$\Psi_1^R = \Phi_F + L_1 \cdot I_1^R \quad (2.19)$$

Jak již bylo uvedeno výše, model je vhodné řešit v souřadném systému DQ, který rotuje shodnou úhlovou rychlostí ω jako točivé magnetické pole statoru.

Příspěvek magnetického obvodu rotoru k výslednému magnetickému spřaženému toku Ψ_1 se nyní redukuje na magnetický spřažený tok permanentních magnetů Φ_F , orientovaný ve směru osy d.

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

$$u_d = R_a \cdot i_d + \frac{d \Psi_d}{dt} - \omega \cdot \Psi_q \quad \Psi_d = L_d \cdot i_d + \Phi_F \quad (2.20)$$

$$u_q = R_a \cdot i_q + \frac{d \Psi_q}{dt} + \omega \cdot \Psi_d \quad \Psi_q = L_q \cdot i_q \quad (2.22)$$

Elektromagnetický moment motoru lze odvodit ze vztahu:

$$M_E = \frac{3}{2} p_P \cdot \text{Im} \{ \Psi_1^* \cdot I_1 \} \quad (2.23)$$

Po úpravě a dosazení získáme:

$$M_E = \frac{3}{2} p_P (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d) = \frac{3}{2} p_P [\Phi_F + (L_d - L_q) i_d] i_q \quad (2.24)$$

Součástí modelu je také pohybová rovnice:

$$J \frac{d \omega_m}{dt} = M_E - M_L \quad (2.25)$$

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 podle 2.15.

Pro další manipulaci s modelem je vhodné provést některá dosazení a úpravy. Nejprve do rovnic 2.20 a 2.22 dosadíme za složky spřaženého magnetického toku Ψ_d a Ψ_q . Pak

$$\frac{d i_d}{dt} = -\frac{R_a}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} i_q \omega + \frac{1}{L_d} u_d \quad (2.26)$$

$$\frac{d i_q}{dt} = -\frac{R_a}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} i_d \omega - \frac{\Phi_F}{L_q} \omega + \frac{1}{L_q} u_q \quad (2.27)$$

Do pohybové rovnice dosadíme vztah pro elektrický moment servomotoru a upravíme:

$$\frac{d \omega}{dt} = \frac{3 p_P}{2 J} (\Phi_F i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} M_L \quad (2.28)$$

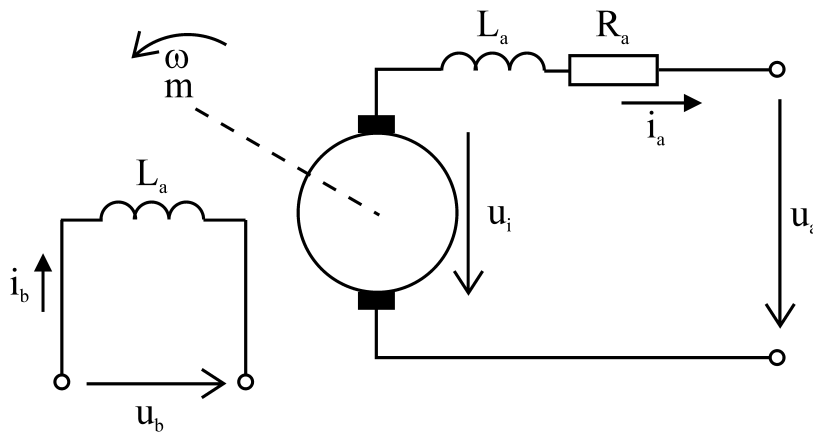
Matematický model synchronního servomotoru je tvořen třemi diferenciálními rovnicemi prvního řádu 2.26 až 2.28. Z uvedených rovnic vyplývá, že se jedná o nelineární systém, kde výstup představuje úhlová rychlost ω resp. ω_m , vstupy modelu představují složky statorového napětí u_d a u_q , poruchovou veličinu modelu reprezentuje neznámý zátěžný moment M_L . Jak již bylo řečeno v úvodu kapitoly, parametry modelu budeme považovat za konstantní.

2.4 Trojfázový model synchronního elektromotoru

Tento matematický model popisuje synchronní elektromotor s permanentními magnety v rotoru, přičemž východiskem pro jeho sestavení je model stejnosměrného elektromotoru. Odvodíme nejprve matematický model stejnosměrného cize buzeného elektromotoru. Trojfázovým rozšířením tohoto modelu dojdeme k matematickému modelu synchronního elektromotoru s perm. magnety v rotoru.

2. MATEMATICKÝ MODEL SYNCHRONNÍHO ELEKTROMOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY V ROTORU

Uvažujme náhradní schéma cize buzeného stejnosměrného elektromotoru podle obrázku. Zjednodušujícím předpokladem budiž konstantní hodnota buzení statorového vinutí,



Obr. 2.5: Náhradní elektrické schéma cize buzeného stejnosměrného elektromotoru

otáčky elektromotoru lze tedy řídit pouze změnou napětí kotvy.

Indukované napětí u_i v jednom vodiči kotvy elektromotoru lze vyjádřit pomocí rovnice,

$$u_i = B_{med} \cdot l \cdot v \quad (2.29)$$

kde v představuje rychlost pohybu vodiče v magnetickém poli statorového vinutí a střední magnetickou indukci B_{med} přičemž magnetický tok zasahuje vodič v délce l .

Střední magnetická indukce je určena jako:

$$B_{med} = \frac{\Phi}{\tau_p \cdot l} \quad (2.30)$$

Magnetický tok Φ vzniká jako důsledek průchodu budícího proudu statorovým vinutím a prochází plochou, jejíž velikost je dána délkou vodiče l a tzv. pólovou roztečí τ_p . Pólová rozteč představuje vzdálenost mezi dvěma sousedními pólovými nástavci z nichž se skládá magnetický obvod statoru.

Vodič obvodu kotvy se v magnetickém poli statoru pohybuje rychlostí v , což je obvodová rychlost rotoru. Tuto rychlost můžeme určit pomocí známého vztahu:

$$v = \frac{d}{2} \omega_{mech} = \frac{r}{2\pi} \omega_{mech} = \frac{2 \cdot p \cdot \tau_p}{2\pi} \cdot \omega_{mech} \quad (2.31)$$

Poloměr rotoru je možno vypočítat jako součin délky pólové rozteče τ_p a dvojnásobku počtu pólů statoru.

Střední hodnotu indukovaného napětí v obvodu kotvy pak získáme dosazením vztahů 2.30 a 2.31 do rovnice 2.29, čímž získáme:

$$U_i = \frac{V_1}{2a} \cdot B_{med} \cdot l \cdot \frac{2 \cdot p \cdot \tau_p}{2\pi} \cdot \omega_{mech} = c_{ss} \cdot \Phi \cdot \omega \quad (2.32)$$

Pokud je budící proud konstantní nebo pokud je stator elektromotoru tvořen permanentními magnety, můžeme magnetický tok Φ uvažovat také konstantní. Parametr c_{ss} je také konstanta, protože jeho velikost je dána konstrukcí elektromotoru, resp. geometrickými rozměry statoru. Součin $c_{ss} \cdot \Phi$ definuje tzv. napěťovou konstantu elektromotoru K_E a můžeme psát vztah pro střední hodnotu indukovaného napětí ve tvaru:

$$U_i = K_E \cdot \omega \quad (2.33)$$

Pro uzavřený elektrický obvod kotvy dle obrázku 2.5 platí Kirchhoffův zákon pro napětí ve tvaru 2.34, který tak tvoří první diferenciální rovnici matematického modelu. Napájecí napětí U_a způsobuje průchod proudu i_a obvodem. Tento proud vytváří úbytky napětí na rezistoru R_a (představuje činný odpor kotevního vinutí) a na indukčnosti tohoto vinutí L_a .

$$R_a \cdot i_a + L_a \frac{di_a}{dt} + U_i = U_a \quad (2.34)$$

Součástí matematického modelu musí být i diferenciální rovnice popisující mechanické vlastnosti pohonu, tedy vztah vyjadřující momentovou rovnováhu na hřídeli stejnosměrného stroje. Obecně můžeme psát rovnici:

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} = M_i - M_z \quad (2.35)$$

kde levá strana vyjadřuje dynamický moment rotoru (za předpokladu, že moment setrvačnosti $J = \text{konst.}$). Na pravé straně vystupuje rozdíl vnitřního momentu stroje M_i a zátěžného momentu M_z .

Odvoďme nyní vztah pro vnitřní moment stroje. Silové působení magnetického pole statoru na vodič rotoru protékaný elektrickým proudem je obecně definováno pomocí Lorentzovou rovnicí:

$$\mathbf{F} = Q \cdot (\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}) \quad (2.36)$$

V našem případě můžeme působící sílu vyjádřit rovnicí:

$$F = l \cdot B_{med} \cdot \frac{i_a}{2a} \quad (2.37)$$

Vodič o délce l je protékaný elektrickým proudem kotvy i_a a nachází se v magnetickém poli statoru s indukcí B_{med} . Mechanické provedení rotoru zohledňuje člen $2a$, který určuje počet paralelních větví, kterými proud i_a protéká.

Vnitřní moment stroje určíme jako součin síly F , která působí na rameni $\frac{d}{2}$.

$$M_i = V_1 \cdot F \cdot \frac{d}{2} \quad (2.38)$$

Dále musíme zohlednit fakt, že současně je moment vyvozován mnoha vodiči, jejichž počet označme V_1 . Nyní můžeme dosadit rovnici 2.37 do 2.38 a získáme:

2. MATEMATICKÝ MODEL SYNCHRONNÍHO ELEKTROMOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY V ROTORU

$$M_i = V_1 \cdot l \cdot B_{med} \cdot \frac{i_a}{2a} \cdot \frac{d}{2} = V_1 \cdot l \cdot B_{med} \cdot \frac{i_a}{2a} \cdot \frac{2p \cdot \tau_p}{2\pi} = c_{ss} \cdot \Phi \cdot i_a \quad (2.39)$$

Z předchozích úvah již víme, že součin $c_{ss} \cdot \Phi$ je konstantní. V rovnici 2.39 jej považujeme za momentovou konstantu K_M elektromotoru a můžeme psát:

$$M_i = K_M \cdot i_a \quad (2.40)$$

Porovnáním rovnic 2.32 a 2.39 zjistíme, že velikost napěťové a momentové konstanty stroje je shodná. Tato shoda ovšem platí pouze pro klidový stav stroje, jak uvádí Souček v [1] na straně 35. Vysvětlení lze provést na základě energetické úvahy pro motor při ustálené rychlosti, kdy musíme respektovat ztrátový výkon v železe P_{Fe} . Předpokládejme že: $U = \text{konst.}$, $I = \text{konst.}$, $M_i = M_z = \text{konst.}$ Pak příkon stroje je roven výkonu zvýšenému o ztráty v mědi a ztráty v železe:

$$U \cdot I = M_i \cdot \omega + R \cdot I^2 + P_{Fe} \quad (2.41)$$

Vynásobením rovnice 2.34 proudem I , za předpokladu $I = \text{konst.}$ a úpravou získáme:

$$U \cdot I = U_i \cdot I + R \cdot I^2 \quad (2.42)$$

Pokud porovnáme pravé strany rovnic 2.41 a 2.42 a dosadíme za M_i a U_i vztahy 2.40 a 2.33:

$$K_M + \frac{P_{Fe}}{I \cdot \omega} = K_E \quad (2.43)$$

Z uvedeného vyplývá, že:

$$K_E > K_M \quad (2.44)$$

ovšem prakticky je tento rozdíl velmi malý a v našich dalších úvahách jej můžeme zanedbat. Způsobem určení obou konstant se budeme dále zabývat v kapitoly D a E.

Sloučením 2.35 a 2.39 získáme druhou diferenciální rovnici modelu:

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} = c_{ss} \cdot \Phi \cdot i_a - M_z \quad (2.45)$$

Matematický model stejnosměrného elektromotoru s konstantním buzením se skládá z dvou diferenciálních rovnic s konstantními koeficienty:

$$U_a = K_E \cdot \omega + R_a \cdot i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad (2.46)$$

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} = K_M \cdot i_a - M_z \quad (2.47)$$

2.4.1 Model synchronního motoru

Na základě výše uvedených rovnic lze odvodit matematický model synchronního elektromotoru s permanentními magnety v rotoru.

Tři satorové cívky synchronního motoru jsou nejčastěji zapojeny do hvězdy. Vinutí jsou prostorově rozložena tak, že mezi nimi vzniká posun o 120° . Vinutí můžeme napájet harmonickým trojfázovým napětím jehož okamžité hodnoty jsou:

$$\begin{aligned} U_A &= U_0 \cos(\omega t) \\ U_B &= U_0 \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_C &= U_0 \cos\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.48)$$

Proudy v jednotlivých vinutích popíšeme jako:

$$\begin{aligned} I_A &= I_0 \cos(\omega t) \\ I_B &= I_0 \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_C &= I_0 \cos\left(\omega t + \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.49)$$

kde $I_0 = U_0 / R$. Protože vinutí jsou zapojena do hvězdy a střed tohoto zapojení není vyveden, v každém okamžiku platí podmínka:

$$I_A + I_B + I_C = 0 \quad (2.50)$$

Trojfázový synchronní elektromotor můžeme považovat za tři shodné subsystémy, které se svým popisem podobají matematickému modelu stejnosměrného elektromotoru podle rovnice 2.34. Výsledný účinek takového systému je ještě ovlivněn vzájemným natočením každého subsystému o elektrický úhel $2\pi/3$. Dále musíme vzít v úvahu vzájemné ovlivňování sousedních cívek vinutí vlivem vzájemných indukčností $L_{AB,BA}$, $L_{AC,CA}$, $L_{BC,CA}$. Základní rovnice 2.34 převzatá z modelu stejnosměrného stroje tak dostává pro každou fázi tvar:

$$\begin{aligned} U_A &= U_{EA} + RI_A + L \frac{dI_A}{dt} + L_{AB} \frac{dI_B}{dt} + L_{AC} \frac{dI_C}{dt} \\ U_B &= U_{EB} + RI_B + L \frac{dI_B}{dt} + L_{BA} \frac{dI_A}{dt} + L_{BC} \frac{dI_C}{dt} \\ U_C &= U_{EC} + RI_C + L \frac{dI_C}{dt} + L_{CA} \frac{dI_A}{dt} + L_{CB} \frac{dI_B}{dt} \end{aligned} \quad (2.51)$$

přičemž rovnice neuvažují změny indukčností s polohou.

Díky prostorové symetrii satorového vinutí synchronního stroje můžeme předpokládat, že všechny vzájemné indukčnosti jsou shodné.

Podobně jako u stejnosměrného elektromotoru, i zde platí rovnice pro vnitřní indukované napětí a momentové působení jednotlivých cívek vinutí, které vycházejí ze vztahů 2.33 a 2.40. Nové vztahy musí zohledňovat vzájemnou polohu rotoru a satoru, která je vyjádřena elektrickým úhlem φ .

2. MATEMATICKÝ MODEL SYNCHRONNÍHO ELEKTROMOTORU S PERMANENTNÍMI MAGNETY V ROTORU

Elektrický úhel φ je s mechanickým úhlem natočení rotoru φ_m svázán prostřednictvím počtu pólových dvojic p_p pomocí rovnice 2.52, která vychází ze závislosti mechanické rychlosti trojfázového střídavého stroje na frekvenci napájecího napětí:

$$\omega_m = \frac{1}{p_p} \cdot \omega \quad (2.52)$$

Integrací výrazu pro úhlovou rychlost $\omega = \frac{d\varphi}{dt}$ podle času získáme:

$$\varphi_m = \frac{1}{p_p} \cdot \varphi \quad (2.53)$$

Pokud se jedná o dvoupólový stroj, kde počet pólů $p_p = 1$, tak je mechanický úhel φ_m roven elektrickému úhlu φ .

Vnitřní indukovaná napětí jednotlivých cívek vinutí tak jsou:

$$\begin{aligned} U_{EA} &= K_E \omega \sin \varphi \\ U_{EB} &= K_E \omega \sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_{EC} &= K_E \omega \sin\left(\varphi + \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.54)$$

Vnitřní moment jednotlivých cívek vinutí elektromotoru je dán následujícími vztahy:

$$\begin{aligned} M_A &= K_F I_A \sin \varphi \\ M_B &= K_F I_B \sin\left(\varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \\ M_C &= K_F I_C \sin\left(\varphi + \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.55)$$

Za jednotlivé proudy I_A , I_B a I_C dosadíme vztahy 2.49, provedeme úpravy funkcí sinus a cosinus s pomocí známých vztahů pro goniometrické funkce součtu argumentů (např. v [9]) a získáme výsledný moment vzniklý působením všech tří fází:

$$M = \frac{3}{2} \cdot \frac{U_0 K_F}{R} \cdot \sin \vartheta \quad (2.56)$$

kde $\vartheta = \varphi - \psi$. Z vlastností funkce sinus vyplývá, že maximální hodnotu má celkový moment pro elektrický úhel $\vartheta_{opt} = \pi/2$. Maximální moment pak je:

$$M_{max} = \frac{3}{2} \cdot \frac{U_0 K_F}{R} = \frac{3}{2} \cdot K_F I_0 = K_{FCEK} I_0 \quad (2.57)$$

Z výše uvedeného požadavku na maximální moment vyplývá, že úhel ψ je nutno neustále přizpůsobovat okamžité hodnotě elektrického úhlu φ tak, aby platila podmínka $\psi = \varphi - \pi/2$. To má shodný účinek jako komutátor s kartáči u stejnosměrných elektromotorů – silový účinek statorového magnetického pole je maximální. Z 2.57 je dále zřejmé, že výsledný

moment synchronního elektromotoru je 1,5krát větší než maximální moment vyvozený působením jedné cívky.

2.4.2 Zjednodušená varianta trojfázového modelu

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. Rovnice tohoto modelu jsou uvedeny v příloze J.

V následujícím textu budeme původní trojfázový model (podle kapitoly 2.4.1) vycházející z analogie se stejnosměrným motorem označovat termínem „*plný model*“, zde uvedenou jednofázovou variantu budeme dále nazývat jako „*zjednodušený model*“.

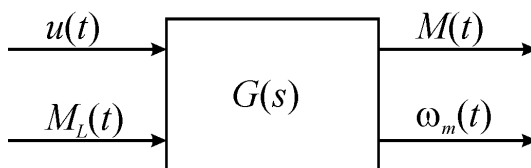
3 Regulované elektrické pohony

V této kapitole se budeme věnovat popisu regulačních struktur elektrických pohonů a analýze jejich vlastností důležitých pro vytvoření matematického modelu řízeného elektrického pohonu. Současně bude diskutována otázka verifikace takového modelu a použitelnost modelu pro návrh komplexnějších regulačních struktur. Nejprve bude popsána standardní regulační struktura řízeného elektrického pohonu, dále se zaměříme na pohony se synchronními elektromotory s permanentními magnety v rotoru.

3.1 Obecná regulační struktura řízeného elektrického pohonu

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 popsitelné jeho vnitřním stavem.

Vstupem bývá nejčastěji elektrické napětí $u(t)$ (např. napětí na kotvě stejnosměrného elektromotoru a na budícím vinutí, nebo napětí na statoru asynchronního elektromotoru). Druhý vstup představuje zátěžný moment $M_L(t)$, který můžeme považovat za poruchovou veličinu. Výstupy bývají v zásadě dva. Jedním je mechanický točivý moment $M(t)$ na hřídeli stroje, druhým je úhlová rychlost rotoru $\omega_m(t)$. Pokud budeme uvažovat přímý lineární elektromotor, pak jeho výstupy jsou síla $F(t)$ a posuvná rychlost $v(t)$. Je možné definovat i další přídatné výstupní veličiny, které se odvozují z výše uvedených. Příkladem budiž poloha $\varphi(t)$ resp. $s(t)$, získaná integrací rychlosti stroje $\omega_m(t)$ resp. $v(t)$ podle t .



Obr. 3.1: Vstupní a výstupní veličiny elektrického pohonu popsaného jako obecný dynamický systém s přenosem $G(s)$.

Volba veličin, které popisují stav elektromotoru jako systému 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. Tato regulační struktura může být podle požadavků konkrétní aplikace dále rozšířena např. o dopředné vazby nebo o technologický regulátor.

Základní zpětnou vazbu tvoří proudová regulace. Jejím úkolem je urychlit a zkvalitnit regulaci proudu. Bez použití proudové regulace by byla jakákoliv změna proudu výrazně zpomalována vlivem indukčnosti vinutí stroje a účinkem vnitřního indukovaného napětí (svou orientací působí proti napájecímu napětí, tedy snižuje protékající proud a tím i moment stroje). Jako regulační prvek se zde většinou používá PI regulátor (nebo jeho varianta), obrazový přenos „čistého“ PI regulátoru můžeme psát ve tvaru:

$$R_I(s) = K_{PI} \frac{T_{NI} \cdot s + 1}{T_{NI} \cdot s} \quad (3.1)$$

kde K_{PI} představuje proporcionální zesílení a T_{NI} časovou integrační konstantu.

3. REGULOVANÉ ELEKTRICKÉ POHONY

Samostatně lze proudovou regulaci použít, pokud chceme řízený pohon provozovat jako momentový servopohon. Pokud známe dostatečně přesně velikost momentové konstanty k_M nebo velikost magnetického toku permanentních magnetů Φ_F , pak regulaci momentu lze nahradit přímo regulací proudu, protože moment stroje je přímo úměrný proudu (resp. jeho momentotvorné složce). Pouze v aplikacích, kde se vyžaduje velmi kvalitní regulace momentu pohonu (navíječky atd.) se skutečný moment měří a proudovému regulátoru je nadřazen ještě technologický regulátor momentu pracující v uzavřené zpětné vazbě.

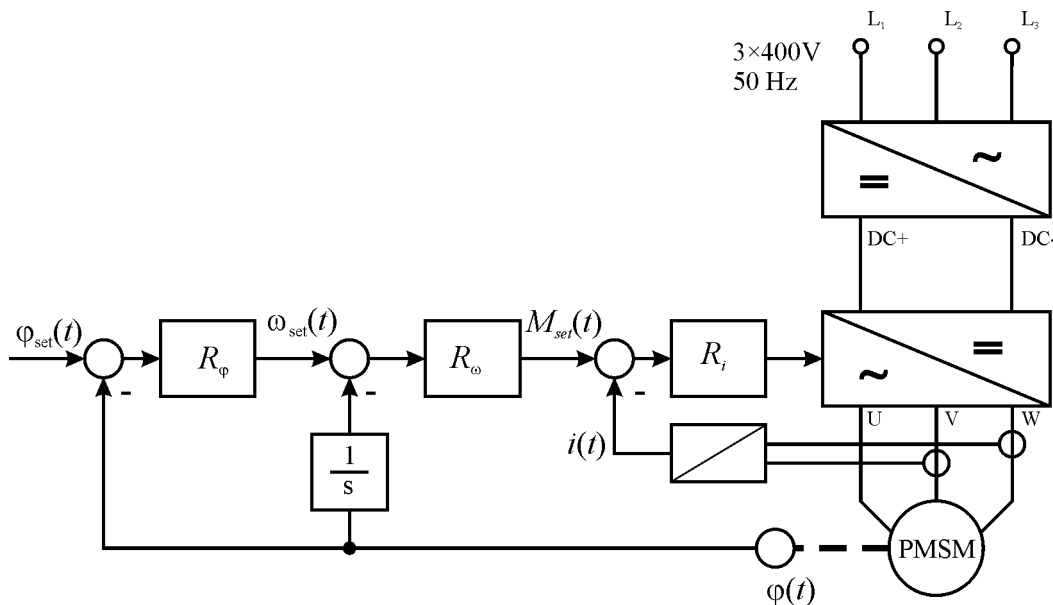
Standardně jsou elektrické regulované pohony využívány jako otáčkové, jejich hlavní regulovanou výstupní veličinu představuje rychlost $\omega_m(t)$. V případě servomotorů musí být regulační smyčka uzavřená a motor musí obsahovat snímač rychlosti hřídele. Hodnota skutečné rychlosti stroje se porovnává se zadáním, regulační odchylka vstupuje do rychlostního regulátoru. Opět je řešen nejčastěji jako PI, přenos lze psát ve tvaru:

$$R_n(s) = K_p \frac{T_N \cdot s + 1}{T_N \cdot s} \quad (3.2)$$

Člen K_p představuje proporcionální zesílení regulátoru, časová konstanta regulátoru je dána konstantou T_N .

Podmínka měření skutečné rychlosti nemusí být nutně vždy splněna. Skutečná rychlost motoru může být i odhadována na základě znalosti nebo měření vhodných veličin motoru. Příkladem může být skalární řízení asynchronního elektromotoru, jehož rychlost se odhaduje na základě výstupní frekvence střídače a velikosti proudu odebíraného motorem.

U synchronních elektromotorů je přítomnost snímače polohy hřídele nezbytná, řídicí systém pohonu musí vždy znát informaci o elektrickém úhlu natočení hřídele.



Obr. 3.2: Blokové schéma kaskádního regulačního obvodu pro polohovou regulaci. Zde na příkladu pohonu s PMSM.

Rychlostní regulační smyčky se ještě nadřazuje regulace polohová. Především se jedná o aplikace pohonů v obráběcích strojích, robotice a manipulační technice. Regulovanou veličinu

zde představuje úhel natočení rotoru stroje, obecně můžeme hovořit o poloze koncového bodu mechanismu, který je motorem poháněn. Měření skutečné polohy se většinou realizuje jako nepřímé, tj. využije se snímač polohy umístěný na motoru a poloha koncového bodu se dopočítává ze znalosti převodových poměrů poháněného mechanismu. V případě bezvůlových mechanismů, nebo tam, kde je velikost vůle známá a neměnná, lze takto dosahovat velmi vysoké přesnosti polohování.

Pokud jsou neurčitosti poháněného mechanismu proměnné či neznámé a požadovaná přesnost polohování vysoká, je nutno použít přímé odměřování polohy. Mechanismus musí být vybaven dalším snímačem polohy, jehož informace se zavádí do řídicí jednotky servomotoru jako informace o skutečné poloze. Tento snímač je vhodné umístit „co nejbližší“ koncového bodu mechanismu.

Polohová zpětná vazba se uzavírá pomocí P regulátoru, protože vztah mezi rychlostí a polohou hřídele stroje je jednoznačně definován. Obrazový přenos regulátoru má tedy jednoduchý tvar:

$$R_{\varphi}(s) = K_v \quad (3.3)$$

Uvedená kaskádní regulační struktura se obecně využívá u všech druhů elektrických pohonů. Dosahovaná kvalita regulace je ovšem ovlivňována i druhem použitého elektrického motoru. Pokud se budeme zabývat pouze střídavými elektromotory, v úvahu přicházejí pouze asynchronní elektromotory (ASM) a synchronní elektromotory s permanentními magnety v rotoru (PMSM).

ASM s kotvou nakrátko jsou velmi jednoduché na výrobu a při napájení z frekvenčního měniče představují velmi dobrou alternativu k regulovaným stejnosměrným pohonům. Oblast použití asynchronních pohonů určuje především druh použitého řídicího algoritmu a případná existence snímače otáček.

Pro dynamicky extrémně náročné aplikace přichází v úvahu pouze PMSM s použitím vektorového řízení.

Přehledem a stručným popisem obou zmíněných řídicích algoritmů se bude zabývat další kapitola.

3.2 Přehled řídicích algoritmů pro střídavé pohony

Rychlost střídavých elektrických strojů se odvozuje od rychlosti rotujícího elektromagnetického pole, které vytváří statorové vinutí při napájení z obecné trojfázové sítě s kmitočtem f . Princip vzniku tohoto točivého elektromagnetického pole popisuje např. [7], rychlost otáčení pole n_s můžeme zapsat jako:

$$n_s = 60 \frac{f_1}{p_p} \quad (3.4)$$

kde f_1 označuje frekvenci napájecího trojfázového napětí a p_p určuje počet pólových dvojic statorového vinutí stroje. Hodnota n_s se často označuje jako synchronní otáčky.

Otáčky asynchronního elektromotoru jsou při motorickém chodu nižší než synchronní vlivem skluzu s .

$$n_s = 60 \frac{f_1}{p_p} (1 - s) \quad (3.5)$$

S rostoucím zatížením dochází k nárůstu skluzu a tím k poklesu otáček. Otázkou kompenzace tohoto jevu se zabývají příslušné regulační algoritmy.

Otáčky synchronních strojů odpovídají otáčkám synchronním, s rostoucím zatížením se zvyšuje pouze zatěžovací úhel β , který nesmí překročit svou mezní hodnotu. V opačném případě dojde ke ztrátě synchronismu a stroj se zastaví. K tomuto jevu dochází zejména při přímém napájení stroje z tvrdé sítě. Pokud je stroj napájen z měniče kmitočtu, řídicí jednotka při překročení povoleného zatížení motoru zareaguje daným způsobem – nejčastěji chybou a odpojením stroje od napájení. V konečném důsledku je tedy reakce pohonu stejná.

3.2.1 Skalární řízení

Skalární řízení měniče kmitočtu představuje poměrně jednoduchý způsob regulace, často používaný pro řízení asynchronních elektromotorů. Jeho jednoduchost je vyvážena nemožností dosáhnout špičkových dynamických parametrů pohonu. Myšlenka tohoto řídicího algoritmu vychází z požadavku konstantního magnetického toku ve stroji. Principy skalárního řízení lze nalézt ve [2], [10] nebo [11], zde můžeme pro jednoduchost využít vysvětlení spočívající v rozboru rovnice

$$\mathbf{U} = R \cdot \mathbf{I} + \frac{d\mathbf{\Psi}}{dt}, \quad d\mathbf{\Psi} = |\mathbf{\Psi}| \cdot e^{j\omega t}, \quad (3.6)$$

kteřá představuje popis elektromagneticky svázaného obvodu. Provedeme-li derivaci a budeme-li předpokládat, že $\omega_1 = 2\pi f_1$ a $|\mathbf{\Psi}| = \text{konst.}$, lze pro jednu fázi statorového vinutí stroje získat vztah

$$u_1 = R_s \cdot i_1 + k \cdot f_1 \cdot \Psi_1 \quad (3.7)$$

Pokud zanedbáme velikost statorového odporu R_s , pak podíl

$$\frac{u_1}{f_1} = \text{konst.} \quad (3.8)$$

Tento výraz představuje základní kritérium skalárního řízení. Stroj pracuje plně nabuzen, což je vhodné pro dosažení dostatečně rychlé momentové odezvy. Statorový proud a další veličiny se považují za skalární hodnoty, se změnou kmitočtu je nutné příslušně změnit i výstupní napětí střídače. Pro nízké kmitočty již nelze zanedbávat úbytky na činném odporu statorového vinutí. Kompenzace se provádí zvýšením výstupního napětí, přičemž závislost $U_1 = f(f_1)$ již není lineární. Stroje je možné provozovat i jako odbuzené. Tento režim práce skalárního řízení se uplatňuje v případě, kdy je při zvyšování výstupní frekvence f_1 dosaženo maximálního výstupního napětí střídače. To má za následek pokles magnetického toku a momentu stroje.

V literatuře jsou popsány další varianty skalárního způsobu řízení ASM, jejichž algoritmus pracuje podle jiných kritérií. Příkladem takového řízení je např. regulace na minimum statorového proudu, další varianty uvádí např. [10].

Skalární řízení se velmi často používá pro jednoduché aplikace jako pohony čerpadel, ventilátorů atd. Protože je odvozeno ze vztahů platných pro ASM v ustáleném stavu, nevyhovuje svými parametry při rychlých změnách zatížení nebo otáček.

3.2.2 Vektorové řízení

Nevýhody skalárního řízení vedly k postupnému rozvoji metod tzv. vektorového řízení elektrických střídavých (zejména asynchronních) pohonů. Základní myšlenka vychází opět z kritéria konstantní velikosti magnetického toku a snahy regulovat pouze vnitřní elektromagnetický moment stroje. Podobně je tomu u řízení stejnosměrného cize buzeného elektromotoru, kdy je regulace momentu a magnetického toku oddělená, moment stroje nastavujeme proudem kotvy a velikost mg. toku se reguluje velikostí budícího proudu.

U střídavých elektrických strojů je k dispozici pouze statorový proud i_s . Pokud na něj budeme pohlížet jako na prostorový vektor \mathbf{I}_s , můžeme provést jeho rozklad na dvě vzájemně kolmé složky, které vzniknou průmětem tohoto vektoru do os vhodného souřadného systému (viz. příloha K). Díky rovnicím matematického modelu použitého střídavého elektromotoru můžeme ze znalosti proudu \mathbf{I}_s a statorového napětí \mathbf{U}_s vypočítat magnetický tok stroje Ψ a generovaný elektromagnetický moment stroje M_E .

Vektor statorového proudu se rozkládá na dvě fiktivní složky I_d a I_q .

Složka I_d představuje tzv. tokotvornou složku, změnou velikosti tohoto proudu lze ovlivňovat velikost magnetického toku ve stroji. Toho se využívá při práci stroje nad jmenovitými otáčkami, kdy se mg. obvod odbuzuje.

Proud I_q se označuje jako momentotvorná složka, jeho velikost přímo ovlivňuje velikost vnitřního elektromagnetického momentu stroje.

Základní podmínkou úspěšného vektorového řízení je informace o aktuální poloze souřadného systému DQ rotoru vůči statoru stroje (velikost transformačního úhlu ϑ) a rekonstrukce polohy prostorového vektoru mg. toku Ψ resp. proudu \mathbf{I}_s . V případě pohonu se snímačem otáček (polohy) je získání této informace zřejmé, pokud pohon provozujeme jako „sensorless“ bez snímače polohy, obě veličiny lze určit výpočtem. Využívá se znalosti matematického modelu stroje a informace o velikosti měřitelných veličin stroje (statorové proudy a napětí).

Existuje celá řada modifikací vektorového řízení, v literatuře jsou často označovány podle svých autorů. Oddělená regulace toku stroje dovoluje dosažení vysoké dynamiky stroje nebo může být prostředkem k dosažení jiného požadovaného kritéria (např. minimálního proudu, maximální účinnosti atd.)

Protože tato práce se zabývá především aplikacemi synchronních servomotorů s permanentními magnety v rotoru, další text bude věnován vektorovému řízení těchto strojů.

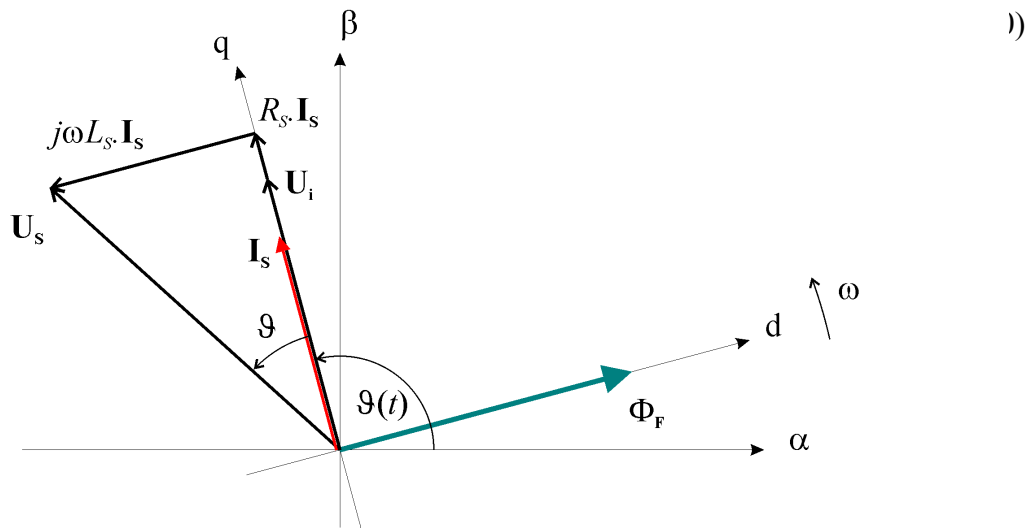
3.2.3 Vektorové řízení PMSM

Řízení pohonů se synchronními motory je velmi podobné vektorovému řízení asynchronních elektromotorů. Regulace probíhá v rotorovém souřadném systému DQ (viz. obrázek 3.3), který se vzhledem k rotoru otáčí úhlovou rychlostí omega. Okamžitý úhel natočení rotoru je dán vztahem:

$$\vartheta(t) = \omega \cdot t \quad (3.9)$$

Jak bylo uvedeno dříve, vektor magnetického toku permanentních magnetů 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 je regulačním algoritmem udržována na nulové hodnotě. Tuto situaci zachycuje obrázek 3.3.

Elektromagnetický moment PMSM byl podle 2.24 odvozen jako



Obr. 3.3: Polohy fázorů při vektorovém řízení PMSM

První součin v závorce představuje hlavní složku momentu stroje, druhý výraz v závorce je označován jako reluktanční moment a vyskytuje se pouze tehdy, pokud má stroj vyniklé póly rotoru (rozdíl $L_d - L_q \neq 0$).

Pokud udržujeme $I_d = 0$, moment stroje je dán:

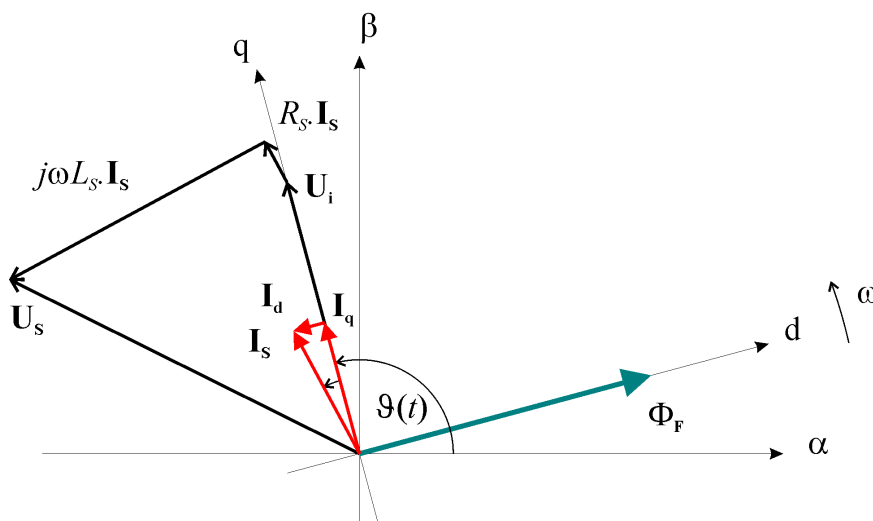
$$M_E = \frac{3}{2} p_P \Phi_F \cdot i_q \quad (3.11)$$

I PMSM lze odbuzovat, ovšem tento způsob zvyšování rychlosti stroje je méně účinný než u asynchronního nebo stejnosměrného stroje a hodí se pouze pro stroje s vyniklými póly na rotoru. Princip spočívá ve vytvoření proudu I_d tak, aby jím vyvozený magnetický tok působil opačným směrem než tok permanentních magnetů. Situaci zachycuje obrázek 3.4.

Protože velikost statorového proudu je vždy omezena možnostmi střídače a mezními hodnotami použitého motoru,

$$|\mathbf{I}_s| = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \leq I_{smax} \quad (3.12)$$

nárůst velikosti složky I_d musí být nutně kompenzován snížením momentotvorné složky I_q a odpovídajícím poklesem elektromagnetického momentu stroje M_E .



Obr. 3.4: Polohy fázorů při vektorovém řízení PMSM v režimu odbuzování

3.3 Regulační struktura vektorového řízení PMSM

Pro vektorovou regulaci PMSM bylo vyvinuto a popsáno několik strategií řízení. Jejich stručný přehled uvádí např. [4]. Zde jsou také v krátkosti shrnuty jejich význačné vlastnosti a porovnání.

Pokud budeme uvažovat regulační strategie pracující pod jmenovitými rychlostmi strojů, v literatuře jsou popsány tyto strategie:

- Nulová tokotvorná složka proudu $i_d = 0$ (ZDAC – zero d-axis current)
- Maximální účinnost (ME – maximum efficiency)
- Jednotkový účinník (UPF – unity power factor)
- Maximum momentu na jednotku proudu (MTPC – maximum torque per unit current)
- Konstantní spřažený mg. tok (CMFL – constant mutual flux linkage)

Strategie ZDAC patří mezi nejpoužívanější v průmyslu, v tomto režimu je moment stroje přímo úměrný amplitudě statorového proudu.

Při použití strategie ME udržuje regulační algoritmus účinnost stroje na maximální možné hodnotě, což je nutné zejména při napájení z bateriových zdrojů (elektromobily a hybridní vozidla), aby byla jejich životnost co nejdelší.

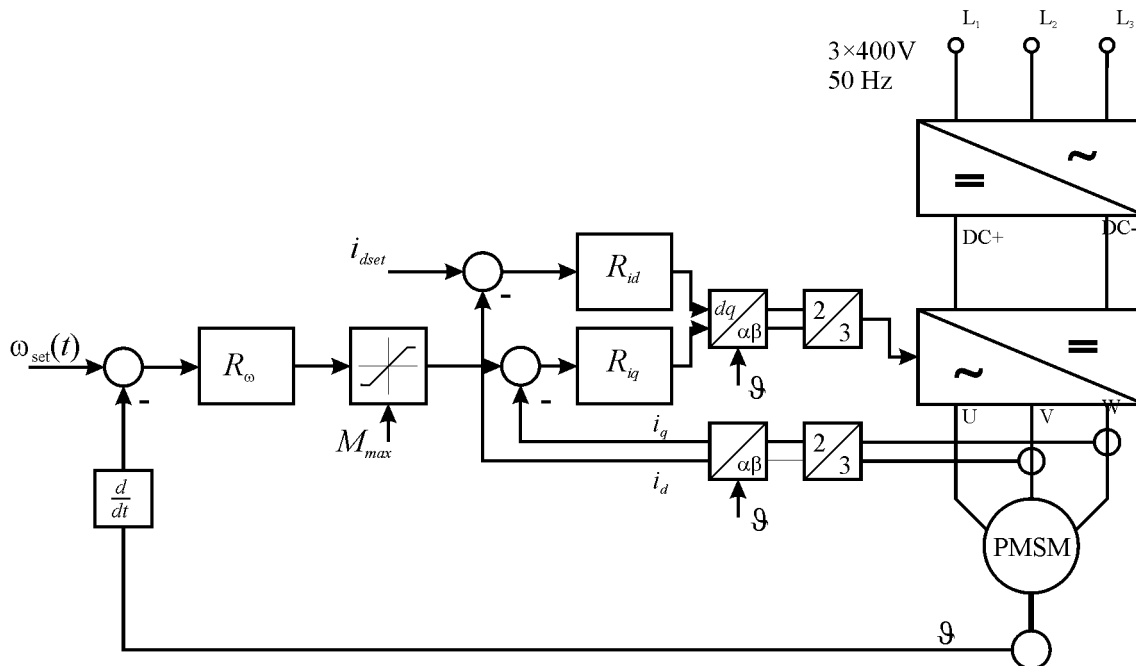
Strategie UPF optimalizuje chod stroje tak, aby účinník odebírané energie byl jednotkový.

MTPC strategie dosahuje maximální přeměny dodávaného proudu na moment tím, že minimalizuje ztráty v mědi, ovšem neoptimalizuje ztráty systému jako celku (viz. ME).

Pokud nesmí dojít k saturaci magnetického obvodu stroje, lze aplikovat CMFL strategii, která omezuje velikost spřaženého mg. toku ve stroji.

V práci se dále budu zabývat pouze strategií ZDAC. Hlavním důvodem budiž skutečnost, že tuto strategii používají řídicí jednotky Siemens Masterdrives a můžeme tak případné simulace ověřit měřením na reálném stroji. Obrázek 3.5 zachycuje blokové schéma nejjednodušší regulační struktury ZDAC.

Testování ostatních strategií předpokládá použití univerzálního programovatelného řídicího systému, kterým by byl schopen vypočítávat potřebné regulační zásahy v reálném čase a řídit jimi výstupní modul střídače.



Obr. 3.5: Zjednodušené blokové schéma vektorové regulace PMSM se strategií ZDAC.

Výše uvedený model je možné nejrůznějších způsobem upravovat tak, aby co nejvíce odpovídal reálné regulační struktuře, která se v praxi využívá. Provedení každé úpravy však musí být podrobena analýze, zda její zavedení přinese výrazné zlepšení vypovídací schopnosti modelu. V případě, že ano, tak zda toto zkvalitnění modelu není vykoupeno přílišným nárůstem složitosti modelu. Přestože jsou v dnešní době k dispozici velmi výkonné výpočetní systémy, které by byly schopny řešit takto složité modely, je třeba mít na zřeteli fakt, že vlastní model pohonu s PMSM může být pouze malou částí jinak značně složitějšího modelu.

Z tohoto hlediska mají svou nezastupitelnou úlohu i velmi jednoduché modely, které popisují pouze vnější chování servopohonu a jejich vnitřní struktura nemusí vůbec odpovídat reálné regulační struktuře. Mezi takové modely můžeme počítat např. plný model, nebo jeho zjednodušenou variantu (viz. kapitola 2.4 nebo přílohy I, J).

3.4 Regulační obvod – návrh a specifika elektrických regulovaných pohonů

Jak vyplývá ze známých a již dříve uvedených skutečností, 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 rozdělit do tří kroků:

Volba tvaru regulační struktury.

Teorie automatického řízení říká, že tvar regulační struktury by měl respektovat zejména: požadavky na přesnost v ustáleném stavu a dynamické vlastnosti při působení řídicí veličiny nebo poruchové veličiny.

V tomto kroku je uživatel elektrických řízených pohonů do značné míry limitován technickými a programovacími možnostmi řídicí jednotky, kterou hodlá ve finále použít pro realizaci. Naštěstí je zhruba 95% všech aplikací el. pohonů takového rázu, že standardně

nabízené řídicí jednotky svými vlastnostmi a použitou regulační strukturou (viz. kapitola 3.1) zcela vyhovují a není nutné regulační strukturu samotného pohonu zásadním způsobem měnit nebo upravovat (tím není myšleno např. naladění otáčkového regulátoru).

Špičkové řídicí jednotky předních světových výrobců dovolují regulační struktury v omezené míře modifikovat. Mezi tyto úpravy patří např. použití předkorekčních signálů, frekvenčních filtrů, technologických regulátorů atd... O významu a způsobu použití těchto metod bude pojednáno v dalším textu.

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 stability¹. 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 5.1.3 a 5.1.4. 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 dále diskutovány v kapitole 5.

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 řídicí jednotky pohonu, která tyto dynamické úpravy parametrů regulačních prvků musí podporovat.

3.4.1 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 řídicích

¹ Uvést řízený elektrický pohon do nestabilního stavu je často nemožné, nebo se to může podařit jen na krátkou dobu, protože díky ochranným funkcím řídicí jednotky jsou takovéto stavy velmi rychle rozpoznány. Často se nestabilita projeví překročením limitních hodnot některé veličiny, na které řídicí jednotka zareaguje bezpečným zastavením.

3. REGULOVANÉ ELEKTRICKÉ POHONY

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.

Za výjimku můžeme považovat frekvenční měniče 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 [12]), 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 Simulace, verifikace a porovnání modelů PMSM

Tato kapitola se věnuje analýze chování jednotlivých výše uvedených modelů PMSM (včetně regulační struktury podle kapitoly 3.3), která byla provedena na datech získaných simulací. Podrobný popis experimentu a postupu ověřování obsahuje kapitola G.3.

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 prvním 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 regulátoru 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.

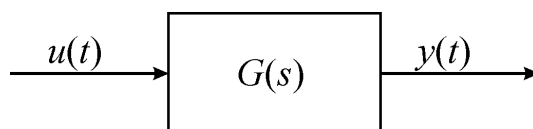
Reakce servopohonu (nebo obecně jakéhokoliv dynamického systému) na skokovou změnu regulované veličiny vypovídá o dynamických vlastnostech pohonu. Dalším ukazatelem kvality regulace bývá šířka propustného pásma zkoumaného systému. Tento parametr se určuje analýzou chování systému ve frekvenční oblasti. Výše popsané modely a jejich reálná předloha budou zkoumány a porovnávány i takovýmto způsobem.

4.1 Přechodová charakteristika

Uvažujme lineární dynamický systém popsáný obrazovým přenosem $G(s)$,

$$G(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} \quad (4.1)$$

kde $Y(s)$ a $U(s)$ jsou Laplaceovy obrazy výstupního resp. vstupního signálu $y(t)$ a $u(t)$ (viz. obrázek 4.1). Přenos systému $G(s)$ je definován jako L-obraz váhové funkce systému $g(t)$.



Obr. 4.1: Blok lineárního časově invariantního systému

Přechodovou funkci $h(t)$ definujeme jako odezvu lineárního dynamického systému na skokovou změnu vstupního signálu $\eta(t)$, tzv. Heavisideův skok, přičemž platí:

$$h(t) = \int_0^{\infty} g(\tau) \cdot \eta(t - \tau) d\tau \quad (4.2)$$

Grafickou reprezentaci přechodové funkce představuje tzv. *přechodová charakteristika*. Z jejího tvaru lze usuzovat na vlastnosti dynamického systému. Pokud budeme uvažovat dynamické systémy alespoň 2.řádu, pak lze z charakteristiky odečíst např:

- charakter systému (stabilita, přítomnost překmitu, kmitavost),
- velikost překmitu,
- vlastní úhlovou frekvenci systému,
- dobu ustálení systému.

Správná interpretace vlastností zkoumaného systému tak představuje hlavní vodítko při nastavování parametrů regulátoru každého dynamického systému. Výrobci elektrických pohonů určených pro dynamicky náročné aplikace usnadňují uživateli vhodné nastavení parametrů regulace pomocí sw prostředků, v kterých lze vizualizovat časové průběhy hlavních veličin pohonu. Uživatel tak může jednoduchým experimentem získat přechodovou charakteristiku pohonu a úpravou parametrů regulačního obvodu tak optimalizovat její tvar.

4.2 Frekvenční charakteristiky

Uvažujme dynamický systém dle předchozího odstavce. Provedeme-li formální záměnu komplexní proměnné s za $j\omega$ provedením substituce $s = j\omega$, pak obdržíme výraz pro frekvenční přenos systému $H(j\omega)$. Protože se jedná o komplexní funkci, můžeme ji rozložit na reálnou a imaginární část

$$H(j\omega) = U(\omega) + j \cdot V(\omega) \quad (4.3)$$

kde:

$$U(\omega) = \text{Re}\{H(j\omega)\} \quad (4.4)$$

$$V(\omega) = \text{Im}\{H(j\omega)\} \quad (4.5)$$

S jejichž pomocí můžeme určit amplitudovou část $A(j\omega)$ a fázovou část $\varphi(j\omega)$.

$$A(\omega) = |H(j\omega)| = \sqrt{U^2(\omega) + V^2(\omega)} \quad (4.6)$$

$$\varphi(\omega) = \arg H(j\omega) = \arctan \frac{V(\omega)}{U(\omega)} \quad (4.7)$$

Přivede-li na vstup systému sinusový signál

$$u(t) = A_1 \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (4.8)$$

pak na výstupu systému se ustálí opět sinusový signál se stejnou frekvencí, ale s jinou amplitudou a určitým fázovým posunem:

$$y(t) = A_2 \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) \quad (4.9)$$

Poměr amplitud výstupního a vstupního signálu určuje zesílení $A(j\omega)$

$$A(\omega) = \frac{A_2}{A_1}, \quad (4.10)$$

z časového posunutí obou signálů lze určit fázový posun $\varphi(j\omega)$:

$$\varphi(\omega) = \frac{2\pi}{T} \cdot \Delta t \quad (4.11)$$

Frekvenční přenos systému je pak

$$H(j\omega) = A(j\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)} \quad (4.12)$$

Zobrazení průběhu frekvenční charakteristiky $H(j\omega)$ v komplexní rovině je pro účely posouzení kvality regulace nevhodné, proto se frekvenční charakteristika zobrazuje jako závislost amplitudy $A(j\omega) = f(\omega)$ a fáze $\varphi(j\omega) = f(\omega)$ na frekvenci ω [rad.s⁻¹] nebo f [Hz] – *frekvenční amplitudová charakteristika* a *frekvenční fázová charakteristika*.

Frekvenční osa se škáluje jako logaritmická, amplituda se vynáší v jednotkách dB a značí jako $L(\omega)$:

$$L(\omega) = 20 \cdot \log A(\omega) \quad (4.13)$$

Frekvenční charakteristiky poskytují jako hlavní ukazatel kvality regulace dynamické soustavy tzv. šířku propustného pásma soustavy ω_{BW} , resp. f_{BW} .

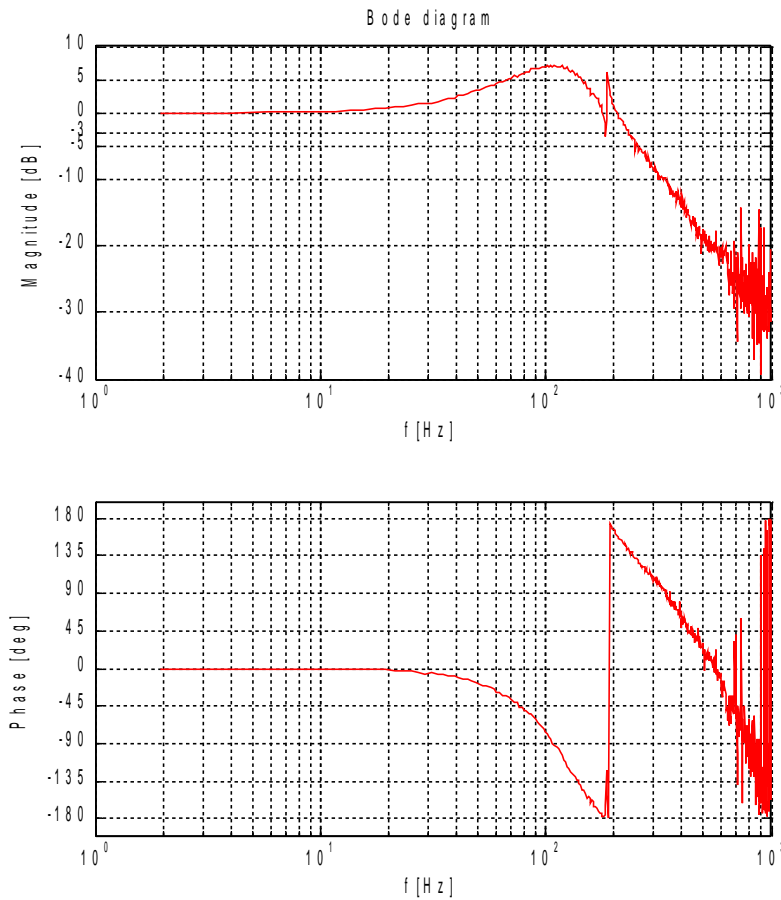
Tu lze definovat v amplitudové části charakteristiky jako frekvenci, při které amplituda poklesne o 3dB, $L(\omega_{BW}) = -3\text{dB}$. Užívá se i definice ve fázové části charakteristiky, která popisuje propustné pásmo jako frekvenci při kterém je fázový posuv $-\pi/2$. Příklad frekvenční charakteristiky reálného servopohonu zachycuje obr. 4.2.

Měření frekvenčních charakteristik reálných dynamických systémů představuje poměrně obsáhlý problém, metodami měření a aproximace frekvenčních charakteristik se zabývá mnoho odborných publikací. Teoretické základy můžeme najít např. v [13], praktickým postupům se věnuje např. Noskievič v [14], který uvádí mj. statistický postup výpočtu frekvenční charakteristiky reálného dynamického systému, založený na průchodu pseudonáhodného signálu soustavou. Detailní postup měření a výpočtu je obsahem kapitoly G.3 v příloze.

Pro výpočet frekvenčních charakteristik matematických modelů realizovaných v prostředí Matlab/Simulink je k dispozici nástroj *Linear Analysis*. V tomto interaktivním prostředí může uživatel velmi komfortně analyzovat požadované parametry zkoumaného modelu (rozložení pólů a nul přenosu systému, časové charakteristiky, frekvenční charakteristiky, atd...). Nástroj lze použít i na nelineární objekty. V takovém případě se zkoumaný systém nejprve linearizuje a dále je již postup shodný jako u LTI systémů. Tento nástroj však nebyl pro analýzu matematických modelů použit, protože se nepodařila automatická linearizace původních modelů.

Frekvenční charakteristiky zde uvedených matematických modelů servopohonu byly sestaveny „klasickým“ způsobem. Model byl vybuzen harmonickým signálem o známé frekvenci a amplitudě superponovaným na stejnosměrný signál odpovídající střední hodnotě žádaných otáček 300 ot.min⁻¹. Výstupní signál (skutečné otáčky) byl posléze vyhodnocen a zpracován do amplitudové frekvenční charakteristiky.

Pro další porovnávání modelů s reálným servopohonem budeme dále používat jen amplitudovou frekvenční charakteristiku, resp. frekvenci propustného pásma získanou z této charakteristiky.



Obr. 4.2: Příklad frekvenčních charakteristik otáčkové regulační smyčky servopohonu Simovert Masterdrives Motion Control s motorem IFT6062-6AF71. Určená šířka propustného frekvenčního pásma je $f_{BW} = 230$ Hz (-3dB) nebo $f_{BW} = 105$ Hz (-90°).

4.3 Porovnání odezvy DQ-modelu a reálného servopohonu

4.3.1 Proudová regulační smyčka i_q

Jako kritérium bylo pro optimalizaci použito integrální kvadratické kritérium, které můžeme obecně zapsat jako např:

$$J_k = \int_{T_1}^{T_2} (y_1(t) - y_2(t))^2 dt \quad (4.14)$$

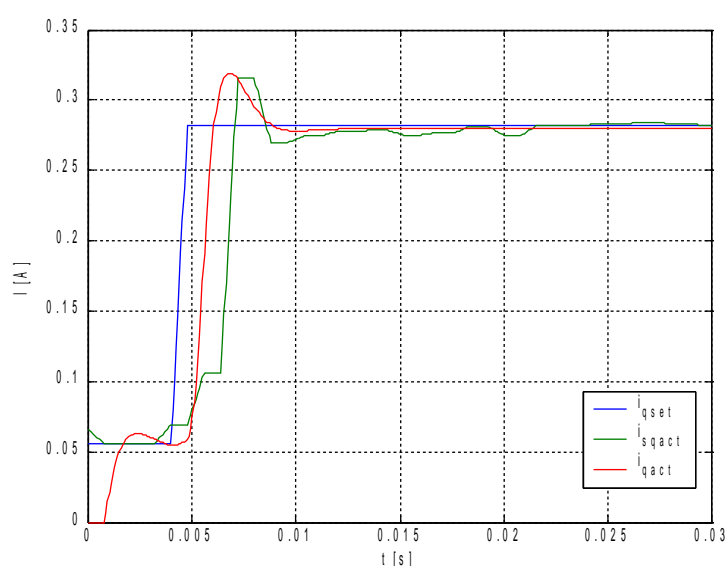
kde $y_1(t)$ a $y_2(t)$ označuje porovnávané signály, kvadrát jejich odchylky se integruje podle času v mezích T_1 a T_2 . Pokud jsou oba signály identické $y_1(t) = y_2(t)$, pak kritérium nabývá svého minima $J_k = 0$.

Kritérium zpracovává odchylku mezi odezvou skutečného proudu $i_{sq_act}(t)$ reálného servopohonu a odezvou skutečného proudu modelu $i_{q_act}(t)$.

$$J_k = \int_{T_1}^{T_2} (i_{sq_act}(t) - i_{q_act}(t))^2 dt \quad (4.15)$$

Integrační mez $T_1 \neq 0$ byla nastavena tak, aby počáteční ustalování signálu modelu negativně neovlivňovalo hodnotu kritéria. Integrační mez T_2 odpovídá minimálně okamžiku, kdy se regulační děj ustálí.

Optimalizační algoritmus našel vhodné nastavení proudového regulátoru, které minimalizovalo hodnotu kritéria. Toto nastavení bylo použito jako výchozí bod k manuálnímu vyhledání takových konstant regulátoru, aby charakter simulované odezvy lépe vystihoval chování proudové regulační smyčky reálného pohonu.



Obr. 4.3: Porovnání odezvy reálného pohonu a DQ-modelu na skok proudového setpointu.

Nalezené hodnoty činí:

$$iqKp = 40$$

$$iqTi = 0,001 \text{ ms}$$

Takto získané nastavení regulátoru proudu bohužel nelze vhodným způsobem ověřit. Řídící jednotka Simovort Masterdrives Motion Control nedovoluje uživateli výrazně měnit nastavení proudové regulace, výrobce toto ani nedoporučuje. V Kompendiu lze najít tři parametry, které zasahují do bloku proudové regulace. Jedná se o parametry *P296 Dynamic I-Reg*, *P282 Amps Reg Gain* a *P285 Ki-Current controller*. Z popisu těchto parametrů nelze vyvozovat žádné konkrétní závěry. Jedinou možností jak zjistit jejich možný význam by byla sada experimentů, tento úkol však jde nad rámec disertační práce.

Jako orientační vodítko však mohou posloužit parametry proudové regulace získané z jiného pohonu. Jedná se o řídicí jednotku Siemens Simodrive 611U v kombinaci se servomotorem 1FK6063-6AF71, podobného výkonu jako modelovaný servomotor 1FT6062-6AF71. Hodnota proudového zesílení se zde pohybuje v řádu desítek (70) a časová konstanta kolem 1 ms.

Pozn: pro regulátor tokotvorné složky proudu i_d bylo použito shodného nastavení jako pro regulátor proudu i_q . Protože použitá strategie řízení byla ZDAC, regulace proudu i_d probíhá na nulovou hodnotu.

4.3.2 Otáčková regulační smyčka

Následující tabulka shrnuje výsledky optimalizace parametrů otáčkového regulátoru modelu. Již na první pohled je patrný výrazný rozdíl mezi velikostí proporcionálního zesílení regulátoru. Z provedené optimalizace vyplývá, že proporcionální zesílení regulátoru nK_p v modelu musí být řádově 100-krát menší, než proporcionální zesílení K_p v reálném pohonu.

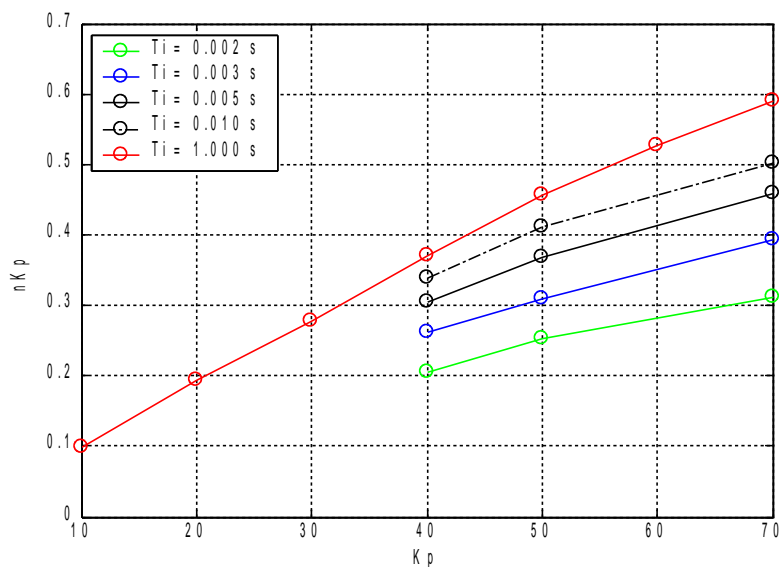
Jako hlavní příčinu tohoto nesouladu můžeme označit neznámý rozměr parametru K_p otáčkového regulátoru v reálném servopohonu.

Tabulka 4.1: Odpovídající nastavení regulátoru otáček v modelu vzhledem k reálnému pohonu

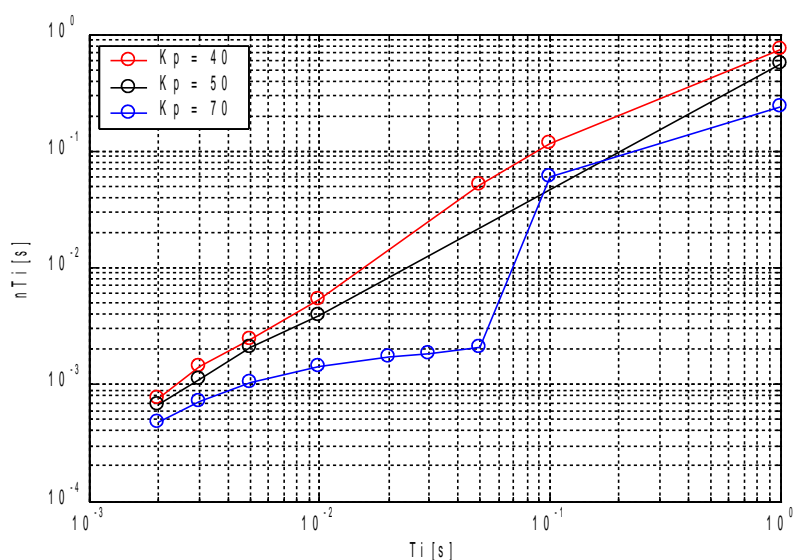
| č.ex. | MDMC | | DQ-model | |
|-------|-----------|-----------|------------|------------|
| | K_p [-] | T_i [s] | nK_p [-] | nT_i [s] |
| 1 | 10 | 1,000 | 0,0976 | 1,00000 |
| 2 | 20 | 1,000 | 0,1931 | 1,00000 |
| 3 | 30 | 1,000 | 0,2775 | 1,00000 |
| 4 | 40 | 0,002 | 0,2049 | 0,00077 |
| 5 | 40 | 0,003 | 0,2607 | 0,00141 |
| 6 | 40 | 0,005 | 0,3037 | 0,00241 |
| 7 | 40 | 0,010 | 0,3383 | 0,00531 |
| 8 | 40 | 0,050 | 0,3678 | 0,05201 |
| 9 | 40 | 0,100 | 0,3691 | 0,11442 |
| 10 | 40 | 1,000 | 0,3706 | 0,73207 |
| 11 | 50 | 0,002 | 0,2526 | 0,00067 |
| 12 | 50 | 0,003 | 0,3103 | 0,00109 |
| 13 | 50 | 0,005 | 0,3689 | 0,00206 |
| 14 | 50 | 0,010 | 0,4109 | 0,00389 |
| 15 | 50 | 1,000 | 0,4564 | 0,56094 |
| 16 | 60 | 1,000 | 0,5259 | 0,40513 |
| 17 | 70 | 0,002 | 0,3117 | 0,00047 |
| 18 | 70 | 0,003 | 0,3939 | 0,00070 |
| 19 | 70 | 0,005 | 0,4598 | 0,00103 |
| 20 | 70 | 0,010 | 0,5025 | 0,00144 |
| 21 | 70 | 0,020 | 0,5352 | 0,00171 |
| 22 | 70 | 0,030 | 0,5427 | 0,00181 |
| 23 | 70 | 0,050 | 0,5566 | 0,00207 |

| | MDMC | | DQ-model | |
|-------|-----------|-----------|------------|------------|
| č.ex. | K_p [-] | T_i [s] | nK_p [-] | nT_i [s] |
| 24 | 70 | 0,100 | 0,5851 | 0,06030 |
| 25 | 70 | 1,000 | 0,5911 | 0,23853 |

Grafy na obrázcích 4.4 a 4.5 znázorňují závislost mezi parametry regulátoru modelu a reálného serva.



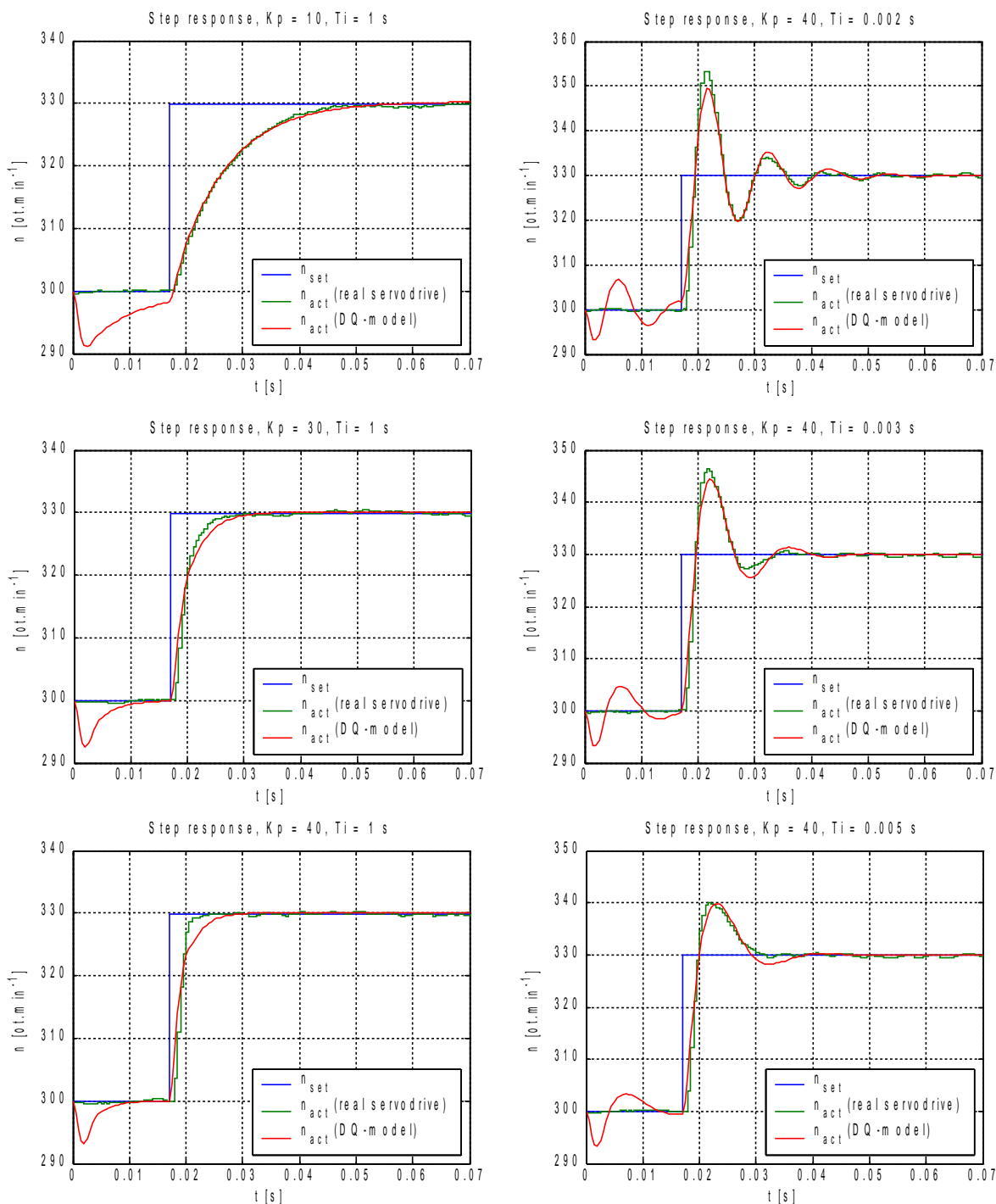
Obr. 4.4: Experimentálně zjištěné závislosti mezi proporcionálním zesílením otáčkového regulátoru servopohonu K_p a DQ-modelu nK_p pro konstantní T_i .



Obr. 4.5: Experimentálně zjištěné závislosti mezi časovou integrační konstantou otáčkového regulátoru servopohonu T_i a DQ-modelu nT_i pro konstantní K_p . Tvar křivky pro $K_p = 70$ je diskutován dále.

4. SIMULACE, VERIFIKACE A POROVNÁNÍ MODELŮ PMSM

Následující obrázky porovnávají odezvy reálného servopohonu a DQ-modelu na skok žádané hodnoty otáček. Parametry otáčkového regulátoru modelu jsou nastaveny podle tabulky 4.1.

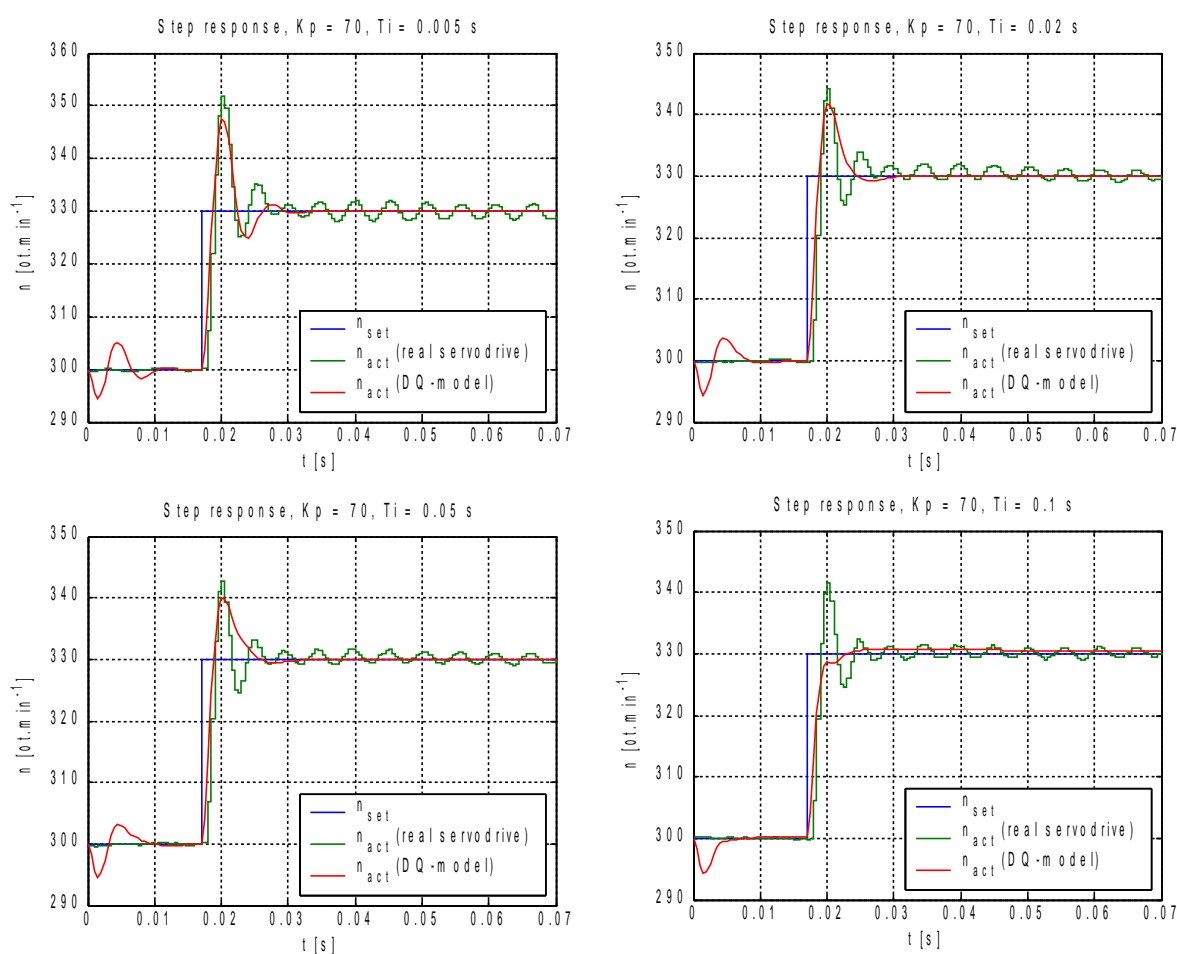


Obr. 4.6: Porovnání odezvy reálného servopohonu a DQ-modelu (v pravém sloupci se mění rozsah vertikální osy). Do okamžiku $t \leq 0,017 \text{ s}$ probíhá ustálení otáček modelu, počáteční podmínka $n_{act}(0) = n_{set}$ je splněna, ale není vhodně nastavena počáteční podmínka pro proud i_q .

Můžeme konstatovat, že pro „rozumné“ hodnoty zesílení reálného serva ($Kp \leq 50$) lze najít celkem snadno nastavení parametrů regulátoru otáček v modelu tak, aby získaná odezva splňovala kvalitativní (překmit ano či ne) i kvantitativní požadavky (výška prvního překmitu, perioda kmitů).

Pro vyšší zesílení Kp a dlouhé časové konstanty $Ti \geq 0,02s$ se již začíná projevovat neshoda mezi tvarem odezvy pohonu, který trvale vykazuje překmit (řádově 35%) a modelu (viz grafy na obr. 4.7). Pro dosažení shodné velikosti překmitu by proporcionální zesílení nKp modelu dosahovalo takové hodnoty, že by docházelo k omezování statorového proudu a tvar odezvy by vůbec nesouhlasil s chováním reálného pohonu.

Tento závěr lze dokumentovat i grafem na obr. 4.5, kde se pro $Kp = 70$ křivka výrazně odchyluje od ostatních průběhů. Nalezené nastavení časové integrační konstanty nTi modelu je pro $Ti \geq 0,02s$ v podstatě náhodné, protože již nesouhlasí tvar porovnávaných přechodových dějů.



Obr. 4.7: Porovnání odezvy reálného servopohonu a DQ-modelu.

4.3.3 Frekvenční charakteristiky

Druhým kritériem, které mělo zhodnotit, zda se chování modelu přibližuje chování reálného servopohonu byl tvar frekvenční amplitudové charakteristiky a šířka propustného frekvenčního pásma. Způsob měření frekvenčních charakteristik reálného servopohonu je popsán v příloze v kapitole G.3. Frekvenční charakteristiky matematického modelu servopohonu byly získány vyhodnocením průchodu harmonického signálu modelem. Parametry otáčkového a proudového regulátoru modelu byly při měření nastaveny podle výsledků předchozí podkapitoly.

Následující tabulka porovnává šířku pásma otáčkové regulační smyčky reálného servopohonu a DQ-modelu takového servopohonu. V posledních dvou sloupcích je uveden absolutní a relativní rozdíl zjištěné šířky pásma podle vztahů:

$$\begin{aligned}\Delta f_{BW} &= f_{BW(MDMC)} - f_{BW(DQ)} \\ \delta f_{BW} &= \frac{f_{BW(MDMC)} - f_{BW(DQ)}}{f_{BW(DQ)}}\end{aligned}\quad (4.16)$$

Tabulka 4.2: Šířka propustného frekvenčního pásma otáčkové regulační smyčky reálného servopohonu a DQ-modelu servopohonu pro různá nastavení parametrů otáčkového regulátoru.

| | MDMC | | | DQ-model | | |
|-------|-----------|-----------|---------------|---------------|----------------------|---------------------|
| č.ex. | K_p [-] | T_i [s] | f_{BW} [Hz] | f_{BW} [Hz] | Δf_{BW} [Hz] | δf_{BW} [-] |
| 1 | 10 | 1,000 | 18 | 15 | 3 | 0,20 |
| 2 | 20 | 1,000 | 47 | 35 | 12 | 0,34 |
| 3 | 30 | 1,000 | 86 | 50 | 36 | 0,72 |
| 4 | 40 | 0,002 | 180 | 160 | 20 | 0,13 |
| 5 | 40 | 0,003 | 176 | 140 | 36 | 0,26 |
| 6 | 40 | 0,005 | 170 | 130 | 40 | 0,31 |
| 7 | 40 | 0,010 | 156 | 100 | 56 | 0,56 |
| 8 | 40 | 0,050 | 152 | 80 | 72 | 0,90 |
| 9 | 40 | 0,100 | 150 | 75 | 75 | 1,00 |
| 10 | 40 | 1,000 | 150 | 75 | 75 | 1,00 |
| 11 | 50 | 0,002 | 236 | 200 | 36 | 0,18 |
| 12 | 50 | 0,003 | 231 | 190 | 41 | 0,22 |
| 13 | 50 | 0,005 | 231 | 170 | 61 | 0,36 |
| 14 | 50 | 0,010 | 227 | 150 | 77 | 0,51 |
| 15 | 50 | 1,000 | 227 | 110 | 117 | 1,06 |
| 16 | 60 | 1,000 | 258 | 160 | 98 | 0,61 |
| 17 | 70 | 0,002 | 287 | 250 | 37 | 0,15 |
| 18 | 70 | 0,003 | 281 | 250 | 31 | 0,12 |
| 19 | 70 | 0,005 | 281 | 250 | 31 | 0,12 |

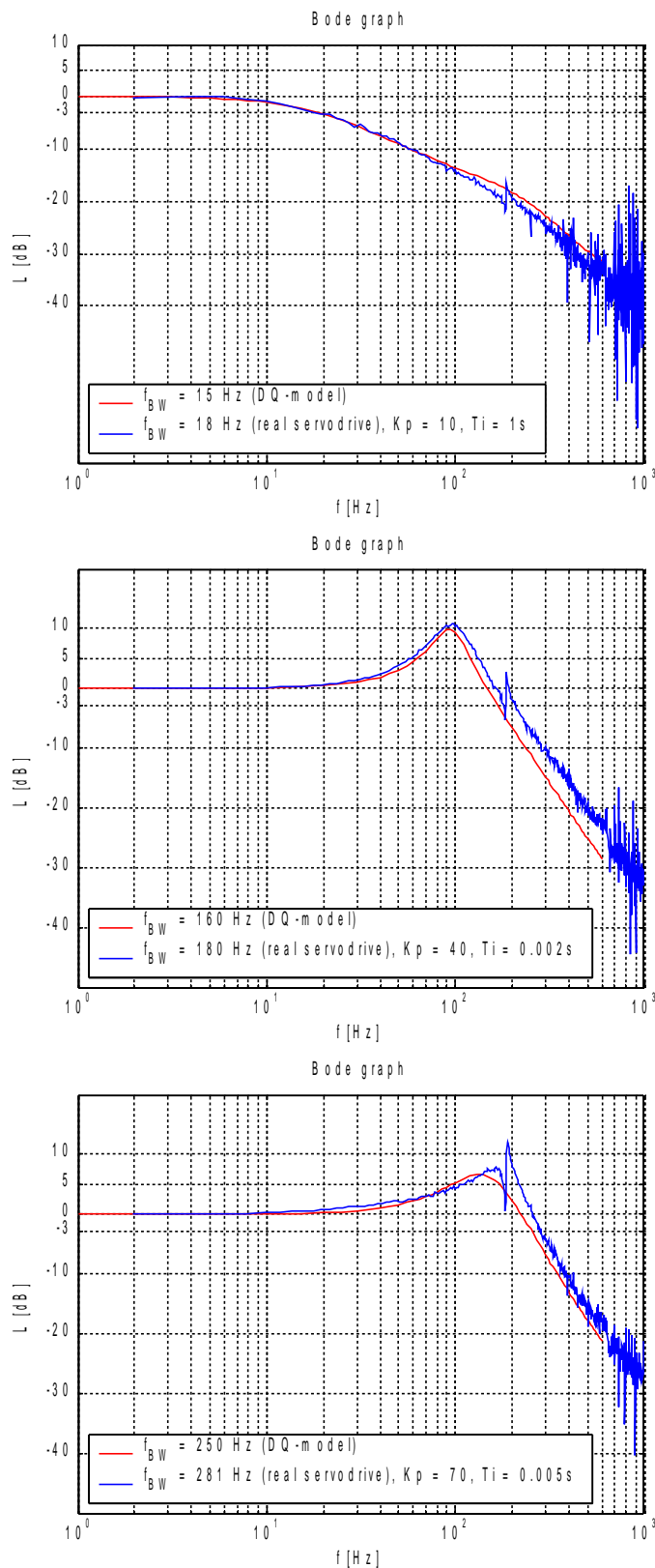
4.3 Porovnání odezvy DQ-modelu a reálného servopohonu

| č.ex. | MDMC | | | DQ-model | | |
|-------|-----------|-----------|---------------|---------------|----------------------|-----------------------|
| | K_p [-] | T_i [s] | f_{BW} [Hz] | f_{BW} [Hz] | Δf_{BW} [Hz] | δf_{BW} [-] |
| 20 | 70 | 0,010 | 281 | 250 | 31 | 0,12 |
| 21 | 70 | 0,020 | 279 | 250 | 29 | 0,12 |
| 22 | 70 | 0,030 | N/A | 250 | N/A | N/A |
| 23 | 70 | 0,050 | 279 | 250 | 29 | 0,12 |
| 24 | 70 | 0,100 | 281 | 210 | 71 | 0,34 |
| 25 | 70 | 1,000 | 281 | 210 | 71 | 0,34 |

Následující obrázek zachycuje tři vybrané grafy, které dovolují porovnat amplitudové frekvenční charakteristiky reálného servopohonu a DQ-modelu. Díky správnému nastavení parametrů otáčkového regulátoru modelu se tvary frekvenčních charakteristik velmi dobře shodují. Určená šířka frekvenčního pásma modelu $f_{BW(DQ)}$ je v porovnání s experimentálně zjištěnou šířkou pásma reálného servopohonu $f_{BW(MDMC)}$ vždy nižší.

Tato skutečnost dovoluje začlenění DQ-modelu servopohonu do simulací a modelování chování složitějších mechatronických celků, protože můžeme oprávněně předpokládat, že chování skutečného servopohonu bude z tohoto hlediska vždy lepší.

Nejhorší přesnost model vykazuje pro vysoká K_p a dlouhé integrační časové konstanty T_i , kde je relativní chyba šířky pásma 50-100%, ovšem tato nastavení regulátoru jsou v praxi zřídka používána. Naopak při použití kratších časových konstant klesá chyba pod cca 35% a ve většině případů se pohybuje v rozmezí 10% až 20%.



Obr. 4.8: Porovnání amplitudových frekvenčních charakteristik reálného servopohonu a DQ-modelu.

4.4 Porovnání odezvy plného modelu a reálného servopohonu

4.4.1 Proudová regulační smyčka i_q

Podobně jako v případě DQ-modelu byla odezva proudové regulační smyčky na skok žádané hodnoty proudu optimalizována kvadratickým kritériem 4.15. Optimalizační algoritmus opět našel určité nastavení proporcionálního zesílení proudového regulátoru iKp a časové integrační konstanty iTi . Jejich ruční úpravou byla dosažen přibližně shodný tvar odezvy proudové regulační smyčky modelu a reálného servopohonu.

Matematický model servopohonu zde vychází z analogie stejnosměrného motoru a nevyužívá transformaci statorových veličin do rotujícího souřadného systému DQ. Aby bylo možné porovnávat naměřenou odezvu reálného servopohonu (složka i_q statorového proudu), byly statorové proudy i_A , i_B , i_C modelu převedeny do souřadného systému α, β (viz. příloha K.) a následně vyjádřena velikost tohoto proudu jako

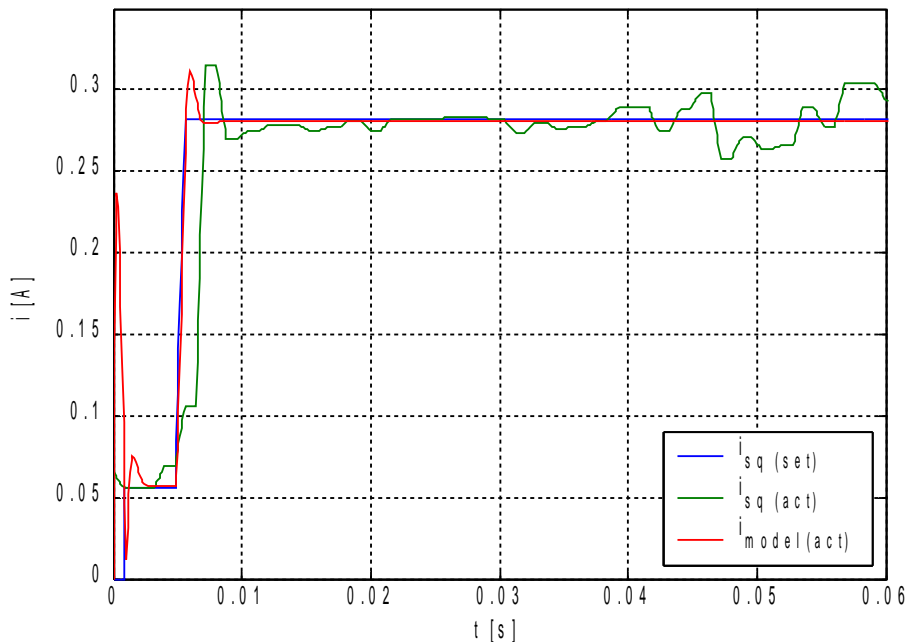
$$I_{model} = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \quad (4.17)$$

Tuto hodnotu již můžeme porovnávat s momentotvornou složkou proudu i_q . Vliv tokotvorné složky i_d zde nemusíme uvažovat, protože díky regulační strategii servopohonu ZDAC se hodnota i_d udržuje nulová a její příspěvek k celkové velikosti statorového proudu je minimální.

Parametry proudového regulátoru modelu byly nastaveny na:

$$iKp = 40$$

$$iT_i = 0,0004 \text{ ms}$$



Obr. 4.9: Porovnání odezvy reálného pohonu a plného modelu na skok žádané hodnoty proudu.

Předchozí obrázek porovnává odezvu proudové regulace reálného servopohonu a modelu. Je patrné, že odezva reálného servopohonu je nepatrně zpožděná, velikost překmitu a doba

regulace však přibližně odpovídá.

Pozn: blok proudového regulátoru modelu je složen ze tří identických PI regulátorů, které regulují proud v jednotlivých fázích statoru.

4.4.2 Otáčková regulační smyčka

Výše uvedené nastavení regulátoru proudové regulační smyčky bylo použito při následující optimalizaci otáčkové regulační struktury. Podobně jako u DQ-modelu se i zde projevil výrazný rozdíl ve velikosti proporcionálního zesílení nK_p regulátoru modelu vzhledem k hodnotám K_p reálného servopohonu.

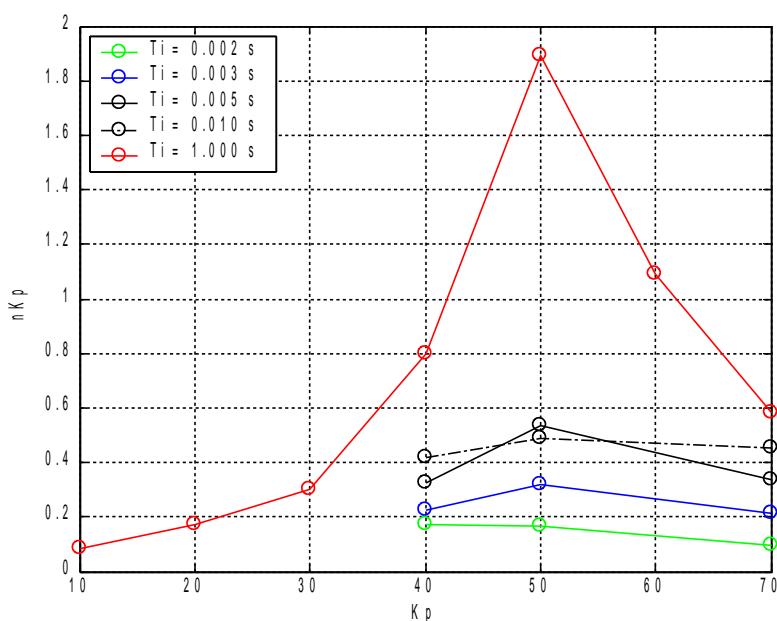
Tabulka 4.3: Odpovídající nastavení regulátoru otáček v modelu vzhledem k reálnému pohonu.

| č.ex. | MDMC | | model | |
|-------|-----------|-----------|------------|------------|
| | K_p [-] | T_i [s] | nK_p [-] | nT_i [s] |
| 1 | 10 | 1,000 | 0,0840 | 1,00000 |
| 2 | 20 | 1,000 | 0,1729 | 1,00000 |
| 3 | 30 | 1,000 | 0,3000 | 1,00000 |
| 4 | 40 | 0,002 | 0,1700 | 0,00057 |
| 5 | 40 | 0,003 | 0,2250 | 0,00115 |
| 6 | 40 | 0,005 | 0,3250 | 0,00226 |
| 7 | 40 | 0,010 | 0,4190 | 0,00763 |
| 8 | 40 | 0,050 | 0,8000 | 0,05000 |
| 9 | 40 | 0,100 | 0,8000 | 0,10000 |
| 10 | 40 | 1,000 | 0,8000 | 1,00000 |
| 11 | 50 | 0,002 | 0,1685 | 0,00038 |
| 12 | 50 | 0,003 | 0,3167 | 0,00096 |
| 13 | 50 | 0,005 | 0,5333 | 0,00179 |
| 14 | 50 | 0,010 | 0,4897 | 0,00409 |
| 15 | 50 | 1,000 | 1,8897 | 0,00209 |
| 16 | 60 | 1,000 | 1,0897 | 0,00049 |
| 17 | 70 | 0,002 | 0,0959 | 0,00012 |
| 18 | 70 | 0,003 | 0,2142 | 0,00025 |
| 19 | 70 | 0,005 | 0,3346 | 0,00060 |
| 20 | 70 | 0,010 | 0,4559 | 0,00060 |
| 21 | 70 | 0,020 | 0,4782 | 0,00055 |
| 22 | 70 | 0,030 | 0,4867 | 0,00051 |
| 23 | 70 | 0,050 | 0,5267 | 0,00057 |
| 24 | 70 | 0,100 | 0,5722 | 0,00052 |

4.4 Porovnání odezvy plného modelu a reálného servopohonu

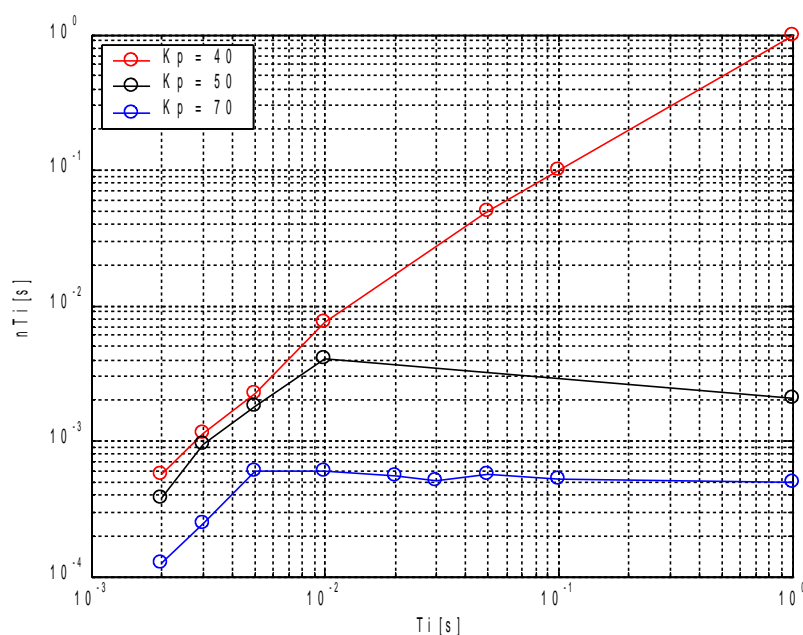
| | MDMC | | model | |
|-------|-----------|-----------|------------|------------|
| č.ex. | K_p [-] | T_i [s] | nK_p [-] | nT_i [s] |
| 25 | 70 | 1,000 | 0,5820 | 0,00050 |

Dva následující grafy zachycují vztahy mezi parametry otáčkového regulátoru reálného servopohonu a nalezenými parametry regulátoru modelu.



Obr. 4.10: Experimentálně zjištěné závislosti mezi proporcionálním zesílením otáčkového regulátoru servopohonu K_p a DQ-modelu nK_p pro konstantní T_i .

Podobně jako v předcházejícím případě by bylo možné očekávat přibližně lineární závislosti, nebo alespoň průběhy, jejichž trend je stoupající.

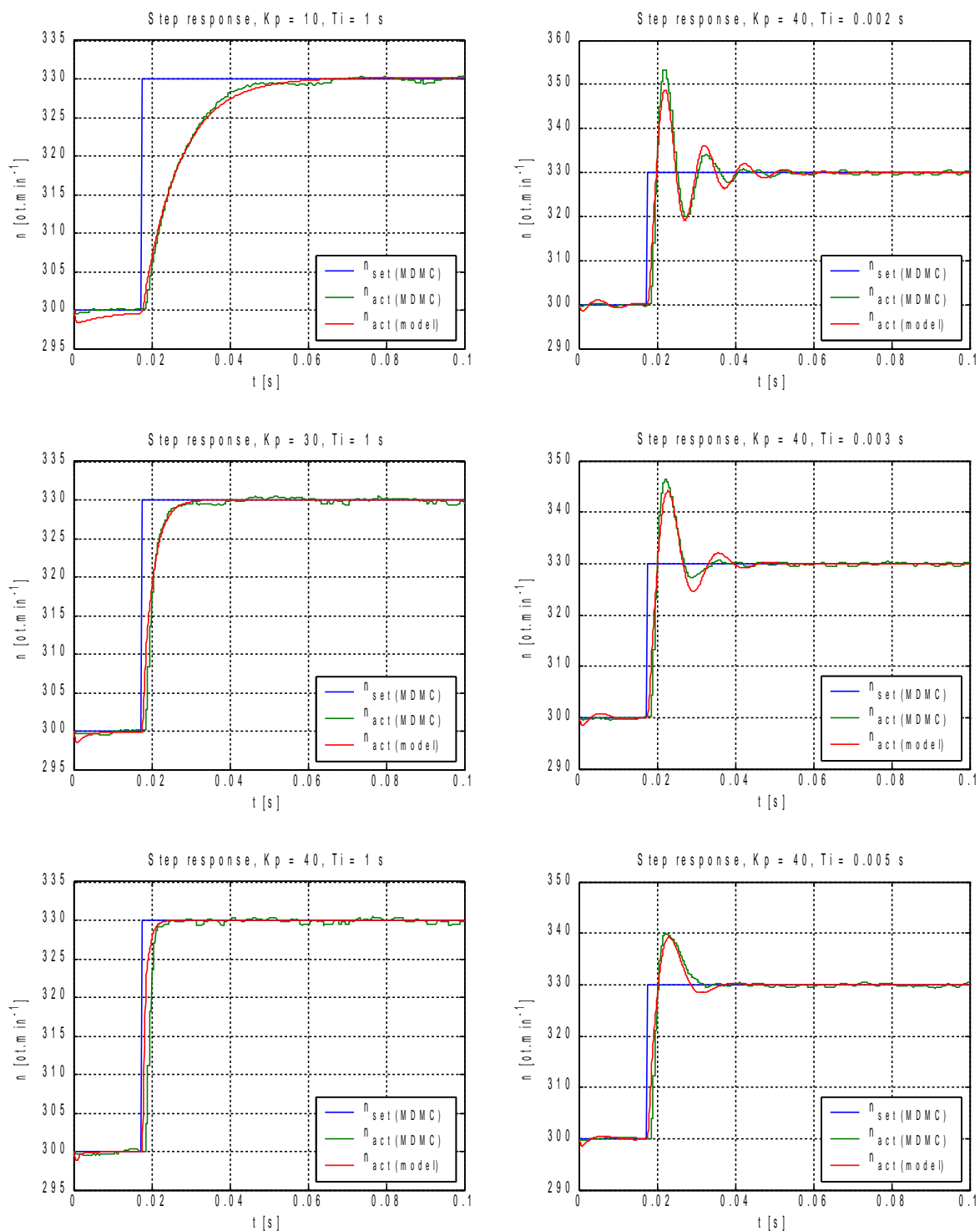


Obr. 4.11: Experimentálně zjištěné závislosti mezi časovou integrační konstantou otáčkového regulátoru servopohonu T_i a plného modelu nT_i pro konstantní K_p .

Již na první pohled je patrná jistá nestálost trendu v obou grafech. Důsledek výrazné špičky v grafu 4.10 pro $T_i = 1,000$ s a zlomu trendu v grafu 4.11 pro $K_p = 50$ a 70 bude odhalen v dalším textu. Na tomto místě ale již můžeme předpokládat, že model bude patrně méně věrohodný než předchozí DQ-model. Jinými slovy: nalezená nastavení otáčkového regulátoru modelu nejsou taková, aby chování modelu věrně odpovídalo realitě.

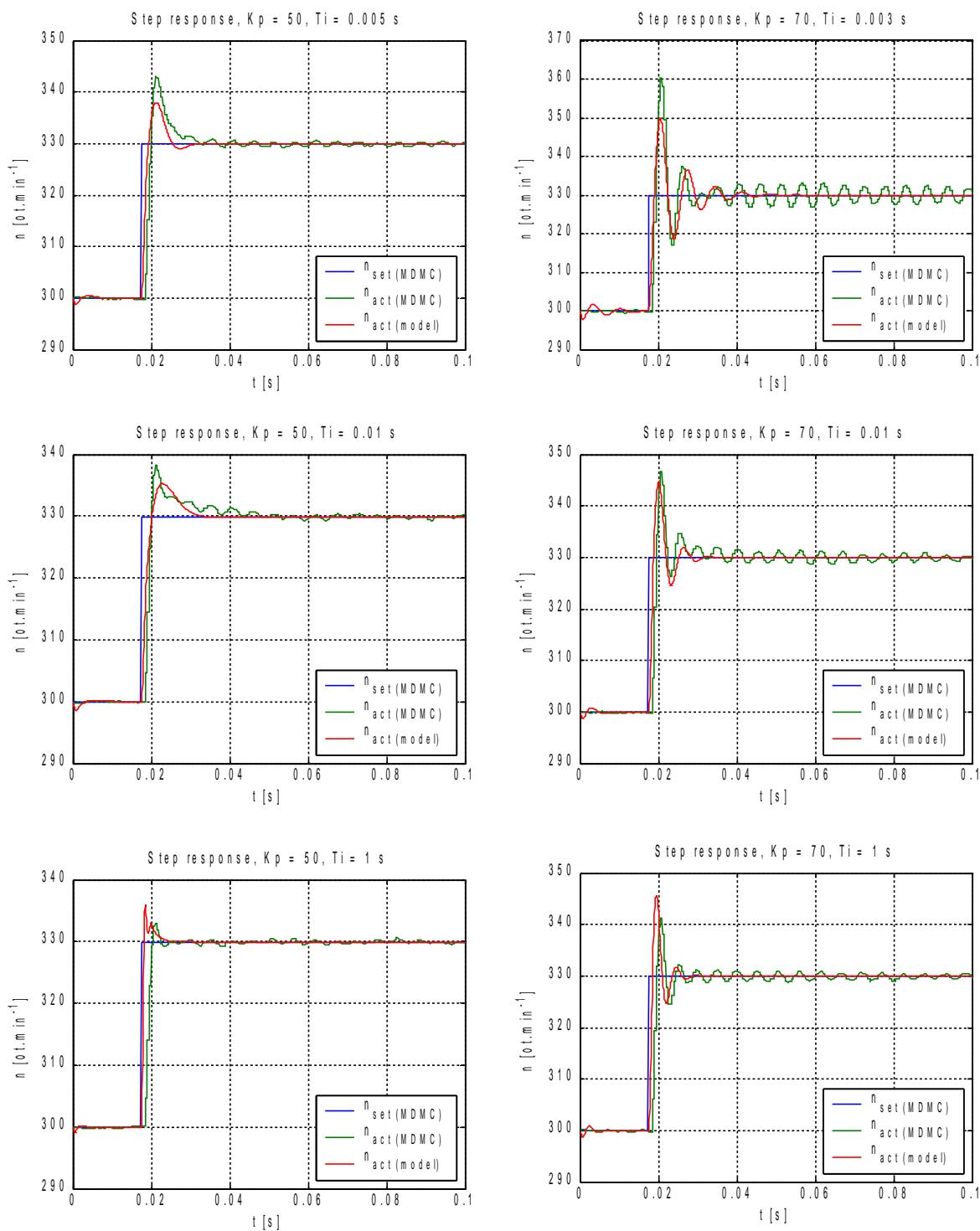
Opět můžeme konstatovat, že pro zesílení $K_p \leq 40$ jsou průběhy odezvy reálného servopohonu a modelu přibližně shodné, jak dokládají grafy na obrázku 4.12.

4.4 Porovnání odezvy plného modelu a reálného servopohonu



Obr. 4.12: Porovnání odezvy reálného servopohonu a plného modelu.

4. SIMULACE, VERIFIKACE A POROVNÁNÍ MODELŮ PMSM



Obr. 4.13: Porovnání odezvy reálného servopohonu a plného modelu.

4.4.3 Frekvenční charakteristiky

Pro porovnání chování reálného servopohonu s modelem byly použity také frekvenční charakteristiky otáčkové regulační smyčky. Tabulka porovnává šířku frekvenčního pásma obou systémů, absolutní a relativní rozdíly jsou určeny dle upravených vztahů 4.16.

4.4 Porovnání odezvy plného modelu a reálného servopohonu

Tabulka 4.4: Šířka propustného frekvenčního pásma otáčkové regulační smyčky reálného servopohonu a plného modelu pro různá nastavení parametrů otáčkového regulátoru.

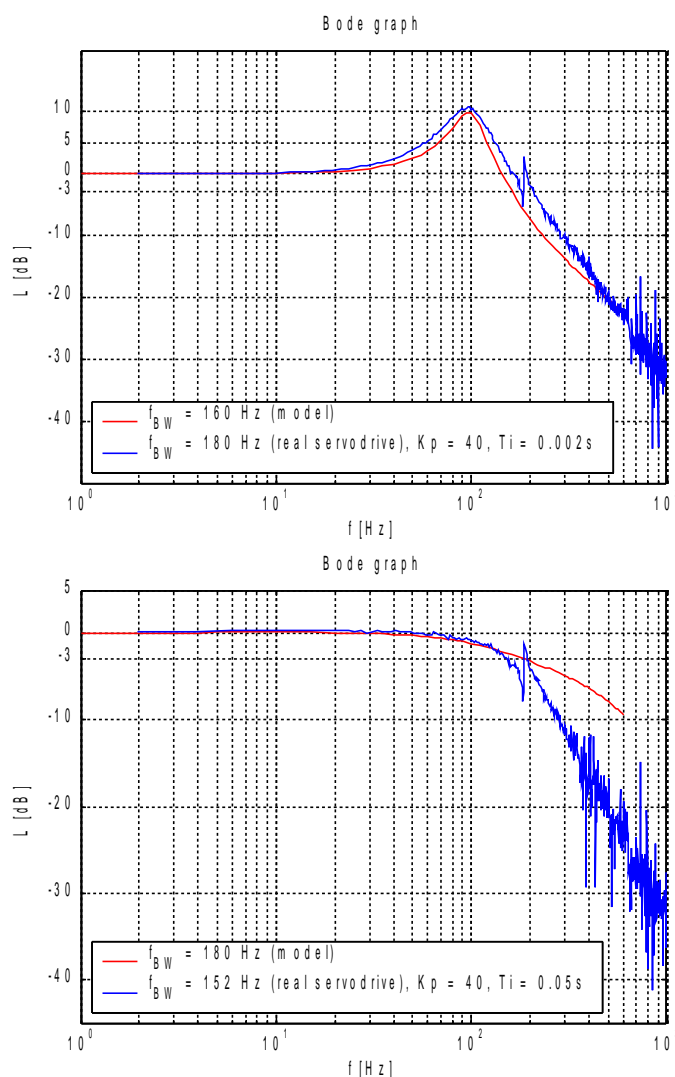
| | MDMC | | | model | | |
|-------|----------|----------|---------------|---------------|----------------------|---------------------|
| č.ex. | Kp [-] | Ti [s] | f_{BW} [Hz] | f_{BW} [Hz] | Δf_{BW} [Hz] | δf_{BW} [-] |
| 1 | 10 | 1,000 | 18 | 15 | 3 | 0,20 |
| 2 | 20 | 1,000 | 47 | 30 | 17 | 0,57 |
| 3 | 30 | 1,000 | 86 | 60 | 26 | 0,43 |
| 4 | 40 | 0,002 | 180 | 160 | 20 | 0,13 |
| 5 | 40 | 0,003 | 176 | 130 | 46 | 0,35 |
| 6 | 40 | 0,005 | 170 | 120 | 50 | 0,42 |
| 7 | 40 | 0,010 | 156 | 100 | 56 | 0,56 |
| 8 | 40 | 0,050 | 152 | 180 | -28 | -0,16 |
| 9 | 40 | 0,100 | 150 | 180 | -30 | -0,17 |
| 10 | 40 | 1,000 | 150 | 180 | -30 | -0,17 |
| 11 | 50 | 0,002 | 236 | 190 | 46 | 0,24 |
| 12 | 50 | 0,003 | 231 | 180 | 51 | 0,28 |
| 13 | 50 | 0,005 | 231 | 200 | 31 | 0,16 |
| 14 | 50 | 0,010 | 227 | 140 | 87 | 0,62 |
| 15 | 50 | 1,000 | 227 | > 600 | 227 | N/A |
| 16 | 60 | 1,000 | 258 | 590 | -332 | -0,56 |
| 17 | 70 | 0,002 | 287 | 260 | 27 | 0,10 |
| 18 | 70 | 0,003 | 281 | 280 | 1 | 0,00 |
| 19 | 70 | 0,005 | 281 | 230 | 51 | 0,22 |
| 20 | 70 | 0,010 | 281 | 280 | 1 | 0,00 |
| 21 | 70 | 0,020 | 279 | 310 | -31 | -0,10 |
| 22 | 70 | 0,030 | N/A | 320 | N/A | N/A |
| 23 | 70 | 0,050 | 279 | 330 | -51 | -0,15 |
| 24 | 70 | 0,100 | 281 | 360 | -79 | -0,22 |
| 25 | 70 | 1,000 | 281 | 370 | -89 | -0,24 |

Z tabulky vyplývá, že model v mnoha případech dosahuje násobně vyšší šířky frekvenčního pásma než reálný servopohon. Jako extrémní se jeví např. měření č.15 a 16, kdy je šířka pásma modelu $f_{BW} > 600$ Hz (což je horní hranice budící frekvence, pro kterou se prováděly simulace), resp. $f_{BW} = 590$ Hz. Pokud porovnáme přechodové charakteristiky pro tato nastavení, potvrdí se původní podezření, že svým charakterem si průběhy odpovídají velmi málo a otáčkový regulátor modelu je nastaven příliš ostře.

Pokud budeme porovnávat určené šířky pásma modelu a reálného servopohonu, není možné dělat jednoznačný závěr. Důvodem jest skutečnost, že šířka pásma je pro některá

4. SIMULACE, VERIFIKACE A POROVNÁNÍ MODELŮ PMSM

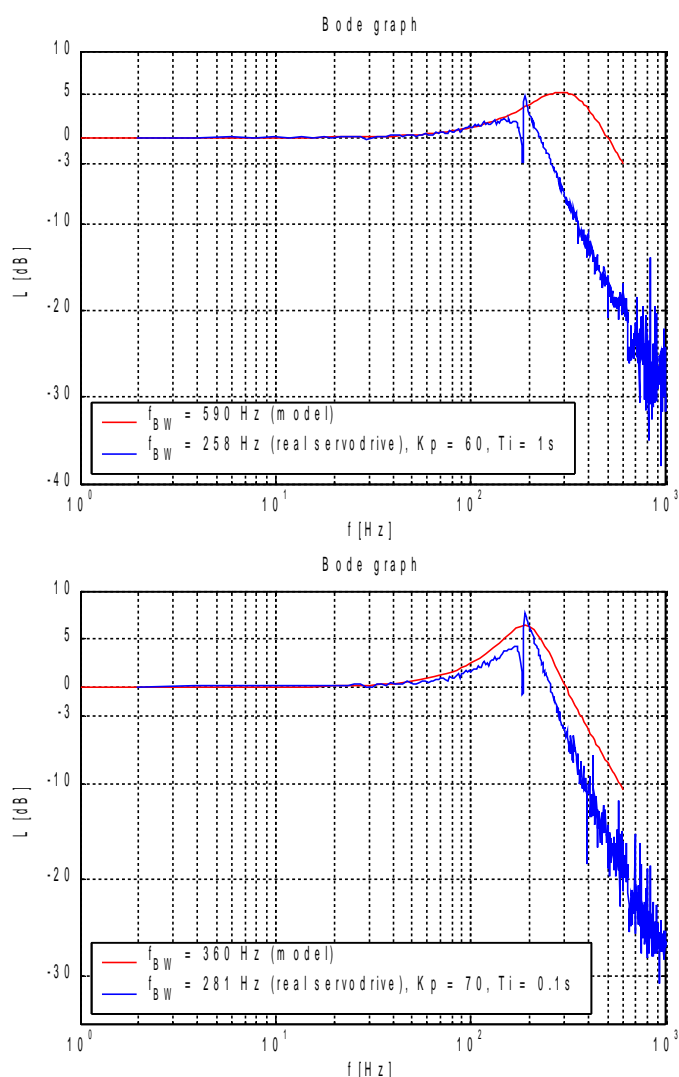
nastavení větší než u reálného servopohonu, pro některá nastavení menší. Velké rozdíly vykazují i tvary amplitudových frekvenčních charakteristik.



Obr. 4.14: Porovnání amplitudových frekvenčních charakteristik reálného servopohonu a plného modelu. V prvním grafu vykazuje model rezervu asi 20Hz, v druhém grafu již šířka pásma modelu překračuje šířku pásma reálného servopohonu.

Určená šířka pásma modelu servopohonu je pro vyšší K_p ($K_p \geq 40$) a dlouhé časové konstanty větší než šířka pásma reálného servopohonu.

Použití tohoto modelu servopohonu ve složitějších simulačních modelech předpokládá velmi pečlivé a opatrné nastavení parametrů otáčkového regulátoru. V případě, že není možné experimentálně porovnat chování modelu a reálného servopohonu, jeví se DQ-model jako vhodnější.



Obr. 4.15: Porovnání amplitudových frekvenčních charakteristik reálného servopohonu a plného modelu, jsou vybrány případy kdy je f_{BW} modelu větší než f_{BW} reálného servopohonu.

4.5 Porovnání odezvy zjednodušeného modelu a reálného servopohonu

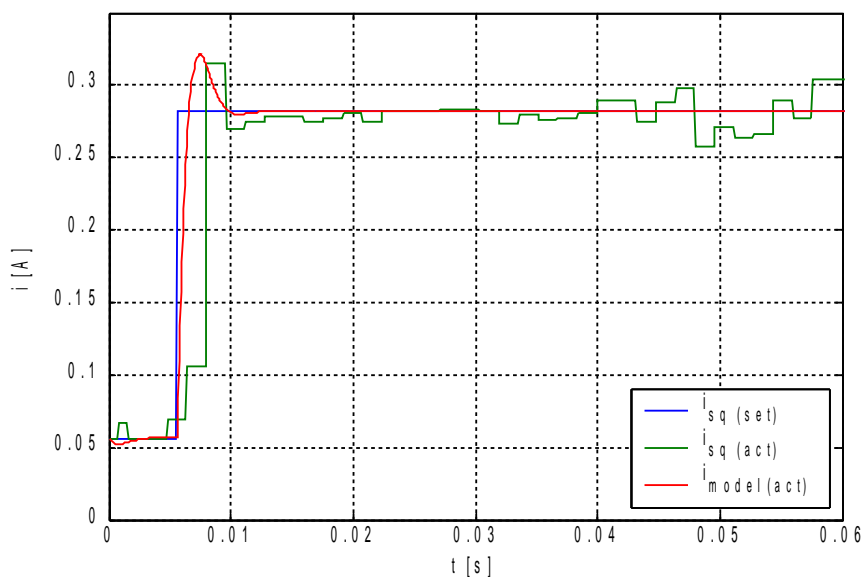
V následující kapitole bude provedeno porovnání chování reálného servopohonu se zjednodušenou variantou modelu.

4.5.1 Proudová regulační smyčka

Podobně jako v předchozích dvou případech bylo nalezeno „odpovídající“ nastavení parametrů regulátoru proudové regulační smyčky:

$$iK_p = 20$$

$$iT_i = 0,0009 \text{ ms}$$



Obr. 4.16: Porovnání odezvy reálného pohonu a modelu dle Součka na skok žádané hodnoty proudu.

Odezva modelu na skok žádané hodnoty proudu je zachycena na obrázku 4.16. I zde je patrný téměř okamžitý nárůst proudu, na reálném pohonu je doba průtahu o poznání delší.

4.5.2 Otáčková regulační smyčka

Zjištěné nastavení proudové regulační smyčky posloužilo v dalším kroku, kterým byla optimalizace parametrů otáčkového regulátoru. Stejně jako u obou předešlých modelů, i zde je výrazný rozdíl mezi hodnotou proporcionálního zesílení K_p reálného servopohonu a nK_p modelu.

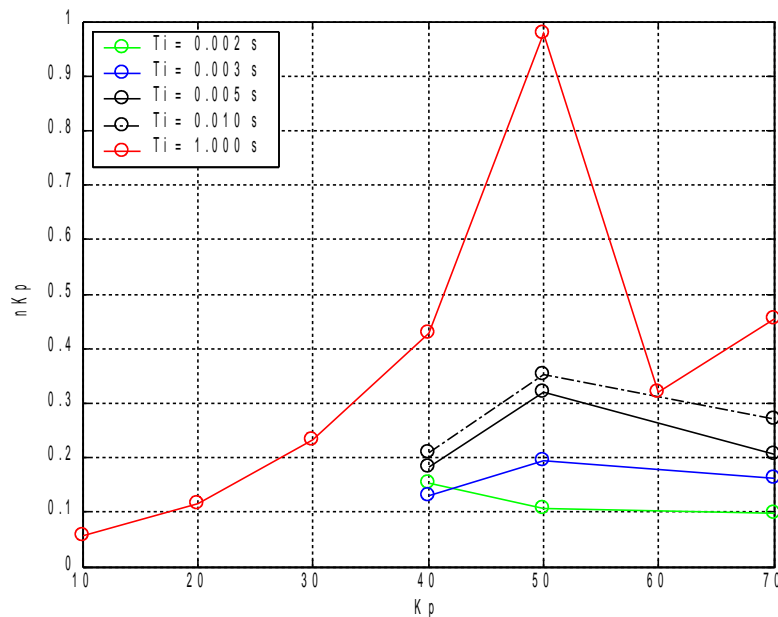
Tabulka 4.5: Odpovídající nastavení regulátoru otáček v modelu vzhledem k reálnému pohonu.

| | MDMC | | model | |
|-------|-----------|-----------|------------|------------|
| č.ex. | K_p [-] | T_i [s] | nK_p [-] | nT_i [s] |
| 1 | 10 | 1,000 | 0,0577 | 1,00000 |
| 2 | 20 | 1,000 | 0,1165 | 1,00000 |
| 3 | 30 | 1,000 | 0,2319 | 1,00000 |
| 4 | 40 | 0,002 | 0,1544 | 0,00090 |
| 5 | 40 | 0,003 | 0,1292 | 0,00105 |
| 6 | 40 | 0,005 | 0,1833 | 0,00229 |
| 7 | 40 | 0,010 | 0,2092 | 0,00536 |
| 8 | 40 | 0,050 | 0,2251 | 0,03893 |
| 9 | 40 | 0,100 | 0,3266 | 0,09384 |

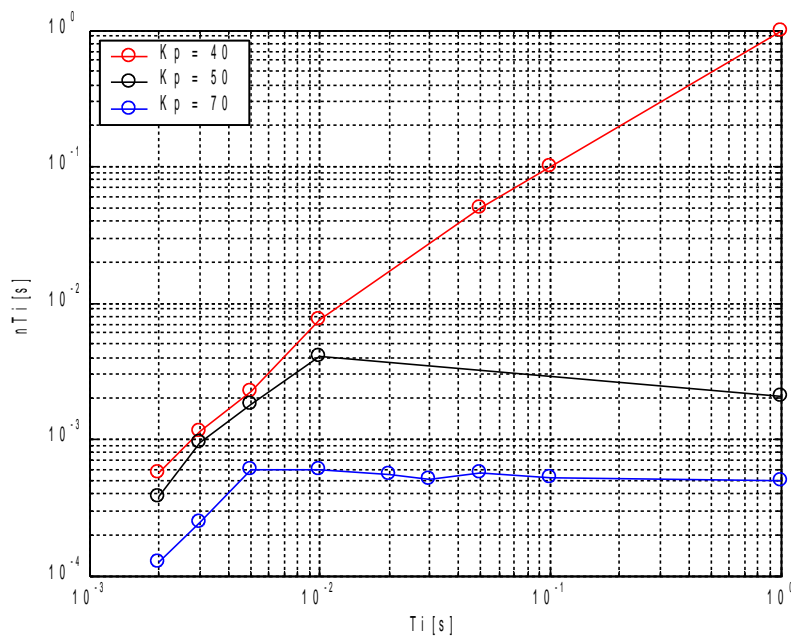
4.5 Porovnání odezvy zjednodušeného modelu a reálného servopohonu

| č.ex. | MDMC | | model | |
|-------|----------|----------|-----------|-----------|
| | Kp [-] | Ti [s] | nKp [-] | nTi [s] |
| 10 | 40 | 1,000 | 0,4273 | 1,00000 |
| 11 | 50 | 0,002 | 0,1063 | 0,00044 |
| 12 | 50 | 0,003 | 0,1932 | 0,00092 |
| 13 | 50 | 0,005 | 0,3189 | 0,00164 |
| 14 | 50 | 0,010 | 0,3510 | 0,00384 |
| 15 | 50 | 1,000 | 0,9795 | 1,00000 |
| 16 | 60 | 1,000 | 0,3208 | 0,00110 |
| 17 | 70 | 0,002 | 0,0986 | 0,00021 |
| 18 | 70 | 0,003 | 0,1621 | 0,00039 |
| 19 | 70 | 0,005 | 0,2063 | 0,00060 |
| 20 | 70 | 0,010 | 0,2692 | 0,00102 |
| 21 | 70 | 0,020 | 0,2922 | 0,00070 |
| 22 | 70 | 0,030 | 0,3719 | 0,00075 |
| 23 | 70 | 0,050 | 0,3099 | 0,00072 |
| 24 | 70 | 0,100 | 0,4558 | 0,00082 |
| 25 | 70 | 1,000 | 0,4558 | 0,00102 |

Následující grafy zachycují zjištěné závislosti mezi parametry otáčkového regulátoru modelu a reálného servopohonu. Trend zesílení nKp je podobně jako v předešlém případě nejednoznačný.



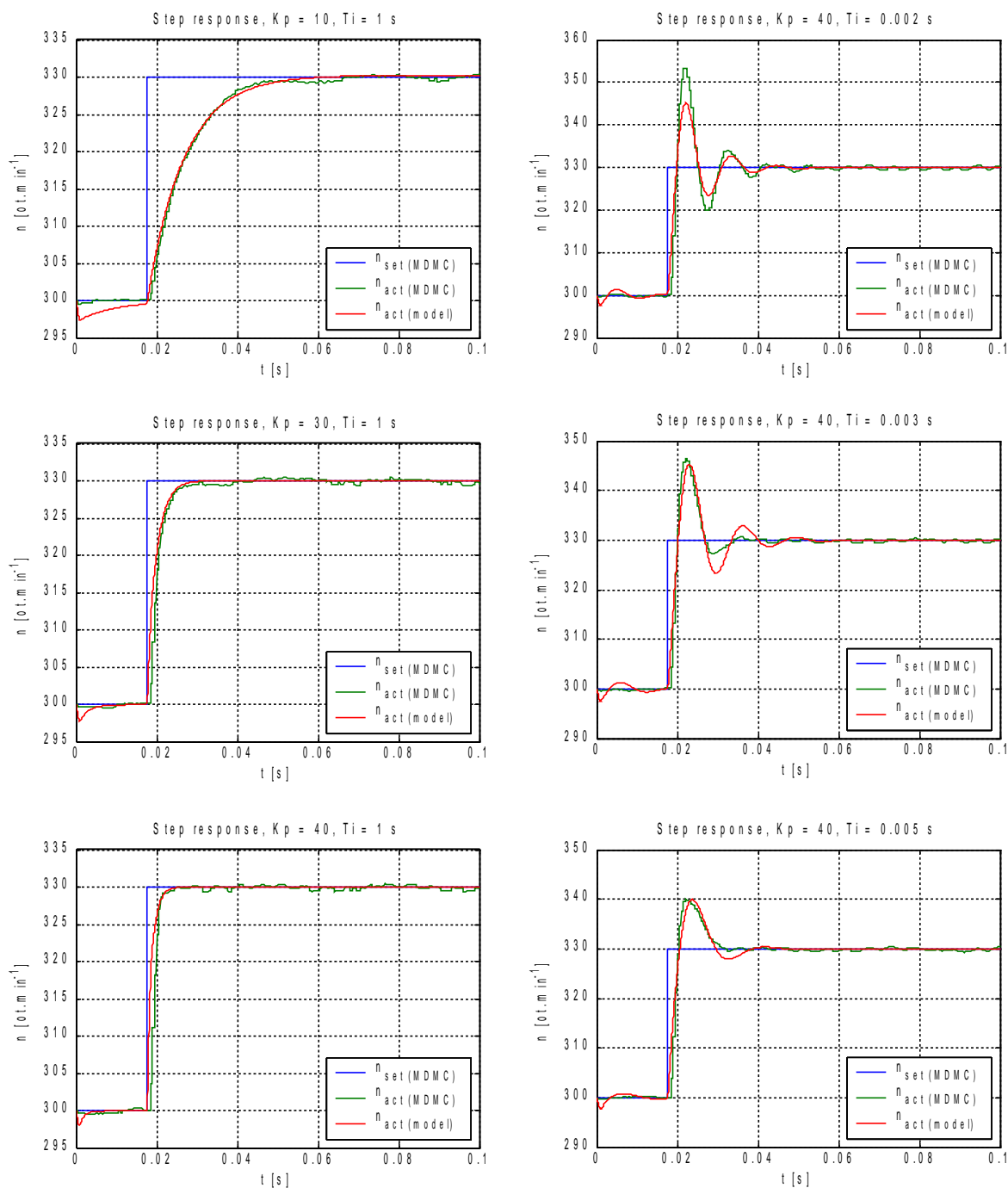
Obr. 4.17: Experimentálně zjištěné závislosti mezi proporcionálním zesílením otáčkového regulátoru servopohonu K_p a jednoduchého modelu nK_p pro konstantní T_i .



Obr. 4.18: Experimentálně zjištěné závislosti mezi časovou integrační konstantou otáčkového regulátoru servopohonu T_i a jednoduchého modelu nT_i pro konstantní K_p .

Na dalším obrázku jsou uvedeny vybrané odezvy modelu na skok žadané hodnoty otáček a porovnány s odezvou reálného servopohonu.

4.5 Porovnání odezvy zjednodušeného modelu a reálného servopohonu



Obr. 4.19: Porovnání odezvy reálného servopohonu a jednoduchého modelu.

4.5.3 Frekvenční charakteristiky

Pro výše uvedené nastavení otáčkového regulátoru modelu byly simulovány frekvenční charakteristiky otáčkové regulační smyčky, které posloužily jako druhý způsob pro porovnání chování modelu a reálného servopohonu.

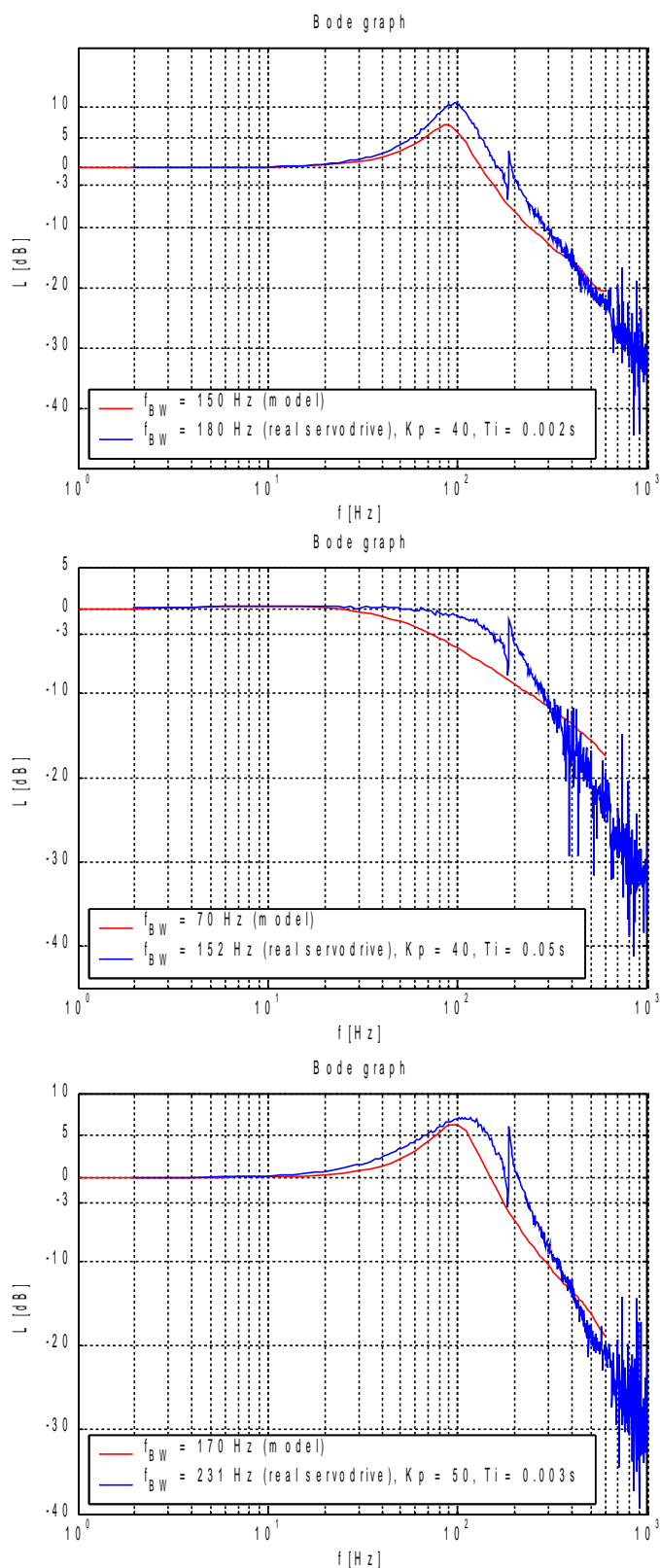
4. SIMULACE, VERIFIKACE A POROVNÁNÍ MODELŮ PMSM

Tabulka 4.6: Šířka propustného frekvenčního pásma otáčkové regulační smyčky reálného servopohonu a zjednodušeného modelu pro různá nastavení parametrů otáčkového regulátoru.

| | MDMC | | | model | | |
|-------|-----------|-----------|---------------|---------------|----------------------|---------------------|
| č.ex. | K_p [-] | T_i [s] | f_{BW} [Hz] | f_{BW} [Hz] | Δf_{BW} [Hz] | δf_{BW} [-] |
| 1 | 10 | 1,000 | 18 | 15 | 3 | 0,20 |
| 2 | 20 | 1,000 | 47 | 35 | 12 | 0,34 |
| 3 | 30 | 1,000 | 86 | 70 | 16 | 0,23 |
| 4 | 40 | 0,002 | 180 | 150 | 30 | 0,20 |
| 5 | 40 | 0,003 | 176 | 120 | 56 | 0,47 |
| 6 | 40 | 0,005 | 170 | 110 | 60 | 0,55 |
| 7 | 40 | 0,010 | 156 | 90 | 66 | 0,73 |
| 8 | 40 | 0,050 | 152 | 70 | 82 | 1,17 |
| 9 | 40 | 0,100 | 150 | 100 | 50 | 0,50 |
| 10 | 40 | 1,000 | 150 | 140 | 10 | 0,07 |
| 11 | 50 | 0,002 | 236 | 170 | 66 | 0,39 |
| 12 | 50 | 0,003 | 231 | 170 | 61 | 0,36 |
| 13 | 50 | 0,005 | 231 | 190 | 41 | 0,22 |
| 14 | 50 | 0,010 | 227 | 150 | 77 | 0,51 |
| 15 | 50 | 1,000 | 227 | 510 | -283 | -0,55 |
| 16 | 60 | 1,000 | 258 | 220 | 38 | 0,17 |
| 17 | 70 | 0,002 | 287 | 250 | 37 | 0,15 |
| 18 | 70 | 0,003 | 281 | 240 | 41 | 0,17 |
| 19 | 70 | 0,005 | 281 | 220 | 61 | 0,28 |
| 20 | 70 | 0,010 | 281 | 200 | 81 | 0,41 |
| 21 | 70 | 0,020 | 279 | 260 | 19 | 0,07 |
| 22 | 70 | 0,030 | N/A | 300 | N/A | N/A |
| 23 | 70 | 0,050 | 279 | 260 | 19 | 0,07 |
| 24 | 70 | 0,100 | 281 | 340 | -59 | -0,17 |
| 25 | 70 | 1,000 | 281 | 310 | -29 | -0,09 |

V převážné většině nastavení je šířka pásma modelu menší než šířka pásma reálného servopohonu. Výjimku představuje opět experiment č.15, kdy ostré nastavení otáčkového regulátoru modelu výrazně odchyluje šířku pásma od reálné situace a experimenty č. 24 a 25.

Podobně jako u předchozího modelu i zde není možné vyvodit jednoznačný závěr ohledně věrohodnosti modelu a reálného servopohonu. Tuto skutečnost již dopředu naznačovaly průběhy vzájemných závislostí parametrů otáčkových regulátorů modelu a servopohonu (obrázky 4.10 a 4.11), kde na rozdíl od DQ-modelu (viz. obrázky 4.4 a 4.5) nejsou zřetelné stálé trendy.



Obr. 4.20: Porovnání vybraných amplitudových frekvenčních charakteristik reálného servopohonu a jednoduchého modelu. Ve většině experimentů byla šířka pásma modelu menší než šířka pásma reálného servopohonu.

4.6 Shrnutí

V předchozích odstavcích byl popsán způsob, jakým bylo ověřováno nastavení parametrů proudového a otáčkového regulátoru v jednotlivých modelech servopohonu. Cílem provedených experimentů bylo nalezení takového nastavení, aby chování modelu kvalitativně i kvantitativně odpovídalo vlastnostem reálného servopohonu.

První krok spočíval v korektním nastavení parametrů proudového regulátoru (iKp a iTi) tak, aby tvar odezvy proudové regulační smyčky na skok žádané hodnoty proudu byl co nejvíce podobný skutečné odezvě naměřené na servopohonu.

V druhém kroku bylo hledáno nastavení parametrů otáčkového regulátoru (nKp a nTi). Protože v reálné praxi je téměř vždy nutné otáčkový regulátor změnou parametrů vhodně „naladit“, bylo naměřeno celkem 25 odezev reálného servopohonu na skok žádané hodnoty otáček. Nastavení otáčkového regulátoru při každém experimentu bylo změněno (použité nastavení je vždy uvedeno v tabulce).

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 řídicí jednotky.

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 popsáný 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. Tento fakt umožňuje začlenění tohoto modelu do složitějších simulačních struktur a dovoluje předpoklad, že chování reálného servopohonu bude z hlediska dynamiky přibližně stejné nebo i lepší.

Oba další modely vycházejí z analogie mezi synchronním servomotorem s permanentními magnety a stejnosměrným motorem. První z nich je tzv. plný model, který respektuje skutečnost, že stroj má tři fáze, které společně přispívají k tvorbě vnitřního momentu stoje. Druhý model, tzv. zjednodušený, představuje variantu, která v podstatě odpovídá modelu DC stroje (je tedy defacto jednofázový).

Pro oba tyto modely je nalezení odpovídajícího nastavení otáčkového regulátoru komplikovanější než u DQ-modelu. Poslední model je však díky své jednoduché struktuře velmi vhodný pro další analýzy, jak bude zřejmé z následující kapitoly.

5 Postupy zvyšování dynamiky pohonů s PMSM

V této kapitole budou diskutovány a v některých případech i ověřeny postupy a způsoby, jakým zvýšit dynamickou odezvu regulovaného servopohonu s PMSM. Uvedené postupy můžeme rozdělit na dvě základní kategorie:

- Postupy nevyžadující úpravy regulační struktury servopohonu.
- Postupy upravující regulační struktury servopohonu.

Do první kategorie můžeme zahrnout takové kroky, které např. mění nastavení parametrů jednotlivých bloků v regulační struktuře tak, aby bylo dosaženo žádaného efektu v chování servopohonu. Tyto postupy je možné ihned realizovat a zkoumat jejich vliv.

Kategorie druhá obsahuje postupy, které upravují tvar standardní regulační struktury (např. použití filtrů) popřípadě využívají jiné než klasické kaskádní regulační obvody a klasické regulační prvky.

5.1 Nastavení řídicí jednotky

Při standardním uvedení řídicí 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.

Především je vhodné maximálně využít momentové přetížitelnosti synchronních servomotorů. Pohledem do katalogu výrobce [15] zjistíme, že lze servomotory řady 1FT6 krátkodobě (250 ms) přetěžovat na 2,5 až 4,0 násobek klidového momentu (Stall Torque M_0). Pokud chceme tuto vlastnost využít, je nutné provést následující kroky.

5.1.1 Momentové omezení, výstupní proud střídače

Po uvedení do provozu jsou řídicí jednotky standardně nastaveny tak, že omezují dovolený moment motoru na 100% jmenovité hodnoty servomotoru. V prvním kroku je tedy žádoucí zvýšit toto omezení žádané hodnoty momentu na požadovanou (většinou maximální dovolenou) mez a umožnit tak krátkodobé momentové přetěžování servomotoru.

Dále je nutné odpovídajícím způsobem zvýšit max. výstupní proud řídicí jednotky tak, aby bylo možné dosáhnout požadovaných momentů. Zde jsme většinou limitováni maximálním dovoleným výstupním proudem řídicí jednotky servopohonu.

5.1.2 Zrychlení výpočetního cyklu

Cílem tohoto opatření je urychlení výpočetního cyklu, ve kterém řídicí jednotka počítá požadovaný akční zásah do servomotoru. Realizace tohoto kroku již závisí na způsobu, jakým výrobce dovoluje zasáhnout do jádra řídicí jednotky.

Měniče Siemens Masterdrives mají rychlost výpočetního cyklu pevně odvozenou od nastavené spínací frekvence f_{sw} , se kterou se na výstupu měniče pomocí pulsně-šířkové modulace vytváří trojfázová soustava s proměnnou frekvencí. Výpočet jednotlivých funkčních bloků, ze kterých se skládá regulační struktura měniče, je zařazován do tzv. časových slotů. Délka časového slotu pak určuje periodu, s jakou je konkrétní blok cyklicky vyhodnocován a dále definuje prioritu jednotlivých bloků s jakou jsou přidělovány procesoru k výpočtu.

Nejkratší časový slot T_0 je odvozen jako:

$$T_0 = \frac{1}{f_{sw}} \quad (5.1)$$

Následující časové sloty T1 až T10 jsou definovány jako 2^n násobky slotu T0, kde n je číslo slotu. Existuje i slot T20, bloky v tomto slotu zařazené se nevyhodnocují.

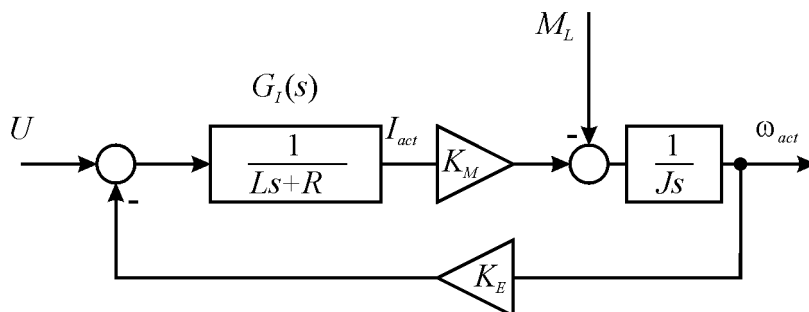
Z uvedeného vyplývá, že při vysokých spínacích frekvencích je odezva systému velmi rychlá, ovšem pro výpočty je k dispozici málo času. Pro nízké spínací frekvence se odezva systému zpomaluje, ovšem pro výpočty je k dispozici delší čas. Vždy je tedy nutné volit kompromisní řešení.

Při zvyšování spínací frekvence je ovšem nutné respektovat příslušné snížení výstupního proudu (tzv. de-rating). Důvod najdeme ve zvýšení spínacích ztrát výkonových prvků střídače, pokles dovoleného výstupního proudu může být až 50% při dvojnásobném zvýšení spínací frekvence. Konkrétní příklad je uveden v kapitole 6.7.1.

5.1.3 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 řídicích jednotek většinou nedovolují měnit nastavení proudových regulátorů, je vhodné se této problematice věnovat, protože při syntéze modelu reálného servopohonu se tomuto kroku nelze vyhnout. Případný postup nastavení proudového regulátoru popíšeme na zjednodušeném modelu PMSM (viz. příloha J)

Uvažujme model servomotoru podle následujícího obrázku.



Obr. 5.1: Model PMSM (zjednodušená varianta) pro odvození geometrického místa kořenů proudové regulace.

Obrazový přenos mezi napětím U a proudem I pro nulový zátěžný moment můžeme zapsat jako:

$$F_I(s) = \frac{G_I(s)}{1 + G_I(s) \cdot K_M K_E \cdot \frac{1}{Js}} = \frac{Js}{JLs^2 + JRs + K_E K_M} = \frac{\frac{J}{K_E K_M} s}{\frac{JL}{K_E K_M} s^2 + \frac{JR}{K_E K_M} s + 1} \quad (5.2)$$

Velmi často se koeficienty jmenovatele zapisují jako kombinace tzv. mechanické a elektrické časové konstanty.

$$F_I(s) = \frac{\frac{J}{K_E K_M} s}{\tau_M \tau_E s^2 + \tau_M s + 1} \quad (5.3)$$

kde mechanická časová konstanta je vyjádřena jako $\tau_M = \frac{JR}{K_E K_M}$ a elektrická jest $\tau_E = L/R$.

Tento dynamický systém má dva póly s_1 a s_2 , jejichž poloha závisí na vzájemné velikosti obou časových konstant. Tedy platí:

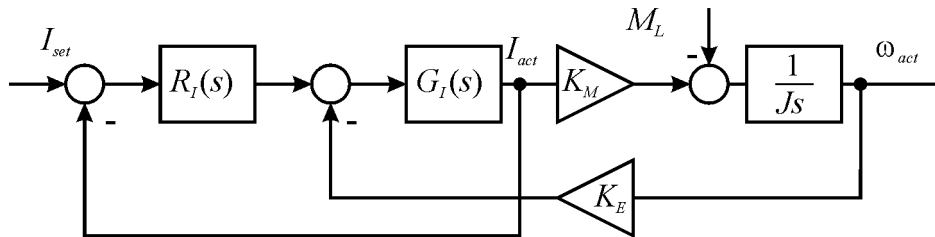
$$s_{1,2} = \frac{-\tau_M \pm \sqrt{\tau_M^2 - 4\tau_M \tau_E}}{2\tau_M \tau_E} \quad (5.4)$$

Pokud je $\tau_M < 4\tau_E$ pak se jedná o komplexně sdružené póly, v opačném případě jsou to dva reálné póly. V našem případě můžeme pro dané parametry (viz. příloha J) vyčíslit časové konstanty

$$\tau_M = 2,93 \cdot 10^{-3} \text{ s}, \quad \tau_E = 4,66 \cdot 10^{-3} \text{ s} \quad (5.5)$$

a hodnotu pólů:

$$s_{1,2} = -107,25 \pm 248,56i \quad (5.6)$$



Obr. 5.2: Schéma proudové regulace.

Vyšetřeme nyní vliv zařazení proudového regulátoru typu PI před soustavu $F_I(s)$. Přenos otevřené regulační smyčky jest:

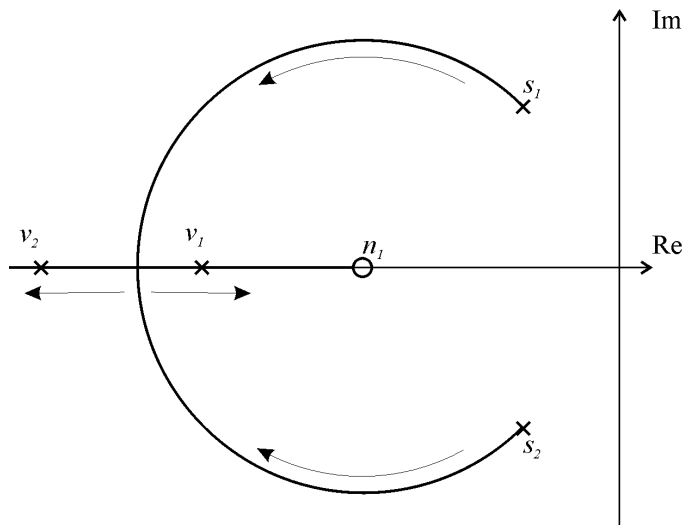
$$F_o(s) = R_I(s) \cdot F_I(s) = K_{PI} \cdot \frac{T_{NI} \cdot s + 1}{T_{NI} \cdot s} \cdot \frac{\frac{J}{K_E K_M} s}{\frac{s^2}{\Omega_M^2} + \frac{2\zeta_M s}{\Omega_M} + 1} \quad (5.7)$$

Díky integračnímu charakteru regulátoru se nula přenosu $F_I(s)$ vyruší s pólem regulátoru. V komplexní rovině tak zbydou pouze původní dva póly přenosu $F_I(s)$ a nula regulátoru v bodě $-1/T_{NI}$. Pokud budeme uvažovat parametry proudového regulátoru, které byly identifikovány v kapitole 4.5:

$$iKp = 20$$

$$iT_i = 0,0009 \text{ ms}$$

pak nulový bod regulátoru má hodnotu $n_I = -1111,1$.



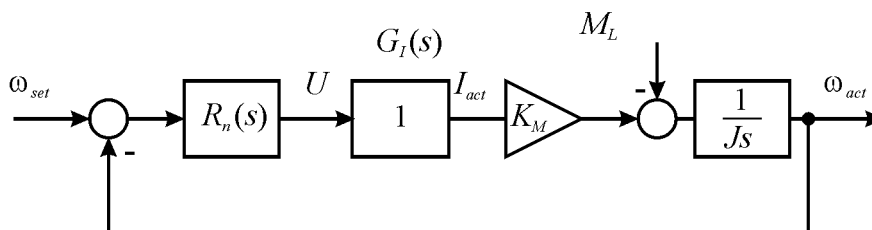
Obr. 5.3: Geometrické místo kořenů proudové regulační smyčky

Graf zachycuje polohu uvedených pólů a nul v Gaussově rovině. Rychlost regulačního pochodu je úměrná vzdálenosti pólů od imaginární osy. Pokud zvyšujeme proporcionální zesílení K_{PI} regulátoru, póly charakteristické rovnice uzavřené regulační smyčky v_1 a v_2 se začnou pohybovat ze svého původního umístění (s_1, s_2). Pohyb se děje po kružnici se středem v nule n_1 . Při dostatečně vysokém zesílení se póly přesunou až na reálnou osu, jeden se vydá směrem k nule n_1 a začne kompenzovat její účinek, druhý putuje opačným směrem a zvyšuje tak rychlost proudové regulace.

5.1.4 Nastavení otáčkového regulátoru

Zásadní vliv na kvalitu regulace otáček a tím i na dynamiku celého servopohonu má vhodné nastavení parametrů otáčkového regulátoru. Zde je nutné uvažovat i konkrétní úlohu nebo aplikaci, ve které bude pohon nasazen. Pro některé úlohy je požadován co nejrychlejší náběh pohonu na požadované otáčky a toleruje se překmit regulačního pochodu, v některých aplikacích je překmit nepřipustný.

Vliv nastavení otáčkového regulátoru je možné opět přehledně demonstrovat na změně umístění kořenů charakteristické rovnice přenosu otáčkové regulace. V prvním velmi výrazném zjednodušení můžeme motor nahradit soustavou prvního řádu, která modeluje pouze mechanickou odezvu pohonu (zpoždění vlivem nenulového momentu setrvačnosti J) podle obrázku:



Obr. 5.4: Schéma otáčkové regulace, model PMSM zahrnuje pouze mechanické vlastnosti.

Přenos otevřené regulační smyčky lze zapsat jako:

$$F_{\omega 0}(s) = R_n(s) \cdot K_M \cdot \frac{1}{J \cdot s} = \frac{K_P K_M (T_N \cdot s + 1)}{T_N J \cdot s^2} \quad (5.8)$$

Z přenosu je zřejmé, že v komplexní rovině je umístěn dvojnásobný pól $s_{1,2} = 0$ v počátku a jedna nula v bodě $n_1 = -1/T_N$.

Pokud uzavřeme zpětnou vazbu, pak přenos dostane tvar:

$$F_{\omega}(s) = \frac{K_P K_M (T_N \cdot s + 1)}{T_N J s^2 + K_P K_M T_N s + K_P K_M} \quad (5.9)$$

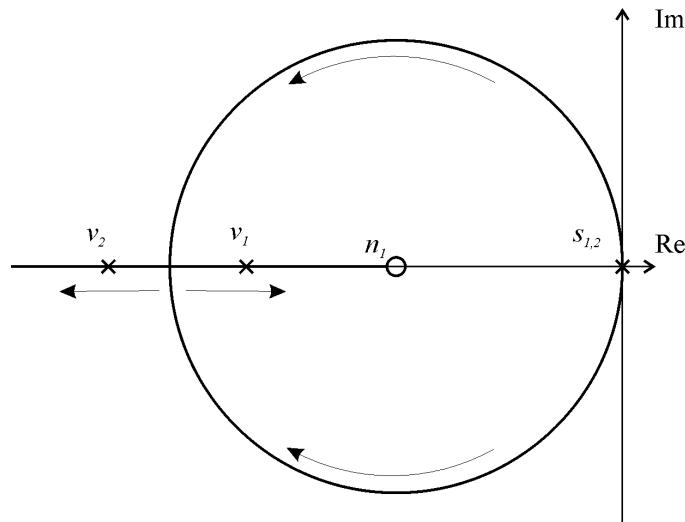
a kořeny charakteristické rovnice (póly přenosu) se z původního umístění v počátku komplexní roviny přesunou po kružnici se středem v bodě n_1 směrem od imaginární osy. Jejich nová poloha je definována jako:

$$v_{1,2} = \frac{-K_P K_M T_N \pm \sqrt{(K_P K_M T_N)^2 - 4 K_P K_M T_N J}}{2 T_N J} \quad (5.10)$$

Při zvyšování proporcionálního zesílení, dokud platí, že:

$$\frac{K_P K_M T_N}{J} < 4 \quad (5.11)$$

jsou póly nejprve komplexně sdružené. V opačném případě jsou již póly reálné, jeden se blíží k nule n_1 a druhý směřuje po reálné ose směrem k $-\infty$.



Obr. 5.5: Geometrické místo kořenů otáčkové regulační smyčky

Snahou je opět oddálit póly co nejvíce od imaginární osy a zrychlit tak odezvu regulace. V ideálním případě by pól v_1 splýnul s nulou n_1 , vzájemně by se vyrušily. Zbývajících pólů v_2 by se bez omezení blížil k $-\infty$ a přenos otáčkové regulace by byl téměř 1. V reálném případě tohoto stavu ovšem nelze dosáhnout, protože dynamika proudové regulace není neomezená.

Otázkou zůstává, jakým způsobem tedy určit vhodnou pozici pólů, jak nastavit parametry

regulátoru, aby byly splněny požadované vlastnosti regulačního obvodu. Tyto uvedené požadavky můžeme zobecnit do podoby určitého kritéria jakosti regulace, přičemž na vlastní optimalizaci chování regulačního obvodu lze pohlížet v zásadě dvojím způsobem (jak naznačuje Šulc a Vítečková v [16]):

Globální pohled nesleduje a nehodnotí konkrétní odezvy systému, ale sleduje obecně charakteristické rysy a ukazatele chování systému. Sem patří především ty metody, které jsou spojeny s charakteristickým polynomem systému (umístění nul a pólů).

Odezvový pohled se zaměřuje na hodnocení optimálního průběhu konkrétních odezev. V oblasti elektrických pohonů je tento přístup velmi populární, protože konkrétní úloha většinou požaduje dodržení časových a průběhových limitů regulačního pochodu.

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 Chien, Hrones, 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.

Tento předpoklad nás ovšem dosti omezuje, protože chování proudové regulační smyčky integrační charakter vykazuje – trvalý nenulový proud generuje vnitřní moment jehož důsledkem je zvyšování rychlosti pohonu. U reálného pohonu tato skutečnost platí v případě, že moment stroje již není v rovnováze s třecími momenty a dalšími ztrátami.

V dalším textu bude diskutováno použití dvou metod pro seřízení otáčkového regulátoru servopohonu, jejichž použití zde není limitováno výše uvedeným požadavkem. Jedná se o variantu metody Ziegler-Nichols (ZN) a metodu optimálního modulu (OM).

5.1.5 Metoda optimálního modulu

Tato metoda vychází z požadavku ideálního přenosu obecné regulované soustavy $G_{wy}(s) = 1$, její detailní odvození a další doplňující informace čtenář nalezne např. v [16]. Pokud uvedenou podmínku převedeme do frekvenční oblasti (substituce $s = j\omega$), pak stačí, aby velikost frekvenčního přenosu

$$|G_{wy}(j\omega)| = A_{wy}(\omega) \stackrel{!}{=} 1 \quad (5.12)$$

byla jednotková. Tuto podmínku můžeme vhodně aplikovat i na kvadrát velikosti frekvenčního přenosu A_{wy} . Pokud je přenos zpětnovazební regulační smyčky definován jako:

$$G_{wy}(s) = \frac{R(s)G(s)}{1 + R(s)G(s)} = \frac{1}{1 + \frac{PA}{QB}} \quad (5.13)$$

kde přenos soustavy:

$$G(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{b_m \cdot s^m + \dots b_1 \cdot s + b_0}{a_3 \cdot s^3 + a_2 \cdot s^2 + a_1 \cdot s + a_0} \quad (5.14)$$

a přenos regulátoru:

$$R(s) = \frac{Q(s)}{P(s)} = \frac{r_D s^2 + r_O s + r_I}{s} \quad (5.15)$$

pak po substituci a dosazení 5.13 do podmínky 5.12 vede na požadavek, aby:

$$\begin{aligned} & (2r_D b_0 a_3 - a_2^2 + 2a_3 a_1) \omega^6 + \\ & + (2r_O b_0 a_2 - 2r_I b_0 a_3 - 2r_D b_0 a_1 + 2a_2 a_0 - a_1^2) \omega^4 + \\ & + (-2r_O b_0 a_0 + 2r_I b_0 a_1 - a_0^2) \omega^2 = 0 \end{aligned} \quad (5.16)$$

Protože dále budeme uvažovat pouze PI variantu regulátoru, můžeme předchozí podmínku zjednodušit na požadavek, aby

$$\begin{aligned} & 2r_O b_0 a_2 - 2r_I b_0 a_3 + 2a_2 a_0 - a_1^2 = 0 \\ & -2r_O b_0 a_0 + 2r_I b_0 a_1 - a_0^2 = 0 \end{aligned} \quad (5.17)$$

Řešením soustavy 5.17 obdržíme vztahy pro výpočet hodnot parametrů regulátoru:

$$\begin{aligned} r_O &= -\frac{1}{2} \cdot \frac{a_1^3 + a_0 a_3 - a_2 a_1 a_0}{b_0 (a_0 a_3 - a_2 a_1)} \\ r_I &= \frac{1}{2} \cdot \frac{a_0 \left(-\frac{a_1^2 + a_0^2 a_3 - 2a_2 a_1 a_0}{a_0 a_3 - a_2 a_1} + a_0 \right)}{b_0 a_1} \end{aligned} \quad (5.18)$$

Přenos modelu PMSM podle obrázku 5.4 má integrační charakter, pokud jej zapíšeme ve tvaru dle 5.14, pak koeficienty jsou:

$$\begin{aligned} & a_0 = a_2 = a_3 = 0, \quad b_0 = K_M \\ & a_1 = J \end{aligned} \quad (5.19)$$

a hodnoty parametrů regulátoru nelze určit, protože jmenovatel obou zlomků je nulový.

Nyní zkusme stejný postup, pouze model proudové regulace nebude ideální jako v předchozím případě ($F_I(s) = 1$). Podle obrázku 5.2 můžeme přenos mezi proudem I_{set} a otáčkami servomotoru ω_{act} definovat jako:

$$F_I(s) = \frac{R_I \cdot G_I \cdot K_M \cdot \frac{1}{Js}}{1 + \frac{G_I K_M K_E}{Js} + R_I \cdot G_I} = \frac{R_I \cdot G_I \cdot K_M}{(J + J \cdot R_I \cdot G_I) s + G_I K_E K_M} \quad (5.20)$$

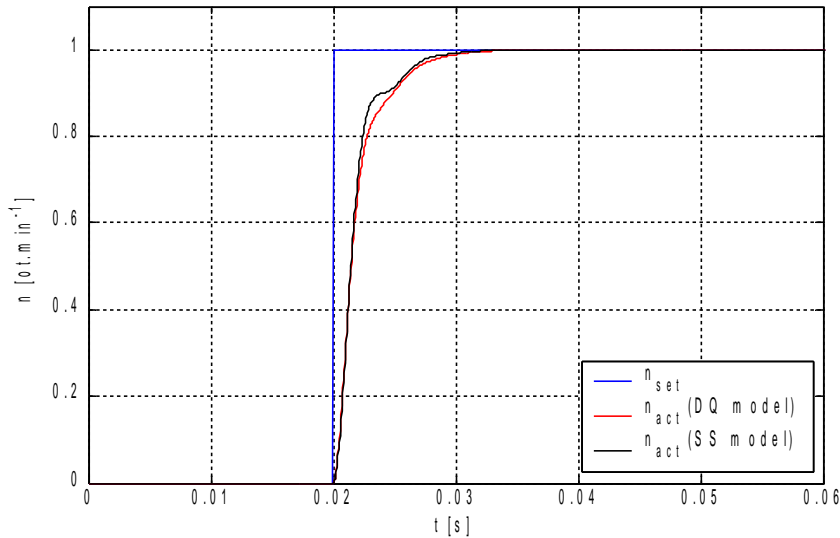
Pokud je $G_I(s) = \frac{1}{L \cdot s + R}$ a přenos proudového regulátoru $R_I(s) = K_{PI} \cdot \frac{T_{NI}s + 1}{T_{NI}s}$, pak dosazením a po úpravě získáme

$$F_I(s) = \frac{K_{PI} K_M (T_{NI}s + 1)}{J T_{NI} L s^3 + (J T_{NI} R + J K_{PI} T_{NI}) s^2 + (J K_{PI} + T_{NI} K_M K_E) s} \quad (5.21)$$

Dosazením jednotlivých koeficientů tohoto přenosu do vztahů 5.18 obdržíme parametry otáčkového regulátoru:

$$\begin{aligned} r_0 &= 0,4152 & \text{resp.} & & K_P &= r_0 = 0,4152 \\ r_I &= 0 & & & T_N &= r_I \cdot K_P = 0 \end{aligned}$$

Nulová integrační složka regulátoru je důsledkem integračního charakteru regulované soustavy F_I , jinak řečeno: velikost integrační složky můžeme experimentálně zvolit. Tím lze zajistit nulovou regulační odchylku i pro lineárně rostoucí žádanou hodnotu rychlosti servopohonu.



Obr. 5.6: Odezva uzavřeného regulačního obvodu na skok žádané hodnoty otáček, regulátor je nastaven podle metody optimálního modulu.

Na obrázku jsou zachyceny simulační odezvy DQ modelu a zjednodušeného modelu na jednotkový skok. Otáčkový regulátor byl v obou případech nastaven na výše uvedené hodnoty. Potvrzuje se zde klíčová vlastnost použité metody: takto seřízená regulační smyčka poskytuje regulační pochod bez přeregulování.

5.1.6 Metoda dle Ziegler-Nicholse

Tato metoda určení optimálních parametrů regulátoru patří mezi experimentální metody. V odborné literatuře je rozpracováno několik variant této metody a metody odvozené.

Klasická varianta, kterou popisuje každá učebnice automatického řízení vychází ze znalosti přechodové charakteristiky proporcionální nekomitavé soustavy, kterou chceme regulovat (v literatuře se objevuje pod názvem *metoda přechodové charakteristiky*). Již tento úvodní předpoklad znamená, že tuto variantu nemůžeme použít, protože přenos $F_I(s)$ podle 5.21 má integrační charakter a vyčíslením kořenů charakteristické rovnice dále zjistíme, že tyto jsou komplexně sdružené a soustava tudíž kmitá.

Z těchto důvodů byla rozpracována jiná varianta, tzv. *metoda kritických parametrů*. Základním předpokladem této varianty je přivedení uzavřeného regulačního obvodu na kmitavou mez stability zvyšováním proporcionálního zesílení regulátoru. Ze zjištěné periody kmitů libovolné veličiny v obvodu T_{krit} a z nastaveného kritického zesílení r_{0krit} se vypočte optimální nastavení PID regulátoru (viz. tabulka).

Tabulka 5.1: Hodnoty nastavení parametrů podle metody kritického zesílení

| Regulátor | R_0 | T_I | T_D |
|-----------|------------------------|-----------------------|------------------------|
| P | $0,5 \cdot r_{0krit}$ | | |
| PI | $0,45 \cdot r_{0krit}$ | $0,83 \cdot T_{krit}$ | |
| PID | $0,6 \cdot r_{0krit}$ | $0,5 \cdot T_{krit}$ | $0,125 \cdot T_{krit}$ |

Nevýhodou metody je požadavek přivedení soustavy na kmitavou mez stability, což většina zařízení a provozů nepřipouští. Ovšem kritické parametry je možné určit analyticky ze znalosti matematického modelu soustavy, což v dalším textu provedeme.

Přenos uzavřené regulační soustavy složené z přenosu $F_I(s)$ podle 5.21 a proporcionálního regulátoru $R_n(s) = r_0$ můžeme zapsat jako:

$$G(s) = \frac{r_0 \cdot F_I}{1 + r_0 \cdot F_I} = \frac{r_0(b_1 s + b_0)}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + (a_1 + r_0 b_1)s + r_0 b_0} \quad (5.22)$$

kde symboly a_i a b_i představují koeficienty přenosu $F_I(s)$. Výpočet kritického zesílení můžeme realizovat pomocí Michajlovova kritéria stability (např. v [16]). V charakteristickém polynomu provedeme substituci $s = j\omega$ a položíme polynom roven nule.

$$r_0 b_0 - a_2 \omega^2 + j((a_1 + r_0 b_1)\omega - a_3 \omega^3) = 0 \quad (5.23)$$

Řešením rovnice jsou vztahy:

$$r_{0krit} = \frac{-a_1}{b_1 - \frac{a_3 b_0}{a_2}} \quad \omega_{krit}^2 = \frac{-a_1}{\frac{a_2}{b_0} - a_3} \quad , \quad (5.24)$$

které po vyčíslení ($r_{0krit} = -2,38$ a $\omega_{krit}^2 = -2,97 \cdot 10^6 \text{ rad.s}^{-1}$) vedou k závěru, že soustavu nelze pomocí proporcionálního zesílení přivést na kmitavou mez stability. Toto tvrzení můžeme snadno a elegantně potvrdit např. pomocí nástroje *SisoTool* v prostředí Matlab, kde je

5. POSTUPY ZVYŠOVÁNÍ DYNAMIKY POHONŮ S PMSM

evidentní, že trajektorie pólů přenosu systému se při použití proporcionálního regulátoru nikdy neprotnou s imaginární osou.

Řešení problému můžeme nalézt v náhradě $F_I(s)$ jednodušším přenosem a opakovaným výpočtem kritického zesílení. Náhradní přenos budeme hledat ve tvaru:

$$F_I^*(s) = \frac{c_0}{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s} \quad (5.25)$$

přičemž koeficienty c_0 a d_1 musí respektovat směrnici přechodové charakteristiky původního přenosu $F_I(s)$, což splníme, když $c_0 = b_0$ a $d_1 = a_1$. Jako vyhovující můžeme nalézt přenos

$$F_I^*(s) = \frac{3,169 \cdot 10^9}{s^3 + 1633 s^2 + 2,582 \cdot 10^6 s} \quad (5.26)$$

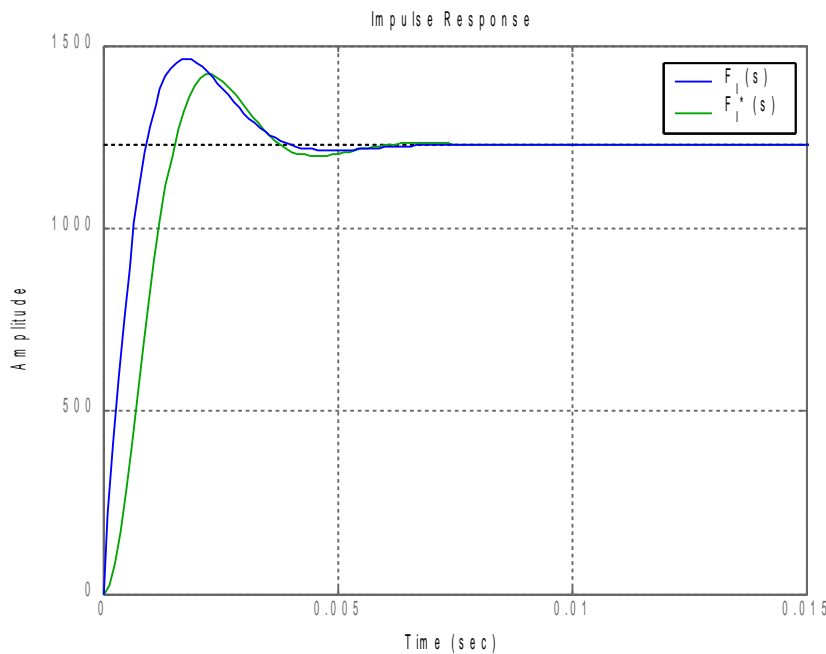
Porovnání impulsní odezvy tohoto přenosu zachycuje obrázek 5.7. Přenos uzavřené regulační smyčky pak bude:

$$G^*(s) = \frac{r_0 \cdot F_I^*}{1 + r_0 \cdot F_I^*} = \frac{r_0 c_0}{d_3 s^3 + d_2 s^2 + d_1 s + r_0 c_0} \quad (5.27)$$

Výpočet kritického zesílení pomocí Michajlovova kritéria vede na rovnici

$$r_0 c_0 - d_2 \omega^2 + j(d_1 \omega - d_3 \omega^3) = 0 \quad (5.28)$$

jejíž řešení představují vztahy 5.29.



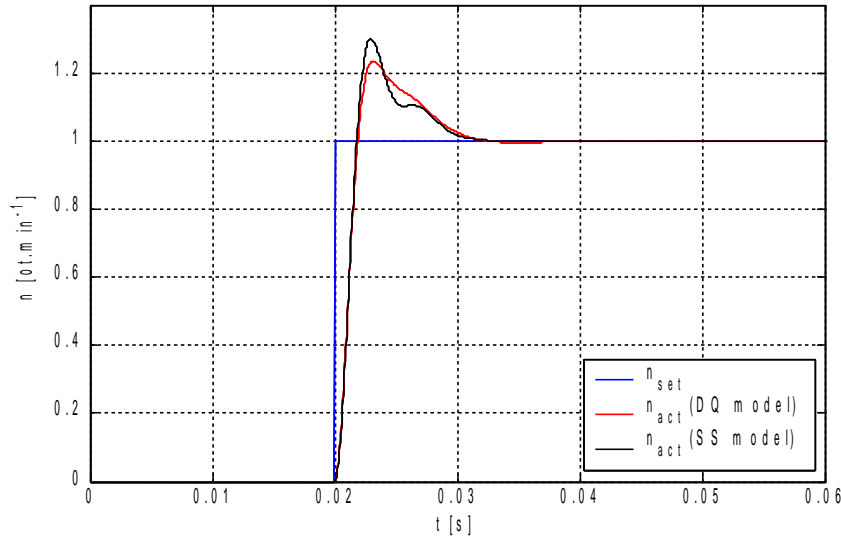
Obr. 5.7: Impulsní odezva původního a aproximovaného přenosu regulované soustavy $F_I(s)$, resp. $F_I^*(s)$.

$$r_{0krit} = \frac{d_2 d_1}{c_0 d_3} = 1,33 \quad \omega_{krit} = \sqrt{\frac{d_1}{d_3}} = 1606,75 \text{ rad.s}^{-1} \quad (5.29)$$

Pokud vypočteme periodu kmitů soustavy $T_{krit} = 2\pi/\omega_{krit}$, optimální parametry PI reregulátoru jsou podle tabulky 5.1:

$$r_0 = 0,59$$

$$T_I = 0,003 \text{ s.}$$



Obr. 5.8: Odezva uzavřeného regulačního obvodu na skok žádané hodnoty otáček, regulátor je nastaven podle Ziegler-Nicholsovy metody.

Přechodové charakteristiky uzavřeného regulačního obvodu s PI regulátorem seřízeným dle Ziegler-Nicholsovy metody zachycuje graf na obrázku 5.8. Seřízení poskytuje cca 25% přeregulování.

5.2 Dopředné vazby - feedforward

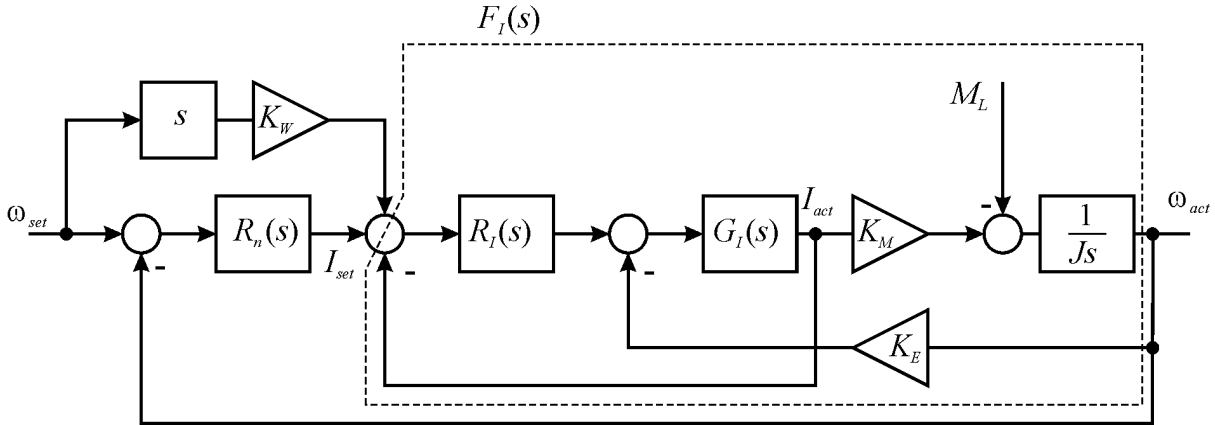
Použití dopředných vazeb dovozuje potlačit velikost regulační odchylky v případech, kdy se žádaná hodnota regulované veličiny trvale mění v čase. V případě otáčkového servopohonu se realizuje tzv. momentový (proudový) feedforward. Jeho velikost se odvozuje z derivace požadované rychlosti $\omega_{set}(t)$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

Regulační schéma otáčkové regulace s proudovým feedforwardem zachycuje obr. 5.9. Servomotor a proudová regulace se zde nahrazuje zjednodušeným modelem, přenos modelu mezi žádanou hodnotou proudu $i_{set}(t)$ a skutečnými otáčkami $\omega_{act}(t)$ můžeme obecně zapsat jako

$$F_I(s) = \frac{R_I G_I K_m \frac{1}{J \cdot s}}{1 + \frac{1}{J \cdot s} \cdot G_I K_m K_e + G_I K_m K_e} \quad (5.30)$$

5. POSTUPY ZVYŠOVÁNÍ DYNAMIKY POHONŮ S PMSM

kde $G_I(s)$ zastupuje proudový přenos $\frac{1}{L \cdot s + R}$, $R_I(s)$ je přenos proudového regulátoru a J , K_M , K_E jsou parametry servomotoru.



Obr. 5.9: Schéma otáčkové regulace s proudovým feedforwardem, jako model PMSM je použita zjednodušená varianta.

Obrazový přenos otáčkové regulační smyčky včetně proudového feedforwardu jest:

$$F_n(s) = \frac{R_n F_I + s \cdot K_w F_I}{1 + R_n F_I} \quad (5.31)$$

Pokud budeme chtít provést analytický rozbor vlivu proudového feedforwardu na chování otáčkové regulační smyčky (např. na tvar frekvenční charakteristiky otáčkové regulace), pak je nutné provést určitá zjednodušení ohledně přenosu $F_I(s)$.

Podobným způsobem jako proudový feedforward se aplikuje i tzv. otáčkový nebo rychlostní feedforward v případě, že servopohon pracuje v polohové regulační smyčce. V případě rychlostního feedforwardu lze jeho velikost přibližně vypočítat. Základem pro výpočet je zjednodušený model otáčkové regulační smyčky a požadavek na velikost polohové odchylky v typických dynamických stavech servopohonu (např. pohyb rovnoměrnou rychlostí, nebo kruhová interpolace). Příklad výpočtu rychlostního feedforwardu uvádí např. [1] za podmínky, že velikost frekvenčního přenosu polohové regulační smyčky $|F_{POL}(j\omega)| = 1$.

V námi uvažovaném případě budeme proudový feedforward řešit podobným způsobem jako rychlostní. Za cílový dynamický stav budeme považovat buzení servopohonu harmonickým signálem žádané rychlosti. Tento požadavek vyplývá mj. z faktu, že při použití rychlostního servopohonu jako pohonu průtažného ústrojí (viz. následující kapitola) bude tvar signálu žádané rychlosti analyticky nepopsatelný a jako vhodná náhrada tak poslouží harmonický signál.

V prvním zjednodušení můžeme uvažovat, že přenosy $G_I(s)$ a $R_I(s)$ uvnitř proudové regulační smyčky jsou jednotkové. Přenos otáčkové regulace včetně feedforwardu je pak posán jako

$$F_n(s) = \frac{R_n K_M \frac{1}{Js} + s \cdot K_w K_M \frac{1}{Js}}{1 + R_n K_M \frac{1}{Js}} = \frac{K_w K_M T_N s^2 + K_P K_M T_N s + K_P K_M}{J T_N s^2 + K_P K_M T_N s + K_P K_M} \quad (5.32)$$

Vyjádříme-li přenos 5.32 jako frekvenční, pak z požadavku

$$|F_n(j\omega)|=1 \quad (5.33)$$

můžeme vypočítat požadovanou velikost K_w jako funkci parametrů regulátoru otáček a budící úhlové frekvence. Porovnáním čitatele a jmenovatele přenosu jednoduše určíme velikost zesílení dopředné proudové vazby:

$$K_w = \frac{J}{K_M} = 0,00078 \text{ Am}^{-1} \text{ s}^2 \quad (5.34)$$

Obecný výpočet přenosu $F_n(s)$ se výrazně komplikuje, pokud nejsou přenosy $G_A(s)$ a $R_A(s)$ jednotkové. Jedná se pak o přenos s polynomem 3.řádu v čitateli a 4.řádu ve jmenovateli:

$$F_n(s) = \frac{b_3 s^3 + b_2 s^2 + b_1 s + b_0}{a_4 s^4 + a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1 s + a_0} \quad (5.35)$$

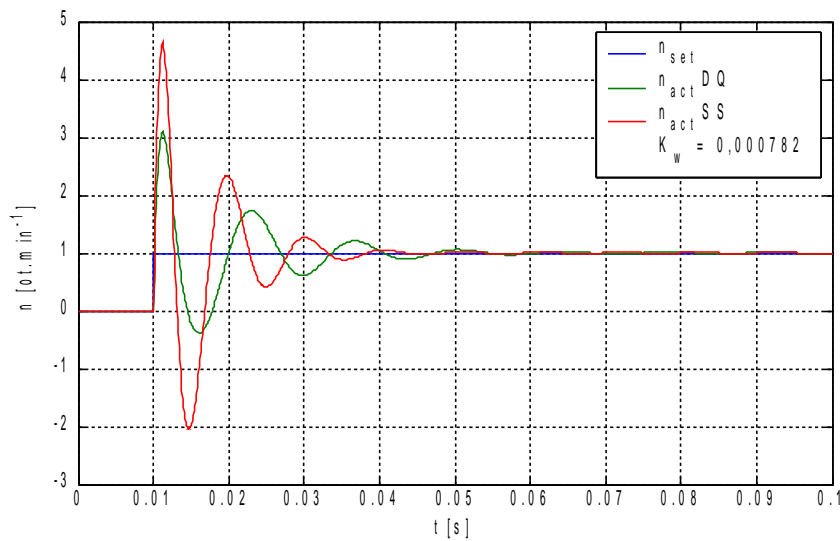
kde jednotlivé koeficienty můžeme zapsat jako:

$$\begin{aligned} b_3 &= K_w T_N T_I K_M K_E & a_4 &= J L T_I T_N \\ b_2 &= T_N K_M K_E (K_w + K_N T_I) & a_3 &= J T_I T_N (R + K_I) \\ b_1 &= K_N K_M K_E (T_I + T_N) & a_2 &= T_N (J K_I + K_M K_E T_I + K_M K_E K_N T_I) \\ b_0 &= K_N K_M K_E & a_1 &= K_M K_E (K_N T_N + T_I) \\ & & a_0 &= K_M K_E \end{aligned} \quad (5.36)$$

Vzhledem k tvaru přenosu není možné pomocí zesílení proudového feedforwardu získat přenos s jednotkovým modulem $|F_n(j\omega)|=1$ jako v předchozím případě. Proto k ověření použijeme hodnotu K_w podle 5.34 a vliv proudového feedforwardu ověříme simulačně.

K simulaci použijeme původní DQ-model podle kapitoly 2.3 a zjednodušenou variantu podle přílohy J. V obou modelech vytvoříme dopřednou větev proudového feedforwardu, jak naznačuje obecné schéma na obrázku 5.9.

Obrázek 5.10 porovnává odezvy obou modelů na jednotkový skok žádané hodnoty otáček. Vzhledem ke skutečnosti, že velikost zesílení K_w byla odvozena za velmi zjednodušujících předpokladů, není možné očekávat splnění původní podmínky 5.33. Odezva získala výrazně derivační charakter, což indikuje domněnku, že zesílení K_w je nevhodně veliké.



Obr. 5.10: Schéma otáčkové regulace s proudovým feedforwardem, jako model PMSM je použita zjednodušená varianta.

5.2.1 Vliv proudové dopředné vazby na frekvenční charakteristiku otáčkového servopohonu

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.

K simulaci byl použit DQ-model servopohonu s konstantním nastavením otáčkového regulátoru dle tabulky.

Tabulka 5.2: Parametry otáčkového regulátoru použité při simulaci vlivu proudové dopředné vazby

| MDMC | | DQ-model | |
|-----------|------------|------------|------------|
| K_p [-] | T_i [ms] | nK_p [-] | nT_i [s] |
| 40 | 0,002 | 0,2049 | 0,00077 |

V prvním kroku byla odhadem nalezena vhodná velikost zesílení proudové dopředné vazby K_w tak, aby byl regulační pochod stabilní. Následná simulace provedla měření frekvenčních charakteristik použitého otáčkového servopohonu, pokud K_w nabývá hodnot v rozmezí 0 až $2 \cdot 10^{-4}$. Získaná data shrnuje tabulka:

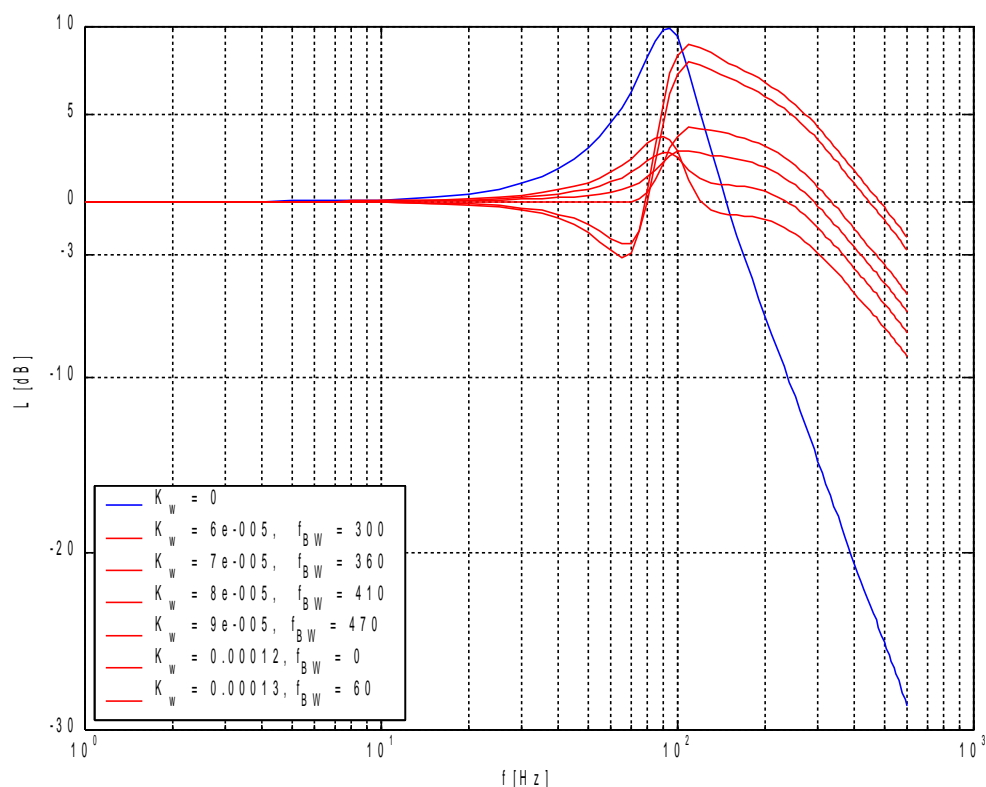
Tabulka 5.3: Naměřené hodnoty šířky frekvenčního pásma a velikost maxima amplitudové frekvenční charakteristiky.

| K_w | f_{BW} [Hz] | L_{max} [dB] |
|---------|---------------|----------------|
| 0,00009 | 470 | 4,2 |
| 0,00001 | 150 | 8,9 |

| K_w | f_{BW} [Hz] | L_{max} [dB] |
|---------|---------------|----------------|
| 0,00002 | 140 | 7,9 |
| 0,00003 | 130 | 7,0 |
| 0,00004 | 130 | 5,9 |
| 0,00005 | 210 | 4,8 |
| 0,00006 | 300 | 3,7 |
| 0,00007 | 360 | 2,8 |
| 0,00008 | 410 | 2,9 |
| 0,00009 | 470 | 4,2 |
| 0,00010 | 510 | 5,5 |
| 0,00011 | 570 | 6,8 |
| 0,00012 | >600 | 7,9 |
| 0,00013 | 60 | 9,0 |
| 0,00014 | 55 | 9,9 |
| 0,00015 | 50 | 10,8 |
| 0,00016 | 45 | 11,6 |
| 0,00017 | 45 | 12,4 |
| 0,00018 | 40 | 13,1 |
| 0,00019 | 40 | 13,7 |
| 0,00020 | 40 | 14,3 |

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.

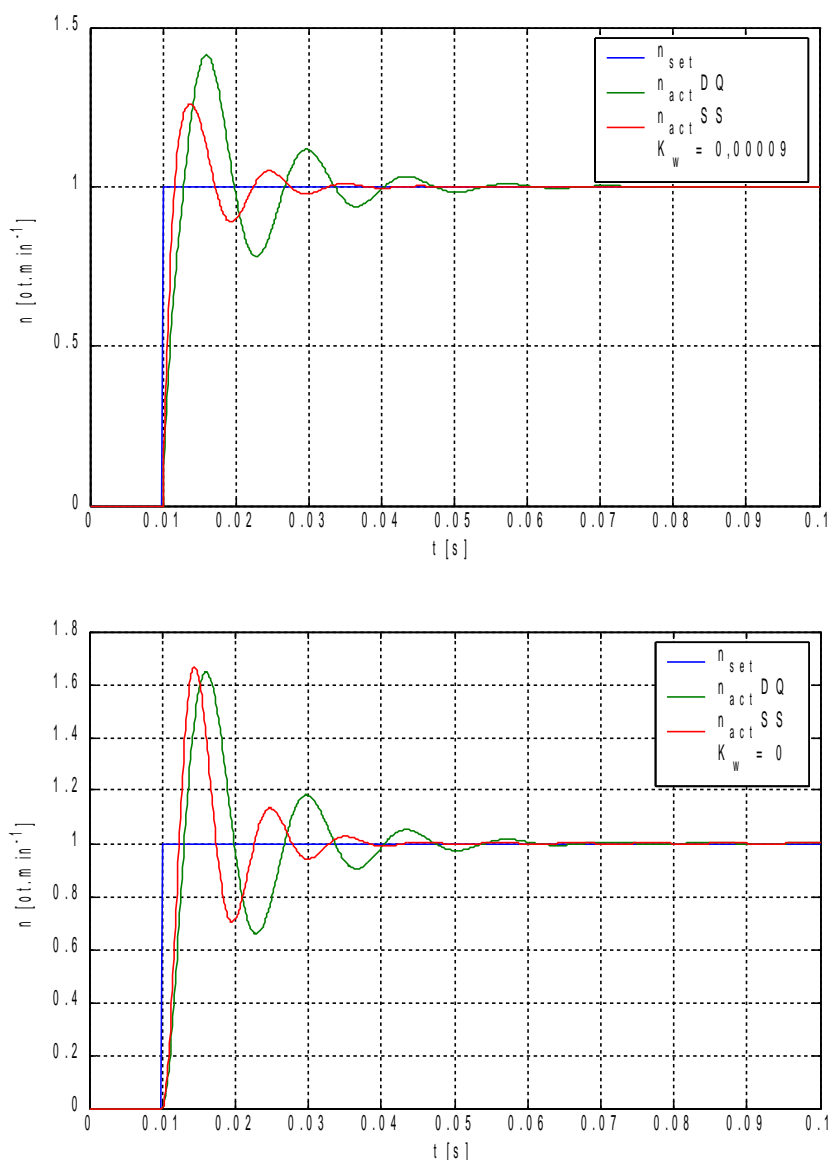
Pokud bychom chtěli amplitudovou frekvenční charakteristiku co nejvíce přiblížit ideálnímu přenosu, pak budeme K_w volit takové, abychom dosáhli co nejširšího frekvenčního pásma f_{BW} a přijatelné hodnoty maximální amplitudy L_{max} . Optimální velikost se pohybuje mezi $0,9 - 1,0 \cdot 10^{-4}$. Při vyšším zesílení narůstá maximum amplitudy a výrazně se projevuje i lokální minimum charakteristiky, které šířku pásma degraduje (viz. obrázek 5.11).



Obr. 5.11: Porovnání vybraných frekvenčních amplitudových charakteristik pro různé zesílení K_w proudové dopředné vazby.

Na následujícím grafu 5.12 jsou zachyceny přechodové charakteristiky DQ-modelu a zjednodušeného modelu s optimálním zesílením $K_w = 0,9 \cdot 10^{-4}$ podle předchozího odstavce. Pro porovnání uvádím i přechodové charakteristiky bez proudové dopředné vazby, ostatní regulační členy jsou nastaveny shodně.

Zejména u zjednodušeného modelu je patrné, že se regulační pochod urychlil (cca o 5 ms) a zároveň výrazně klesla amplituda překmitu. U DQ-modelu je pokles překmitu poněkud menší, ale stále zřetelný.



Obr. 5.12: Odezva modelů otáčkového servopohonu (DQ-model a zjednodušená varianta) na jednotkový skok (s dopřednou proudovou vazbou a bez).

5.3 Řídicí 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 [17] odvozeny jako důsledek použití II. Ljapunovovy věty o

stabilitě obecného dynamického systému

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{F}[\mathbf{x}(t), t] \quad (5.37)$$

resp. jako důsledek II. Ljapunovovy metody určení stability takového systému.

Posoudit stabilitu systému 5.37 by znamenalo určit řešení $\mathbf{x}(t)$. Takové řešení je všeobecně velmi obtížný a v případě nelineárních a časově variantních systémů i neřešitelný problém. Podle zmiňované Ljapunovovy věty však stačí určit stabilní funkci $v(t)$ pro kterou bude platit, že

$$|v(t)| \geq |\mathbf{x}(t)| \quad \text{pro } t > 0 \quad (5.38)$$

Nebo-li: vzdálenost $v(t)$ od nuly bude vždy větší nebo rovna vzdálenosti $\mathbf{x}(t)$ od nuly. Funkce $v(t)$ se nazývá Ljapunovova funkce.

Pro popis soustavy el. pohon + pracovní zařízení můžeme využít běžný stavový popis ve tvaru:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}[\mathbf{x}, t] \mathbf{x} + \mathbf{B}[\mathbf{x}, t] \mathbf{u} + \mathbf{v} \quad (5.39)$$

kde \mathbf{A} a \mathbf{B} jsou nelineární časově proměnné matice, \mathbf{v} je časově proměnný vektor neměřitelných poruch a \mathbf{u} budiž vstupní vektor, který tyto poruchy kompenzuje.

Cílem regulace není nulový stav stavového vektoru \mathbf{x} , ale nulový stav jeho regulační odchylky od žádaných hodnot. Tyto žádané hodnoty můžeme předepsat staticky jako konstanty, ovšem z hlediska regulace je vhodné je předepsat dynamicky – tedy přidržovat se předepsaných hodnot nejen v ustáleném stavu. Tento požadavek lze splnit pokud použijeme referenční model, který může mít tvar lineárního systému:

$$\dot{\mathbf{x}}_M = \mathbf{A}_M \mathbf{x}_M + \mathbf{B}_M \mathbf{w} \quad (5.40)$$

kde \mathbf{A}_M , \mathbf{B}_M jsou konstantní matice a \mathbf{w} je vektor žádaných hodnot. Pokud bude definován vektor stavové odchylky modelu a soustavy

$$\dot{\mathbf{e}} = \dot{\mathbf{x}}_M - \dot{\mathbf{x}} \quad (5.41)$$

potom dosazení a úpravou obdržíme

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{e}} &= \mathbf{A}_M \cdot \mathbf{x}_M + \mathbf{B}_M \cdot \mathbf{w} - \mathbf{A} \cdot \mathbf{x} - \mathbf{B} \cdot \mathbf{u} - \mathbf{v} = \\ &= \mathbf{A}_M \cdot (\mathbf{x}_M - \mathbf{x}) + (\mathbf{A}_M - \mathbf{A}) \cdot \mathbf{x} + \mathbf{B}_M \cdot \mathbf{w} - \mathbf{v} - \mathbf{B} \cdot \mathbf{u} = \\ &= \mathbf{A}_M \cdot \mathbf{e} + \mathbf{f} - \mathbf{k} \end{aligned} \quad (5.42)$$

V uvedené rovnici představuje \mathbf{f} vektor parametrických a aditivních poruch systému. Vektor \mathbf{k} nám tyto poruchy vhodnou volbou umožňuje kompenzovat. Z 5.42 je zřejmé, že

$$\mathbf{k} = \mathbf{B} \cdot \mathbf{u} \quad (5.43)$$

Pokud lze provést inverzi matice \mathbf{B} , pak můžeme vektor \mathbf{k} přepočítat na vstupní vektor \mathbf{u} regulovaného systému 5.39.

Ljapunovovu funkci lze volit mnoha způsoby, v [17] autor použil váženou kvadratickou formu ve tvaru:

$$V = \mathbf{e}^T \cdot \mathbf{P} \cdot \mathbf{e} + \sum_{i=1}^n \frac{1}{\beta_i} (-k_i + \beta_i \delta_i z_i)^2, \text{ kde } z_i = \sum_{k=1}^n p_{ki} \cdot e_k \quad (5.44)$$

přičemž pro prvky vektoru \mathbf{k} bylo zvoleno, že:

$$\dot{k}_i = \beta_i z_i + \beta_i \delta_i \dot{z}_i \quad (5.45)$$

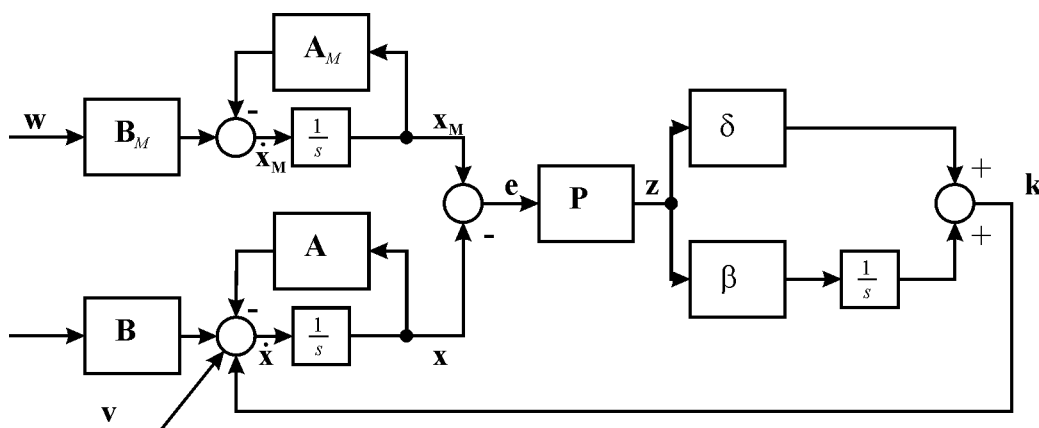
Derivací Ljapunovovy funkce V , dosazením za k_i a úpravami získáme

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \mathbf{e}^T \cdot (\mathbf{A}_M^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_M) \cdot \mathbf{e} + 2 \sum_{i=1}^n (f_i z_i - \beta_i \delta_i z_i^2) = \\ &= \mathbf{e}^T \cdot \mathbf{Q} \cdot \mathbf{e} + 2 \sum_{i=1}^n (f_i z_i - \beta_i \delta_i z_i^2) \end{aligned} \quad (5.46)$$

Zřejmě musí platit:

$$\mathbf{A}_M^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_M = -\mathbf{Q} \quad (5.47)$$

Stabilní regulační struktura podle [17] vypadá následujícím způsobem:



Obr. 5.13: Stabilní regulační struktura s referenčním modelem.

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

Vlastnosti takové regulační struktury lze shrnout následujícím způsobem:

Je nutné vhodně zvolit matici \mathbf{P} , resp. \mathbf{Q} v rovnici 5.47. Jejich velikost zásadním způsobem ovlivňuje rychlost snižování Ljapunovovy funkce 5.44 i její derivace 5.46 a tím i dynamiku celého regulačního procesu.

Pro konkrétní případ je nutné vyřešit maticovou rovnici 5.47.

Je nutné vhodně zvolit kladná čísla β_i a δ_i . Jejich velikost 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. Lze volit i jinou

Ljapunovovu funkci, její „povinnou“ (zde matice \mathbf{Q}) i volitelnou část (prvky diagonálních matic $\mathbf{\beta}$ a $\mathbf{\delta}$). Díky těmto vlastnostem se jedná o metodu velmi obecnou, kterou lze použít pro regulaci celé škály systémů. Na druhé straně však autoři díla [17] přiznávají, že metoda vyžaduje velké zkušenosti při návrhu. Je nutné provádět mnoho ověřovacích simulací a díky variabilitě parametrů nemusí být takto navržený regulační systém optimální.

5.3.1 Volba referenčního modelu

Referenční model představuje požadované chování regulovaného dynamického systému. Jediný požadavek je linearita tohoto modelu. Dále by měl svými parametry plně využívat fyzikálních vlastností řízené soustavy.

5.3.2 Určení matice \mathbf{P}

Jednotlivé složky kompenzačního vektoru \mathbf{k} jsou určeny rovnicí 5.45, která obsahuje prvky pozitivně definitní matice \mathbf{P} určené rovnicí 5.47 v závislosti na matici \mathbf{A}_M referenčního modelu a zvolené matice \mathbf{Q} . Prvky matice \mathbf{Q} určují vliv jednotlivých složek chybového vektoru na derivaci Ljapunovovy funkce 5.46. Je výhodné zvolit matici \mathbf{Q} jako diagonální. Funkce \dot{V} pak není ovlivňována vzájemnými kombinacemi složek chybového vektoru, ale pouze samostatnými složkami tohoto vektoru. Chceme-li zajistit, aby některá část chybového vektoru způsobovala rychlejší snižování Ljapunovovy funkce, stačí zvýšit příslušný prvek na diagonále matice \mathbf{Q} .

5.3.3 Ljapunovova metoda pro rychlostní regulaci servopohonu

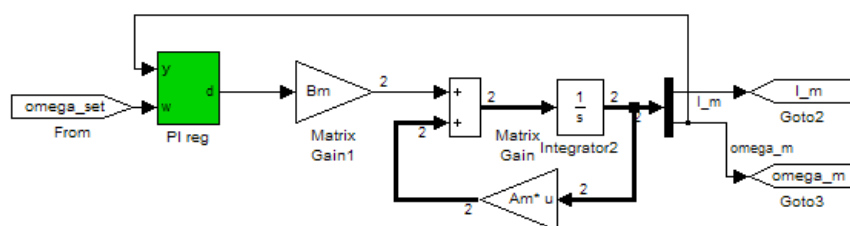
V následujícím textu budeme aplikovat výše uvedené postupy, sestavíme uvedenou regulační strukturu a otestujeme vlastnosti takto navržené rychlostní regulace servopohonu.

Regulovaný systém bude představovat simulační DQ-model PMSM včetně proudové a otáčkové regulační smyčky. Parametry otáčkového regulátoru jsou nastaveny na hodnotu $nK_p = 0,2049$ a $nT_i = 0,00077$ s, při kterých tento model vykazuje šířku frekvenčního pásma $f_{BW} = 160$ Hz (detaily o tomto nastavení obsahuje kapitola 4.3). Úkolem nadřazené regulace podle Ljapunova bude generování kompenzačního vektoru (v tomto případě jednorozměrného - žádané hodnoty otáček) tak, aby se regulovaný systém choval jako referenční model.

Jako referenční model použijeme zjednodušenou variantu modelu (viz. příloha J) s pozměněnými parametry. K modelu připojíme PI regulátor, který bude zajišťovat požadovanou dynamiku a jeho integrační složka odstraní trvalou regulační odchylku. Stavový popis referenčního modelu (podle 5.40) je složen z matic:

$$\mathbf{A}_M = \begin{bmatrix} \frac{-10R}{L} & \frac{-10K_E}{L} \\ \frac{2K_M}{J} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_M = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_M = [1 \quad 0] \quad (5.48)$$

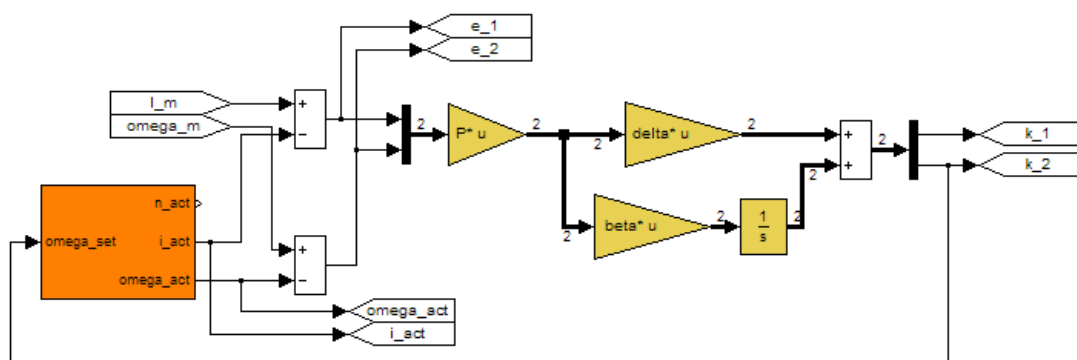
Parametry v maticích odpovídají naměřeným parametrům reálného servopohonu (viz. přílohy), násobení konstantami zajišťuje odchylku parametrů referenčního modelu od parametrů regulované soustavy. Schéma referenčního modelu včetně nadřazeného regulátoru zachycuje obrázek:



Obr. 5.14: Struktura lineárního referenčního modelu s PI regulátorem.

Propustné frekvenční pásmo referenčního modelu bylo pomocí PI regulátoru (zelený blok, $rKp = 10$, $rTi = 0,0015$ s) nastaveno na $f_{BW} = 280$ Hz.

Regulační schéma podle Ljapunovovy věty včetně řízeného systému ukazuje následující obrázek.



Obr. 5.15: Model regulovaného otáčkového servopohonu (oranžový blok) a bloky regulačního obvodu podle Ljapunova (zvýrazněn žlutou barvou).

Rozdíl stavových veličin ($x_1 = i$, $x_2 = \omega$) referenčního modelu a řízené soustavy tvoří chybový vektor \mathbf{e} , který je násoben maticí \mathbf{P} . Koefficienty matice \mathbf{P} získáme řešením rovnice 5.47, musíme tedy vhodně zvolit diagonální matici \mathbf{Q} . Vlastní regulátor obsahuje proporcionální složku (matice δ) a integrační složku (matice β). Výstupy obou složek se sčítají a tvoří kompenzační vektor \mathbf{k} . Vzhledem k vstupům řízeného systému se z vektoru \mathbf{k} využije pouze druhá složka (kompenzace odchylky úhlové rychlosti).

Matice \mathbf{Q} je diagonální (2×2), velikost prvků na diagonále (q_{11} a q_{22}) určuje vliv prvků chybového vektoru $[e_1 \ e_2]^T$ na rychlost ubývání Ljapunovovy funkce a tím i na kvalitu regulačního pochodu. Následující dva grafy zachycují chování regulačního pochodu při variaci diagonálních prvků matice \mathbf{Q} , matice β je nulová, matice δ je:

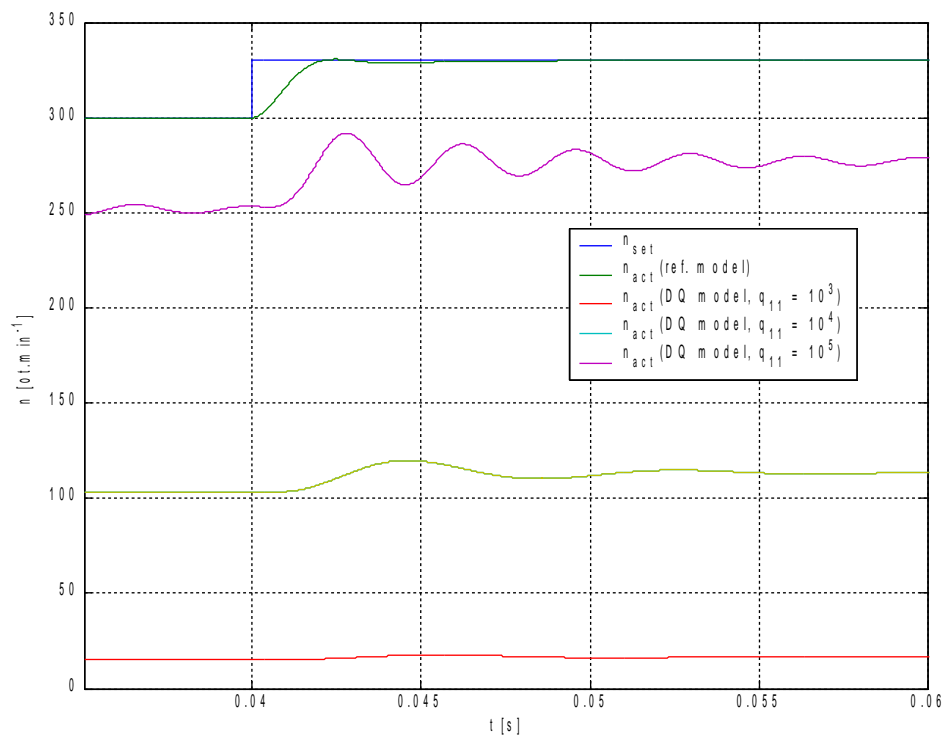
$$\delta = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.49)$$

tj. kompenzační vektor \mathbf{k} je složen pouze z proporcionální části (bude existovat trvalá reg. odchylka).

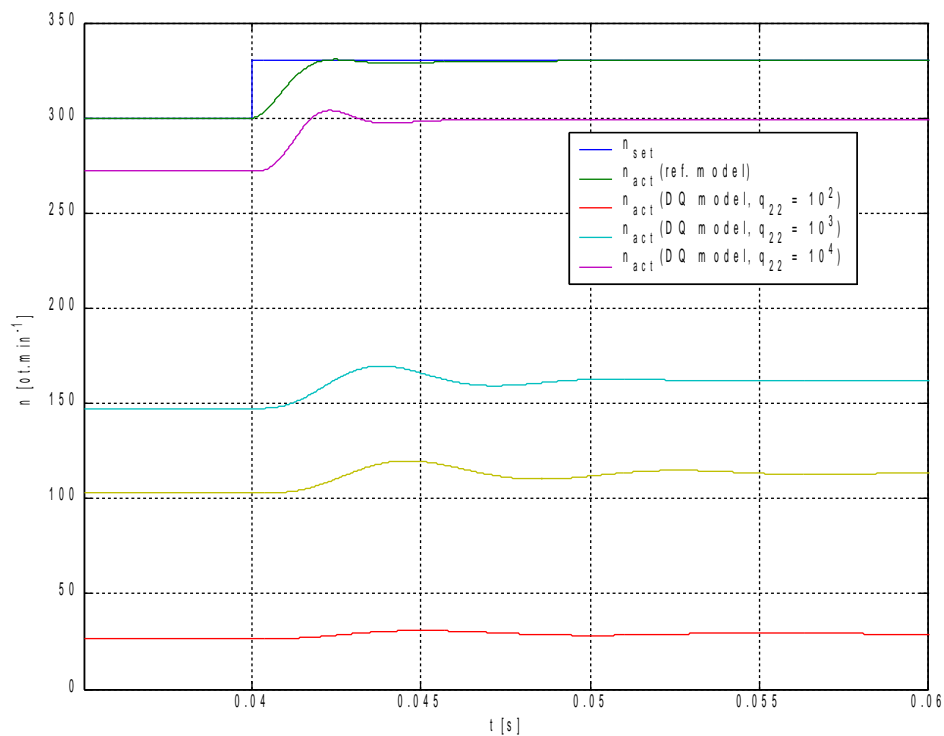
Zádaná hodnota otáček $n_{set} = 300$ ot.min⁻¹ se v čase $t = 0,04$ s skokem zvýšila o 10%. Referenční model (n_{act}) na tento skok správně zareaguje a díky Ljapunovovu regulátoru se změni i otáčky regulované soustavy. Z grafů je patrné (a z logiky věci vyplývá), že odchylka

5. POSTUPY ZVYŠOVÁNÍ DYNAMIKY POHONŮ S PMSM

stavové veličiny x_I (proud) má výrazně menší vliv na kvalitu regulace než odchylka stavové



Obr. 5.16: Vliv velikosti prvku q_{11} ($q_{22} = 1$) na chování regulované soustavy.



Obr. 5.17: Vliv velikosti prvku q_{22} ($q_{11} = 1$) na chování regulované soustavy.

veličiny x_2 (otáčky), q_{11} musí být cca 10krát větší než q_{22} v druhém grafu, aby se skutečné otáčky přiblížily požadovaným.

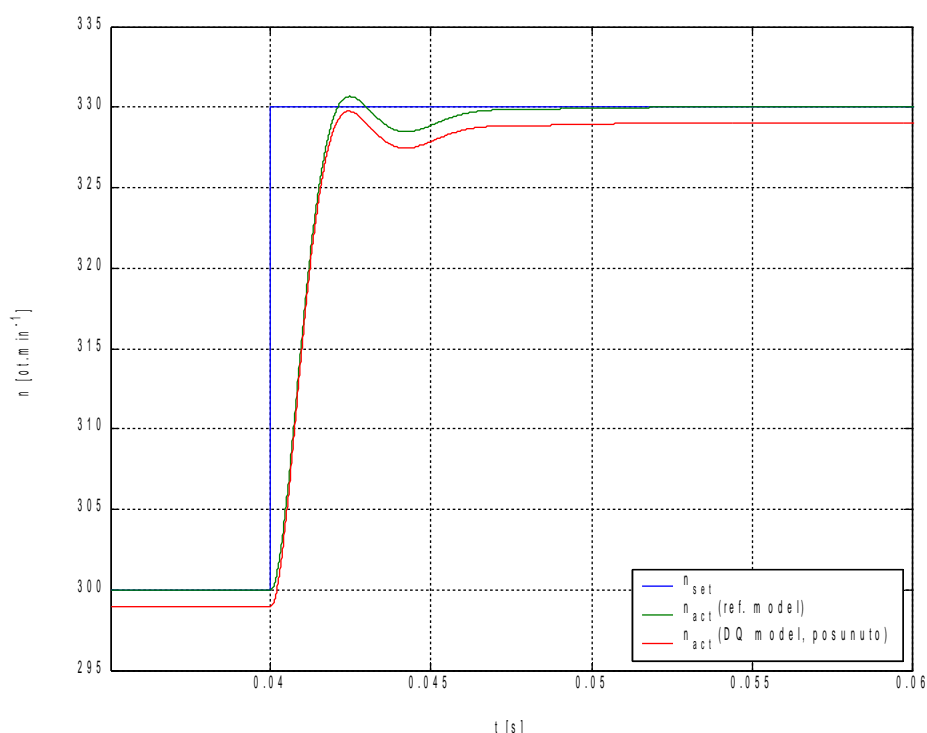
Provedením cca dvaceti simulačních experimentů se podařilo ručně nalézt optimální nastavení matic \mathbf{Q} , $\mathbf{\beta}$ a $\mathbf{\delta}$, tak, aby se dynamika řízené soustavy shodovala s dynamikou referenčního modelu. Hodnoty matic jsou následující:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 100 & 0 \\ 0 & 10000 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{P} = \begin{bmatrix} 10,4238 & 8,7239 \\ 8,7239 & 9,6538 \end{bmatrix} \quad (5.50)$$

Regulátor je složen z matic

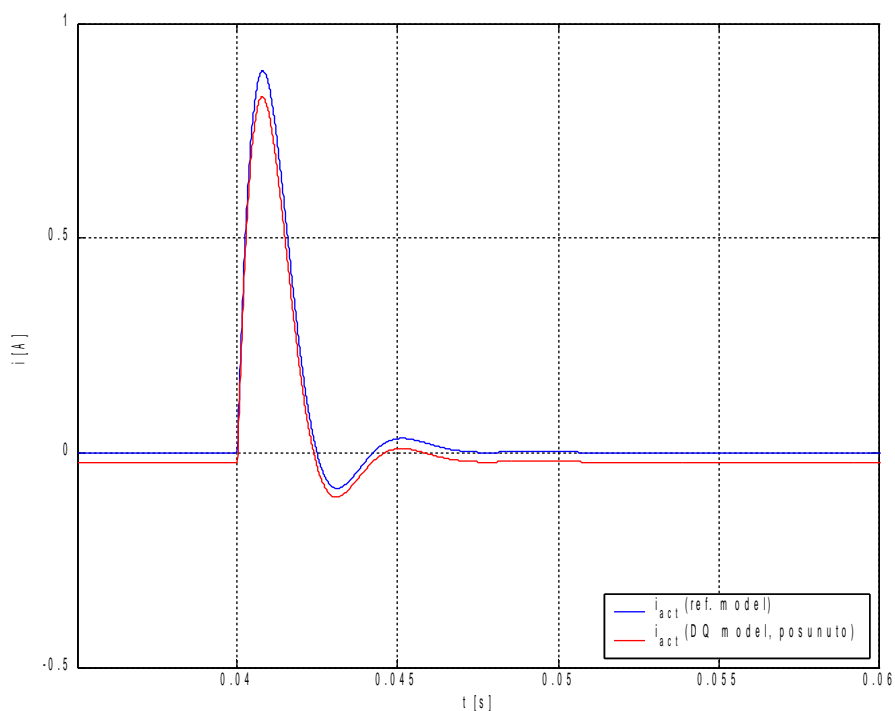
$$\mathbf{\delta} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 200 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{\beta} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 20000 \end{bmatrix} \quad (5.51)$$

Regulační pochod zachycují následující grafy:

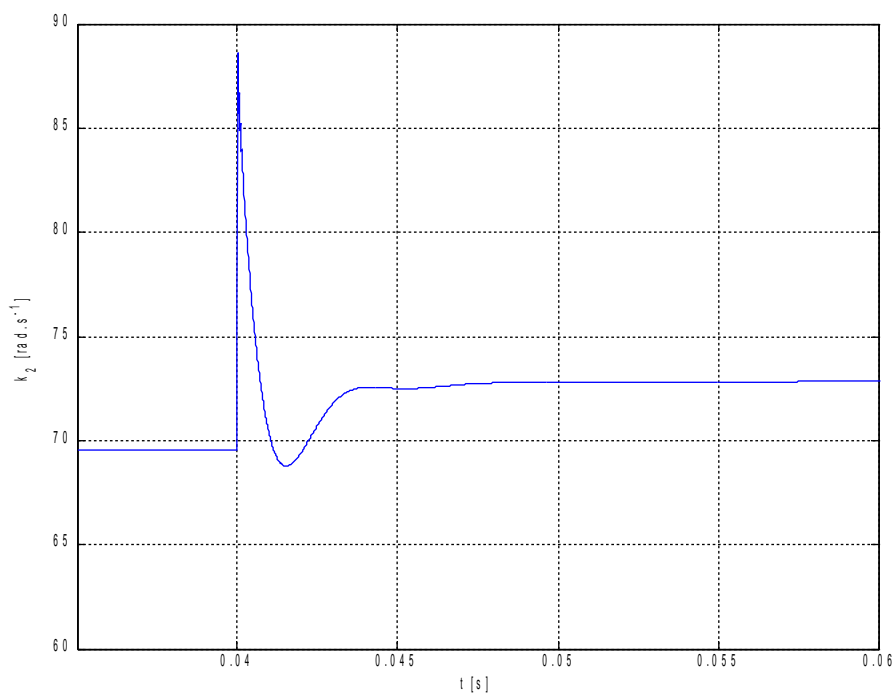


Obr. 5.18: Porovnání žádané hodnoty otáček a odezev referenčního modelu a regulované soustavy (pro přehlednost je odezva regulované soustavy posunuta vertikálně o hodnotu -1).

Šířka pásma regulované soustavy se díky použití Ljapunovovy metody zvýšila na $f_{BW} = 290$ Hz z původních cca 160 Hz.



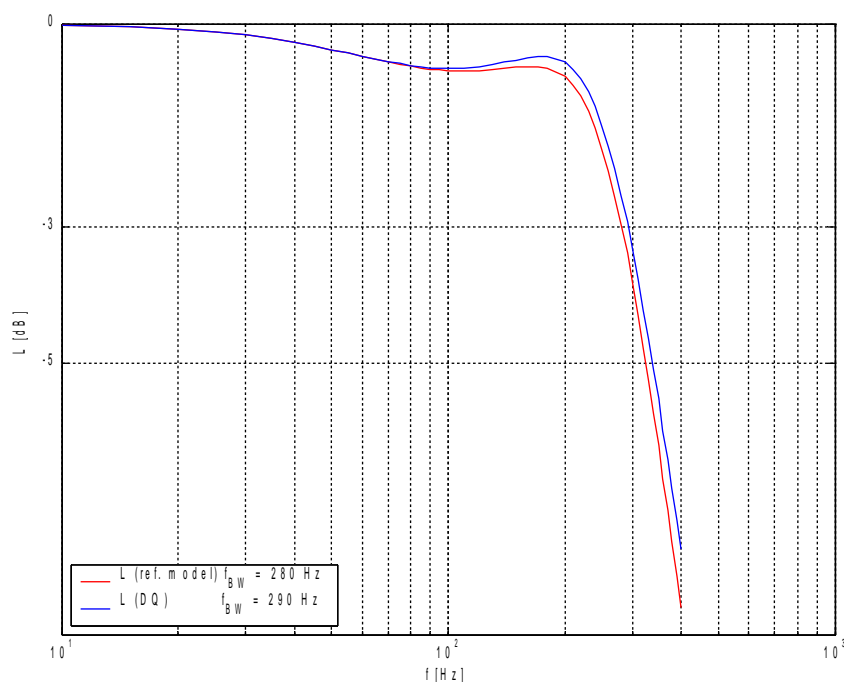
Obr. 5.19: Porovnání aktuálních hodnot proudu referenčního modelu a regulované seoustavy (pro přehlednost posunuto vertikálně o hodnotu -1).



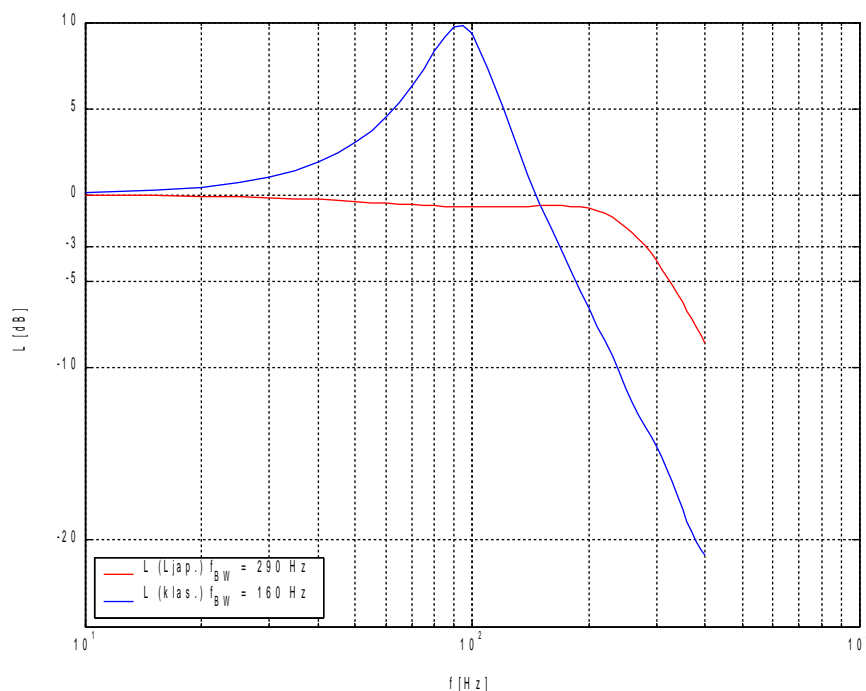
Obr. 5.20: Průběh složky $k_2(t)$ kompenzačního vektoru \mathbf{k} .

Dále je nutné sledovat vývoj aktuální hodnoty proudu během regulačního pochodu, která by se měla pohybovat v obvyklém rozmezí. Splnění tohoto požadavku ilustruje obrázek 5.19.

Pro zajímavost uvádím i průběh složky $k_2(t)$ kompenzačního vektoru, který vstupuje do řízeného systému jako žádaná hodnota úhlové rychlosti.



Obr. 5.21: Porovnání amplitudové frekvenční charakteristiky referenčního modelu a DQ-modelu PMSM při použití Ljapunovova regulačního obvodu.



Obr. 5.22: Porovnání amplitudové frekvenční charakteristiky DQ-modelu PMSM při použití Ljapunovova regulačního obvodu a bez této regulace.

Výše uvedený způsob regulace otáček servopohonu představuje netradiční přístup k řešení tohoto problému. Provedené simulace ukázaly výrazné zvýšení dynamiky takového servopohonu (viz. obrázek 5.22). Zásadní nevýhoda tohoto přístupu je ryze praktického rázu. Většina řídicích jednotek neumožňuje takto zásadním způsobem rozšířit klasický kaskádní tvar regulační struktury.

5.4 Shrnutí

Předcházející kapitola shrnuje způsoby a postupy, které ve svém důsledku vedou ke zvýšení propustného frekvenčního pásma elektrického servopohonu, tedy zlepšují dynamickou odezvu. Pro několik zvolených metod je popsán postup, jakým provést vhodné nastavení, ať již analytickým výpočtem nebo simulačním experimentem.

Popsané metody můžeme rozdělit na dvě hlavní skupiny. Do první skupiny patří postupy, které vhodně upravují nastavení parametrů regulační struktury řídicí jednotky, přičemž tvar této struktury zůstává nezměněn. Druhá skupina zahrnuje metody, které kromě nastavení parametrů ještě jistým způsobem mění regulační strukturu, a to buď přidáním některých bloků, nebo používají zcela jiný způsob regulace.

Pro odvození vhodného nastavení parametrů reg. struktury a pro vyšetření vlastností servopohonu s takovým nastavením byl použit matematický model PMSM, který popisuje kapitola 2.4. V některých případech bylo nutné sáhnout k dalšímu zjednodušení, např. k zanedbání dynamiky proudové regulační smyčky.

Mezi základní kroky při optimalizaci elektrického servopohonu z hlediska dynamiky patří „uvolnění“ omezujících členů řídicí jednotky. Standardní (tovární) nastavení řídicí jednotky většinou nedovoluje využít maximálního dovoleného proudu servomotoru, čímž si zákazník odpírá možnost plně využívat několikanásobné momentové přetížitelnosti PMSM.

Zásadní vliv na rychlost regulace otáček má nastavení parametrů proudového a otáčkového regulátoru. V případě proudového regulátoru se výrobci snaží ulehčit proces optimalizace použitím automatického nastavení parametrů. U použité řídicí jednotky se např. nedoporučuje zasahovat do parametrů proudové regulace a vhodné nastavení zajišťuje optimalizační rutina, kterou uživatel pouze aktivuje.

V případě otáčkové zpětné vazby je situace z hlediska uživatele poněkud složitější. Automatické ladicí funkce zde také existují, ovšem pro dosažení špičkové dynamiky je téměř vždy nutné provést nastavení otáčkového regulátoru manuálně, protože řídicí jednotka nedokáže postihnout všechny vlivy, na kterých chování otáčkové regulace závisí (především moment setrvačnosti poháněného mechanismu).

Aplikace, pro kterou je servopohon navrhován, určuje dovolené chování otáčkové regulační smyčky. To bývá nejčastěji popsáno parametry časového průběhu přechodového děje (doba ustálení, velikost překmitu, ...), kterého lze dosáhnout nastavením parametrů otáčkového regulátoru. Zde se nabízí využití metod známých z teorie automatického řízení, které popisují způsoby optimálního nastavení regulátoru pro splnění daného kritéria přechodového děje.

Bylo testováno použití metody seřízení regulátoru otáček dle kritéria optimálního modulu (OM), při kterém přechodový děj probíhá bez překmitu. Jedná se o metodu analytickou, optimální parametry regulátoru se určují analyticky, je nutná znalost obrazového přenosu regulované soustavy.

Jako druhé kritérium bylo zvolena metoda Ziegler-Nichols, která zde zastupuje metody experimentální. Klasická varianta této metody určuje parametry regulátoru na základě měření přechodové charakteristiky, což nelze v případě proudové regulační smyčky použít, protože

přenos mezi žádanou hodnotu proudu a skutečnými otáčkami má integrační charakter. Proto byly vytvořeny i jiné modifikace této metody, které určují optimální nastavení regulátoru na základě zjištění kritického zesílení soustavy, při kterém je regulovaná soustava na kmitavé hranici stability. Velikost tohoto zesílení byla vypočtena analyticky ze znalosti matematického modelu a z něj bylo možné určit optimální parametry otáčkového regulátoru. Tímto postupem lze získat přechodovou odezvu, která vykazuje přeregulování přibližně 25-35%.

Výše zmiňovaná druhá skupina metod a postupů již předpokládá zásah do tvaru regulační struktury. V kapitole 5.2 byl studován vliv dopředné proudové vazby na dynamiku otáčkové regulace. Otáčkové a proudové dopředné vazby jsou hojně používány v pohonech obráběcích strojů, kde výrazně zlepšují přesnost polohové regulace. Analytický výpočet zesílení otáčkové dopředné vazby je poměrně snadný a i při zjednodušení modelu poskytuje očekávané výsledky.

Bylo prokázáno, že analytický výpočet optimálního zesílení K_w proudové dopředné vazby lze použít pouze při výrazném zjednodušení matematického modelu a použití této hodnoty pro původní DQ model dává nepřesvědčivé výsledky. V tomto případě je tedy nutné optimální velikost zesílení hledat experimentálně, protože analytické odvození pro plný DQ model není možné. Použití proudové dopředné vazby zvýšilo šířku propustného frekvenčního pásma DQ modelu z původních 160Hz na cca 470Hz. Současně došlo ke snížení maxima amplitudové frekvenční charakteristiky z +10,0 dB na +4,2 dB.

Změna zesílení K_w vyvolává deformaci tvaru amplitudové frekvenční charakteristiky, může dojít např. ke vzniku lokálního minima amplitudy. Podobně se na tvaru této charakteristiky mohou projevit nejružnější vlastní frekvence, které do celého systému vnášejí poháněný strojní mechanismus (existence mechanických vůlí, vliv pružných členů, atd...). Potlačení těchto nežádoucích lokálních extrémů na charakteristice lze provést zařazením frekvenčních filtrů s vhodným přenosem.

Cílem disertační práce bylo mj. ověřit vlastnosti některého z „netradičních“ způsobů regulace a použít jej (alespoň simulačně) pro řízení otáček synchronního servopohonu. V literatuře je popsána možnost regulace pohonů využívající II. Ljapunovovu větu o stabilitě obecného dynamického systému.

Jádrum takové regulační struktury se stává tzv. referenční model, který svými vlastnostmi „předepisuje“ chování reálného řízeného systému. Na základě odchylek příslušných stavových proměnných referenčního modelu a řízené soustavy se vypočítává kompenzační vektor, který je přiveden na vstup řízeného systému. V případě elektrického regulovaného pohonu s PMSM byl použitý referenční model koncipován tak, aby jeho stavové veličiny odpovídaly regulovaným veličinám klasické kaskádní regulace (proud statorovým vinutím a úhlová rychlost rotoru). Protože vstupem regulované soustavy je zde žádaná hodnota otáček, kompenzační vektor má pouze jednu složku. Její hodnota je vypočtena na základě odchylek úhlových rychlostí a statorových proudů, přičemž vliv obou odchylek lze volbou matice \mathbf{Q} libovolně měnit. Kvalitu regulačního pochodu ovlivňují parametry volitelných matic δ a β , které mají podobný význam jako proporcinní a integrační zesílení klasického PI regulátoru.

Referenční model byl doplněn o PI regulátor, jeho nastavením bylo docíleno propustné šířky pásma 280Hz. Jako regulovaná soustava byl použit kompletní model otáčkového servopohonu, založený na DQ modelu, jehož otáčkový PI regulátor určil šířku propustného pásma 160Hz. Po několika simulačních experimentech byl ověřen vliv volitelných parametrů regulace (prvky matic \mathbf{Q} , δ a β) na kvalitu regulačního pochodu a manuálním nastavením docíleno „optimálního“ stavu, kdy regulovaný systém vykazoval stejné chování jako referenční model.

Uvedená regulační struktura je velmi obecná a dovoluje řešit regulaci s použitím různého

počtu stavových veličin. Matice \mathbf{Q} (resp. \mathbf{P}) je zde čtvercová 2.řádu, což je důsledek použitého referenčního modelu se dvěma stavovými veličinami. Celý referenční model je však ještě doplněn o PI regulátor, kterým zajistíme úpravu dynamiky ref. modelu a odstranění trvalé regulační odchylky. Získaný kompenzační vektor má dvě složky, první kompenzuje odchylky mezi proudy a druhá kompenzuje odchylky mezi otáčkami modelu a regulovaného systému. Pro přiblížení reálnému servopohonu byla pro kompenzaci použita pouze druhá složka.

Obecně tedy platí, že v určitých aplikacích nelze některé stavové veličiny přímo ovlivňovat (nelze k nim přivést kompenzační složku). Toto omezení je ovšem odstranitelné použitím tzv. nepřímého přístupu ke stavovým veličinám, který je popsán v literatuře. Zkoumání dalších způsobů použití tohoto regulačního principu však svým zaměřením překračuje rámec této práce.

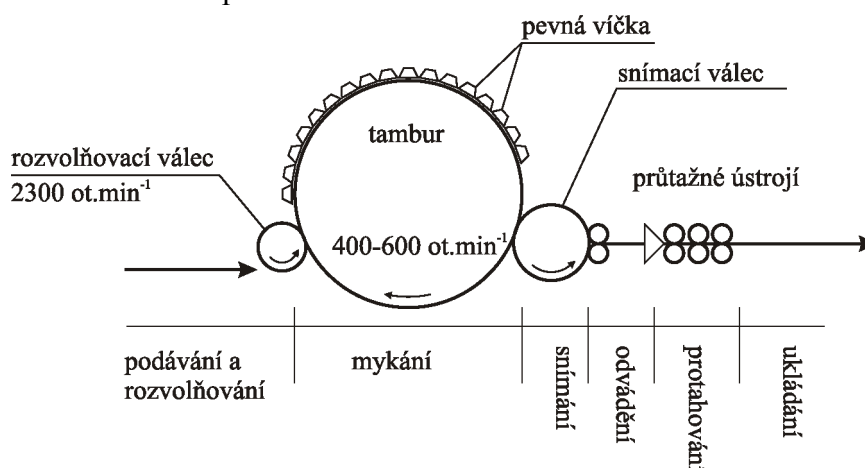
6 Pohon průtahového ústrojí mykacího stroje

Následující kapitola se věnuje stručnému popisu poněkud netypické aplikace, při které je nutné využívat elektrických servopohonů s co možná nejvyšší dynamikou. Jedná se o pohon průtažného ústrojí na výstupu mykacího stroje. Bude popsán princip protahování textilního pramene, způsob určení kvality průtahu pomocí měření hmotné stejnoměrnosti pramene a stávající způsob regulace mykacího stroje a průtažného zařízení použitý na nejmodernějších strojích vyvíjených ve VÚTS Liberec (spolupráce s TU Liberec v projektu Výzkumné Centrum Textil II.)

Jedním z cílů této práce je návrh vhodného servopohonu pro třetí pár průtažných válečků a ověření poznatků a závěrů získaných v předchozí kapitole.

6.1 Popis průtahového ústrojí

Zpracování textilního materiálu představuje jeden z nejstarších průmyslových oborů lidské činnosti. Cílem této kapitoly není popis textilních technologií, zde čtenáře odkazují na odbornou literaturu (např. [18]), ovšem pro základní pochopení problematiky zde bude stručně popsána střední fáze zpracování textilních materiálů.



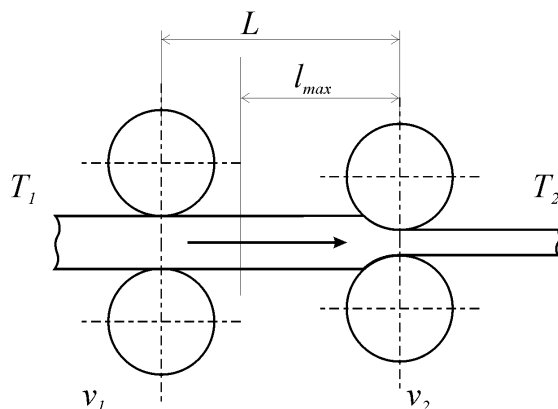
Obr. 6.1: Schéma mykacího stroje Unicard

Tato fáze se vyznačuje přetvořením vstupní amorfnní suroviny (např. předpřipravené surové bavlny) na délkový útvar, který již vykazuje zřetelnou strukturu. Tento proces probíhá v mykacím stroji, jehož zjednodušené schéma zachycuje obrázek 6.1. Během mykání 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.

6.1.1 Mechanická konstrukce průtahového ústrojí

Průtahové ústrojí může být uspořádáno různým způsobem, nejčastěji používaný princip ilustruje obrázek 6.2. Zde je zachyceno jednozónové průtahové ústrojí, které se skládá ze dvou párů válečků umístěných od sebe ve vzdálenosti L , přičemž rychlost otáčení výstupního páru v_2 je různá od rychlosti otáčení vstupních válečků v_1 . Pouze pro $v_2 > v_1$ dochází k průtahu.



Obr. 6.2: Schéma jednozónového průtahového ústrojí

Velikost průtahu je tedy definována jako

$$P = \frac{v_2}{v_1} = \frac{T_1}{T_2} \quad (6.1)$$

kde T_1 a T_2 jsou vstupní resp. výstupní jemnost textilního pramene. V praxi se průtahové ústrojí realizuje jako vícezónové a celkový průtah je dán jako součin dílčích průtahů. Díky proměnné rychlosti posledního páru válečků je možné celkový průtah P měnit a tak kompenzovat nerovnoměrnosti v jemnosti pramene. V případě, že okamžitá jemnost pramene na vstupu vzroste, zvýšením průtahu tuto odchylku dokážeme vyrovnat.

K dosažení průtahu je zapotřebí určité síly. Pokud je síla menší než součet třecích sil uvnitř pramene, k průtahu dochází jen díky napřímení vláken v prameni (tzv. průtah prvního druhu). Je-li průtažná síla větší než součet třecích sil, vlákna po sobě začnou klouzat, pramen se prodlužuje a zmenšuje se jeho příčný průřez. Hovoříme o průtahu druhého druhu.

6.2 Vlastnosti pramene

6.2.1 Nestejnoměrnost

Nestejnoměrnost vyjadřuje kolísání nějaké náhodné veličiny. V případě délkových textilních útvarů se sleduje kolísání délkové hmotnosti, definované jako *hmotná nestejnoměrnost*. Je zřejmé, že čím je hodnota nestejnoměrnosti menší, tím je pramen a výsledná příze kvalitnější. Protože délková hmotnost pramene je náhodná veličina, její vlastnosti popisujeme pomocí statistických charakteristik.

Praxe ukazuje, že nejen nelze vyrobit absolutně stejnoměrný produkt a ani se tento případ nepovažuje za mezní. Za tzv. *limitní nestejnoměrnost* se považuje ta, která vyplývá z náhodného uspořádání vláken v produktu, a je závislá na stejnoměrnosti tloušťky a délky

vláken. Hodnoty limitní nestejnoměrnosti jsou pro konkrétní druhy textilních materiálů známy.

Definuje se tzv. kvadratická hmotná nestejnoměrnost [%] podle vztahu:

$$CV = \frac{10^2}{\bar{m}} \cdot \sqrt{\frac{1}{p-1} \sum_{i=1}^p (m_i - \bar{m})^2} \quad (6.2)$$

kde p definuje velikost uvažované délky, \bar{m} je průměrná hmotnost produktu na uvažované délce a m_i představuje hmotnost jednoho úseku uvažované délky.

Měřením nestejnoměrnosti konkrétního produktu získáváme tzv. *efektivní nestejnoměrnost* CV_{ef} . Díky znalosti limitní nestejnoměrnosti CV_{lim} pro daný druh textilního materiálu lze určit index nestejnoměrnosti:

$$I = \frac{CV_{ef}}{CV_{lim}} \quad (6.3)$$

Jedná se o bezrozměrnou veličinu, její hodnota je větší než 1 a vyjadřuje jak se reálný produkt liší od ideálního.

Nestejnoměrnost ovlivňují kromě náhodných veličin (jejichž vliv nemůžeme potlačit) i další vlivy (např. způsob a kvalita zpracování produktu), které nestejnoměrnost zvyšují a mohou se v produktu projevovat periodicky. Nestejnoměrnost jednoho produktu je tak různá pro různé vlnové délky, resp. pro různě dlouhé úseky, na kterých nestejnoměrnost vyhodnocujeme. Běžně se hovoří o nestejnoměrnosti produktu na tzv. krátkých (10^{-2} m), středních a dlouhých (10^1 m) úsečkách. Pro měření nestejnoměrnosti hotových pramenů se ve VÚTS používá laboratorní přístroj *Uster Tester 4-SX* švýcarské firmy *Uster*. Měření hmotné nestejnoměrnosti probíhá bezdotykově pomocí kapacitního snímače. Výstupem je především spektrogram, který zachycuje amplitudy jednotlivých harmonických složek kolísání hmotnosti v závislosti na vlnové délce periodické nestejnoměrnosti. Vyhodnocením spektrogramu lze posuzovat kvalitu zkoumaného vzorku a mj. odhalovat i závady na strojích, které zkoumaný pramen vyrobily – díky periodicitě závady se tato projeví jako zvýšení některé amplitudy ve spektru.

6.2.2 Jemnost příze

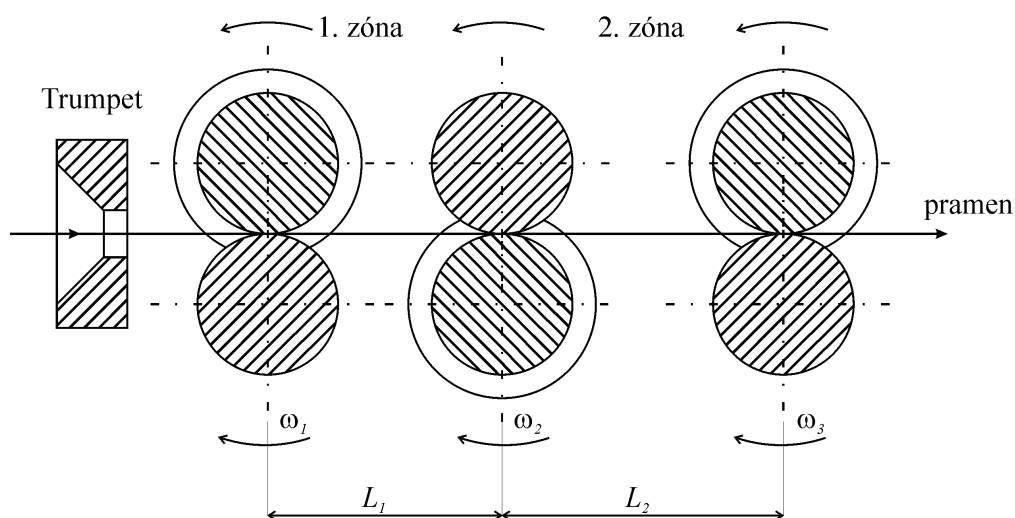
Podle definice vyjadřuje jemnost příze vztah mezi hmotností příze m a délkou příze l :

$$T = \frac{m}{l} \cdot 1000 \quad (6.4)$$

Jednotkou jemnosti je *tex*, jehož rozměr je hmotnost příze v gramech na 1000 m délky příze.

6.3 Regulace mykacího stroje a průtahu

Průtahové ústrojí, které se instaluje na výstup mykacího stroje Unicard je řešeno jako dvouzónové. Celková střední hodnota průtahu stroje je $P = 1,7$. Poměr rychlostí prvního a druhého páru protahovacích válečků je pevný, válečky jsou poháněny synchronním servopohonem přes ozubený řemen.



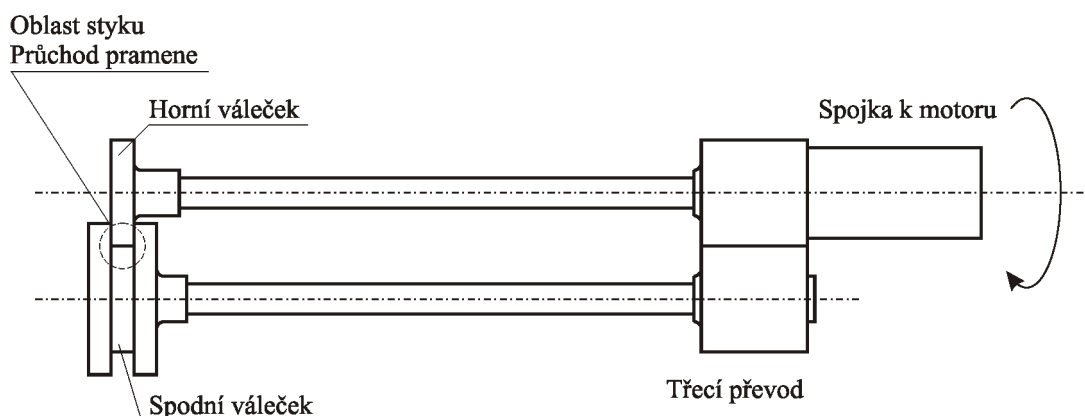
Obr. 6.3: Schéma průtahového ústrojí UNICARD

Třetí pár válečků je poháněn samostatným servopohonem. Okamžitá rychlost $\omega_3(t)$ je závislá na řídicím systému stroje, který vyhodnocuje okamžitou jemnost pramene T_1 na vstupu průtahového ústrojí. Podle tohoto údaje vypočítává rychlost $\omega_3(t)$ tak, aby byla dodržena požadovaná výstupní jemnost pramene T_2 .

Z hlediska návrhu vhodného servopohonu je nejdůležitějším parametrem moment setrvačnosti třetího páru válečků, který má hodnotu $J_{R3} = 0,1788 \cdot 10^{-3} \text{ kg.m}^2$. V každé dvojici válečků je poháněn pouze jeden, přenos momentu na druhý váleček v páru se děje třecím převodem (viz. obrázek 6.4). V místě styku jsou k sobě válečky přitlačovány definovanou silou, tak aby byl pramen válečky odtahován.

Tabulka 6.1: Mechanické parametry průtahového ústrojí Unicard

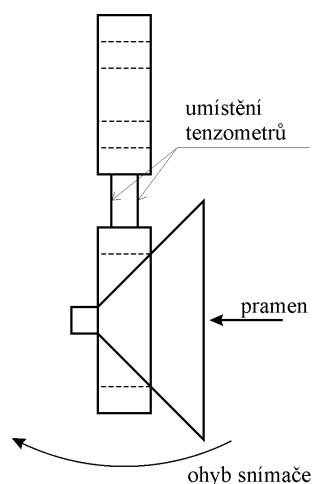
| | |
|---|--------------------------|
| $d = 34,9 \text{ mm}$ | aktivní průměr válečků |
| $\omega_1 = \omega_{m1}$ | rychlost 1. páru válečků |
| $\omega_2 = 25/19 \omega_1 = 1,3158 \omega_1$ | rychlost 2. páru válečků |
| $\omega_3 = \omega_{m2}$ | rychlost 3. páru válečků |
| $l_{12} = 44 \text{ mm}$ | délka 1. zóny |
| $l_{23} = 47 \text{ mm}$ | délka 2. zóny |



Obr. 6.4: Schéma uspořádání páru válečků. Protahovaný pramen prostupuje nárysnou v oblasti styku válečků.

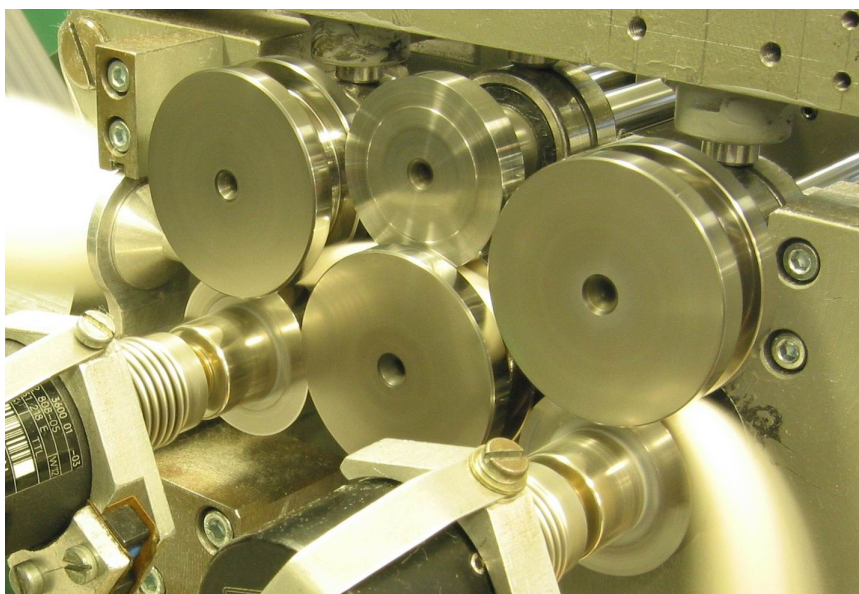
6.3.1 Snímač jemnosti

Pro snímání jemnosti pramene se používá tenzometrický snímač TRUMPET. Jedná se v principu o nosník uložený kolmo na směr pohybu pramene. V nosníku je uložen zhušťovač pramene ve tvaru trychtýřku. Pramen procházející zhušťovačem namáhá nosník na ohyb jehož velikost snímají dva tenzometrické snímače.



Obr. 6.5: Tenzometrický snímač typu Trumpet

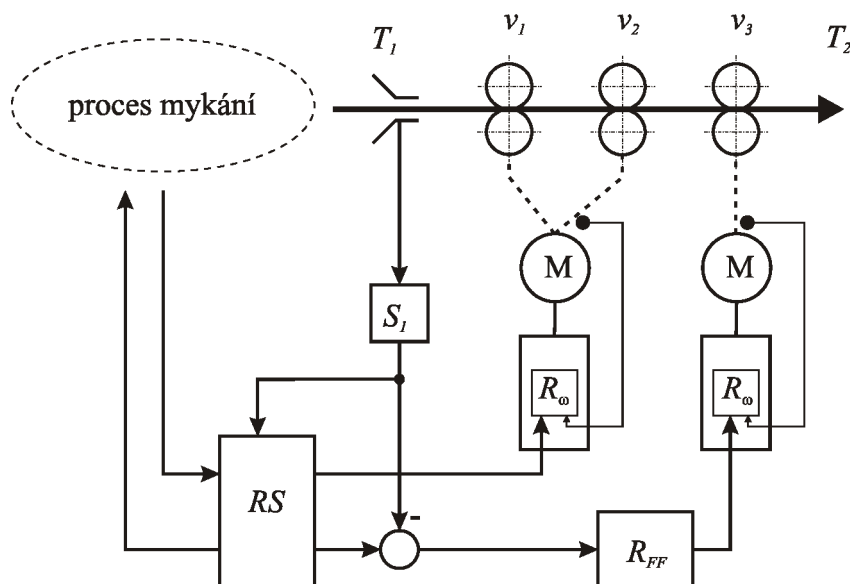
Pro různé textilní materiály a pro různé vstupní jemnosti pramene se využívají různé rozměry (délka a průměr otvoru) trychtýřku, převodní závislost $T = f(F)$ je také rozdílná a snímač musí být kalibrován. Detailní popis snímače a tvary kalibračních křivek jsou uvedeny v [19], [20].



Obr. 6.6: Uspořádání průtahového ústrojí, detailní pohled. Vlevo je zřetelný trychtýř snímače Trumpet. Vpředu viditelné IRC snímače otáček slouží pouze pro nezávislé měření.

6.3.2 Regulační okruhy mykacího stroje

Z hlediska řízení je proces protahování nelineární systém s rozloženým dopravním zpožděním. Do nedávné doby byla regulace průtahu řízena pomocí dopředných regulátorů, protože stávající matematické modely průtahu poskytovaly velmi hrubé přiblížení skutečného procesu.



Obr. 6.7: Regulační okruhy mykacího stroje Unicard.

Zásadní zlom přinesl vývoj nového mykacího stroje Unicard, ve kterém byla použita pro regulaci průtahu řídicí struktura s vnitřním modelem IMC (Internal Model Control) a dopřednou vazbou. Regulační systém mykacího stroje obsahuje zpětnovazební regulaci střední hodnoty jemnosti, které se dosahuje řízením otáček podávacího válce na vstupu

mykačky (obsaženo v bloku RS). Dopředný regulátor R_{FF} na základě odchylky mezi požadovanou a skutečnou jemností pramene (signál ze snímače Trumpet) určuje žádanou rychlost třetího páru průtahových válečků. Část regulace mykacího stroje je zobrazena na obr. 6.7. Rychlostní regulátory R_{ω} jsou realizovány přímo v řídicích jednotkách obou servopohonů. Detaily řízení popisuje práce [21]. 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 [22]. 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. Pro účely návrhu vhodného způsobu regulace průtahu je uveden i linearizovaný přenosový model, ve kterém jsou rozložená dopravní zpoždění nahrazena soustředěnými a který je využit k návrhu regulačního obvodu s vnitřním modelem.

6.4 Požadavky na vlastnosti pohonu průtahového ústrojí

Z výše popsaného uspořádání mechaniky průtahového ústrojí vyplývají jisté požadavky na vlastnosti pohonů jednotlivých párů průtahových válečků.

V případě realizovaného dvouzónového průtahového ústrojí má první zóna konstantní průtah. Vstupní a druhý pár válečků tedy mohou být poháněny jedním elektrickým pohonem (jak je naznačeno na obr. 6.7), přenos momentu je zajištěn ozubeným řemenem. Kritickým parametrem tohoto pohonu není dynamika, ale co největší rovnoměrnost chodu v průběhu jedné otáčky. Pokud by rychlost pohonu příliš kolísala, výsledkem by bylo zhoršení hmotné nestejnomyšlnosti pramene. Rychlostní regulační smyčka musí být tedy vhodně nastavena a významnou roli hraje i konstrukce použitého servopohonu, především její vliv na zvlnění momentu stroje.

Velikost průtahu druhé zóny je proměnná podle požadavků regulačního algoritmu. Pohon tedy musí vykazovat nejen minimální zvlnění momentu, ale především vysokou dynamiku.

Během vývojových prací bylo ve VÚTS proveden výběr vhodných servopohonů pro průtahové ústrojí. Jako klíčový parametr byla zvolena rovnoměrnost chodu pohonu při rychlostní regulaci. Pomocí nezávislé měřicí aparatury byl analyzován záznam okamžité rychlosti daného servopohonu a na základě frekvenční analýzy porovnávána rovnoměrnost chodu.

Významný vliv na kvalitu rychlostní regulace (a tím i na rovnoměrnost chodu) má především typ použitého snímače polohy hřídele servopohonu. V případě servopohonů Siemens byla testována všechna dostupná čidla polohy, která výrobce nabízí (velmi podrobné informace o dostupných typech snímačů obsahuje firemní katalog [15], nebo kompendium [12]). Již první orientační měření prokázalo, že pro vysoké nároky této aplikace lze použít jedině optické snímače – buď Sin/Cos nebo absolutní víceotáčkové. Tyto snímače umožnily dosáhnout relativního kolísání otáček $\delta_n = 0,091\%$ (při nastavené žádané hodnotě $n = 1000 \text{ ot.min}^{-1}$), v případě resolveru vzroste kolísání na 2,38%.

6.4.1 Parametry servopohonu

Vzhledem k náhodnému charakteru parametrů protahovaného textilního pramene a textilních materiálů obecně bylo velmi obtížné předem specifikovat základní výkonové požadavky na pohon průtahového ústrojí. Jako protichůdné se projeví zejména nároky na

6. POHON PRŮTAHOVÉHO ÚSTROJÍ MYKACÍHO STROJE

minimální moment setrvačnosti servomotoru (lepší dynamické vlastnosti) v porovnání s momentem setrvačnosti třetího páru válečků ($J_{R3} = 0,1788 \cdot 10^{-3} \text{ kg.m}^2$) a dostatečný moment potřebný na vlastní průtah.

Požadavek na dynamiku servopohonu můžeme formulovat pomocí parametrů požadované přechodové charakteristiky pohonu třetího válečku. Střední odtahová rychlost v_3 by měla být maximálně 240 m.min^{-1} . Od servopohonu se předpokládá, že bude schopen vyregulovat běžné odchylky jemnosti pramene ($\Delta T_l = 1,6 \text{ ktex}$) na centimetrových úsečkách ($\Delta s = 0,01 \text{ m}$). Střední vstupní jemnost pramene předpokládáme $T_{lavg} = 7 \text{ ktex}$.

Doba na realizaci potřebného průtahu je tedy

$$\Delta t = \frac{\Delta s}{v_3} = 2,5 \text{ ms} \quad (6.5)$$

Pro vyrovnání vstupní nestejnoměrnosti musí pohon zrychlit.

$$\Delta v_3 = v_3 \frac{\Delta T_l}{T_{lavg}} = v_3 \cdot 0,22 \quad (6.6)$$

Tedy: nárůst vstupní jemnosti 1,22krát vyžaduje, aby výstupní rychlost vzrostla o 22%.

Obvodové rychlosti v_3 odpovídají otáčky servomotoru:

$$n_3 = \frac{2 v_3}{d} \cdot \frac{60}{2 \pi} = 2189 \text{ ot.min}^{-1} \quad (6.7)$$

Zvýšení otáček o 22% představuje nárůst o:

$$\Delta n_3 = 0,22 \cdot n_3 = 481,5 \text{ ot.min}^{-1} \quad (6.8)$$

za dobu kratší než:

$$\frac{\Delta t}{2} = 1,25 \text{ ms} \quad (6.9)$$

Tento výpočet je nutné považovat za velmi přibližný, přesto však dává alespoň řádovou představu o náročnosti této úlohy. Vypočtený nárůst otáčky představuje pro servopohon ($n_{rated} = 3000 \text{ ot.min}^{-1}$) skok rychlosti o 16%. Pokud tento fakt budeme konfrontovat s přechodovými charakteristikami reálného servopohonu (ostré naladění otáčkové regulace, viz. kapitola 4.3), zjistíme, že požadovaná dynamika pro ideální průtah je cca 10krát vyšší než současné možnosti.

Pro první experimenty byl využit stávající servomotor 1FT6062-6AF71. Z konstrukčního hlediska se jedná o zbytečně rozměrný stroj, navíc podle tehdy dostupných poznatků se jevil jako výkonově předimenzovaný, zabudovaný absolutní snímač je pro tuto aplikaci zbytečný.

Druhá verze průtahového ústrojí byla vybavena servomotorem 1FT6031-4AK71 s optickým sin/cos snímačem. Díky své minimální osově výšce a momentu setrvačnosti se jevil jako ideální. Postupem vývoje se ukázalo, že při vysokých produkčních rychlostech je motor přetížen a není schopen s pramenem odpovídajícím způsobem zrychlovat.

V současnosti je průtahové ústrojí vybaveno servem 1FT6061-6AF71. Jedná se o kompromisní řešení mezi minimálním momentem setrvačnosti motoru a výkonem.

Tabulka 6.2: Parametry servomotorů použitých při vývoji průtahového ústrojí.

| | 1FT6062-6AF71 | 1FT6031-4AK71 | 1FT6061-6AF71 |
|-------------------------------------|-----------------------|------------------------|----------------------|
| n_{rated} [ot.min ⁻¹] | 3000 | 6000 | 3000 |
| P_{rated} [kW] | 2,2 | 0,47 | 1,1 |
| M_{rated} [Nm] | 4,7 | 0,75 | 3,5 |
| I_{rated} [A] | 3,4 | 1,2 | 2,6 |
| J [kg.m ²] | 0,85.10 ⁻³ | 0,065.10 ⁻³ | 0,6.10 ⁻³ |
| Osová výška [mm] | 63 | 36 | 63 |
| Snímač otáček | absolutní | Sin/Cos | Sin/Cos |

6.5 Model průtahového ústrojí

V této části bude představen model průtahového ústrojí popsáný v [23] a jeho linearizovaná varianta, použitelná pro simulaci. Na tomto modelu bude dále zkoumán vliv dynamiky pohonu třetího páru válečků průtažného ústrojí na výslednou kvalitu regulace jemnosti pramene.

Při odvození modelu byl použit výše uvedený předpoklad vyplývající z rovnice kontinuity. Při poklesu jemnosti pramene vlivem průtahu úměrně roste délka pramene, přední konce vláken přebírané následujícím párem válečků jsou vlivem vyšší rychlosti těchto válečků umísťovány dále od sebe. Mění se tedy jen jejich poloha, samotná vlákna nejsou nijak deformována.

Základní veličinou charakterizující pramen je zde uvažována hustota předních konců vláken (vztažená na jednotku délky) v příslušném bodě a čase. Vztah mezi hustotou předních konců vláken $n_l(t)$ a jemností pramene¹ na vstupu $d_l(t)$ tak lze vyjádřit na základě úvahy, že k celkové jemnosti pramene na vstupu ústrojí přispívají ta vlákna, jejichž přední konec již prošel bodem svěru prvního páru válečků, nedospěl však ještě tak daleko, aby tímto bodem prošel i zadní konec vlákna. Matematická formulace tvrzení je následující:

$$d_1(t) = a \rho \int_0^{l_{max}} n_1(t - \frac{l}{v_l}) f_c(l) dl \quad (6.10)$$

kde a představuje průřez jednotlivého vlákna, ρ objemovou hustotu materiálu, v_l rychlost vlákna na vstupu ústrojí, n_l hustotu předních konců na vstupu ústrojí a $f_c(l)$ udává pravděpodobnost, že vlákno přispívá k jemnosti pramene v místě, které leží ve vzdálenosti l od předního konce vláken. Jedná se o komplementární funkci tzv. staplového diagramu, který v textilní terminologii popisuje distribuční funkci rozložení délek vláken. Zavedením $\tau = l/v_l$ lze uvedený vztah převést do tvaru:

$$d_1(t) = a \rho v_l \int_0^{l_{max}/v_l} n_1(t - \tau) f_c(v_l \tau) d\tau \quad (6.11)$$

¹ V následujícím textu bude jemnost textilního pramene označována symbolem d místo obvyklého značení T používaného v odborné textilní literatuře. Důvodem je lepší čitelnost vzorců a odlišení jemnosti od časových konstant a času.

6. POHON PRŮTAHOVÉHO ÚSTROJÍ MYKACÍHO STROJE

Ve shodě s dříve uvedenými poznatky je vztah mezi hustotou předních konců vláken na vstupu a na výstupu určen jako:

$$n_2(t) = \frac{1}{P(t)} n_1(t - \tau_d) \quad (6.12)$$

kde $P(t) = v_2(t)/v_1$ a τ_d jest čisté dopravní zpoždění mezi vstupem a výstupem podle $\tau_d = L_1/v_1$ (pro jednozónové průtahové ústrojí).

Vztah pro jemnost výstupního pramene byl odvozen podobně jako 6.10. Protože rychlost posledního páru válečků je proměnná, dobu potřebnou k tomu, aby přední konec vlákna urazil vzdálenost l lze určit jen jako implicitní funkci

$$l = \int_{t-\tau(l,t)}^{l_{max}} v_2(\alpha) d\alpha \quad (6.13)$$

Výstupní jemnost pak je:

$$d_2(t) = a \rho v_1 \int_0^{l_{max}} \frac{n_1(t - \tau_d - \tau(l,t))}{v_2(t - \tau(l,t))} f_c(l) dl \quad (6.14)$$

Model tvořený rovnicemi 6.10 a 6.14 je nelineární a díky přítomnosti rozložených zpoždění a implicitní funkce není příliš vhodný pro analýzu. Nabízí se možnost linearizace modelu v okolí pracovního bodu definovaného veličinami d_{10} , n_{10} , d_{20} a v_{20} . Postup linearizace uvádí [23] a ve výsledku vede (po Laplaceově transformaci) na vztah:

$$D_2(s) = \frac{F_{c2}(s)}{F_{c1}(s)} e^{-s\tau_d} D_1(s) - \frac{a \rho n_{10} v_1}{v_{20}} F_{c2}(s) V_2(s) = G_d(s) D_1(s) + G_u(s) V_2(s) \quad (6.15)$$

Symbole $F_{c1}(s)$, $F_{c2}(s)$ jsou L-transformace funkcí $f_c(v_l, \tau)$ a $f_c(v_l, \tau)$. Symbole Δ označující diferenci mezi aktuální hodnotou a nominálním pracovním bodem jsou vynechány. Pro funkce rozložení délek vláken (staplový diagram) se užívá trojúhelníková staplový diagram, který předpokládá rovnoměrné rozdělení délek od nuly až do l_{max} . Jako vhodnější náhrada, která se více podobá reálnému rozdělení, bylo použito Pearsonovo rozdělení 1. druhu. Obecný tvar hustoty pravděpodobnosti toho rozložení je

$$f(l) = g_0 (l - l_{min})^m (l_{max} - l)^n \quad \text{pro } l_{min} \leq l \leq l_{max} \quad (6.16)$$

$$f(l) = 0 \quad \text{jinde,} \quad \int_{l_{min}}^{l_{max}} f(l) dl = 1 \Rightarrow g_0$$

Pro přijatelnou aproximaci průběhů pro bavlnu postačí $m = 2$ a $n = 1$, l_{min} můžeme pokládat za nulové. Členy $G_d(s)$ a $G_u(s)$ pak lze vyjádřit jako přenosy:

$$G_d(s) = P^4 \frac{\tau_2^4 s^4 - 12 \tau_2^2 s^2 e^{-s\tau_2} - 24 \tau_2 s (1 + 2 e^{-s\tau_2}) + 72 (1 - e^{-s\tau_2})}{\tau_1^4 s^4 - 12 \tau_1^2 s^2 e^{-s\tau_1} - 24 \tau_1 s (1 + 2 e^{-s\tau_1}) + 72 (1 - e^{-s\tau_1})} e^{-s\tau_d} \quad (6.17)$$

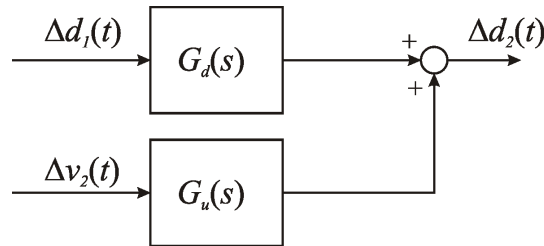
$$\tau_1 = l_{max}/v_1 \quad ; \quad \tau_2 = l_{max}/v_{20}$$

$$G_u(s) = \frac{-5d_{10}v_1}{3v_{20}^2\tau_2^5} \cdot \frac{\tau_2^4 s^4 - 12\tau_2^2 s^2 e^{-s\tau_2} - 24\tau_2 s(1 + 2e^{-s\tau_2}) + 72(1 - e^{-s\tau_2})}{s^5} \quad (6.18)$$

$$\tau_2 = l_{max}/v_{20}$$

Výše uvedené přenosy tvoří dohromady model průtahového ústrojí, blokově vyjádřený na obrázku 6.8, který lze použít pro návrh regulační struktury.

Pro analýzu vlastností modelu a jeho použití ve složitějších regulačních schématech je vhodné aproximovat model 6.17, 6.18 pomocí racionální lomené funkce. Charakter odezvy systému určují především dominantní kořeny ve jmenovateli, pro dosažení požadovaného překmitu se doplní členem prvního řádu v čitateli. Postup aproximace popisuje [23].



Obr. 6.8: Model průtahového ústrojí v blokovém vyjádření

Pro parametry modelu

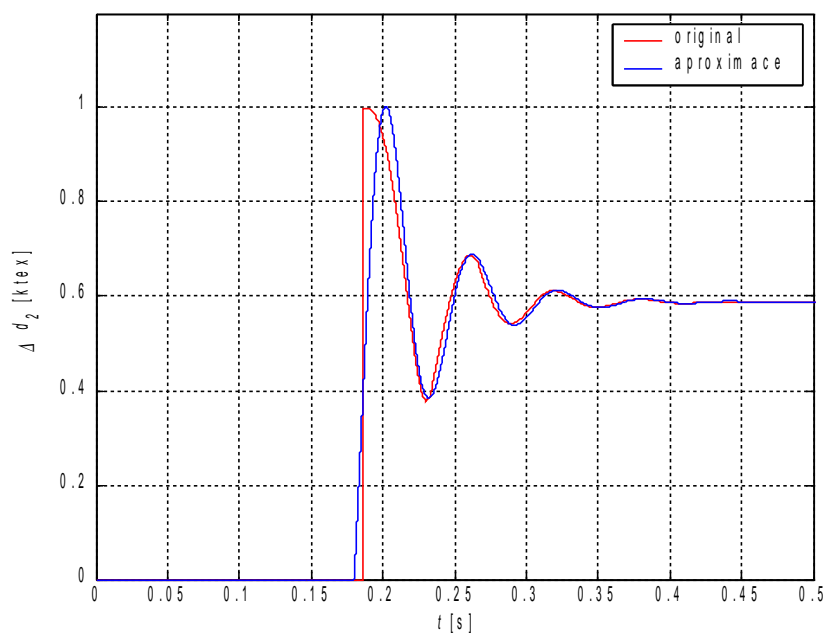
$$l_{max} = 0,04 \text{ m} ; \quad v_1 = 0,49 \text{ m.s}^{-2} ; \quad P = 1,7 ; \quad L = 0,091 \text{ m} ; \quad (6.19)$$

byly získány následující přenosy:

$$G_d(s) = \frac{1}{P} \cdot \frac{0,0083s + 1}{8,68 \cdot 10^{-5}s^2 + 4,08 \cdot 10^{-3}s + 1} e^{-0,18s} \quad (6.20)$$

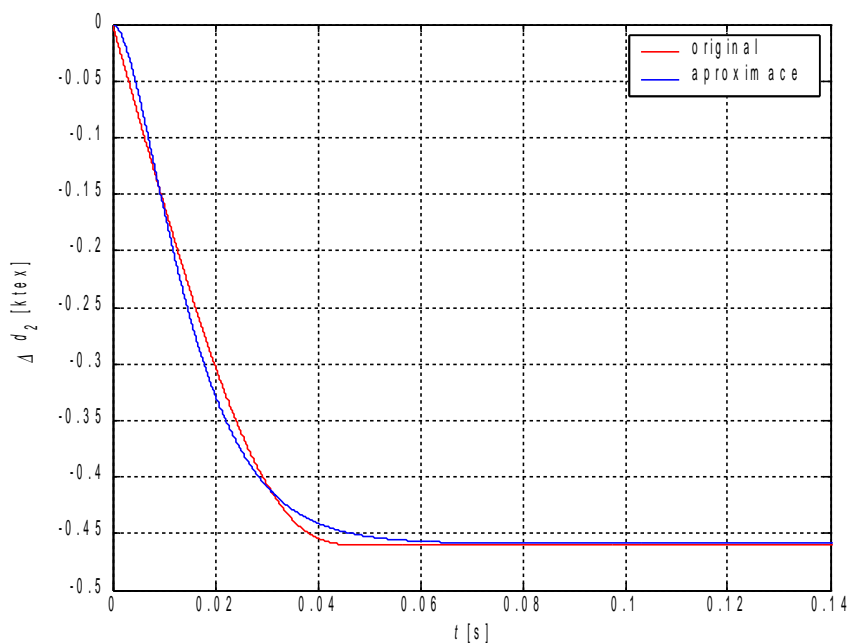
$$G_u(s) = \frac{-4,59}{(0,008s + 1)^2} \quad (6.21)$$

Odezvy původních přenosů a aproximovaných přenosů na jednotkový skok ilustruje následující obrázek:



Obr. 6.9: Porovnání odezev původního modelu a aproximovaného modelu průtahového ústrojí. Reakce přenosu $G_d(s)$ na jednotkový skok.

Odezvu přenosu $G_u(s)$ zachycuje graf:



Obr. 6.10: Porovnání odezev původního modelu a aproximovaného modelu průtahového ústrojí. Reakce přenosu $G_u(s)$ na skok žádané hodnoty rychlosti v_2 .

6.6 Model regulace průtahu

Ověřování vlivu dynamiky pohonu třetího páru válečků na kvalitu regulace procesu protahování lze jen s obtížemi 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. Chování procesu průtahu budeme tedy simulovat za pomoci matematického modelu.

Původní přenosy akční i poruchové veličiny obsahují dopravní zpoždění nejen na vstupu či na výstupu, ale i ve vnitřních zpětných vazbách. Tato skutečnost silně omezuje použitelnost běžných metod návrhu regulace. 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 [23]. 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). Přenos regulované soustavy uvažujeme jako součin:

$$G(s) = G_D(s) \cdot G_0(s) \quad (6.22)$$

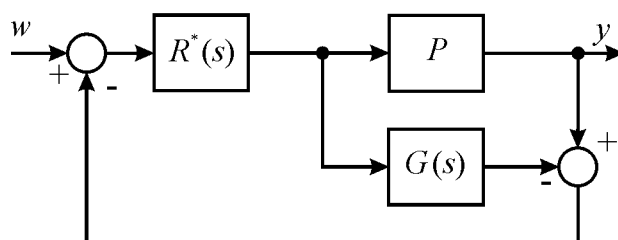
kde činitel $G_D(s)$ obsahuje zpoždění vstupu a popř. i kořenové činitele příslušné nulám původního přenosu $G(s)$ s kladnou reálnou částí. Obvyklý zpětnovazební regulátor ekvivalentní zapojení obvodu podle obrázku s regulačním členem $R^*(s)$ má přenos

$$R = \frac{R^*(s)}{1 - R^*(s) \cdot G(s)} \quad (6.23)$$

S použitím rozkladu se regulační člen v IMC zapojení navrhuje ve tvaru:

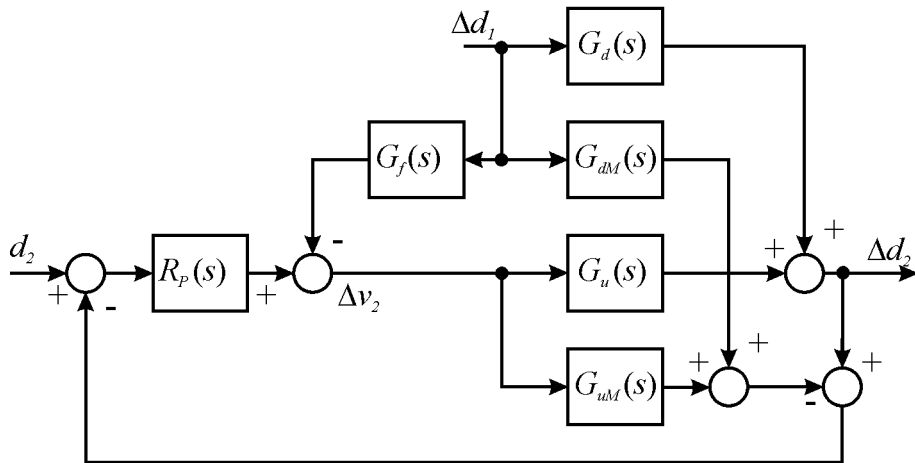
$$R^*(s) = \frac{1}{G_0(s)} F(s) \quad (6.24)$$

kde $F(s)$ je vhodný dolnoproustný filtr, který mj. zajišťuje fyzikální realizovatelnost přenosu $R^*(s)$.



Obr. 6.11: Schéma regulace průtahu

Regulační struktura průtahu je složitější, protože model průtahu je dán součtem dvou přenosů a obsahuje tak dopřednou větev a smyčku zpětné vazby, jak ilustruje obrázek 6.12.



Obr. 6.12: Schéma regulace průtahu

Reálný proces průtahu je simulován plným modelem dle přenosů 6.17 a 6.18 (na schématu označeny jako $G_d(s)$ a $G_u(s)$), aproximace 6.20 a 6.21 (ve schématu označeny jako $G_{dM}(s)$ a $G_{uM}(s)$) poslouží k odvození přenosu regulátoru $R_p(s)$ a filtru $G_f(s)$. Způsob návrhu regulátoru a filtru není cílem této práce, čtenář jej může nalézt v [23], teoretické základy metody řízení s vnitřním modelem popisuje např. [24]. Použité přenosové funkce regulátoru a filtru jsou:

$$R_p(s) = G_u^{-1}(s) \cdot \frac{1}{(\lambda_1 s + 1)^2} \quad (6.25)$$

$$G_f(s) = G_u^{-1}(s) G_d(s) \cdot \frac{1}{(\lambda_2 s + 1)} \quad (6.26)$$

Velikosti koeficientů λ_1 a λ_2 musí být zvoleny s ohledem na rychlost a robustnost regulace. Pro použité parametry modelu je doporučeno $\lambda_1 = 2$ ms a $\lambda_2 = 2,5$ ms. Výše uvedené regulační schéma bylo implementováno v prostředí Matlab/Simulink.

Vzhledem ke skutečnosti, že numerické řešení odezvy přenosů je nestabilní a poskytuje po určité době simulace nesprávné výsledky, je nutné pečlivě volit velikost kroku simulace (použita hodnota $dt = 5 \cdot 10^{-6}$ s). Příčiny nestability odhaluje Hlava v [23].

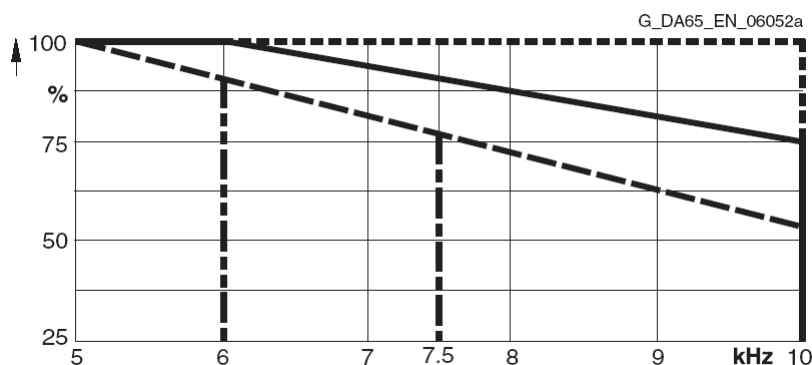
6.7 Vliv omezené dynamiky seropohonu na kvalitu regulace průtahu

Původní regulační struktura na obrázku 6.12 nijak nezohledňuje konečnou dynamiku servopohonu, který pohání druhý (resp. 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).

Následující kapitoly budou věnovány aplikaci dříve uvedených postupů a metod pro zvýšení dynamiky na servopohon v modelu průtažného ústrojí.

6.7.1 Typ snímače otáček, velikost spínací frekvence

Jak již bylo uvedeno v kapitole 5.1.2, jistý vliv na rychlost regulačních smyček uvnitř řídicí jednotky Simovert Masterdrives Motion Control má velikost spínací frekvence výstupní PWM modulační. 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 (pokles maximálního výstupního proudu, viz obrázek 6.13).



Obr. 6.13: Grafy dovoleného jmenovitého výstupního proudu jednotky Simovert Masterdrives Motion Control v závislosti na spínací frekvenci PWM modulační. Nové typy (Performance 2, v grafu krátká čárkovaná čára) již nemají omezení. Zdroj [25].

Kvalitu regulace rychlosti významně ovlivňuje i typ použitého snímače polohy na hřídeli servomotoru. Jak bylo popsáno v kapitole 6.4, pro vysoce kvalitní regulaci je nezbytné použít optický snímač s dostatečným rozlišením (typicky Sin/Cos).

6.7.2 Nastavení proudového a otáčkového regulátoru

V kapitole 5.1.4 a následujících bylo jednoznačně prokázáno, že zásadní vliv na dynamiku má optimální nastavení regulátorů otáčkového servopohonu. Nastavení proporcionálního zesílení a časové integrační konstanty proudového regulátoru často nelze měnit a vhodné nastavení zajišťují automatické ladící procedury, kterými je software řídicí jednotky vybaven. Tento postup je pro drtivou většinu aplikací postačující, protože zajistí, aby šířka propustného pásma proudové regulační smyčky byla výrazně větší než dosažitelné šířka propustného pásma nadřazené otáčkové regulace.

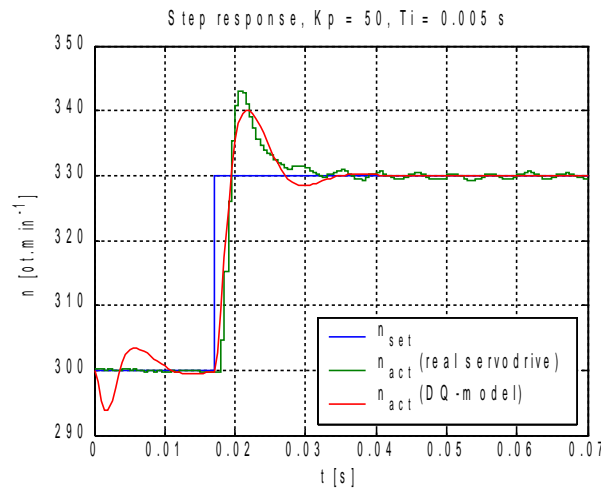
Vhodné nastavení otáčkového regulátoru již musí zajistit sám uživatel nebo aplikátor servopohonu. Na rozdíl od proudové regulace jsou otáčky pohonu výrazně ovlivňovány vnějšími faktory, které automatické ladící procedury nemohou postihnout (typickým příkladem je moment setrvačnosti zátěže). Zvyšováním proporcionálního zesílení a vhodnou úpravou časové integrační konstanty je možné výrazně zvýšit šířku propustného frekvenčního pásma. Za optimální nastavení parametrů otáčkového regulátoru můžeme považovat:

6. POHON PRŮTAHOVÉHO ÚSTROJÍ MYKACÍHO STROJE

Tabulka 6.3: Parametry otáčkového regulátoru použité při simulaci vlivu proudové dopředné vazby

| MDMC | | DQ-model | |
|-----------|------------|------------|------------|
| K_p [-] | T_i [ms] | nK_p [-] | nT_i [s] |
| 50 | 0,005 | 0,3689 | 0,00206 |

DQ-model pohonu při tomto nastavení dosahuje propustné šířky pásma $f_{BW} = 170$ Hz a přijatelného překmitu 4 dB. Přechodovou charakteristiku DQ-modelu zachycuje obrázek.



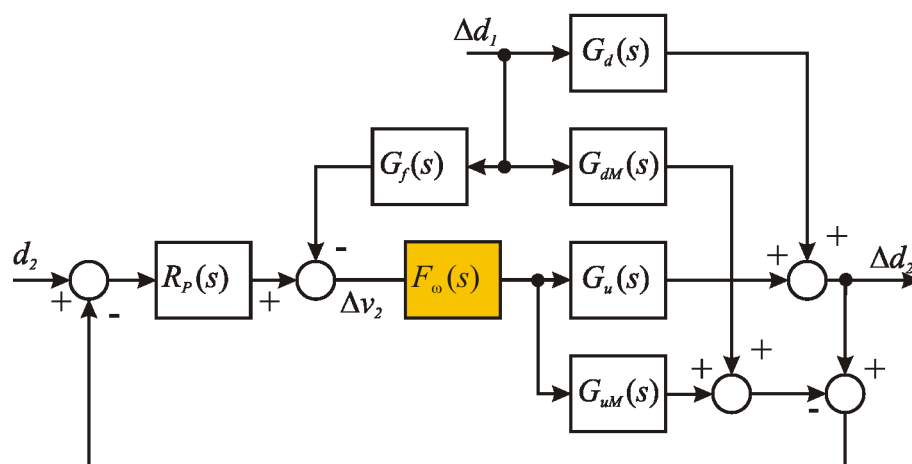
Obr. 6.14: Přechodová charakteristika reálného servopohonu a DQ-modelu, otáčkové regulátory nastaveny dle tab.6.3.

Takto nastavený model je dále použit v simulacích, pokud není výslovně uvedeno jinak.

6.7.3 Vliv proudové dopředné vazby na kvalitu regulace průtažného ústrojí

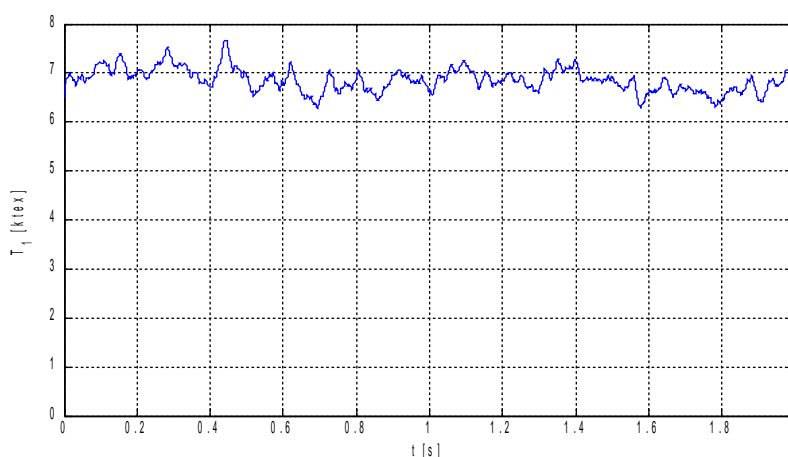
Kapitola 5.2.1 potvrdila, že vhodné nastavení proudové dopředné vazby zvyšuje dynamiku modelovaného servopohonu. Zahrneme tedy model servopohonu do dříve uvedeného modelu průtažného ústrojí a simulačně otestujeme, zda se použití dopředné proudové vazby projeví na kvalitě regulace. Jak již bylo uvedeno v kapitole 6.2.1, kvalitu textilního pramene posuzujeme podle velikosti tzv. variačního koeficientu kvadratické hmotné nestejnoměrnosti CV_{ef} [%]

Blok obsahující DQ-model servopohonu zařadíme před blok přenosu $G_u(s)$, jak naznačuje schéma na obrázku 6.15. Jako vstupní data pro simulaci použijeme naměřené hodnoty jemnosti skutečného textilního pramene $T_I(t)$.



Obr. 6.15: Schéma regulace průtahu včetně bloku DQ-modelu otáčkového servopohonu.

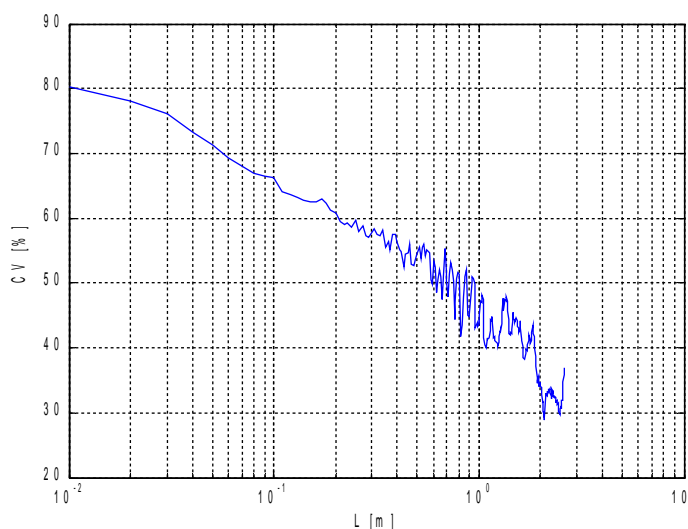
K dispozici je záznam dlouhý cca 70 sekund, část záznamu zachycuje obrázek 6.16, vstupní rychlost pramene zde byla $v_l = 0,5 \text{ m.s}^{-1}$ (30 m.min^{-1}).



Obr. 6.16: Časový průběh jemnosti pramene na vstupu průtažného ústrojí (měřeno na reálném prameni)

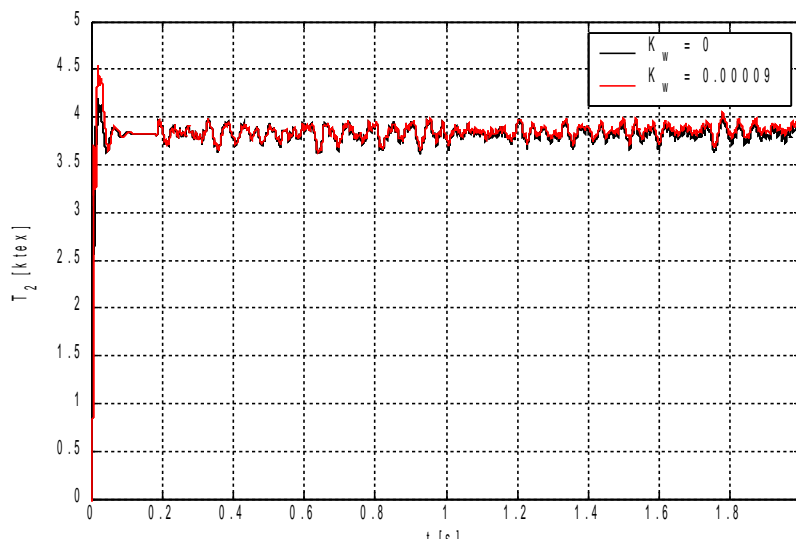
Střední hodnota jemnosti pramene je $T_{lavg} = 6,8 \text{ ktx}$, jemnost pramene silně kolísá, rozdíl mezi maximální a minimální naměřenou hodnotou činí $1,65 \text{ ktx}$. Spektrogram pramene je vyobrazen níže, variační koeficient CV_{ef} začíná pro decimetrové úsečky na hodnotě 80%.

Pro simulaci byla zvolena velikost průtahu $P = 1,7$ a požadovaná jemnost pramene na výstupu průtažného ústrojí $T_2 = 3,82 \text{ ktx}$.



Obr. 6.17: Spektrogram pramene na vstupu průtahového ústrojí.

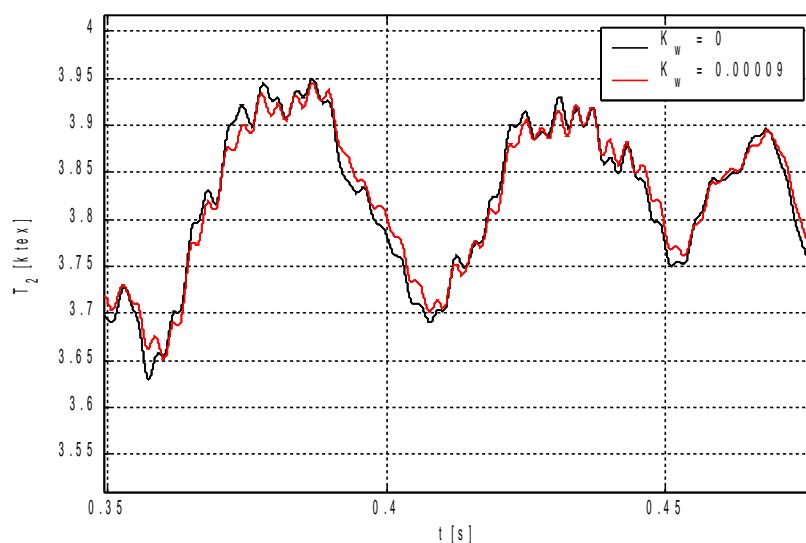
První simulace probíhala s vyřazeným proudovým feedforwardem pro vytvoření referenčního záznamu, při druhém experimentu bylo zesílení feedforwardu $K_w = 0,00009$. Regulací se střední hodnota jemnosti snížila na hodnotu $T_{2avg} = 3,85$ ktex, přičemž maximální rozkmit jemnosti poklesl na 0,42 ktex. Na následujícím obrázku jsou zachyceny průběhy výstupní jemnosti T_2 pro oba uvedené případy.



Obr. 6.18: Časový průběh jemnosti pramene na výstupu průtahového ústrojí pro oba experimenty.

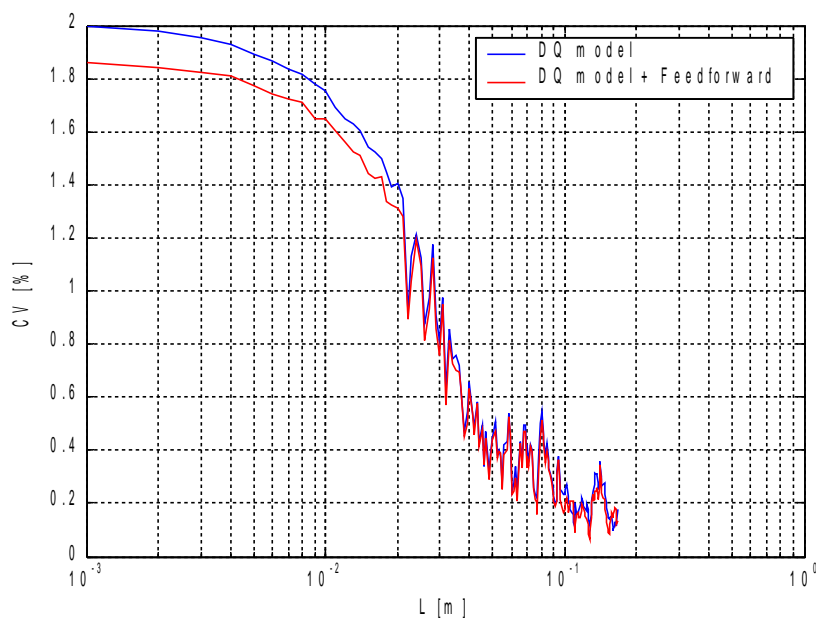
Při detailním pohledu 6.19 zjistíme, že proudová dopředná vazba patrně zlepšila regulaci průťahu, průběh jemnosti se zdá být méně rozkmitaný. Objektívní zhodnocení poskytuje výpočet variačního koeficientu pro jednotlivé délky úseků – spektrogram na obrázku 6.20.

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



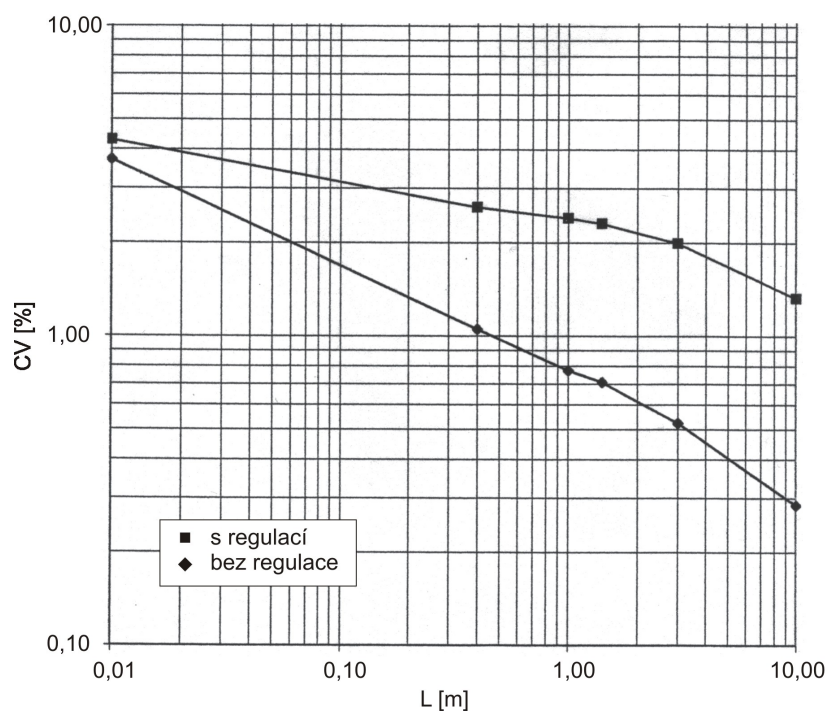
Obr. 6.19: Detail porovnání jemnosti pramene – regulace bez a včetně dopředné proudové vazby.

způsobeno především vyšší rychlostí pramene (až $250 \text{ m} \cdot \text{min}^{-1}$) 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.



Obr. 6.20: Porovnání spektrogramů výstupního pramene pro oba experimenty.

Pro porovnání je také uveden spektrogram pramene na výstupu průtahového ústrojí mykacího stroje *Unicard* se stávajícím způsobem regulace [21], který poskytl VÚTS. Produkční výstupní rychlost stroje byla $120 \text{ m} \cdot \text{min}^{-1}$.



Obr. 6.21: Porovnání spektrogramů výstupního pramene po průtahu na stroji Unicard se stávajícím způsobem 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 dosažených výsledků

V prvé části práce se podařilo analyzovat a především simulacemi ověřit vlastnosti celkem tří různých modelů synchronního elektromotoru s permanentními magnety v rotoru. Zásadním hlediskem při jejich testování byla věrohodnost v porovnání s odezvy naměřenými na reálném servopohonu.

První testovaný model je označován jako DQ-model. Využívá transformace obvodových rovnic náhradního elektrického schématu synchronního servomotoru do rotujícího souřadného systému. Díky své struktuře se tento model prakticky využívá jako základ regulačních algoritmů v řídicích jednotkách elektrických servopohonů. Vlastnosti tohoto modelu jsou pro široká nastavení regulátoru otáček kvalitativně a pro široké rozsahy nastavení parametrů regulátoru i kvantitativně srovnatelné s chováním reálného servopohonu.

Velmi zajímavý postup syntézy matematického modelu SMPM uvádí Souček ve své monografii [1]. Jedná se v podstatě o rozšíření klasického modelu stejnosměrného elektromotoru, kdy každá ze tří fází elektromotoru definovaným způsobem přispívá k celkovému momentu stroje. Z hlediska náročnosti simulace je model srovnatelný s DQ-modelem. Protože nedochází k transformaci obvodových veličin ze systému fází do pravoúhlého systému, má každá fáze vlastní regulátor proudu. Nalezení optimálních parametrů otáčkového regulátoru pro dosažení odezev porovnatelných s reálným servopohonem je v porovnání s DQ-modelem časově náročnější a zjištěné závislosti mezi regulačními parametry modelu a reálného pohonu jsou tak neproporcionální.

Své opodstatnění má i velmi jednoduchý model, který vychází z analogie se stejnosměrným elektromotorem. Právě díky své jednoduchosti je možné jej používat ve složitějších simulačních modelech, aniž by se příliš zvyšovala výpočetní náročnost takového komplexního matematického modelu. Je také vhodný jako teoretický základ pro analytické řešení některých úloh regulace, např. pro optimalizaci parametrů regulačních struktur.

Všechny uvedené modely byly v práci použity jako základ „klasické“ kaskádní regulační struktury, kterou využívají skutečné řídicí jednotky elektrických pohonů. Matematickou optimalizací byla vyhledávána taková nastavení jednotlivých regulátorů uvedené struktury, aby bylo dosaženo co největší shody mezi odezvou modelu a reálného servopohonu. Vznikly tak sady vzájemně si odpovídajících nastavení regulátorů modelu a servopohonu, které dovolují simulaci získaná nastavení regulátorů přenést do skutečné řídicí jednotky servopohonu. To je významné zejména pro budoucí vývoj, při kterém se vlastnosti pohonu ověří nejprve simulací. V případě reálných výsledků tak bude možné ihned určit přibližné nastavení parametrů regulace skutečného servopohonu.

Porovnávání modelů a reálného servopohonu probíhalo zejména na základě přechodových charakteristik. Jako druhé kritérium, které prokázalo vyšší vypovídací schopnost byly použity amplitudové frekvenční charakteristiky. V práci byl navržen a experimentálně ověřen postup pro výpočet frekvenční odezvy reálného servopohonu na základě měření odezvy pohonu na buzení pseudonáhodným signálem.

Jedna z hlavních částí práce byla věnována posouzení známých metod optimálního nastavení regulačních členů uzavřeného regulačního obvodu z hlediska použitelnosti v oblasti elektrických pohonů. Bylo konstatováno, že valná většina obecně známých metod není pro optimalizaci nastavení otáčkového regulátoru vhodná, alespoň ne ve své základní nebo aplikačně nejjednodušší variantě. Zásadní překážku tvoří skutečnost, že metody (ať již analytické nebo experimentální) vyžadují od soustavy stabilní přechodovou charakteristiku. Ovšem přenos el. pohonu mezi žádanou hodnotou proudu a otáčkami vykazuje integrační charakter.

Z experimentálních metod byla ověřována známá metoda Ziegler-Nichols v modifikaci využívající k nastavení znalosti kritických parametrů uzavřeného regulačního obvodu. Jako

7. SHRnutí DOSAŽENÝCH VÝSLEDKŮ

nevýhodu můžeme považovat nutnost znalosti parametrů modelu elektromotoru pro analytický výpočet kritických parametrů, protože kritické parametry nelze drtivě většině všech aplikací zjišťovat experimentálně na reálném stroji. Vypočtené nastavení potvrdilo, že tato metoda seřizuje regulátor tak, aby přechodová charakteristika vykazovala v průměru 20-25% překmit.

Druhá zkoumaná metoda optimálního modulu se řadí mezi postupy analytické, protože k výpočtu optimálních parametrů je nutné znát parametry modelu stroje. Metoda poskytuje seřízení při kterém je regulační pochod dostatečně rychlý, ale ještě nevykazuje překmit. Tuto skutečnost experiment potvrdil.

Můžeme konstatovat, že tyto dvě metody jsou svým postupem nejjednodušší a mohou být celkem dobře uplatněny v praxi. Ostatní metody by bylo možné použít v omezené míře, protože by bylo nutno provést teoretické odvození pro soustavu s integračním charakterem.

Na základě prakticky získaných zkušeností autora byly sestaveny doporučené postupy pro zvýšení dynamiky elektrických servopohonů. První kroky požadují především uvolnění limitů těch parametrů regulační struktury servopohonu, které omezují maximální (i krátkodobě) dosažitelný moment pohonu. Do této kategorie patří především proudová omezení řídicí jednotky, která jsou standardně nastavena na jmenovité hladiny. Uživatel se tak zbytečně ochuzuje o možnost využívat i několikanásobné momentové přetížitelnosti těchto elektrických strojů.

U některých řídicích jednotek lze zvyšovat i její výpočetní výkon volbou délky výpočetního cyklu. Např. jednotky Siemens dovolují měnit rychlost výpočtu prostřednictvím spínací frekvence výstupní PWM modulače.

Další krok představuje optimalizace parametrů proudového a otáčkového regulátoru. Vzhledem ke skutečnosti, že regulaci proudu zásadně ovlivňují pouze elektrické parametry servomotoru, bývá proudová regulace ve většině případů kvalitně nastavena díky automatickým procedurám, které řídicí jednotka při uvádění do provozu spouští. Někteří výrobci ani nedoporučují nebo nedovolují do nastavení proudových regulací zasahovat.

V případě otáčkové regulace je nastavení optimálních parametrů regulátoru k dosažení požadované dynamiky *naprosto* nezbytné. Chování otáčkové regulace ovlivňují zásadně především vnější vlivy, které automatické ladící procedury mohou postihnout jen částečně nebo vůbec (např. moment setrvačnosti zátěže, vlastní frekvence konstrukce stroje atd...). Optimalizaci tedy musí provést aplikátor pohonu na základě vlastních zkušeností, nebo experimentu (ať již simulačního, popsaného v této práci nebo na reálném stroji, pokud to lze).

Další postupy zvyšování dynamiky již předpokládají hlubší analýzu konkrétní aplikace.

Často se používají dopředné vazby, které velmi pozitivně ovlivňují chování servopohonů především v polohové regulační smyčce. Tento postup našel velmi široké uplatnění v oblasti pohonů pro obráběcí stroje a standardně se používá. Pravidla pro přibližné optimální zesílení otáčkové dopředné vazby jsou velmi snadno odvoditelná a jejich platnost je prakticky ověřena.

V případě proudové (momentové) dopředné vazby je situace podstatně komplikovanější. V práci bylo demonstrováno, že teoretický výpočet zesílení K_w je možný pouze při použití velmi zjednodušeného matematického modelu servopohonu. Díky zjednodušení je však chování servopohonu s takto nastavenou dopřednou proudovou vazbou výrazně odlišné od prvotního předpokladu na kterém byl výpočet založen (ideální přenos rychlostní regulační smyčky $|F_{(j\omega)}|=1$), což simulace potvrzují. Vliv hodnoty zesílení proudové dopředné vazby na chování servopohonu byl vyhodnocován ze simulací, přičemž jako kritérium byl použit tvar amplitudové frekvenční charakteristiky servopohonu. Optimální hodnota K_w představuje kompromis mezi velikostí propustné šířky frekvenčního pásma a maximem amplitudové

frekvenční charakteristiky.

Výše uvedené postupy je možné použít nebo implementovat do valné většiny řídicích jednotek, protože případné změny tvaru regulační struktury jsou minimální a výrobce s nimi často předem kalkuluje.

V práci byla také věnována pozornost méně obvyklým regulačním strukturám, mezi něž můžeme zařadit regulační algoritmy využívající referenční model, který definuje požadované dynamické chování řízeného systému. Na základě zjištěných odchylek mezi požadovaným chováním (výstup ref. modelu) a skutečností (výstup regulované soustavy) probíhá výpočet regulačního zásahu. Rovnice definující tento akční zásah lze odvodit za pomoci např. II. Ljapunovovy metody a právě vlastnosti takovéto regulační struktury byly v práci zkoumány.

Jedná se o velmi obecnou metodu, která vyžaduje znalost matematického modelu regulované soustavy ve stavovém prostoru a s ohledem na vhodné nastavení hodnot volitelných prvků také značnou míru zkušeností. Použitý regulační člen má naštěstí podobné vlastnosti jako klasický PI regulátor, ovšem může být vícerozměrný. Počet členů je závislý na počtu stavových proměnných referenčního modelu (resp. řízeného systému). Skutečně použitý počet stavových proměnných však může být nižší, což sice snižuje řád matic použitého regulačního členu, ale naopak komplikuje přístup ke všem stavovým veličinám regulovaného systému.

Na jednoduchém referenčním modelu se podařilo simulačně ověřit vlastnosti této metody, přičemž za hodnotící kritérium byla považována propustná šířka frekvenčního pásma f_{BW} . Regulovaná soustava (otáčkový servopohon s DQ-modelem PMSM) dosáhla stejných dynamických vlastností jako referenční model ($f_{BW} = 290$ Hz), přičemž šířka frekvenčního pásma samotné regulované soustavy byla jen 160 Hz.

Z časových důvodů se nepodařilo detailně prověřit všechny možnosti, které tato metoda poskytuje, což by mělo být náplní dalších výzkumů, navazujících na tuto disertaci.

Zároveň je nutné věnovat pozornost i možné budoucí praktické realizaci tohoto způsobu regulace servopohonu. Pro klasické řídicí jednotky je tento způsob nepoužitelný, resp. požadovaný regulátor v nich nelze vytvořit. V úvahu přichází použití nadřazeného řídicího systému, v kterém bude implementován regulátor včetně referenčního modelu. Do řídicí jednotky servopohonu budou vstupovat pouze hodnoty kompenzačního vektoru pro vybrané stavové veličiny a zpět budou předávány jejich okamžité hodnoty. Podle prvních předběžných úvah by pro realizaci bylo možné použít sestavu Simotion/Sinamics od firmy Siemens, kterou laboratoř moderních servopohonů disponuje. Jedná se o kombinaci frekvenčního měniče a nadřazeného řídicího systému. Ten je primárně určen pro víceosé aplikace, ovšem disponuje velmi obecným programovacím prostředím, ve kterém by bylo možné potřebné regulační prvky realizovat.

Jedním z cílů práce bylo využití uvedených postupů na servopohonu v simulaci konkrétní průmyslové aplikace. Jedná se o pohon průtahového ústrojí mykacího stroje, kde zásadní vliv na kvalitu výstupního produktu z tohoto stroje má právě dynamika pohonu výstupního páru odtahových válečků. Jejich úkolem je vyrovnávat hmotnostní nerovnoměrnost protahovaného pramene. Základním jednoduchým rozbořem problému průtahu dojdeme k závěru, že při cílové produkční rychlosti stroje (zhruba $250 \text{ m} \cdot \text{min}^{-1}$) je ideální průtah pramene (zcela vyrovnávající hmotnosu nestejnoměrnost) nemožný. První omezení představuje konečná dynamika vlastního procesu průtahu. Navíc vhodné servopohony pro tuto aplikaci mají již při běhu naprázdno vlastní dynamiku cca 10krát pomalejší, než celý proces vyžaduje.

Současný algoritmus regulace žádané rychlosti na reálném stroji předpokládá, že servopohon má přechodovou charakteristiku co nejrychlejší a bez překmitu. Již dříve provedené simulace potvrdily domněnku, že tako seřízený servopohon vykazuje ve své

7. SHRnutí DOSAŽENÝCH VÝSLEDKŮ

dynamice rezervy. V práci byl proto použit nový matematický model procesu průtahu, na kterém byly ověřovány dopady změn nastavení servopohonu na výslednou kvalitu regulace průtahu. Převzatý regulační algoritmus průtahu zatím nijak nerespektuje omezenou dynamiku servopohonu a proto zařazení modelu servopohonu před model regulované soustavy pochopitelně zhorší původně ideální regulační proces.

Můžeme se však oprávněně domnívat, že pokud bude nastavení regulačních členů průtahu odvozeno za podmínky respektování konečné dynamiky servopohonu posledního páru válečků, bude možné docílit kvalitnější regulace průtahu než dosud. Bude tak splněn předpoklad, že matematický model průtahu použitý v regulaci bude lépe odpovídat reálnému procesu průtahu. Úprava regulace celého procesu průtahu jde však již nad rámec této práce.

Simulace přesto prokázaly, že postupy prezentované v této práci (zejména dopředná proudová vazba) mohou při vhodném použití zlepšit celkovou kvalitu regulace průtahu.

Jako dílčí neúspěch hodnotím skutečnost, že se nepodařilo ověřit vliv použití regulační struktury s ref. modelem na kvalitu průtahu. Simulace chování samotného pohonu vedou k předpokladu, že použití tohoto způsobu regulace se projeví snížením hmotné nestejnoměrnosti pramene na výstupu. Vlastní model průtahu však vyžaduje použití velmi krátkého kroku simulace, což každý simulační experiment výrazně prodlužuje. Výpočet CV_{ef} koeficientu pramene vyžaduje simulaci průtahu v délce alespoň několika sekund simulačního času, čemuž odpovídá cca 45-60 minut běhu simulace. Celý model je navíc poměrně citlivý na změnu parametrů což často vede k pádu simulace. Řešení by bylo možné patrně hledat v použití jiného modelu průtahu, který by vykazoval vyšší stabilitu a robustnost.

8 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.

Prvotním impulsem k hledání těchto možností a postupů byla účast na procesu inovace průtažného ústrojí víčkového mykacího stroje Unicard, jehož vývoj provádí Výzkumný ústav textilních strojů v Liberci. Kvalita výstupního produktu tohoto stroje je silně závislá na správné činnosti průtahu, který aktivně potlačuje hmotnou nestejnoměrnost textilního pramene. Vysoké produkční rychlosti stroje nutně vedou k požadavku, aby dynamika servopohonu průtažného ústrojí byla co nejrychlejší, protože jedině tak lze dostatečně vyrovnávat i krátkodobé výkyvy v hmotné stejnoměrnosti pramene.

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 můžeme označovat jako DQ-model a jeho popis vychází z obvodových rovnic náhradního elektrického schéma PMSM po transformaci do rotujícího souřadného systému. Výhodou tohoto nelineárního modelu je skutečnost, že regulační algoritmy drtivě většiny průmyslově používaných servopohonů pracují právě s tímto matematickým modelem, což dovoluje snáze proniknout do jejich popisu.

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 servopohonu 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 řídicí 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 řídicí jednotky jsou schopné vhodného 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 můžeme řadit použití dopředných vazeb. V případě otáčkového servopohonu se jedná o proudovou dopřednou vazbu, jejíž signál se odvozuje z derivace žádané hodnoty otáček. Je popsán analytický způsob výpočtu optimální velikosti zesílení této 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. Při tomto nastavení je následně prokázáno zvýšení propustného pásma frekvenční amplitudové charakteristiky.

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 řídicích jednotkách, veškeré experimenty probíhaly simulačně. Regulovaná soustava byla popsána pomocí DQ-modelu PMSM včetně proudové a otáčkové regulace (s řádově poloviční dynamikou než referenční model). Regulační zásah je vypočítáván na základě odchylek stavových veličin referenčního modelu a řízené soustavy (otáčky a proud), přičemž navržený regulátor má podobné vlastnosti jako běžný PI regulátor.

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 numericou simulací celého modelu.

Výsledky práce lze použít pro další zlepšení vlastností průtahového ústrojí, kde by bylo možné ještě zlepšit 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., Čerovský 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] Magneton RU, *Permanentní magnety a magnetické systémy*, 2005. Dostupné na [www: http://www.plzen-info.cz/vimex/magneton.doc](http://www.plzen-info.cz/vimex/magneton.doc)
- [9] Mikulčák J., Klimeš B., Šíroky J., Šůla V., Zemánek F., *Matematické, fyzikální a chemické tabulky pro střední školy*. , Praha: Státní pedagogické nakladatelství n.p., 1988. 208 s. ISBN -.
- [10] Javůrek J., *Regulace moderních elektrických pohonů*. 1. vydání, Praha: Grada Publishing a.s., 2003. 261 s. ISBN 80-247-0507-9.
- [11] Voženílek P., Novotný M., Mindl P., *Elektromechanické měniče*. 1. vydání, Praha: Vydavatelství ČVUT, 2005. 219 s. ISBN 80-01-03137-3.
- [12] *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](http://www1.siemens.cz/ad/current/01_html/c007men/gMenKm/sMasterdrives/dMasterMC_doc.php)
- [13] Uhlíř J., Sovka P., *Číslicové zpracování signálů*. 2. vydání přepracované, Praha: Vydavatelství ČVUT, 2002. 327 s. ISBN 80-01-02613-2.
- [14] Noskievič P., *Modelování a identifikace systémů*. 1. dotisk, Ostrava: Montanex a.s., 2001. 270 s. ISBN 80-7225-030-2.
- [15] *Synchronous and asynchronous servomotors for SIMOVERT MASTERDRIVES*, Siemens AG, Katalog výrobce, Dostupné na [www: http://www1.siemens.cz/ad/current/01_html/c009mot/gSynMot/sServo/d1FT6_cat.php](http://www1.siemens.cz/ad/current/01_html/c009mot/gSynMot/sServo/d1FT6_cat.php)
- [16] Šulc B., Vítečková M., *Teorie a praxe návrhu regulačních obvodů*. 1. vydání, Praha: Vydavatelství ČVUT, 2004. 333 s. ISBN 80-01-03007-5.

-
- [17] Fedor P., Perduková D., *Použitie II. Ljapunovovej metódy v regulovaných elektrických pohonoch.*, : FEI Košice, 1997. 87 s. ISBN 80-967636-3-6.
- [18] Ursíny P., *Teorie předení 1.díl.* 2. vydání opravené, Liberec: VŠST v Liberci, 1987. 240 s. ISBN -.
- [19] Vraštil J., *Identifikace a řízení průtahového ústrojí mykacího stroje*, Diplomová práce, Liberec: Technická univerzita v Liberci, 2003.
- [20] Lipavský Z., *Elektrický servopohon průtahového ústrojí mykacího stroje*, Diplomová práce, Liberec: Technická univerzita v Liberci, 2004.
- [21] Večerek O., Schlegel M., Balda P., *Regulační systém mykacího stroje*, MATLAB 2003 - sborník příspěvků konference, Praha, pp. 608-615, ISBN 80-7080-526-9.
- [22] 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.
- [23] 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 -.
- [24] Zítek P., *Simulace dynamických systémů.* 1. vydání, Praha: SNTL - Nakladatelství technické literatury, 1990. 420 s. ISBN 80-03-00330-X.
- [25] *SIMOVER MASTERDRIVES Motion Control, 0.55 kW to 250 kW*, Siemens AG, Katalog výrobce, Dostupné na [www](http://www1.siemens.cz/ad/current/01_html/c007men/gMenKm/sMasterdrives/dMasterMC_cat.php):
- [26] Diblík M. *Control Panel 2.5 - popis aplikace.* Příručka k programu, Liberec: TU Liberec, 2004.
- [27] Diblík M. *Školení Siemens Masterdrives Motion Control.* Studijní materiály, Liberec: TU Liberec, 2004.

Přílohy

A Testovací 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.

A.1 Popis pracoviště

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 uloženy oba elektromotory, orientovány hřídelem 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.



Obr. A.1: Laboratorní testovací pracoviště, celkový pohled.

Celý stand se připojuje na 3-fázovou rozvodnou síť. Skříň rozvaděče obsahuje pojistkový odpojovač, dva stykače, dva prvky motorové ochrany. Pohony lze připojovat na napětí nezávisle na sobě, k tomuto účelu je na dveřích rozvaděče dvojice ovládacích tlačítek s bílým

A. TESTOVACÍ PRACOVISTĚ

signalizačním světlem. Bezpečnostní funkci elektrického odpojení realizuje červené hřibové tlačítko, umístěné taktéž na přední straně rozvodné skříně, které odpojuje rozvaděč (a tím celé pracoviště) od elektrické sítě.

A.1.1 Parametry pracoviště

Synchronní servopohon:

řídící jednotka Siemens Masterdrives MotionControl

provedení Compact, Converter

Typ: 6SE7016-1EA51-Z C43+F01+G91

Parametry:

Tabulka A.1: Elektrické parametry řídící jednotky Masterdrives MotionControl

| | | |
|-------------------|----------------------------|---|
| U_{line} [V] | 380 – 480 | Vstupní napětí, AC 3-fázové |
| U_{DC} [V] | 510 – 650 | Napětí stejnosměrného meziobvodu |
| U_{out} [V] | $0 - 0,86 \times U_{line}$ | Výstupní napětí, AC 3-fázové |
| f_{line} [Hz] | 50 | Vstupní frekvence |
| f_{out} [Hz] | 0 – 400 | Výstupní frekvence, krok 0,001 Hz |
| f_s [kHz] | 5,0 – 8,0 | Spínací frekvence |
| P_{rated} [kW] | 2,2 | Výkon jmenovitý |
| $I_{n conv}$ [A] | 6,1 | Proud výstupní jmenovitý |
| I_{max} [A] | 9,8 | Proud výstupní špičkový/krátkodobý |
| $I_{DCrated}$ [A] | 7,3 | Proud stejnosměrného meziobvodu jmenovitý |
| P_{loss} [kW] | 0,15 | Výkonová ztráta (při spínací frekvenci 5 kHz) |

Ovládací vstupy a výstupy:

6 × digitální vstup, z toho 4 přepínatelné na digitální výstupy

logické úrovně: log.0 = 0 V,

log.1 = 24 V.

1 × analogový vstup, napěťový, rozsah ± 10 V, rozlišení 11 bitů + znaménko.

1 × analogový výstup, napěťový, rozsah ± 10 V, rozlišení 8 bitů + znaménko.

Komunikační rozhraní:

Rozhraní pro USS protokol:

1 × RS 232, přenosová rychlost max. 38 400 Baud.

2 × RS 485, přenosová rychlost max. 38 400 Baud.

Rozhraní pro PROFIBUS

1 × RS 485, přenosová rychlost max. 12Mbit/s.

Odrušovací filtr: 6SE7021-0ES87-0FB1

Vstupní tlumivka: 4EP3200-1US

Synchronní servomotor s permanentními magnety v rotoru:

Typ: 1FT6062-6AF71

Tabulka A.2: Katalogové údaje elektromotoru 1FT6062-6AF71

| | | |
|-------------------------------------|----------------------|-------------------------|
| n_{rated} [ot.min ⁻¹] | 3000 | Jmenovitá rychlost |
| P_{rated} [kW] | 2,2 | Výkon jmenovitý |
| M_{rated} [Nm] | 4,7 | Točivý moment jmenovitý |
| I_{rated} [A] | 3,4 | Proud jmenovitý |
| M_0 [Nm] | 6,0 | Točivý moment klidový |
| I_0 [A] | 4,0 | Proud klidový při M_0 |
| J [kg.m ²] | $0,85 \cdot 10^{-3}$ | Moment setrvačnosti |
| m [kg] | 9,5 | Hmotnost |

Snímač polohy:

integrovaný v těle elektromotoru.

optický, absolutní víceotáčkový.

2048 pulsů na otáčku, 4096 kódovaných otáček.

přenos informace o poloze komunikačním rozhraním EnDat (sériové, synchronní).

Tabulka A.3: Jmenovité a mezní hodnoty, fyzikální parametry servomotoru IFT6062-6AF7I

| <i>Data pro dimenzování pohonu</i> | | | |
|--|----------------------|-----------------------------|-------------------|
| n_{rated} [ot.min ⁻¹] | 3000 | Jmenovitá rychlost | |
| M_{rated} [Nm] | 4,70 | Jmenovitý moment | pro oteplení 100K |
| I_{rated} [A] | 3,4 | Jmenovitý proud | pro oteplení 100K |
| M_0 [Nm] | 5,00 | Klidový moment | pro oteplení 60K |
| M_0 [Nm] | 6,00 | Klidový moment | pro oteplení 100K |
| I_0 [A] | 3,40 | Klidový proud | pro oteplení 60K |
| I_0 [A] | 4,00 | Klidový proud | pro oteplení 100K |
| J [kg.m ²] | $0,85 \cdot 10^{-3}$ | Moment setrvačnosti | bez brzdy |
| <i>Mezní hodnoty</i> | | | |
| n_{max} [ot.min ⁻¹] | 4800 | Max. rychlost | |
| M_{max} [Nm] | 24 | Max. moment | |
| I_{max} [A] | 22,0 | špičkový proud | |
| <i>Fyzikální konstanty motoru</i> | | | |
| k_T [Nm.A ⁻¹] | 1,5 | Momentová konstanta | |
| k_E [$\frac{V}{1000 \text{ ot.min}^{-1}}$] | 90 | Napěťová konstanta | mezi fázemi |
| R_{ph} [Ω] | 2,6 | Odpor vinutí statoru | |
| L_d [H] | 0,019 | Třífázová indukčnost | |
| τ_{el} [s] | 0,0073 | Elektrická časová konstanta | |
| τ_{mech} [s] | 0,0029 | Mechanická časová konstanta | |
| τ_{th} [min] | 30 | Tepelná časová konstanta | |
| R_{th} [W.K ⁻¹] | 0,19 | Tepelný odpor | |
| m [kg] | 11 | Hmotnost | bez brzdy |

Asynchronní pohon:

Řídicí jednotka Siemens Micromaster MM440

Typ: 6SE6440-2UD21-5AA0

Jmenovité parametry:

Tabulka A.4: Elektrické parametry řídicí jednotky Micromaster MM440

| | | |
|-------------------|----------------------------|---|
| U_{line} [V] | 380 – 480 | Vstupní napětí, AC 3-fázové |
| U_{out} [V] | $0 - 0,86 \times U_{line}$ | Výstupní napětí, AC 3-fázové |
| f_{line} [Hz] | 47 – 63 | Vstupní frekvence |
| f_{out} [Hz] | 0 – 650 0 – 200 | Výstupní frekvence, skalární řízení vektorové řízení |
| f_s [kHz] | 2 – 16 | Spínací frekvence, krok 2 kHz |
| P_{rated} [kW] | 1,5 | Výkon jmenovitý |
| $I_{n\ conv}$ [A] | 4,1 | Proud výstupní jmenovitý, pro $f_s = 4$ kHz |
| I_{max} [A] | 8,2 | Proud výstupní špičkový/krátkodobý |
| η [%] | 96 - 97 | Účinnost |
| P_{loss} [kW] | 0,15 | Výkonová ztráta (při spínací frekvenci 5 kHz) |

Ovládací vstupy a výstupy:

6 × digitální vstup, $\log.1 = 24$ V

3 × digitální výstup (reléový), 30 V DC/5 A, 250 V AC/2A

2 × analogový vstup, programovatelný

AIN1 – rozsahy: 0 až 10 V, 0 až 20 mA a -10 až +10 V

AIN2 – rozsahy: 0 až 10 V a 0 až 20 mA

Komunikační rozhraní:

Rozhraní pro USS protokol:

1 × RS 485, přenosová rychlost max. 115 200 Baud.

Rozhraní pro PROFIBUS:

1 × RS 485, přenosová rychlost max. 12Mbit/s.

Odušovací filtr: 6SE6400-2FA00-6AD0

Vstupní tlumivka: 6SE6400-3CC00-6AD0

Asynchronní elektromotor s kotvou nakrátko:

Typ: 1LA7090-2AA10

2-pólový

Tabulka A.5: Katalogové údaje elektromotoru 1LA7090-2AA10

| | | |
|-------------------------------------|------------------------|-------------------------|
| n_{rated} [ot.min ⁻¹] | 2860 | Jmenovitá rychlost |
| P_{rated} [kW] | 1,5 | Výkon jmenovitý |
| M_{rated} [Nm] | 5,0 | Točivý moment jmenovitý |
| I_{rated} [A] | 3,25 | Proud jmenovitý |
| $\cos \varphi$ [-] | 0,85 | Jmenovitý účinník |
| M_0 [Nm] | $2,7 \times M_{rated}$ | Točivý moment klidový |
| I_z [A] | $5,5 \times I_{rated}$ | Proud záběrný |
| M_z [Nm] | $2,4 \times M_{rated}$ | Točivý moment záběrný |
| J [kg.m ²] | $1,4 \cdot 10^{-3}$ | Moment setrvačnosti |
| m [kg] | 13 | Hmotnost |

A.1.2 Konstrukční uspořádání

Kostru celého pracoviště tvoří ocelový rám. Oba elektromotory jsou upevněny na společném loži, které je k rámu celého pracoviště připevněno pružnými silentbloky. Toto uchycení výrazně snižuje přenos vibrací na rám. Motory jsou umístěny souose tak, aby bylo možné je mechanicky spojit hřídelemi. Hřídele elektromotorů jsou osazeny rozebíratelnými spojkami, motory lze propojit přímo nebo vloženým momentovým snímačem. Vzájemné spojení dovoluje simulovat libovolné zatížení testovaného pohonu.

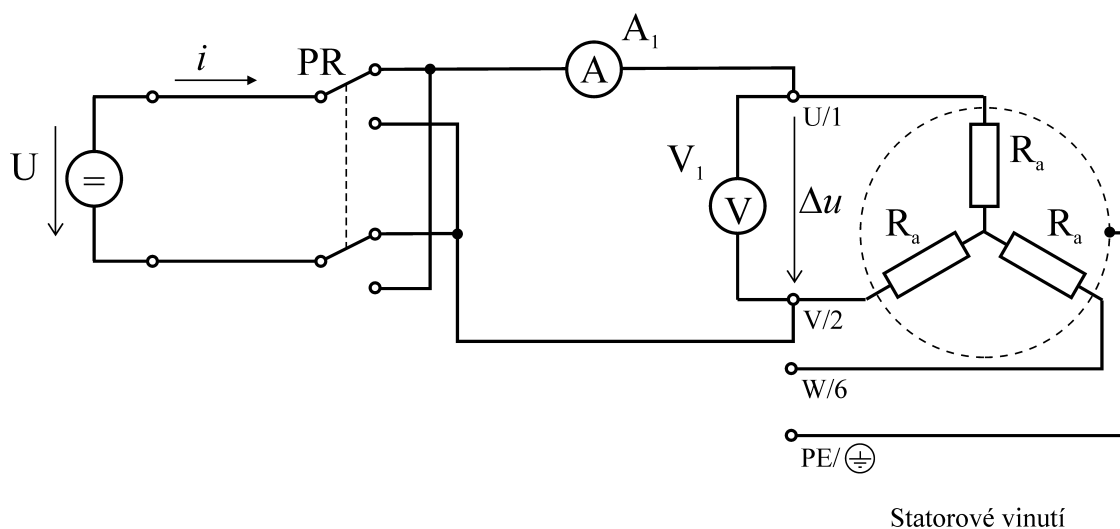
Nad pracovní deskou v levé části se nacházejí ovládací panely. Jsou navrženy tak, aby svými prvky pokryly standardní vstupní a výstupní rozhraní příslušné řídicí jednotky pohonu.

B Měření odporu statorového vinutí

Činný odpor statorového vinutí patří mezi základní parametry náhradního schéma elektrických strojů a ovlivňuje tak vlastnosti matematického modelu stroje.

Protože můžeme s vysokou pravděpodobností předpokládat, že hodnota činného odporu vinutí se bude pohybovat v jednotkách ohmů, musíme zvolit vhodnou měřicí metodu. V úvahu přichází tzv. čtyřvodičová metoda měření. Princip spočívá v měření úbytku napětí na koncích vinutí, pokud je toto vinutí protékáno elektrickým proudem, jehož velikost také měříme.

Při měření musíme dbát na kvalitní připojení všech vodičů ke svorkám, aby případné přechodové odpory neovlivňovaly měření.



Obr. B.1: Schema měřicího obvodu pro měření činného odporu statorového vinutí.

Celkem provedeme dvě měření. Při prvním měříme přímo na svorkách servomotoru, při druhém měříme odpor vinutí včetně odporu přívodního kabelu. Tuto hodnotu odporu vinutí zjišťuje i řídicí jednotka Simovert Masterdrives Motion Control při uvádění do provozu a používá ji ve svém matematickém modelu.

B.1 Použité přístroje

- Měřený synchronní elektromotor 1FT6062-6AF71.
- Stabilizovaný zdroj napětí: Statron 2229
- V_1 : multimetr Voltcraft ME-22T, rozsah 2 V, deklarovaná přesnost $\pm(0,3 \text{ \% z hodnoty} + 1 \text{ jednotka})$.
- A_1 : multimetr Unitest Hexagon 720, rozsah 500 mA, deklarovaná přesnost $\pm(0,1 \text{ \% z hodnoty} + 20 \text{ jednotek})$.
- Teploměr: multimetr Unitest Hexagon 720, termočlánek typu K, deklarovaná přesnost $\pm(0,3 \text{ \% z hodnoty} + 1^\circ\text{C})$.

B.2 Postup měření

Zapojíme měřicí obvod podle obrázku. Měřicí přívody připojíme přímo na piny silového konektoru servomotoru.

Na zdroji nastavíme napětí tak, aby úbytek napětí na svorkách vinutí servomotoru nepřekročil 2 V.

Měříme proud obvodem a úbytek napětí na svorkách servomotoru. Při měření vyčkáme, až se údaj na přístrojích ustálí. Změníme smysl toku proudu obvodem a měření opakujeme.

Opakovaně provedeme celkem deset měření a získané údaje vyhodnotíme.

Celý postup měření opakujeme pro servomotor včetně přívodního napájecího kabelu.

B.3 Zpracování měření

Na přesnost měření může mít vliv termoelektrické napětí vznikající na svorkách z rozdílného materiálu v obvodu měření napětí. Tento jev eliminujeme provedením měření s opačným směrem toku proudu obvodem

$$\Delta u = \frac{\Delta u_{+i} + |\Delta u_{-i}|}{2} \quad (\text{B.1})$$

Protože při změně polarity napětí může kolísat hodnota proudu procházejícího obvodem, určíme nejprve velikost odporu vinutí dle Ohmova zákona:

$$R_{+i} = \frac{\Delta u_{+i}}{i_{+i}}, \quad R_{-i} = \frac{\Delta u_{-i}}{i_{-i}} \quad (\text{B.2})$$

Výsledná hodnota činného odporu vinutí bez vlivu termoelektrického napětí jest

$$R = \frac{R_{+i} + R_{-i}}{2} \quad (\text{B.3})$$

Protože vinutí statoru servomotoru jsou zapojena do hvězdy, odpor vinutí jedné fáze je poloviční vzhledem k naměřené hodnotě.

$$R_a = \frac{R}{2} \quad (\text{B.4})$$

Pro druhé měření, které zahrnuje i vliv odporu přívodního napájecího kabelu, postupujeme podobným způsobem. Výslednou hodnotu činného odporu v jedné fázi určíme jako:

$$R_{ak} = \frac{R}{2} \quad (\text{B.5})$$

Tato veličina je podle schéma na obrázku určena součtem činného odporu vinutí statoru v jedné fázi a činného odporu přívodního vodiče.

$$R_{ak} = R_v + R_a \quad (\text{B.6})$$

B.4 Chyby měření

Činný odpor vodiče je závislý na jeho teplotě. Aby získané hodnoty nebyly tímto jevem významně ovlivněny, je protékající proud záměrně zvolen nízký. Ztrátový výkon ve vinutí tak činí pouze 0,35 W. Během měření se teplota vinutí nezměnila a činila 19°C.

Vliv termoelektrických napětí byl odstraněn použitou metodou měření.

Výsledná chyba měření je dána především přesností použitých měřicích přístrojů. Pro každý naměřený údaj spočítáme maximální chybu, např.:

$$\Delta U = \pm(0,003 \cdot 1,902 + 0,001) = \pm 0,007 \text{ V} \quad (\text{B.7})$$

Dále spočítáme směrodatnou chybu, která pro digitální přístroje činí:

$$\sigma \bar{U} = \Delta U \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} = \frac{\pm 0,007}{\sqrt{3}} = \pm 0,004 \text{ V} \quad (\text{B.8})$$

a naměřené hodnoty uvedeme ve tvaru $U \pm \sigma \bar{U}$. Analogicky postupujeme při zpracování naměřených hodnot proudu.

Směrodatnou chybu $\sigma \bar{R}$ vypočteného odporu určíme z věty o přenosu chyb. Protože převodním vztahem jest Ohmův zákon, tedy podíl napětí a proudu, pak platí speciální případ věty:

$$\sigma \bar{R} = \sqrt{(\sigma \bar{U})^2 + (-\sigma \bar{I})^2} \quad (\text{B.9})$$

Z dvou po sobě jdoucích měření s opačným směrem průchodu proudu spočítáme velikost činného odporu podle 4.3, příslušná směrodatná chyba se opět určí podle věty o přenosu chyby.

Z hodnot R_a opakovaných měření vypočteme průměrnou hodnotu odporu a jeho směrodatnou chybu. Výsledná hodnota činného odporu jedné fáze vinutí je uvedena buď s chybou opakovaného měření nebo s chybou přístrojů. Použita je větší z obou hodnot.

$$\bar{R} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N R_i \quad \sigma \bar{R} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (R_i - \bar{R})^2}{N(N-1)}} \quad (\text{B.10})$$

B.5 Naměřené a vypočtené hodnoty

B.5.1 Měření bez vlivu přírodního silového kabelu

Teplota před začátkem měření: $t_1 = (21 \pm 1)^\circ\text{C}$.

Teplota po skončení měření: $t_2 = (21 \pm 1)^\circ\text{C}$.

B. MĚŘENÍ ODPORU STATOROVÉHO VINUTÍ

Tabulka B.1: Měření činného odporu vinutí R_a .

| č. měř. | Δu_{+i} [V] | i_{+i} [mA] | R_{+i} [Ω] | Δu_{-i} [V] | i_{-i} [mA] | R_{-i} [Ω] | R [Ω] | R_a [Ω] |
|---------|------------------------|------------------|--------------------------|------------------------|------------------|--------------------------|---------------------|-----------------------|
| 1. | 1,902 | 365,8 | 5,200 | -1,886 | -363,4 | 5,190 | 5,195 | $2,597 \pm 0,005$ |
| 2. | 1,897 | 364,9 | 5,199 | -1,909 | -367,4 | 5,196 | 5,197 | $2,599 \pm 0,005$ |
| 3. | 1,898 | 365,0 | 5,200 | -1,906 | -366,9 | 5,195 | 5,197 | $2,599 \pm 0,005$ |
| 4. | 1,917 | 368,7 | 5,199 | -1,918 | -369,2 | 5,195 | 5,197 | $2,599 \pm 0,005$ |
| 5. | 1,887 | 363,2 | 5,195 | -1,896 | -365,0 | 5,195 | 5,195 | $2,598 \pm 0,005$ |
| 6. | 1,893 | 364,1 | 5,199 | -1,903 | -366,2 | 5,197 | 5,198 | $2,599 \pm 0,005$ |
| 7. | 1,902 | 365,6 | 5,202 | -1,897 | -365,0 | 5,197 | 5,200 | $2,600 \pm 0,005$ |
| 8. | 1,915 | 368,1 | 5,202 | -1,912 | -367,9 | 5,197 | 5,200 | $2,600 \pm 0,005$ |
| 9. | 1,901 | 365,5 | 5,201 | -1,888 | -363,3 | 5,197 | 5,199 | $2,599 \pm 0,005$ |
| 10. | 1,882 | 362,0 | 5,199 | -1,884 | -362,6 | 5,196 | 5,197 | $2,599 \pm 0,005$ |

Hodnota činného odporu jedné fáze statorového vinutí z opakovaného měření činí:

$$R_a = (2,599 \pm 0,005) \Omega.$$

B.5.2 Měření s vlivem přívodního kabelu

Teplota před začátkem měření: $t_1 = (20 \pm 1)^\circ\text{C}$.

Teplota po skončení měření: $t_2 = (20 \pm 1)^\circ\text{C}$.

Tabulka B.2: Měření činného odporu vinutí R_a včetně přívodního kabelu.

| č. měř. | Δu_{+i} [V] | i_{+i} [mA] | R_{+i} [Ω] | Δu_{-i} [V] | i_{-i} [mA] | R_{-i} [Ω] | R [Ω] | R_{ak} [Ω] |
|---------|------------------------|------------------|--------------------------|------------------------|------------------|--------------------------|---------------------|--------------------------|
| 1. | 1,942 | 356,9 | 5,441 | -1,922 | -353,6 | 5,436 | 5,438 | $2,719 \pm 0,005$ |
| 2. | 1,930 | 354,6 | 5,443 | -1,918 | -353,0 | 5,433 | 5,438 | $2,719 \pm 0,005$ |
| 3. | 1,940 | 356,7 | 5,439 | -1,942 | -357,6 | 5,431 | 5,435 | $2,717 \pm 0,005$ |
| 4. | 1,886 | 347,1 | 5,434 | -1,918 | -353,0 | 5,433 | 5,434 | $2,717 \pm 0,005$ |
| 5. | 1,935 | 355,8 | 5,438 | -1,927 | -354,5 | 5,436 | 5,437 | $2,719 \pm 0,005$ |
| 6. | 1,899 | 348,9 | 5,443 | -1,924 | -354,1 | 5,433 | 5,438 | $2,719 \pm 0,005$ |
| 7. | 1,917 | 352,3 | 5,441 | -1,870 | -344,0 | 5,436 | 5,439 | $2,719 \pm 0,005$ |
| 8. | 1,891 | 351,1 | 5,386 | -1,915 | -352,4 | 5,434 | 5,410 | $2,705 \pm 0,005$ |
| 9. | 1,939 | 356,7 | 5,436 | -1,968 | -361,0 | 5,452 | 5,444 | $2,722 \pm 0,005$ |
| 10. | 1,936 | 356,0 | 5,438 | -1,928 | -354,8 | 5,434 | 5,436 | $2,718 \pm 0,005$ |

Hodnota činného odporu jedné fáze statorového vinutí včetně přívodního vodiče činí:

$$R_{ak} = (2,717 \pm 0,005) \Omega.$$

Přesnost měření můžeme přibližně zhodnotit určením odporu přívodního kabelu a porovnáním s tabelovanými hodnotami.

Odpor přívodního kabelu získaný měřením činí:

$$R_v = R_{ak} - R_a = 2,717 - 2,599 = 0,119 \, \Omega \quad (\text{B.11})$$

Přívodní kabel je typu 6FX8002, v provedení 4×1,5. Obsahuje čtyři žíly o jmenovitém průřezu 1,5 mm², svinuté z měděných lanek. Délka kabelu činí 10 m.

K výpočtu činného odporu nelze použít klasický vzorec, protože díky složení žíly z jednotlivých lanek není známý aktivní průřez vodiče, kterým protéká elektrický proud. Hodnoty činného odporu těchto kabelů jsou proto tabelovány (podle VDE0295, IEC60228) a udávají se maximální hodnoty.

Výrobci¹ tohoto typu kabelu shodně uvádějí maximální hodnotu činného odporu $R_{vmax} = 13,3 \, \Omega \cdot \text{km}^{-1}$. Po přepočtu na délku 10 m získáme údaj $R'_v = 0,133 \, \Omega$. Změřená hodnota je nižší než povolená maximální hodnota, oba údaje se liší o cca 10%.

Druhou možností kontroly představuje porovnání naměřených hodnot s hodnotami, které identifikuje řídicí jednotka servopohonu při uvádění do provozu. Činný odpor vinutí připojeného elektromotoru tvoří jeden z parametrů matematického modelu, který řídicí jednotka dokáže změřit. Hodnota je uložena v parametru *P121 Stator Resist* a činí 3,464 Ω. Řídicí jednotka měří odpor včetně přívodních vodičů, odchylka obou hodnot již činí přibližně 22%. Tento rozdíl lze zdůvodnit nízkou přesností měření řídicí jednotky.

Dále porovnáme experimentálně určený činný odpor s hodnotou R_{str} , kterou udává výrobce v datovém listu. Tolerance tohoto údaje činí typicky ±5% nebo teoreticky až ±10%.

Tabulka B.3: Porovnání hodnot činného odporu vinutí R_a

| $R_a \, [\Omega]$ | |
|-------------------|---------------------------------------|
| $2,599 \pm 0,005$ | experiment – pouze vinutí |
| $2,717 \pm 0,005$ | experiment – včetně přívodního vodiče |
| $3,464 \pm ?$ | měření řídicí jednotky |
| $2,6 \pm 0,1$ | datový list – typicky |
| $2,6 \pm 0,3$ | datový list – teoreticky |

Závěrem můžeme konstatovat, že použitá metoda měření nevykazuje hrubé chyby a v rámci použitých přístrojů je přesná. Do matematických modelů použitých v této práci jsou důsledně dosazovány experimentálně zjištěné hodnoty odporu včetně přívodních vodičů.

¹ Např. firma Siemens nebo Lappkabel

C Měření indukčnosti vinutí

Měření indukčnosti vinutí elektrických strojů představuje poměrně složitý problém, který lze řešit několika způsoby.

Katalogové listy výrobců ve většině případů informací o hodnotě statorové indukčnosti L neobsahují. Např. firma Siemens udává tzv. trojfázovou indukčnost statoru L_D , ovšem bez bližšího vysvětlení. Je tedy možné se domnívat, že se jedná o složku L_d statorové indukčnosti použitou v matematickém modelu. Jako nejvhodnější se tak jeví provedení experimentálního měření a vypočítání požadovaných hodnot indukčností.

Postup měření je popsán např. v [4] nebo [6], následující experiment vychází z detailního popisu uvedeného v [6].

C.1 Použité přístroje

1. Měřený synchronní elektromotor 1FT6062-6AF71.
2. Stabilizovaný zdroj napětí: Statron 2229
3. V1: multimetr Voltcraft ME-22T, rozsah 2 V, deklarovaná přesnost $\pm(0,3 \% \text{ z hodnoty} + 1 \text{ jednotka})$.
4. A1: multimetr Unitest Hexagon 720, rozsah 500 mA, deklarovaná přesnost $\pm(0,1 \% \text{ z hodnoty} + 20 \text{ jednotek})$.
5. Teploměr: multimetr Unitest Hexagon 720, termočlánek typu K, deklarovaná přesnost $\pm(0,3 \% \text{ z hodnoty} + 1^\circ\text{C})$.

C.2 Postup měření

C.2.1 Odvození výpočtu indukčnosti L_d

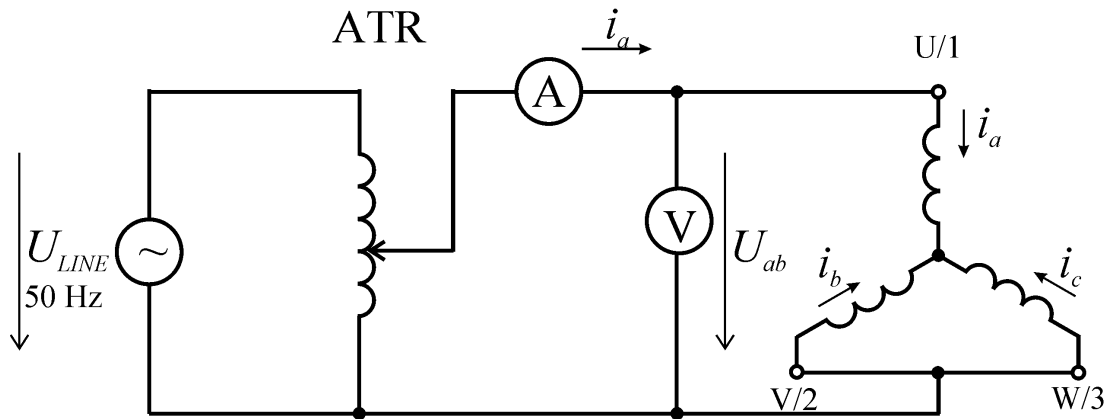
Podmínkou měření indukčnosti L_d ve směru d-osy je natočení rotoru do elektrické polohy $\vartheta = \pi/2$. Pokud je stroj vybaven snímačem polohy s vhodným kalibrováním, pak natočení nepředstavuje problém. Měníče Masterdrives MotionControl dovolují měřit elektrický úhel natočení rotoru, ovšem úhel natočení se nevyjadřuje ve stupních, ale jako celé číslo v rozsahu 32 bitů. Není ovšem předem známo, jaké číslo odpovídá pootočení rotoru o jeden stupeň.

Rotor lze ovšem do požadovaného směru orientovat vhodným zapojení fází a buzením stejnosměrným napětím.

Orientace rotoru do polohy $\vartheta = \pi/2$ docílíme, pokud spojíme fáze V a W statorového vinutí a na svorky fází U a V přivedeme stejnosměrné napětí. Procházející proud by měl mít nižší hodnotu než jmenovitý proud motoru. Vektor magnetické pole statoru má shodný směr jako a-osa. V důsledku toho se rotor natočí tak, že d-osa se ztotožní s a-osou. V této poloze je nutné rotor mechanicky zablokovat.

Nyní můžeme změřit impedanci Z_m tohoto zapojení např. běžným RLC-metrem, který je schopen vyjádřit obě složky neznámé impedance. K dispozici ovšem byly přístroje, které nejsou schopny dodat střídavé měřicí napětí takové velikosti, aby vinutím protékal proud o velikosti srovnatelné s jmenovitým proudem motoru. Tento nedostatek lze opominout při měření indukčnosti L_d , protože většina regulačních strategií udržuje proud I_d minimální či nulový. V případě měření indukčnosti L_q může mít výše uvedené opomenutí vliv na velikost změřené indukčnosti.

Díky znalosti činného odporu vinutí R_s (viz kapitola B) můžeme snadno určit reálnou část



Obr. C.1: Schema měřicího obvodu pro měření činného odporu statorového vinutí.

měřené impedance Z_m . Pokud vinutí budeme napájet pomocí autotransformátoru, stačí měřit pouze velikost napětí na neznámé impedanci a velikost proudu procházející touto impedancí. Z těchto hodnot již lze vypočítat velikost indukčnosti měřené impedance, jak ukazují následující odstavce.

Okamžitou hodnotu napětí u_d můžeme vyjádřit jako:

$$u_d = \frac{2}{3} (u_a \sin(\vartheta) + u_b \sin(\vartheta - 2\pi/3) + u_c \sin(\vartheta + 2\pi/3)) \quad (C.1)$$

což pro $\vartheta = \pi/2$ můžeme upravit na:

$$u_d = \frac{2}{3} \left(u_a - \frac{1}{2} u_b - \frac{1}{2} u_c \right) \quad (C.2)$$

Výraz lze přepsat do tvaru

$$u_d = \frac{2}{3} \left(\frac{1}{2} (u_a - u_b) + \frac{1}{2} (u_a - u_c) \right) \quad (C.3)$$

Protože fáze b- a c- jsou spojeny, platí rovnost $u_{ac} = u_{ab}$ a výraz lze upravit do konečné podoby:

$$u_d = \frac{2}{3} u_{ab} \quad (C.4)$$

Okamžitou hodnotu proudu i_d můžeme zapsat vztahem

$$i_d = \frac{2}{3} (i_a \sin(\vartheta) + i_b \sin(\vartheta - 2\pi/3) + i_c \sin(\vartheta + 2\pi/3)) \quad (C.5)$$

Pokud uvažujeme situaci, kdy $\vartheta = \pi/2$, výraz se zjednoduší

$$i_d = \frac{2}{3} \left(i_a - \frac{1}{2} i_b - \frac{1}{2} i_c \right) \quad (C.6)$$

Vzhledem ke skutečnosti, že stroj má statorová vinutí zapojena do hvězdy, platí pro proudy jednotlivých fází rovnost

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{C.7})$$

Úpravou výrazu C.6 získáme

$$i_d = i_a \quad (\text{C.8})$$

Impedanci statorového vinutí v ose d- lze tedy vyjádřit jako

$$\mathbf{Z}_d = \frac{\mathbf{u}_d}{\mathbf{i}_d} \quad (\text{C.9})$$

A dosazením získáme

$$\mathbf{Z}_d = \frac{2}{3} \frac{\mathbf{u}_{ab}}{\mathbf{i}_a} = \frac{2}{3} \mathbf{Z}_m \quad (\text{C.10})$$

Pokud analyzujeme napěťovou rovnici u_d modelu stroje pro $\omega = 0$ s dosazením za spřažený magnetický tok Ψ_d :

$$u_d = R_s \cdot i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \quad (\text{C.11})$$

je jasné, že

$$\mathbf{Z}_d = R_s + j X_{Ld} \quad (\text{C.12})$$

Podle schéma měření na obrázku C.1 je zřejmé, že mezi svorkami U a V lze změřit impedanci

$$\mathbf{Z}_m = R + j X_L = \frac{3}{2} R_s + j X_L \quad (\text{C.13})$$

kde činná složka R má velikost $3/2$ odporu vinutí jedné fáze R_s a X_L představuje induktivní reaktanci statorových vinutí zapojených podle schéma. Pokud dosadíme za \mathbf{Z}_m do C.10, pak

$$\mathbf{Z}_d = \frac{2}{3} \mathbf{Z}_m = R_s + j \frac{2}{3} X_L \quad (\text{C.14})$$

Porovnáme-li vztahy C.12 a C.14, reaktanci statorového vinutí X_{Ld} lze zřejmě vypočítat jako

$$X_{Ld} = \frac{2}{3} X_L \quad (\text{C.15})$$

Protože měříme pouze velikosti napětí $|\mathbf{u}_{ab}|$ a proudu $|\mathbf{i}_a|$, známe velikost impedance \mathbf{Z}_m , kterou lze dle výše uvedeného zapsat jako:

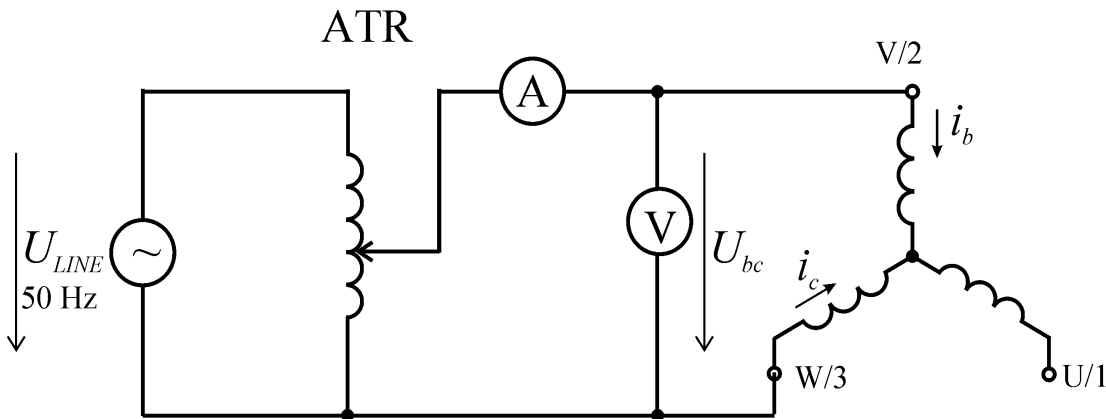
$$|Z_m| = \frac{|u_{ab}|}{|i_a|} = \sqrt{R^2 + X_L^2} = \sqrt{\left(\frac{3}{2}R_s\right)^2 + X_L^2} \quad (C.16)$$

Dosazením C.15 do C.16 lze indukčnost L_d vyjádřit jako:

$$L_d = \frac{2}{3} \cdot \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{|u_{ab}|^2}{|i_a|^2} - \left(\frac{3}{2}R_s\right)^2} \quad (C.17)$$

C.2.2 Odvození výpočtu indukčnosti L_q

V případě měření indukčnosti L_q je postup velmi podobný jako v předchozím případě. Rotor stroje zůstane mechanicky zablokovaný ve stejné poloze, změní se pouze zapojení měřicího obvodu, viz. obrázek C.2. Fáze U statorového vinutí zůstane nezapojena, měřící obvod připojíme na svorky V a W statorového vinutí.



Obr. C.2: Schema měřicího obvodu pro měření činného odporu statorového vinutí.

Napětí u_q můžeme zapsat pomocí vztahu

$$u_q = \frac{2}{3} (u_a \cos(\vartheta) + u_b \cos(\vartheta - 2\pi/3) + u_c \cos(\vartheta + 2\pi/3)) \quad (C.18)$$

který lze pro $\vartheta = \pi/2$ upravit na výraz

$$u_q = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} u_b - \frac{\sqrt{3}}{2} u_c \right) \quad (C.19)$$

a zjednodušit:

$$u_q = \frac{1}{\sqrt{3}} (u_b - u_c) = \frac{1}{\sqrt{3}} u_{bc} \quad (C.20)$$

Okamžitá hodnota proudu i_q budiž:

$$i_q = \frac{2}{3} (i_a \cos(\vartheta) + i_b \cos(\vartheta - 2\pi/3) + i_c \cos(\vartheta + 2\pi/3)) \quad (\text{C.21})$$

Což pro elektrický úhel $\vartheta = \pi/2$ přejde na

$$i_q = \frac{2}{3} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_b - \frac{\sqrt{3}}{2} i_c \right) \quad (\text{C.22})$$

Protože $i_b = -i_c$, platí

$$i_q = \frac{2\sqrt{3}}{3} i_b \quad (\text{C.23})$$

Impedance statorového vinutí v q-ose je tedy

$$\mathbf{Z}_q = \frac{\mathbf{u}_q}{\mathbf{i}_q} \quad (\text{C.24})$$

Dosazením za \mathbf{u}_q a \mathbf{i}_q získáme rovnici

$$\mathbf{Z}_q = \frac{1}{2} \frac{\mathbf{u}_{ab}}{\mathbf{i}_a} = \frac{1}{2} \mathbf{Z}_m \quad (\text{C.25})$$

Z napěťové rovnice \mathbf{u}_q modelu stroje (za podmínky, že $\omega = 0$) a při dosazení za spřažený magnetický tok Ψ_q :

$$\mathbf{u}_q = R_s \cdot \mathbf{i}_q + L_q \frac{d\mathbf{i}_q}{dt} \quad (\text{C.26})$$

vyplývá, že

$$\mathbf{Z}_q = R_s + j X_{Lq} \quad (\text{C.27})$$

Podle schema zapojení měřicího obvodu je impedance mezi svorkami V a W zřejmě

$$\mathbf{Z}_m = R + j X_L = 2R_s + j X_L \quad (\text{C.28})$$

jejíž činná složka je rovna dvojnásobku odporu vinutí jedné fáze R_s a X_L zde představuje reaktanci statorových vinutí. Dosazením za \mathbf{Z}_m do C.26 obdržíme

$$\mathbf{Z}_q = \frac{1}{2} \mathbf{Z}_m = R_s + j \frac{X_L}{2} \quad (\text{C.29})$$

a porovnáním C.27 s C.29 dospějeme k výrazu

$$X_{Lq} = \frac{1}{2} X_L \quad (\text{C.30})$$

Ze znalosti velikosti napětí $|\mathbf{u}_{bc}|$ a proudu $|\mathbf{i}_b|$ lze určit velikost impedance \mathbf{Z}_m :

$$|Z_m| = \frac{|u_{bc}|}{|i_b|} = \sqrt{R^2 + X_L^2} = \sqrt{(2R_s)^2 + X_L^2} \quad (C.31)$$

Pomocí C.30 a C.31 lze indukčnost L_q vypočítat jako

$$L_q = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{|u_{bc}|^2}{|i_b|^2} - (2R_s)^2} \quad (C.32)$$

C.2.3 Postup měření

V obou případech je postup při měření stejný.

Nejprve orientujeme rotor stroje tak, aby $\vartheta = \pi/2$ a v této poloze rotor mechanicky zajistíme proti otáčení. Postup orientace rotoru popisuje kapitola C.2.1. Mechanické blokování rotoru je nezbytné zejména při měření L_q indukčnosti, chvění volného rotoru významně ovlivňuje hodnotu impedance Z_m .

Zapojíme měřicí obvod podle schéma na obrázku C.1 resp. C.2, pro snadnější práci můžeme motor zapojit včetně napájecího kabelu. V takovém případě do měření zahrneme i vliv činného odporu přívodních vodičů

Pomocí autotransformátoru měníme velikost napětí na svorkách elektromotoru tak, aby obvodem procházel požadovaný proud. Jeho velikost nastavujeme po vhodných krocích až do jmenovité hodnoty statorového proudu servomotoru (tabulka A.3).

Z voltmetru a ampérmetru odečítáme naměřené hodnoty napětí a proudu, odečet provedeme až po ustálení hodnoty, údaje zapisujeme do tabulky a zpracujeme.

C.2.4 Zpracování měření

Pro každou dvojici hodnot napětí a proudu vypočteme velikost indukčnosti L_d , resp. L_q . Protože je obvod napájen ze síťového napětí, úhlová frekvence ω je tedy $\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 50 = 314,159 \text{ rad.s}^{-1}$.

V provedených experimentech byl použit přívodní napájecí kabel servomotoru a proto dosazujeme hodnotu činného odporu statorového vinutí $R_a = (2,717 \pm 0,005) \Omega$.

Naměřené hodnoty vyneseme do grafu jako $L_d = f(I)$, resp $L_q = f(I)$ a posoudíme míru závislosti indukčnosti na procházejícím proudu.

C.2.5 Chyby měření

Výsledná chyba měření je dána především přesností použitých měřicích přístrojů. Pro každý naměřený údaj vyjádříme maximální chybu:

$$\Delta U_{ab} = \pm(0,005 \cdot 0,548 + 0,003) = \pm 0,006 \text{ V} \quad (C.33)$$

Směrodatná odchylka naměřené hodnoty činí:

$$\sigma \overline{U_{ab}} = \Delta U_{ab} \cdot \frac{1}{\sqrt{3}} = \frac{\pm 0,006}{\sqrt{3}} = \pm 0,003 \text{ V} \quad (C.34)$$

Všechny naměřené hodnoty napětí uvedeme v tabulce ve tvaru $U \pm \sigma \overline{U}$. Stejně postupujeme i při zpracování naměřených hodnot proudu.

Směrodatnou chybu indukčnosti $\sigma \overline{L}_d$, resp. $\sigma \overline{L}_q$ určíme z věty o přenosu chyb.

$$\sigma \overline{L}_d = \sqrt{\left(\frac{\partial L_d}{\partial U_{ab}} \sigma \overline{U}_{ab}\right)^2 + \left(\frac{\partial L_d}{\partial I_a} \sigma \overline{I}_a\right)^2 + \left(\frac{\partial L_d}{\partial R_s} \sigma \overline{R}_s\right)^2} \quad (\text{C.35})$$

Vzorce pro výpočet L_d a L_q byly odvozeny v předešlých odstavcích (C.2.1 resp. C.2.2).

Střední hodnotu indukčnosti vypočteme jako aritmetický průměr z naměřených hodnot. Pro tuto hodnotu vypočteme příslušnou směrodatnou chybu. Veličina L ve vzorcích odpovídá veličinám L_d resp. L_q

$$\overline{L} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N L_i \quad \sigma \overline{L} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (L_i - \overline{L})^2}{N(N-1)}} \quad (\text{C.36})$$

C.3 Naměřené a vypočtené hodnoty

C.3.1 Měření L_d

Tabulka C.1: Měření indukčnosti L_d .

| U_{ab} [V] | I_a [A] | L_d [H] |
|-------------------|-------------------|---------------------|
| $0,603 \pm 0,004$ | $0,063 \pm 0,003$ | $0,0186 \pm 0,0009$ |
| $1,713 \pm 0,007$ | $0,178 \pm 0,004$ | $0,0185 \pm 0,0004$ |
| $3,908 \pm 0,014$ | $0,402 \pm 0,004$ | $0,0187 \pm 0,0002$ |
| $4,857 \pm 0,016$ | $0,500 \pm 0,005$ | $0,0187 \pm 0,0002$ |
| $5,99 \pm 0,02$ | $0,611 \pm 0,005$ | $0,0189 \pm 0,0002$ |
| $7,29 \pm 0,02$ | $0,741 \pm 0,005$ | $0,0190 \pm 0,0001$ |
| $9,13 \pm 0,05$ | $0,927 \pm 0,006$ | $0,0190 \pm 0,0002$ |
| $11,32 \pm 0,05$ | $1,141 \pm 0,006$ | $0,0192 \pm 0,0001$ |
| $14,93 \pm 0,06$ | $1,499 \pm 0,007$ | $0,0193 \pm 0,0001$ |
| $20,26 \pm 0,08$ | $2,028 \pm 0,009$ | $0,0194 \pm 0,0001$ |
| $25,33 \pm 0,09$ | $2,544 \pm 0,011$ | $0,0193 \pm 0,0001$ |
| $29,92 \pm 0,11$ | $3,013 \pm 0,012$ | $0,0192 \pm 0,0001$ |
| $35,24 \pm 0,12$ | $3,559 \pm 0,014$ | $0,0192 \pm 0,0001$ |

Střední hodnota indukčnosti statorového vinutí L_d činí:

$$L_d = (0,0190 \pm 0,0002) \text{ H}$$

C.3.2 Měření L_q Tabulka C.2: Měření indukčnosti L_q .

| U_{bc} [V] | I_b [A] | L_q [H] |
|-------------------|-------------------|---------------------|
| $0,548 \pm 0,003$ | $0,040 \pm 0,003$ | $0,0200 \pm 0,0015$ |
| $1,760 \pm 0,007$ | $0,131 \pm 0,003$ | $0,0196 \pm 0,0005$ |
| $2,866 \pm 0,010$ | $0,213 \pm 0,004$ | $0,0196 \pm 0,0004$ |
| $3,668 \pm 0,013$ | $0,273 \pm 0,004$ | $0,0195 \pm 0,0003$ |
| $4,768 \pm 0,016$ | $0,354 \pm 0,004$ | $0,0196 \pm 0,0002$ |
| $5,161 \pm 0,017$ | $0,381 \pm 0,004$ | $0,0197 \pm 0,0002$ |
| $6,16 \pm 0,02$ | $0,453 \pm 0,004$ | $0,0198 \pm 0,0002$ |
| $8,30 \pm 0,03$ | $0,608 \pm 0,005$ | $0,0200 \pm 0,0002$ |
| $10,54 \pm 0,03$ | $0,770 \pm 0,005$ | $0,0200 \pm 0,0001$ |
| $12,78 \pm 0,04$ | $0,929 \pm 0,006$ | $0,0201 \pm 0,0001$ |
| $15,70 \pm 0,05$ | $1,141 \pm 0,006$ | $0,0201 \pm 0,0001$ |
| $19,39 \pm 0,06$ | $1,399 \pm 0,007$ | $0,0203 \pm 0,0001$ |
| $25,36 \pm 0,08$ | $1,826 \pm 0,008$ | $0,0203 \pm 0,0001$ |
| $30,15 \pm 0,09$ | $2,165 \pm 0,009$ | $0,0204 \pm 0,0001$ |
| $35,35 \pm 0,11$ | $2,534 \pm 0,011$ | $0,0205 \pm 0,0001$ |
| $39,72 \pm 0,12$ | $2,849 \pm 0,012$ | $0,0204 \pm 0,0001$ |
| $44,95 \pm 0,14$ | $3,221 \pm 0,013$ | $0,0205 \pm 0,0001$ |
| $49,87 \pm 0,15$ | $3,573 \pm 0,014$ | $0,0205 \pm 0,0001$ |

Střední hodnota indukčnosti statorového vinutí ve směru osy q- má hodnotu:

$$L_q = (0,0201 \pm 0,0003) \text{ H}$$

Obě naměřené hodnoty je nutné porovnat s výsledky získanými z jiných měření nebo z jiných zdrojů. Jako první se nabízí katalogový list výrobce. Zde je uváděna tzv. trojfázová indukčnost vinutí $L_D = 19 \text{ mH}$. Výrobce ji definuje jako

$$L_D = \frac{3}{2} L_{ph} \quad (\text{C.37})$$

kde L_{ph} je indukčnosti jedné fáze statorového vinutí. Nepodařilo se bohužel zjistit, v jakém vztahu je indukčnost L_D vzhledem k parametrům matematického modelu L_d a L_q , které byly experimentálně zjištěny. Vezmeme-li v úvahu shodné písmeno indexu a pokud porovnáme velikost s naměřenými hodnotami, můžeme se oprávněně domnívat, že se jedná o indukčnost ve směru osy d-.

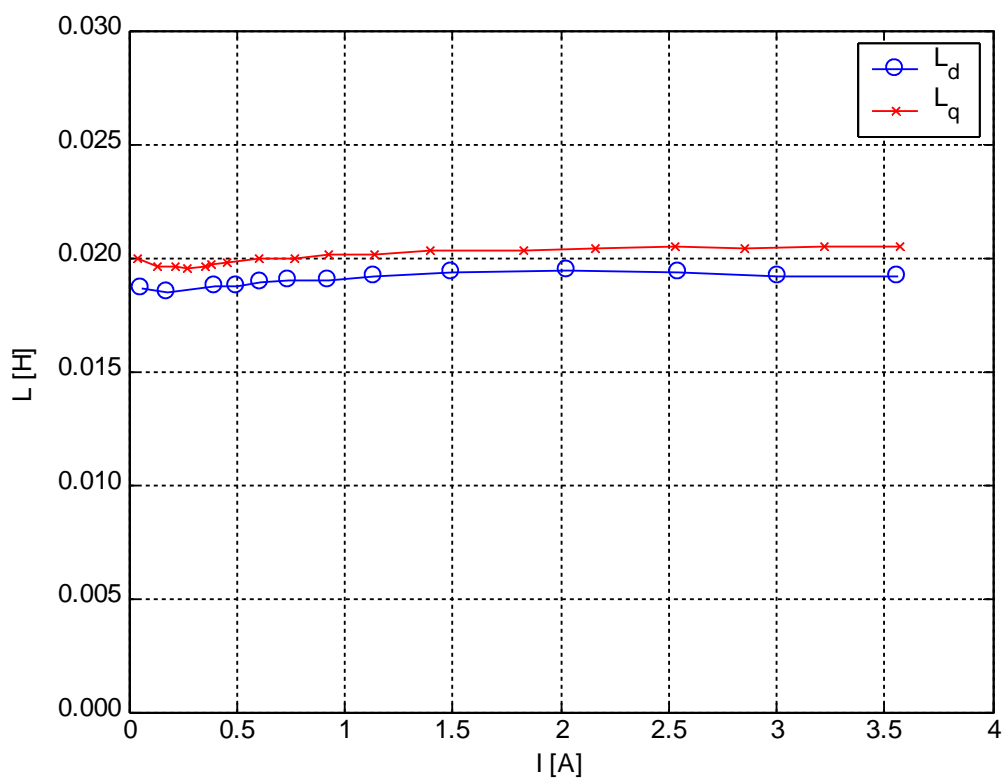
Jako další parametr pro kontrolu můžeme použít hodnoty indukčnosti statorového vinutí, které měří řídicí jednotka při identifikaci připojeného elektromotoru. Jedná se o parametr *P120 Main Field Induc* a parametr *P119 Ratio Lq/Ld*. Parametr *P120* = 19,9 mH představuje

opět trojfázovou indukčnost L_D . V parametru P119 je uveden poměr mezi indukčnostmi L_q/L_d , který pro použití servomotor nabývá hodnoty 1,109. Následující tabulka porovnává uvedené hodnoty:

Tabulka C.3: Porovnání hodnot indukčností satorového vinutí

| L_d [H] | L_q [H] | L_q/L_d [-] | |
|---------------------|---------------------|---------------------|------------------------|
| $0,0190 \pm 0,0002$ | $0,0201 \pm 0,0003$ | $1,0553 \pm 0,0004$ | experiment |
| $0,019 \pm ?$ | — | — | datový list výrobce |
| $0,0199 \pm ?$ | — | $1,109 \pm ?$ | měření řídicí jednotky |

Z tabulky je patrná velmi dobrá shoda mezi experimentem a údaji z datového listu, popř. údaji, které používá řídicí jednotka měniče.



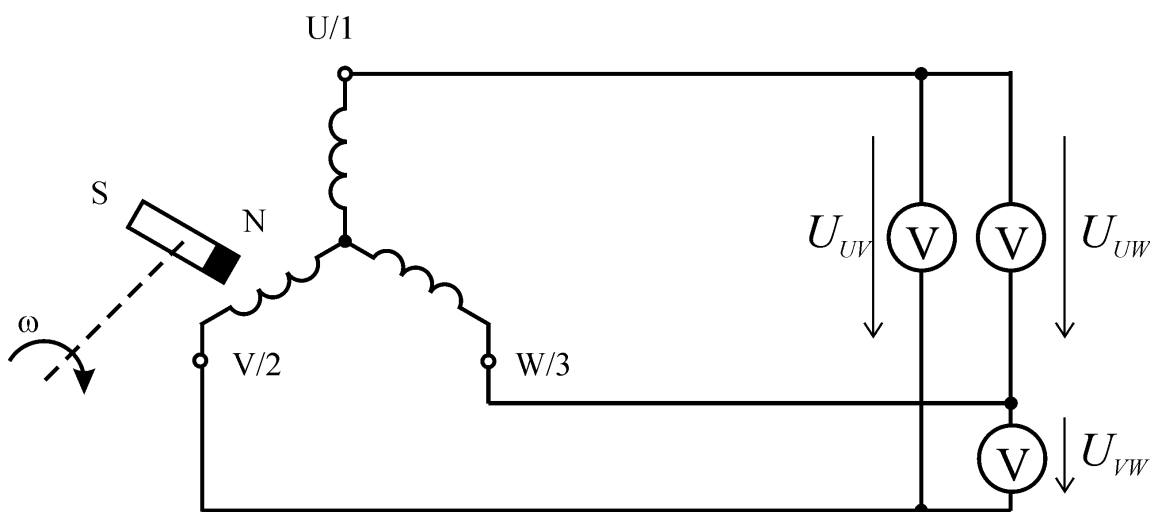
Obr. C.3: Závislost velikosti indukčností L_d a L_q na velikosti procházejícího proudu.

D Měření napěťové konstanty

Napěťová konstanta synchronního elektromotoru k_E je jedním z parametrů, který ovlivňuje vlastnosti matematického modelu synchronního motoru s permanentními magnety. Tuto konstantu využívá model popsany v příloze J a kapitole .

Určení hodnoty napěťové konstanty spočívá v měření indukovaného elektrického napětí na svorkách odpojeného synchronního motoru při nuceném otáčení hřídele rotoru známou rychlostí.

Měření provádíme podle schema na obrázku D.1 ve všech třech fázích motoru současně, měření opakujeme pro různé otáčky. Paralelně k jednotlivým voltmetrům jsou připojeny napěťové sondy osciloskopu. Prokládáme přímkou.



Obr. D.1: Závislost indukčností L_d a L_q na velikosti procházejícího proudu

D.1 Použité přístroje

1. Osciloskop Tektronix TDS224, 100MHz, čtyřkanálový.
2. Měřicí software WaveStar v2.4, pro přístroje Tektronix.
3. Digitální multimetry:
 - V1: Unitest Hexagon 720, rozsah 500 V AC, deklarovaná přesnost $\pm(0,4 \% \text{ z hodnoty} + 40 \text{ jednotek})$.
 - V2: Unitest Hexagon 320, rozsah 500 V AC, deklarovaná přesnost $\pm(0,5 \% \text{ z hodnoty} + 3 \text{ jednotky})$.
 - V3: Voltcraft ME-22T, deklarovaná přesnost $\pm(0,8 \% \text{ z hodnoty} + 3 \text{ jednotky})$ na rozsahu 200V AC, deklarovaná přesnost $\pm(1,2 \% \text{ z hodnoty} + 3 \text{ jednotky})$ na rozsahu 750V AC.Všechny multimetry jsou TrueRMS.
4. Snímač otáček: absolutní víceotáčkový, integrovaný v synchronním servomotoru, vyhodnocení údaje ze snímače provádí řídicí jednotka Simovert Masterdrives Motion

Control.

D.2 Postup měření

Měření provedeme na testovacím pracovišti popsaném v kapitole A. Pro nucené otáčení synchronního servomotoru využijeme pohon s asynchronním elektromotorem.

1. Pomocí spojky mechanicky spojíme rotor asynchronního motoru s hřídelí měřeného servomotoru. Měníč Siemens Micromaster MM440, který napájí asynchronní elektromotor nakonfiguruje jako otáčkový pohon, použijeme vektorový způsob řízení. Otáčky pohonu zadáváme pomocí šipek na operátorském panelu.
2. Synchronní servomotor 1FT6062-6AF71 odpojíme od výstupní svorkovnice řídicí jednotky Siemens Simovert Masterdrives Motion Control. Odpojíme pouze silový napájecí kabel. Řídicí jednotku zapneme a využijeme ji k zobrazování aktuální hodnoty otáček celého soustrojí. Na displej jednotky zvolíme parametr $r002\ n(act)$, který obsahuje aktuální hodnotu otáček synchronního servomotoru, tedy i celého soustrojí. Pro sledování ostatních parametrů (teplota vinutí servomotoru) použijeme firemní software *DriveMonitor*.
3. Na napájecí svorky servomotoru připojíme tři voltmetry podle schéma. Protože vinutí servomotoru jsou zapojena do trojúhelníku, musíme měřit sdružená napětí. Nastavujeme různé hodnoty otáček soustrojí a měříme efektivní hodnotu sdruženého indukovaného napětí U_{UV} , U_{VW} , U_{UW} . Tvar indukovaného napětí ověříme pomocí osciloskopu a zaznameneáme.
4. Během měření sledujeme hodnotu teploty servomotoru, kterou poskytuje řídicí jednotka Simovert Masterdrives Motion Control v parametru $r009\ Motor\ Temperat$.

D.3 Zpracování měření

Pro jednu hodnotu otáček jsou změřena tři sdružená indukovaná napětí U_{UV} , U_{VW} , U_{UW} . Protože napěťová konstanta k_E se určuje určuje shodná pro všechna vinutí motoru, střední hodnotu sdruženého napětí vypočteme aritmetickým průměrem (podle D.1). Naměřenou charakteristiku $U_i = f(n)$ zachycuje obrázek D.2.

$$U_i = \frac{U_{UV} + U_{VW} + U_{UW}}{3} \quad (D.1)$$

Protože použité voltmetry mají rozdílné rozsahy a tím i přesnosti, je střední hodnota indukovaného napětí zaokrouhlena na shodný počet platných cifer jako údaj z nejméně přesného měřicího přístroje (V3 pro měření U_{UW}).

Výslednou hodnotu napěťové konstanty k_E určíme metodou lineární regrese. Regresní přímka je popsána parametrickou rovnicí

$$U_i = \overline{k_E} \cdot n + U_{i0} \quad (D.2)$$

přičemž pro koeficient U_{i0} zjevně musí platit $U_{i0} = 0$. Nejlepší odhad směrnice k_E získáme:

$$k_E = \frac{\sum_{i=1}^N n_i \cdot U_{ei}}{\sum_{i=1}^N n_i^2} \quad (\text{D.3})$$

D.4 Chyby měření

Chyba měření napětí je dána především přesností použitých voltmetrů. Směrodatnou chybu střední hodnoty indukovaného napětí vypočítáme podle věty o přenosu chyby:

$$\sigma U_i = \sqrt{(\sigma U_{UV})^2 + (\sigma U_{VW})^2 + (\sigma U_{WU})^2} \quad (\text{D.4})$$

Směrodatnou chybu směrnice σk_E vypočteme podle

$$\sigma k_E = \sqrt{\frac{1}{N-1} \frac{\sum_{i=1}^N (U_i - k_E \cdot n_i)^2}{\sum_{i=1}^N n_i^2}} \quad (\text{D.5})$$

D.5 Změřené a vypočtené hodnoty

Teplota vinutí servomotoru před měřením byla 19°C, po měření 22°C.

Tabulka D.1 obsahuje naměřené hodnoty sdruženého indukovaného napětí, střední hodnotu tohoto napětí pro dané otáčky.

Tabulka D.1: Hodnoty sdruženého indukovaného napětí

| n [ot.min ⁻¹] | U_{UV} [V] | U_{VW} [V] | U_{WU} [V] | \bar{U}_i [V] |
|--------------------------------|-----------------|-----------------|-----------------|--------------------|
| 0 | 0,0 ± 0,2 | 0,0 ± 0,2 | 0,0 ± 0,2 | 0,0 ± 0,4 |
| 200 | 17,5 ± 0,3 | 18,6 ± 0,2 | 18,3 ± 0,3 | 18,1 ± 0,5 |
| 403 | 36,4 ± 0,3 | 37,6 ± 0,3 | 37,3 ± 0,4 | 37,1 ± 0,6 |
| 601 | 55,0 ± 0,4 | 56,3 ± 0,3 | 56,0 ± 0,4 | 55,8 ± 0,6 |
| 796 | 73,4 ± 0,4 | 74,6 ± 0,4 | 74,3 ± 0,5 | 74,1 ± 0,8 |
| 1000 | 92,3 ± 0,5 | 93,5 ± 0,5 | 93,3 ± 0,6 | 93,0 ± 0,9 |
| 1202 | 111,3 ± 0,5 | 112,5 ± 0,5 | 112,4 ± 0,7 | 112,1 ± 1,0 |
| 1400 | 129,8 ± 0,6 | 130,9 ± 0,6 | 130,8 ± 0,8 | 130,5 ± 1,1 |
| 1602 | 148,8 ± 0,6 | 150,0 ± 0,6 | 149,8 ± 0,9 | 149,5 ± 1,2 |
| 1798 | 167,1 ± 0,6 | 168,3 ± 0,7 | 168,1 ± 1,0 | 167,8 ± 1,4 |

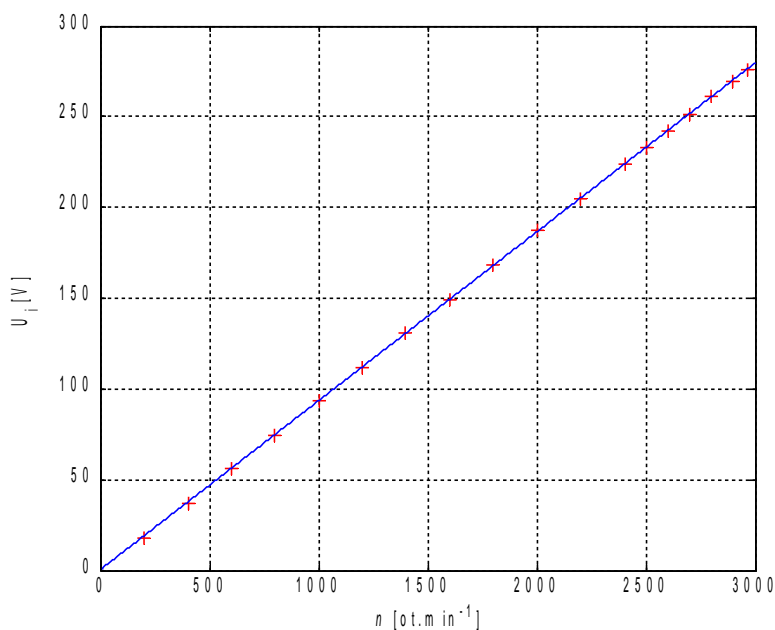
D. MĚŘENÍ NAPĚŤOVÉ KONSTANTY

| n [ot.min ⁻¹] | U_{UV} [V] | U_{VW} [V] | U_{UW} [V] | U_i [V] |
|--------------------------------|-----------------|-----------------|-----------------|--------------|
| 2002 | 186,2 ± 0,7 | 187,6 ± 0,7 | 187,3 ± 1,1 | 187,0 ± 1,5 |
| 2201 | 204,8 ± 0,7 | 206,2 ± 0,8 | 203 ± 2 | 205 ± 2 |
| 2404 | 223,8 ± 0,8 | 225,3 ± 0,9 | 222 ± 2 | 224 ± 2 |
| 2500 | 232,7 ± 0,8 | 234,4 ± 0,9 | 231 ± 2 | 233 ± 2 |
| 2601 | 242,1 ± 0,8 | 243,8 ± 0,9 | 240 ± 2 | 242 ± 2 |
| 2703 | 251,7 ± 0,8 | 253,3 ± 0,9 | 250 ± 2 | 252 ± 2 |
| 2803 | 261,0 ± 0,9 | 262,7 ± 1,0 | 259 ± 2 | 261 ± 2 |
| 2899 | 269,9 ± 0,9 | 271,7 ± 1,0 | 268 ± 2 | 270 ± 2 |
| 2966 | 276,1 ± 0,9 | 277,9 ± 1,0 | 274 ± 2 | 276 ± 3 |

Hodnota napěťové konstanty použitého synchronního servomotoru činí $k_E = (0,09311 \pm 0,00003)$ V/ot.min⁻¹. Po přepočtu na 1000 ot.min⁻¹ je hodnota:

$$k_E = (93,11 \pm 0,03) \text{ V/1000 ot.min}^{-1}.$$

Průběh střední hodnoty indukovaného napětí pro konkrétní otáčky a nalezenou přímku lineární regrese zachycuje graf.



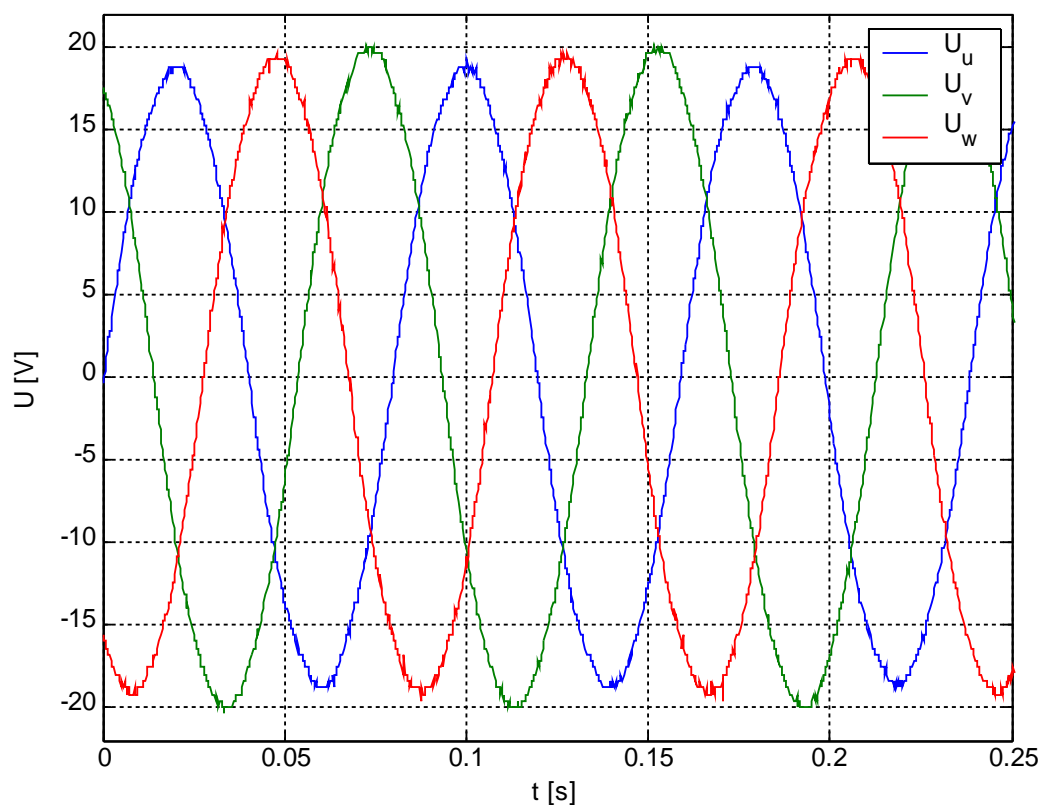
Obr. D.2: Závislost střední hodnoty indukovaného napětí na otáčkách servomotoru $U_i = f(n)$.

Indukované napětí má harmonický tvar (viz. obr. D.3), velikost napětí v jednotlivých fázích se zásadním způsobem neliší, jejich odchylky můžeme připsat na vrub konstrukci stroje a přesnosti použitých přístrojů.

Měřením získanou hodnotu napěťové konstanty k_E porovnáme s údajem z datového listu pro tento typ servomotoru. Výrobce udává velikost $k_E = 90$ V/1000 ot.min⁻¹, s typickou tolerancí ±3% nebo teoretickou chybou ±7,5%, tedy:

Tabulka D.2: Porovnání hodnot k_E udávané výrobcem a dle experimentu

| k_E [V/1000 ot.min ⁻¹] | |
|--------------------------------------|------------|
| 90 ± 3 | typicky |
| 90 ± 7 | teoreticky |
| $93,11 \pm 0,03$ | experiment |

Obr. D.3: Tvar indukovaného napětí synchronního servomotoru. Otáčky $n = 251 \text{ min}^{-1}$.

Velikost napěťové konstanty k_E získaná měřením tedy leží v teoretickém rozmezí, přičemž její experimentální určení je výrazně přesnější než tabelovaná hodnota.

E Měření momentové konstanty

Momentová konstanta k_M představuje jeden z parametrů se kterým operují matematické modely synchronních servomotorů a který lze ve většině případů zjistit přímo z řídicí jednotky servopohonu. Konstanta udává vztah pro přepočítání momentotvorné složky statorového proudu a momentu, který stroj generuje.

Měření bylo provedeno nepřímou metodou – na rotor motoru bylo připevněno symetrické rameno definované délkou. Pokud servomotor generuje točivý moment, pak jeden konec ramene působí na laboratorní váhu odpovídající silou. Získaný údaj v gramech lze snadno přepočítat zpět na moment. Protože silový rozsah serva na maximální délce ramene je několikrát větší než rozsah laboratorní váhy, je nutné působit vhodným protimomentem. Požadovaný protimoment tvoří závaží o známé hmotnosti zavěšené na opačné straně ramene.

Vzhledem ke skutečnosti, že měření probíhá při nulových otáčkách, je servomotor minimálně chlazen. To se projevuje poměrně rychlým nárůstem teploty servomotoru. Teplotu servomotoru snímá řídicí jednotka a během měření musíme sledovat, zda nedochází k překročení nastaveného maximálního povoleného oteplení servomotoru. Pokud tato skutečnost nastane, řídicí jednotka začne okamžitě snižovat proud protékající statorem, což pochopitelně vede k poklesu generovaného momentu a přerušení experimentu.

Pro komfortnější měření by bylo možné použít momentový snímač firmy OMEGA, který se nachází ve vybavení laboratoře. Jedná se o hřídelový můstkový tenzometrický snímač, typ TQ503R. Zásadní nevýhodou ovšem je nutnost kalibrace snímače před měřením. K tomuto účelu zatím není vytvořen vhodný mechanický přípravek.

Další komplikací představuje neexistence vhodného vyhodnocovacího zařízení pro snímání výstupního napětí. Výstupní signál nabývá úrovně řádu jednotek mV i při plném napájecím napětí. Bylo provedeno několik experimentálních měření s pomocí tohoto snímače, výstupní napětí bylo měřeno přesným multimetrem Unitest Hexagon 720. Snímač vykazuje výrazný offset výstupního napětí (přibližně 2 mV) a také hysterezi výstupního napětí, která bohužel není konstantní, což se negativně projeví i na přesnosti případné kalibrační křivky.

Z výše uvedených důvodů byla pro měření použita metoda nepřímá.

E.1 Použité přístroje

1. Digitální laboratorní váhy GM-500, deklarovaná přesnost $\pm(0,1 \% \text{ z hodnoty} + 2 \text{ jednotky})$.
2. Kalibrační přípravek:

rameno: ocelový profil „L“, symetrický, celková délka $L = 0,776 \text{ m}$.

vzdálenost otvorů pro zavěšení závaží:

| $l_p \text{ [m]}$ | |
|-------------------|----------------------------|
| 0,100 | měřeno od středu ramene |
| 0,150 | |
| 0,200 | |
| 0,250 | |
| 0,300 | |
| 0,370 | |

3. Použitá závaží: $m_1 = 2,979$ kg, $m_2 = 0,305$ kg.

E.2 Postup měření

Jedná se o experiment, který vyžaduje úpravu mechanické části testovacího pracoviště a výrobu měřícího přípravku.

E.2.1 Nastavení servopohonu

Před vlastním měřením musíme pohon nastavit tak, aby se choval jako momentové servo. Pomocí software DriveMonitor upravíme regulační strukturu následujícím způsobem. Pohon přepneme na tzv. Slave Drive pomocí bitu 27 řídicího slova ($P587 = 1$, list [370.2] v kompendiu [12]). Momentový setpoint již není určen jako výstup regulátoru rychlosti, ale lze jej zadat přímo. K zadání využijeme volné *zdroje žádané hodnoty* (v terminologii firmy Siemens se užívá pojem *Fixed Setpoint*) které jsou popsány na listu [325.4]. Zvolíme např. Fixed Setpoint 1. Jeho výstup propojíme do parametru žádané hodnoty momentu ($P261 = KK145$), velikost žádané hodnoty momentu zadáváme podle požadavků experimentu do parametru $P776.01$ v procentech. Hodnota 100 % momentu je dána tzv. referenčním parametrem ($P354 = 4,7$ Nm).

Dále si vhodným způsobem nastavíme ovládání servopohonu. Zapnutí pohonu lze realizovat pomocí digitálního vstupu ($P554 = B12$), kvůli bezpečnosti použijeme i signál OFF2 (elektrické odpojení serva od zdroje, $P555 = B20$).

Před instalací mechanického přípravku je žádoucí otestovat chování pohonu „naprázdno“. Vyhnete se tak vzniku potenciálně nebezpečných situací vyplývajících z nesprávného nastavení řídicí jednotky nebo z nevhodně zadané žádosti momentu!

Nastavíme minimální nenulovou žádanou hodnotu momentu (např. $P776.01 = 5$ %) a zapneme pohon. Hřídel servomotoru by měla zůstat v klidu (generovaný moment je menší než moment nutný k překonání třecích sil M_{FR}) nebo se rychlost ustálí na nenulové hodnotě (generovaný moment je v rovnováze s momentem M_{FR}). Pokud se motor rozběhne na maximální rychlost, je zadaný moment příliš vysoký. Nastavíme zpět nulovou hodnotu momentu ($P776.01 = 0$ %) a vypneme pohon.

Datový soubor s výše popsaným nastavením měniče se nachází na příloženém CD.

E.2.2 Příprava mechanické části

Nyní můžeme na hřídel připevnit mechanický přípravek. Do rotoru servomotoru zašroubujeme závitovou tyč, rameno na ni nasuneme a přitáhneme pomocí matice. Matici je nutné řádně dotáhnout, popřípadě zajistit druhou maticí proti samovolnému povolání.

Pod koncový bod ramene umístíme laboratorní digitální váhu tak, aby úroveň vážící plochy byla cca 10 mm pod středem otáčení ramene. Tímto umístěním docílíme působení ramene na plochu váhy pouze v jednom bodě.

E.2.3 Vlastní experiment

Aktuální hodnotu statorového proudu a teplotu vinutí servomotoru sledujeme pomocí programu DriveMonitor. Jedná se o signály $Isq(act)$ (K0184, aktuální hodnota momentotvorné

složky statorového proudu, viz. [12], list [390.4]) a *MotTemp* (parametr r009 nebo signál K0245, teplota motoru, viz. [12], list [491.4]).

1. Parametrem P776.01 nastavíme velikost žádané hodnoty momentu v % referenční hodnoty.
2. Na laboratorní váze odečítáme aktuální hmotnost m . Jedná se o sílu působící na konci ramene násobenou tíhovým gravitačním zrychlením g . Zapišeme aktuální hodnotu momentotvorné složky proudu I_{sq} a teplotu motoru t_m .
3. Zvýšíme žádanou hodnotu momentu a postup opakujeme.
4. Pokud působící síla vzroste nad měřicí rozsah váhy, měření přerušíme a na opačnou stranu ramene připevníme ve vhodné vzdálenosti protizávaží. Pokračujeme v měření až do maximální hodnoty žádaného momentu (200 % jmenovitého momentu) nebo do okamžiku, kdy začne působit tepelná ochrana servopohonu.

E.3 Zpracování měření

Velikost momentu servomotoru M_{act} vypočítáme z jednoduchého vztahu vyjadřujícího rovnováhu na páce:

$$M_{act} = m_p \cdot g \cdot l_p + m \cdot g \cdot \frac{L}{2} \quad (E.1)$$

kde m_p je hmotnost aplikovaného protizávaží působícího gravitační silou na rameni o délce l_p a m jest hmotnostní údaj váhy.

Pro porovnání je vhodné přepočítat velikost žádané hodnoty momentu v procentním vyjádření M_{setP} do absolutní hodnoty M_{set} . K tomuto účelu použijeme údaj o referenční hodnotě momentu řídicí jednotky M_{ref} (parametr P354 = 4,7 Nm).

$$M_{set} = M_{setP} \cdot \frac{M_{ref}}{100} \quad (E.2)$$

Získanou závislost $M_{act} = f(I_{sq})$ vyneseme do grafu. K výpočtu momentové konstanty k_M využijeme metodu lineární regrese. Regresní přímka je určena parametrickou rovnicí

$$M_{act} = k_M \cdot I_{sq} + M_0 \quad (E.3)$$

přičemž pro koeficient M_0 musí jistě platit $M_0 = 0$. Pro nejlepší odhad směrnice regresní přímky k_M použijeme vztah:

$$k_M = \frac{\sum_{i=1}^N I_{sqi} \cdot M_{acti}}{\sum_{i=1}^N I_{sqi}^2} \quad (E.4)$$

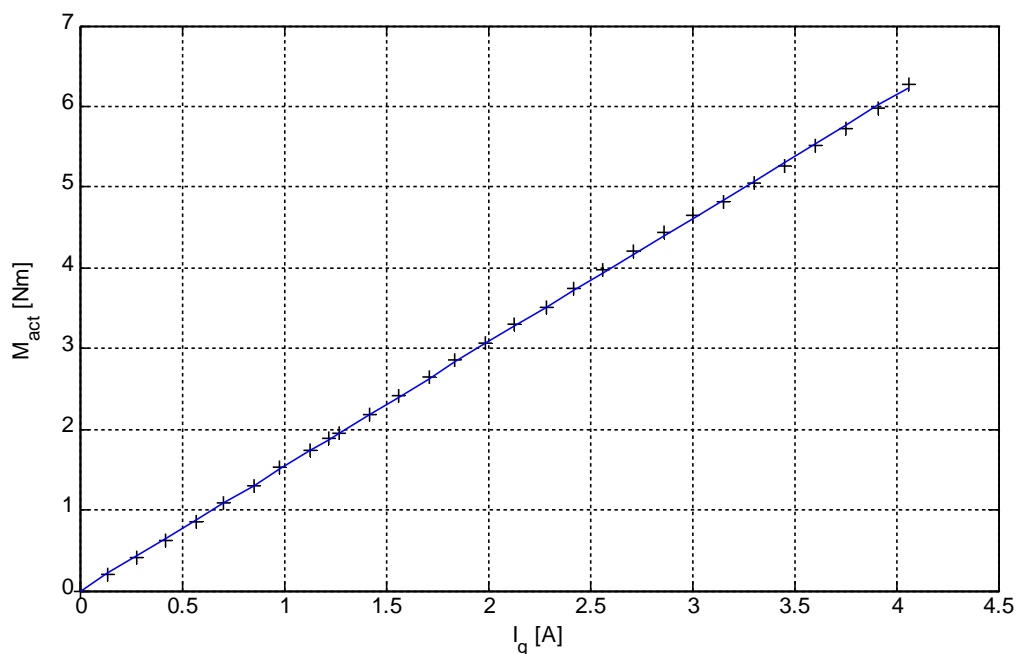
E.4 Chyby měření

Získaná hodnota momentové konstanty je určena se směrodatnou chybou:

$$\sigma k_M = \sqrt{\frac{1}{N-1} \frac{\sum_{i=1}^N (M_{acti} - k_M \cdot I_{sqi})^2}{\sum_{i=1}^N I_{sqi}^2}} \quad (E.5)$$

E.5 Změřené a vypočtené hodnoty

Obrázek E.1 zachycuje graf naměřených hodnot momentu. Je patrné, že moment $M_{act} = f(I_{sq})$ závisí na momentotvorné složce proudu lineárně a použití lineární regrese k určení momentové konstanty je oprávněné.



Obr. E.1: Závislost momentu servomotoru na hodnotě momentotvorné složky statorového proudu I_{sq} .

Tabulka E.1: Měření momentové konstanty servomotoru

| M_{set} [Nm] | m [g] | M_{act} [Nm] | I_{act} [A] | l_p [m] | m_p [kg] |
|----------------|---------|----------------|---------------|-----------|------------|
| 0,00 | 0,0 | 0,00 | 0,00 | 0,000 | 0,000 |
| 0,24 | 49,5 | 0,19 | 0,14 | | |
| 0,47 | 107,8 | 0,41 | 0,28 | | |
| 0,71 | 165,5 | 0,63 | 0,42 | | |
| 0,94 | 224,2 | 0,85 | 0,57 | | |
| 1,18 | 282,7 | 1,08 | 0,70 | | |
| 1,41 | 340,5 | 1,30 | 0,85 | | |
| 1,65 | 398,8 | 1,52 | 0,98 | | |
| 1,88 | 457,8 | 1,74 | 1,13 | | |
| 2,02 | 493,7 | 1,88 | 1,22 | | |
| 2,12 | 224,8 | 1,96 | 1,27 | 0,370 | 0,305 |
| 2,35 | 283,4 | 2,19 | 1,42 | | |
| 2,59 | 342,6 | 2,41 | 1,56 | | |
| 2,82 | 401,5 | 2,64 | 1,71 | | |
| 3,06 | 460,2 | 2,86 | 1,84 | | |
| 3,29 | 38,0 | 3,07 | 1,99 | 0,100 | 2,979 |
| 3,53 | 97,5 | 3,29 | 2,13 | | |
| 3,76 | 156,5 | 3,52 | 2,29 | | |
| 4,00 | 216,5 | 3,75 | 2,42 | | |
| 4,23 | 276,0 | 3,97 | 2,56 | | |
| 4,47 | 336,2 | 4,20 | 2,71 | | |
| 4,70 | 396,2 | 4,43 | 2,86 | | |
| 4,94 | 450,5 | 4,64 | 3,00 | | |
| 5,17 | 112,0 | 4,81 | 3,15 | 0,150 | 2,979 |
| 5,41 | 173,0 | 5,04 | 3,30 | | |
| 5,64 | 234,1 | 5,27 | 3,45 | | |
| 5,88 | 295,5 | 5,51 | 3,60 | | |
| 6,11 | 355,2 | 5,73 | 3,75 | | |
| 6,35 | 417,1 | 5,97 | 3,91 | | |
| 6,58 | 499,0 | 6,28 | 4,06 | | |

Hodnota momentové konstanty k_M použitého synchronního servomotoru činí:

$$k_M = (1,537 \pm 0,002) \text{ Nm.A}^{-1}.$$

Měřením získanou hodnotu momentové konstanty porovnáme s údajem z katalogového listu pro tento typ servomotoru. Výrobce udává velikost $k_M = 1,5 \text{ Nm.A}^{-1}$ s typickou tolerancí $\pm 3\%$ nebo teoretickou chybou $\pm 7,5\%$.

E. MĚŘENÍ MOMENTOVÉ KONSTANTY

Tabulka E.2: Porovnání hodnot k_M podle katalogového listu a dle experimentu.

| k_M [Nm.A ⁻¹] | |
|-----------------------------|------------|
| $1,5 \pm 0,1$ | typicky |
| $1,5 \pm 0,1$ | teoreticky |
| $1,537 \pm 0,002$ | experiment |

Do jednotlivých matematických modelů budeme důsledně dosazovat experimentálně zjištěnou hodnotu.

F Určení spřaženého magnetického toku permanentních magnetů.

Tento experiment se zabývá způsobem určení velikosti vektoru spřaženého magnetického toku Φ_f permanentních magnetů v rotoru synchronního servomotoru. Princip spočívá v měření velikosti indukovaného napětí U_i jež vzniká ve statorovém vinutí stroje při nuceném otáčení hřídele. Indukované napětí je v tomto případě přímo úměrné rychlosti otáčení rotoru podle vztahu:

$$U_i = \Phi_f \cdot \omega_m \quad (\text{F.1})$$

Podkladem k výpočtu je experiment „Měření napěťové konstanty“ popsany v kapitole D.

F.1 Zpracování naměřených dat

Spřažený magnetický tok permanentních magnetů Φ_f má ve vektorovém modelu synchronního servomotoru stejnou úlohu jako napěťová konstanta k_E v modelu vycházejícím z analogie se stejnosměrným strojem. Podkladem k určení obou parametrů je velikost indukovaného napětí, pouze vztažná veličina – rychlost – má různé vyjádření.

Velikost spřaženého toku tedy vypočteme ze znalosti napěťové konstanty k_E podle vztahu:

$$\Phi_f = \frac{60}{2\pi \cdot 1000 \sqrt{3}} \cdot k_E \quad (\text{F.2})$$

F.2 Chyby měření a výpočtu

Velikost směrodatné chyby napěťové konstanty σk_E byla určena v předcházejícím experimentu. Protože spřažený magnetický tok lze získat pouhým vynásobením konstantou (jejíž směrodatná chyba je nejméně o řád menší než chyba napěťové konstanty) činí směrodatná chyba

$$\sigma \Phi_f = \sigma k_E \quad (\text{F.3})$$

F.3 Změřené a vypočtené hodnoty

Napěťová konstanta použitého synchronního servomotoru získaná měřením činí
 $k_E = (0,09311 \pm 0,00003) \text{ V/ot.min}^{-1}$.

Přepočtem podle vztahu F.2 obdržíme hodnotu spřaženého magnetického toku
 $\Phi_f = (0,51334 \pm 0,00003) \text{ Wb}$.

Vzhledem k ostatním parametrům matematického modelu můžeme získanou hodnotu považovat za dostatečně přesnou i v případě, že ji zaokrouhlíme pouze na dvě platné cifry.

G Měření přechodových a frekvenčních charakteristik.

Přechodové a frekvenční charakteristiky dynamických systémů představují graficky názorný prostředek, kterým lze charakterizovat vlastnosti a chování dynamického systému. Porovnáváme-li dva dynamické systémy stejného charakteru, pak právě tyto charakteristiky umožňují jednoduše kvalitativně a kvantitativně popsat podobnost obou systémů.

Přechodová charakteristika představuje odezvu systému na skokovou změnu vstupní veličiny a dovoluje pozorovateli určit především „rychlost“ systému – za jak dlouho se regulovaná veličina ustálí na nové hodnotě.

Frekvenční charakteristiky popisují odezvu systému na buzení harmonickým signálem s proměnnou frekvencí. Hlavním posuzovaným parametrem je zde šířka propustného pásma zkoumaného systému.

Cílem tohoto měření bylo získat sadu přechodových a frekvenčních charakteristik reálného servopohonu, aby byla k dispozici datová základna pro ověření matematických modelů pohonů s PMSM.

Jednotlivé charakteristiky byly získány při různém nastavení parametrů regulátoru dané regulační smyčky.

G.1 Přechodová charakteristika proudové regulační smyčky

G.1.1 Postup měření

Regulační strukturu v řídicí jednotce pohonu upravíme tak, aby odpovídala regulační struktuře momentového servopohonu.

Pohon nastavíme do režimu momentového servopohonu změnou parametru *P587 Src Master/Slave* = 1 (bit 27 v řídicím slově CW2, viz. [12], diagram 190).

Žádaná hodnota momentu již není určena výstupem otáčkového regulátoru, ale můžeme ji zadat z jiného zdroje (diagram 370). K tomuto účelu můžeme použít např. přepínač žádaných hodnot (diagram 290), jeho výstup zapojíme do *P261 Src Torq(conseq)* = KK0040. Vstupem do přepínače je celkem 16 žádaných hodnot (Fixed Setpoint 1..16), použijeme první dva, hodnota se zadává do parametru *P401 Fixed setpoint 1* a *P402 Fixed setpoint 2*. Požadovaný skok žádané hodnoty bude představovat zvýšení momentu z 2,0% na 10,0% jmenovité hodnoty momentu (tedy: *P401* = 2,0% a *P402* = 10,0%).

Ovládání přepínače žádaných hodnot se děje čtyřmi binárními signály, pro přepínání mezi 1. a 2. setpointem stačí použít signál s nejnižší vahou (bit 20 v řídicím slově CW2). Jako jeho zdroj použijeme např. digitální vstup č.2 (*P580 Src FixSetp Bit0* = B0012).

Pro časový záznam libovolného signálu v řídicí jednotce je k dispozici volný funkční blok Trace. Jedná se o datovou paměť o velikosti 4096 word (word = 16 bitů) s příslušnými ovládacími signály (diagram 797). Komfortní ovládání tohoto bloku dovoluje program DriveMonitor.

V následující tabulce jsou shrnuty signály, které zaznamenejeme při experimentu. Start záznamu odvodíme od okamžiku přepnutí žádané hodnoty momentu, jako trigger volíme binární signál B0012 (digitální vstup č.2). Aby byl zřetelný okamžik změny, nastavíme hodnotu pretrigger na cca 1% délky záznamu.

Tabulka G.1: Zaznamenávané signály pro měření přechodové charakteristiky proudové regulační smyčky.

| | Význam signálu | Konektor | Rozměr |
|---|-------------------------------|-----------------------|--------|
| 1 | Žádaná hodnota momentu | K0165 Torq(set,limit) | [%] |
| 2 | Skutečná hodnota proudu i_d | K0182 Isd(act) | [%] |
| 3 | Skutečná hodnota proudu i_q | K0184 Isq(act) | [%] |
| 4 | Skutečná hodnota otáček | KK0151 n(act,smooth) | [%] |
| 5 | Skutečná hodnota momentu | K0241 Torque(act) | [%] |

Naměřené signály uložíme do souboru (040618_analyse_torquestep.trc), poznamenejme si periodu vzorkování měření (tento údaj se bohužel neukládá do *.trc souboru a při analýze starších záznamů není známá perioda vzorkování).

Záznam pomocí DriveMonitoru exportujeme do textového souboru jako středníkem oddělené hodnoty (CSV formát), který pak zpracujeme v Matlabu.

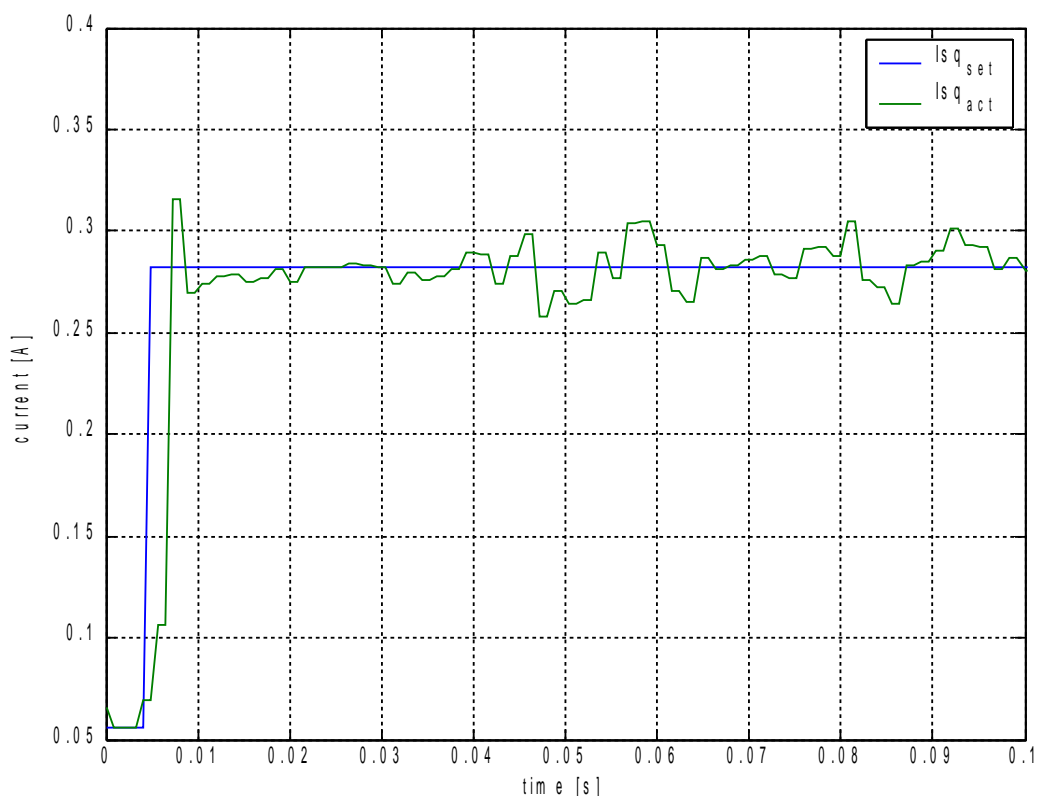
G.1.2 Zpracování měření

Data v CSV formátu importujeme do prostředí Matlabu, signály jsou uspořádány do sloupcových vektorů. V prvním sloupci je uložena pořadnice (Pos.), řádek s pořadnicí 0 indikuje okamžik času $t = 0$. Časový vektor *time* tedy získáme jako *Pos. * dt*.

Signály v ostatních sloupcích musíme přepočítat na odpovídající fyzikální hodnotu a rozměr. Důvod je následující: Každý signál v řídicí jednotce je reprezentován 16bitovým nebo 32bitovým celým číslem (datový typ WORD nebo DOUBLEWORD) a vhodným způsobem normalizovány. Uživatel se tyto údaje zobrazují jako relativní (v %, vztažené k hodnotám tzv. referenčních parametrů). Referenční parametry udávají hodnotu reálných fyzikálních veličin (proud, napětí, otáčky, atd) odpovídající 100%. Způsob přepočtu je uveden např. v [12], [26] nebo [27].

G.1.3 Naměřená data

Naměřené hodnoty zpracujeme a zobrazíme v grafu jako závislost skutečné velikosti momentotvorné složky proudu $i_q = f(t)$. Průběh žádané hodnoty i_{q_set} lze rekonstruovat přepočtem z žádané hodnoty momentu za pomoci momentové konstanty k_M servomotoru (viz. kapitola E přílohy).



Obr. G.1: Přejchodová charakteristika proudové regulační smyčky momentotvorné složky proudu i_q , pohonu Simover Masterdrives Motion Control se synchronním servomotorem 1FT6062-6AF71.

G.2 Přejchodová charakteristika otáčkové regulační smyčky

G.2.1 Postup měření

Podobně jako v předcházejícím případě upravíme regulační strukturu servopohonu tak, aby odpovídala standardní otáčkové regulační smyčce.

Provedeme zvýšení momentových omezení proudové regulační smyčky na maximální hodnoty: momentové omezení shora $P263 \text{ FsetpTorq}(\text{Lim1}) = 200\%$, momentové omezení zdola $P264 \text{ FsetpTorq}(\text{Lim2}) = -200\%$.

Zvýšíme maximální výstupní proud měniče na přípustné maximum, dvojnásobek jmenovité hodnoty proudu servomotoru, $P128 \text{ Max Current} = 6,8\text{A}$.

Pro vytvoření skokové změny žádané hodnoty otáček využijeme opět přepínač žádaných hodnot (diagram 290), jeho výstup zapojíme do $P443 \text{ Src MainSetpoint} = \text{KK0040}$ (diagram 310). Využijeme první dva setpointy $P401 \text{ Fixed setpoint 1}$ a $P402 \text{ Fixed setpoint 2}$. Servopohon bude pracovat na konstantních otáčkách $n_1 = 300 \text{ ot.min}^{-1}$, které se skokově zvýší na $n_2 = 330 \text{ ot.min}^{-1}$. Velikost změny musí být zvolena tak, aby během přechodového děje nebylo dosaženo maximálních hodnot momentu (resp. proudu) a nezačaly se uplatňovat proudová omezení. Nastavíme tedy $P401 = 10\%$ a $P402 = 11\%$.

Ovládání přepínače žádaných hodnot je realizováno shodně jako v předcházejícím experimentu pomocí digitálního vstupu č.2.

Žádost rychlosti prochází před vstupem do regulátoru otáček blokem rampového generátoru (diagram 320). Jeho parametry musí být nastaveny tak, aby nedocházelo k nežádoucímu tvarování signálu, proto nastavíme dobu náběhu $P462\ Accel.\ Time = 0s$, dobu sestupu $P464\ Decel.\ Time = 0s$ a čas zaoblení $P469\ SmoothRGenOut = 0s$.

Pomocí bloku Trace zaznamenané následující signály:

Tabulka G.2: Zaznamenávané signály pro měření přechodové charakteristiky otáčkové regulační smyčky.

| | Význam signálu | Konektor | Rozměr |
|---|-------------------------------|-----------------------|--------|
| 1 | Žádaná hodnota otáček | KK0150 n (set,smooth) | [%] |
| 2 | Skutečná hodnota otáček | KK0151 n(act,smooth) | [%] |
| 3 | Žádaná hodnota proudu i_q | K0168 Isq(set,active) | [%] |
| 4 | Skutečná hodnota proudu i_q | K0184 Isq(act) | [%] |
| 5 | Žádaná hodnota proudu i_d | K0183 Isd(set,active) | [%] |
| 6 | Skutečná hodnota proudu i_d | K0182 Isd(act) | [%] |

Záznam startujeme opět na náběžnou hranu digitálního vstupu č.2 (binektor B0012). Po zapnutí servopohonu vyčkáme na ustálení otáček na úrovni n_l a poté nastavíme digitální vstup na log.1.

Naměřené signály uložíme do souboru (stp_8000_KpXX_TiYYYY_M200.trc), kde **XX** je hodnota proporcionálního zesílení K_p otáčkového regulátoru a **YYYY** je hodnota integrační časové konstanty T_i otáčkového regulátoru v milisekundách.

Záznam pomocí DriveMonitoru exportujeme do textového souboru jako středníkem oddělené hodnoty (CSV formát), který pak zpracujeme v Matlabu.

Provedeme sadu měření pro různé hodnoty parametrů otáčkového regulátoru. Proportionální zesílení K_p nastavujeme v rozsahu 10 až 80 s krokem 10, časovou konstantu T_i postupně snižujeme od 1000ms do 2ms. Pokud je $T_i = 1000ms$, pak se regulátor chová jako pouze proporcionální.

Některá mezní nastavení (vysoké zesílení K_p a nízké časové konstanty T_i) mohou způsobit chod servopohonu na mezi stability.

G.2.2 Zpracování měření

Získaná data importujeme do prostředí Matlab. Jednotlivé veličiny přepočítáme z normalizovaných hodnot na reálné fyzikální hodnoty.

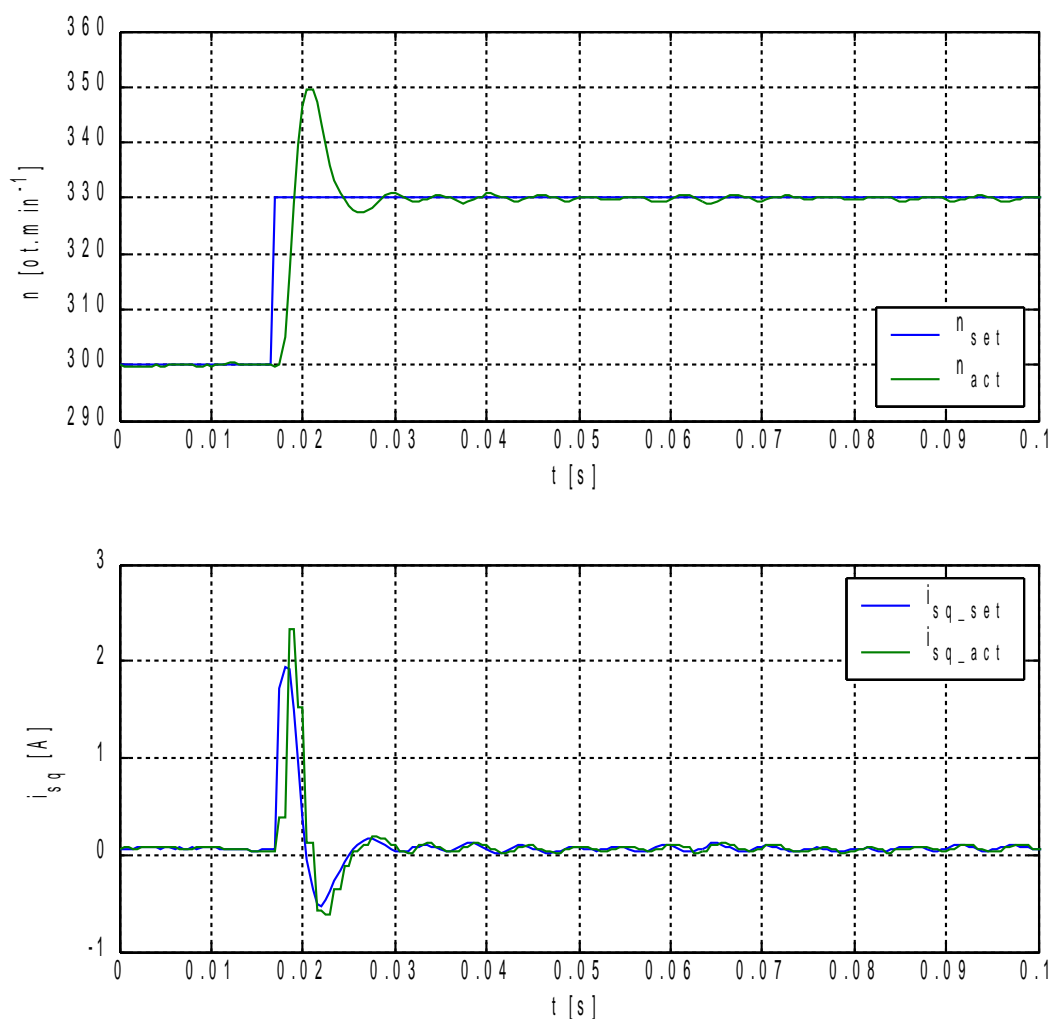
G.2.3 Naměřená data

Bylo naměřeno celkem 25 přechodových charakteristik pro různá nastavení parametrů otáčkového regulátoru. Spínací frekvence měniče byla nastavena na 5kHz, tabulka shrnuje názvy souborů s naměřenými daty a odpovídající parametry regulátoru otáček.

Tabulka G.3: Seznam naměřených přechodových charakteristik otáčkové regulační smyčky servopohonu.

| č.měření | Kp [-] | Ti [s] | Název souboru |
|----------|--------|--------|----------------------------|
| 1 | 10 | 1,000 | stp_f8000_Kp10_Ti1000_M200 |
| 2 | 20 | 1,000 | stp_f8000_Kp20_Ti1000_M200 |
| 3 | 30 | 1,000 | stp_f8000_Kp30_Ti1000_M200 |
| 4 | 40 | 0,002 | stp_f8000_Kp40_Ti0002_M200 |
| 5 | 40 | 0,003 | stp_f8000_Kp40_Ti0003_M200 |
| 6 | 40 | 0,005 | stp_f8000_Kp40_Ti0005_M200 |
| 7 | 40 | 0,010 | stp_f8000_Kp40_Ti0010_M200 |
| 8 | 40 | 0,050 | stp_f8000_Kp40_Ti0050_M200 |
| 9 | 40 | 0,100 | stp_f8000_Kp40_Ti0100_M200 |
| 10 | 40 | 1,000 | stp_f8000_Kp40_Ti1000_M200 |
| 11 | 50 | 0,002 | stp_f8000_Kp50_Ti0002_M200 |
| 12 | 50 | 0,003 | stp_f8000_Kp50_Ti0003_M200 |
| 13 | 50 | 0,005 | stp_f8000_Kp50_Ti0005_M200 |
| 14 | 50 | 0,010 | stp_f8000_Kp50_Ti0010_M200 |
| 15 | 50 | 1,000 | stp_f8000_Kp50_Ti1000_M200 |
| 16 | 60 | 1,000 | stp_f8000_Kp60_Ti1000_M200 |
| 17 | 70 | 0,002 | stp_f8000_Kp70_Ti0002_M200 |
| 18 | 70 | 0,003 | stp_f8000_Kp70_Ti0003_M200 |
| 19 | 70 | 0,005 | stp_f8000_Kp70_Ti0005_M200 |
| 20 | 70 | 0,010 | stp_f8000_Kp70_Ti0010_M200 |
| 21 | 70 | 0,020 | stp_f8000_Kp70_Ti0020_M200 |
| 22 | 70 | 0,030 | stp_f8000_Kp70_Ti0030_M200 |
| 23 | 70 | 0,050 | stp_f8000_Kp70_Ti0050_M200 |
| 24 | 70 | 0,100 | stp_f8000_Kp70_Ti0100_M200 |
| 25 | 70 | 1,000 | stp_f8000_Kp70_Ti1000_M200 |

Získaná data dovolují sledovat, jak změny parametrů regulátoru rychlosti ovlivňují charakter a rychlost odezvy aktuální rychlosti servopohonu. Na obrázku je uveden příklad odezvy pohonu při poměrně ostře naladěné rychlostní smyčce:



Obr. G.2: Přechodová charakteristika otáčkové regulační smyčky pohonu Simovert Masterdrives Motion Control se synchronním servomotorem 1FT6062-6AF71. Parametry regulátoru otáček: $K_p = 50$, $T_i = 3$ ms. Spodní graf zachycuje průběh žádané a skutečné hodnoty momentotvorné složky statorového proudu i_{sq} .

G.3 Měření frekvenčních charakteristik otáčkové regulační smyčky

Hardwarové vlastnosti a možnosti řídicí jednotky Simovert Masterdrives Motion Control dovolují realizovat měření frekvenčních charakteristik přičtením šumového signálu k žádané hodnotě otáček a následným vyhodnocením časového průběhu žádané a skutečné hodnoty otáček statistickými metodami zpracování signálů.

Řídicí jednotka je od verze firmware verze 1.5 vybavena volným funkčním blokem PRBS (Pseudo-Random Binary Sequence). Jedná se o generátor pseudonáhodné binární sekvence, jehož výstupní amplitudu lze vhodným násobením zvýšit až na 100%. Tento šumový signál má přibližně konstantní amplitudovou frekvenční charakteristiku a pokrývá frekvence 0,6 až

625 Hz. Šířka frekvenčního spektra je přímo úměrná nastavené spínací frekvenci řídicí jednotky. Součástí bloku PRBS je datová paměť (sdílená s blokem Trace) pro záznam dvou signálů.

G.3.1 Postup měření

Jako výchozí nastavení vnitřní struktury řídicí jednotky použijeme stav z předchozího experimentu, tedy otáčkovou regulační strukturu.

Žádanou hodnotu otáček nastavíme např. na 50% (1500 ot.min⁻¹) pomocí *P443 Src MainSetpoint* = K0005 (diagram 310). Ke vstupu *P443* přičteme šumový signál z bloku PRBS *P433 Src AddSetpoint1* = K630. Protože bloky Trace a PRBS využívají shodný paměťový prostor, musíme blok trace vyřadit ze seznamu zpracovávaných bloků. Nastavíme *U953.72 Sampling Times4* = 20, tím deaktivujeme blok Trace a pomocí *U953.70 Sampling Times4* = 4 aktivujeme blok PRBS.

Nyní zvolíme dva signály, které bude blok PRBS zaznamenávat. V programu DriveMonitor otevřeme ovládací okno Trace a v dialogu „Settings...“ nastavíme do kanálu č.1 signál žádané hodnoty otáček (včetně šumového signálu) *KK0150 n (set,smooth)* a v kanálu č.2 vybereme skutečnou hodnotu otáček *KK0151 n(act,smooth)*. Zbývající volby tohoto dialogu nemají na funkci bloku PRBS vliv.

Uvedeme pohon do chodu, vyčkáme na ustálení otáček a tlačítkem „Go“ spustíme současně generátor šumového signálu a záznam. Délka trvání záznamu je definována hodnotou parametru *U478 PRBS cycles*. Ten určuje, kolikrát bude vygenerována pseudonáhodná sekvence. Vhodné nastavení tohoto parametru bude diskutováno dále.

Po skončení měření se zaznamenaná data automaticky exportují do textového souboru „trace.txt“ v adresáři programu DriveMonitor. Přesto využijeme možnost a získané průběhy uložíme do souboru *.trc.

Měření opakujeme pro různá nastavení parametrů *K_p* a *T_i* otáčkového regulátoru.

G.3.2 Zpracování měření

Frekvenční charakteristika lineárního časově-invariantního systému je komplexní funkce reálné proměnné určená vztahem:

$$H(f) = \frac{S_{xy}(f)}{S_x(f)} = |H(f)| \cdot e^{j\varphi(f)} \quad (G.1)$$

S_{xy} zde představuje vzájemnou spektrální výkonovou hustotu vstupního a výstupního signálu, S_x jest spektrální výkonová hustota vstupního signálu.

Předpokládejme, že uvažovaný systém má impulsní odezvu $h(t)$, je buzen vstupním signálem $x(t)$ a na jeho výstupu lze získat signál $y(t)$. Pak pro signály o délce T_0 lze získat

$$Y(f, T_0) = H(f) \cdot X(f, T_0) \quad (G.2)$$

kde X a Y jsou Fourierovy obrazy vstupního a výstupního signálu a $H(f)$ obraz impulsní odezvy systému.

Odhad frekvenčního přenosu $\hat{H}(f)$ lze získat, pokud vynásobíme obě strany komplexně sdruženou funkcí $X^*(f, T_0)$. Jednoduchou úpravou obdržíme:

$$\hat{H}(f) = \frac{X^*(f, T_0) \cdot Y(f, T_0)}{|X(f, T_0)|^2} \quad (\text{G.3})$$

Jak uvádí [13], tento výraz dovoluje vypočítat odhad frekvenčního přenosu pouze pokud je systém buzen deterministickými signály. V případě náhodných signálů tento odhad vykazuje 100% náhodnou chybu a použitelný odhad lze určit pouze použitím spektrálních výkonových hustot $S_{xy}(f)$ a $S_x(f)$ ze vztahu G.1

Spektrální výkonové hustoty lze vypočítat podle definičních vztahů:

$$S_x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) \cdot e^{-j2\pi\tau f} d\tau \quad (\text{G.4})$$

$$S_{xy}(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xy}(\tau) \cdot e^{-j2\pi\tau f} d\tau \quad (\text{G.5})$$

kde $R_x(t)$ a $R_{xy}(t)$ jsou autokorelace resp. vzájemná korelace vstupního a výstupního signálu podle:

$$R_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T - \tau} \int_0^{T-\tau} x(t)x(t+\tau) dt \quad (\text{G.6})$$

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T - \tau} \int_0^{T-\tau} x(t)y(t+\tau) dt \quad (\text{G.7})$$

Frekvenční přenos systému $H(f)$ rozdělíme na amplitudovou složku a fázovou složku (viz. G.1), které vyneseme do oddělených grafů. Získáme tak frekvenční amplitudovou a frekvenční fázovou charakteristiku. Amplitudovou složku (vlastně proporcionální zesílení systému) přepočteme z poměrných hodnot na dB a označíme $L(f)$:

$$L(f) = 20 \cdot \log |\hat{H}(f)| \quad (\text{G.8})$$

Výše uvedené vztahy jsou platné pro spojité signály. Vztahy pro odhady těchto veličin pro diskretní podobu náhodných signálů již musí respektovat i způsob získání konzistence tohoto odhadu. V literatuře je popsáno několik způsobů, jak získat konzistentní a nevychýlený odhad spektrální hustoty z jedné realizace náhodného signálu. Prostředí Matlab umožňuje použít funkci **tfe**¹ (*Transfer Function Estimate*), která vypočítá odhad frekvenční charakteristiky $\hat{H}(f)$ s použitím tzv. Welchovy metody [13]. Jedná se o přímou metodu výpočtu odhadu spektrální hustoty diskretního signálu. Signál je rozdělen na segmenty, jejichž periodogramy jsou následně zprůměrovány, tím se výrazně redukuje původně stoprocentní náhodná chyba odhadu.

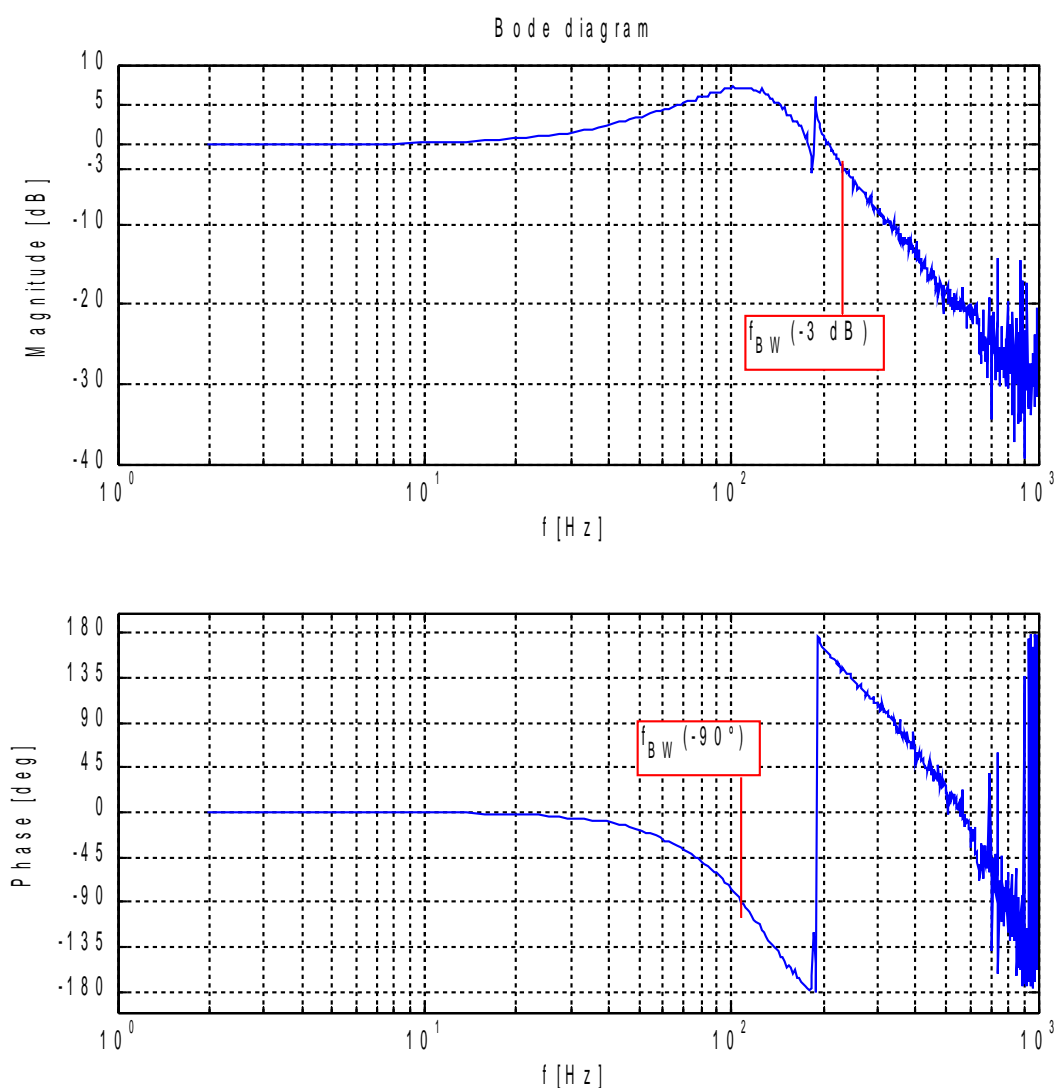
Z naměřené amplitudové frekvenční charakteristiky dále určíme odhad šířky propustného frekvenčního pásma \hat{f}_{BW} jako frekvenci, kdy amplituda výstupního signálu poklesne o 3dB.

1 Oprávněnost použití funkce **tfe** (a tím i popsané Welchovy metody) byla ověřena experimentálně výpočtem odhadu frekvenční charakteristiky filtru typu dolnofrekvenční propust. Řídící jednotka Simovrt Masterdrives Motion Control obsahuje tři digitální programovatelné filtry, jeden z nich byl použit k vytvoření dolnofrekvenční propusti se zlomovou frekvencí $f_0 = 30\text{Hz}$. Postupem uvedeným v předchozí podkapitole byly naměřeny vstupní a výstupní signály a zpracovány. Získaný odhad frekvenční charakteristiky filtru věrně odpovídá teoretickým předpokladům.

G.3.3 Naměřená a vypočtená data

Při měření a zpracování postupujeme podle výše uvedených zásad. Byla naměřena sada frekvenčních charakteristik otáčkového servopohonu pro rozdílná nastavení parametrů otáčkového regulátoru (proporcionální zesílení K_p a integrační časovou konstantu T_i).

Parametr K_p byl nastavován v rozsahu 10 – 100 s krokem 10, časová konstanta T_i se pro určité K_p měnila v rozmezí 1 až 0,001 s. Příklad naměřené frekvenční charakteristiky uvádí obrázek.



Obr. G.3: Amplitudová a fázová frekvenční charakteristika otáčkového servopohonu. Parametry otáčkového regulátoru $K_p = 50$, $T_i = 3 \text{ ms}$. Odhadnutá šířka propustného pásma $f_{BW} (-3\text{dB}) = 230 \text{ Hz}$, $f_{BW} (-90^\circ) = 105 \text{ Hz}$.

G. MĚŘENÍ PŘECHODOVÝCH A FREKVENČNÍCH CHARAKTERISTIK.

Z mnoha naměřených charakteristik je patrné, že na frekvenci 186 Hz vykazuje pohon rezonanční špičku. Její příčinu musíme patrně hledat v mechanické konstrukci uložení servomotoru.

Následující tabulka přehledně shrnuje dosaženou šířku propustného pásma servopohonu pro různá nastavení otáčkového regulátoru. Získané hodnoty jsou dále uspořádány do trojrozměrného grafu.

Tabulka G.4: Šířka propustného pásma otáčkového servopohonu (údaj N/A označuje takové nastavení, při kterém byl pohon na mezi stability a šířku pásma nebylo možné definovat).

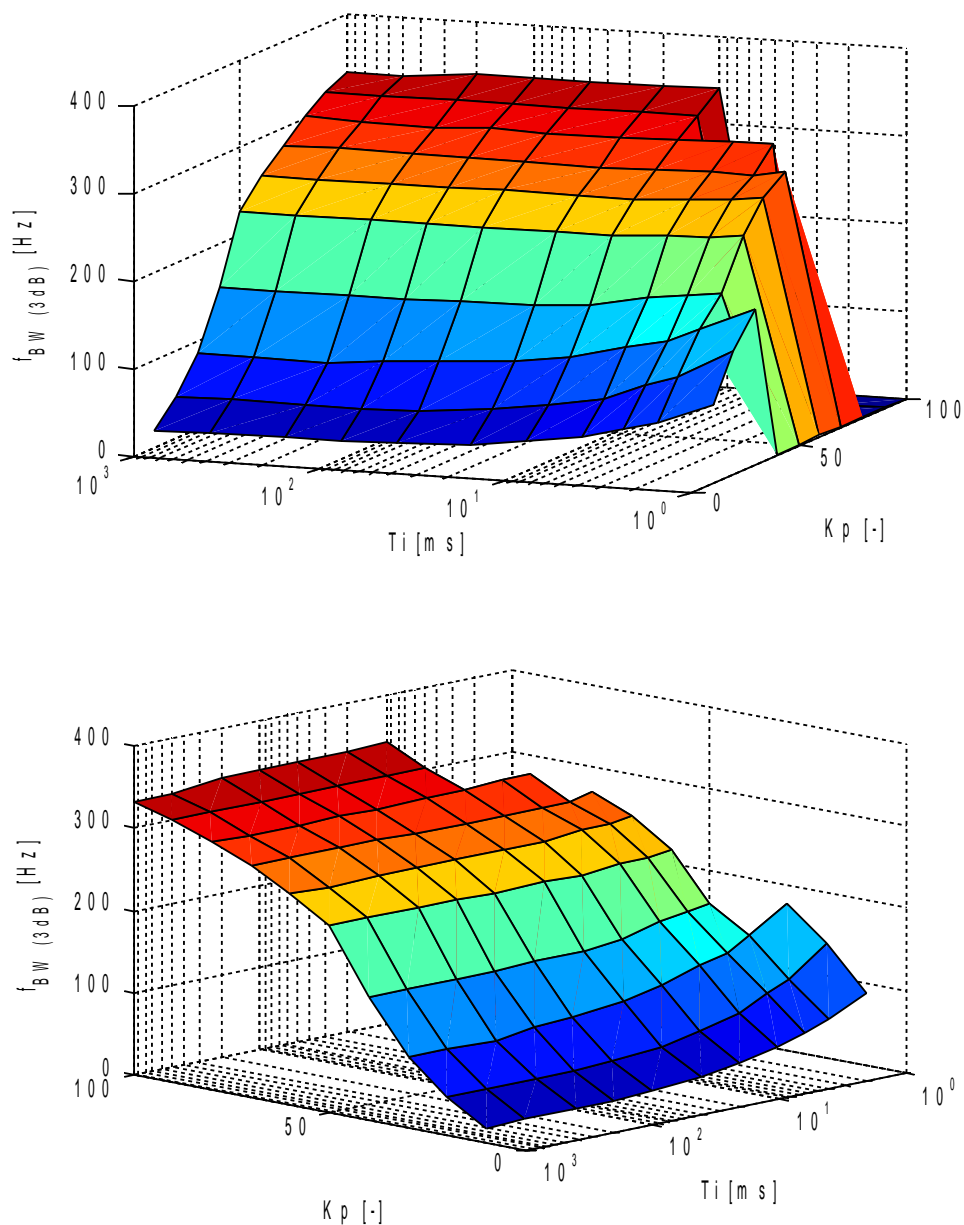
| T_i [ms] | K_p [-] | | | | | | | | | |
|---------------|----------------------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| | 10 | 20 | 30 | 40 | 50 | 60 | 70 | 80 | 90 | 100 |
| 1000 | 18 | 47 | 86 | 150 | 227 | 258 | 281 | 303 | 320 | 332 |
| 500 | 20 | 47 | 86 | 150 | 227 | 256 | 281 | 301 | 320 | 332 |
| 200 | 20 | 47 | 84 | 150 | 227 | 258 | 281 | 301 | 320 | 340 |
| 100 | 20 | 47 | 90 | 150 | 227 | 258 | 281 | 303 | 320 | 340 |
| 50 | 21 | 49 | 94 | 152 | 227 | 258 | 279 | 301 | 320 | 340 |
| 20 | 25 | 55 | 100 | 152 | 227 | 258 | 279 | 303 | 320 | 340 |
| 10 | 33 | 64 | 109 | 156 | 227 | 258 | 281 | 303 | 320 | 342 |
| 5 | 43 | 76 | 125 | 170 | 231 | 262 | 281 | 305 | N/A | N/A |
| 3 | 55 | 94 | 133 | 176 | 231 | 264 | 281 | 307 | N/A | N/A |
| 2 | 64 | 105 | 150 | 180 | 236 | 268 | 287 | N/A | N/A | N/A |
| 1 | 88 | 139 | 178 | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A |
| | $f_{BW} (-3dB)$ [Hz] | | | | | | | | | |

Tabulka G.5: Maximální amplituda frekvenčního přenosu otáčkové regulační smyčky L_{max} .

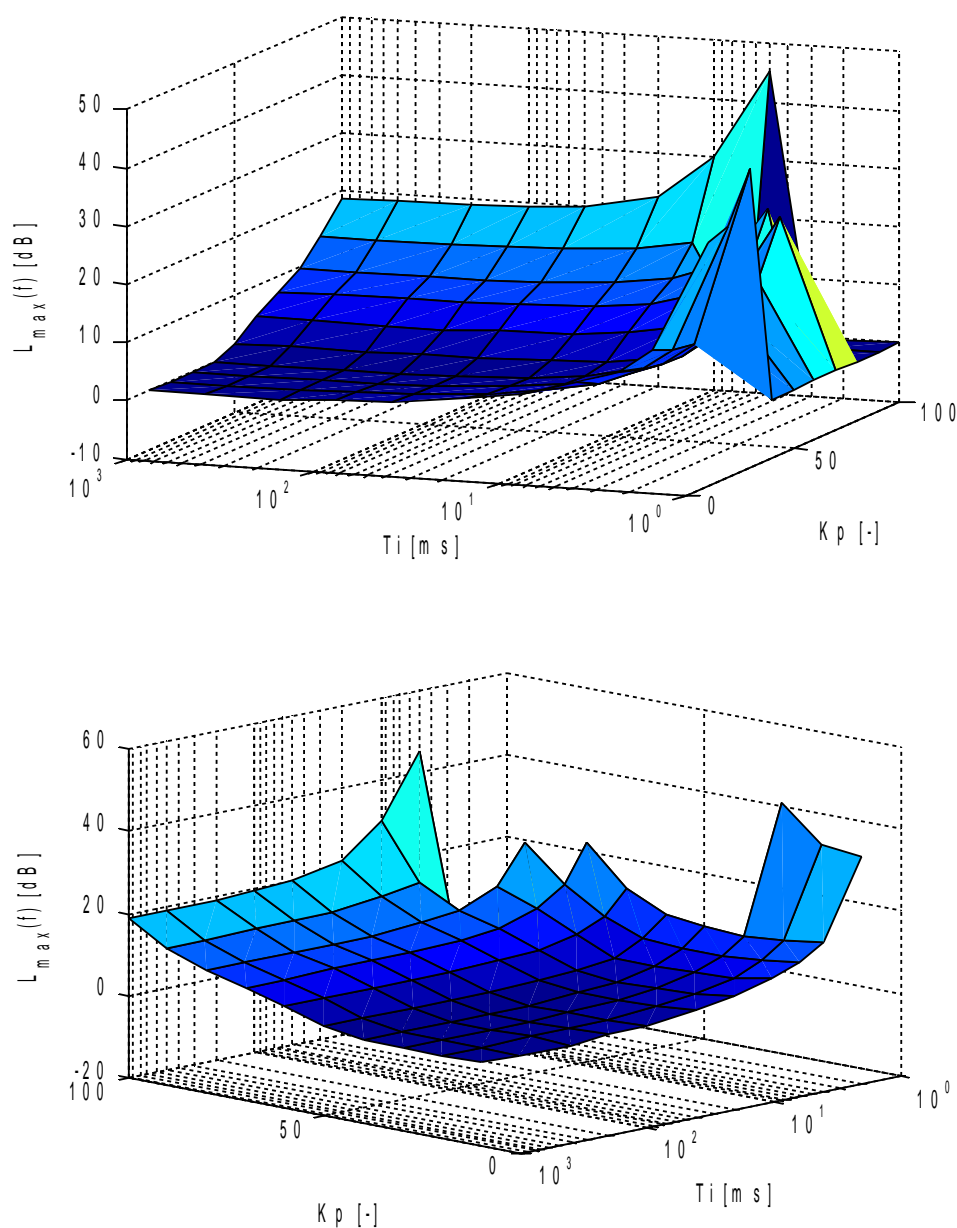
| T_i [ms] | K_p [-] | | | | | | | | | |
|---------------|-----------|------|-----|-----|-----|-----|------|------|------|------|
| | 10 | 20 | 30 | 40 | 50 | 60 | 70 | 80 | 90 | 100 |
| 1000 | 0,1 | -0,1 | 0,1 | 0,0 | 1,8 | 4,8 | 7,5 | 9,8 | 13,6 | 18,7 |
| 500 | 0,0 | 0,0 | 0,0 | 0,0 | 1,8 | 4,8 | 7,6 | 9,8 | 13,7 | 18,9 |
| 200 | -0,1 | 0,2 | 0,1 | 0,1 | 1,8 | 4,7 | 7,7 | 9,9 | 13,8 | 19,1 |
| 100 | 0,7 | 0,3 | 0,2 | 0,3 | 1,8 | 4,6 | 7,8 | 10,0 | 14,0 | 19,4 |
| 50 | 1,0 | 0,6 | 0,4 | 0,4 | 2,1 | 5,1 | 8,0 | 10,2 | 14,2 | 20,0 |
| 20 | 2,3 | 1,4 | 1,1 | 1,0 | 2,3 | 5,2 | 8,6 | 10,9 | 15,2 | 22,5 |
| 10 | 3,8 | 2,6 | 2,1 | 1,9 | 2,8 | 6,1 | 9,5 | 12,2 | 16,9 | 30,0 |
| 5 | 6,4 | 4,5 | 4,1 | 3,7 | 4,1 | 7,8 | 12,1 | 15,8 | N/A | N/A |

G.3 Měření frekvenčních charakteristik otáčkové regulační smyčky

| T_i [ms] | K_p [-] | | | | | | | | | |
|---------------|----------------|------|------|------|------|------|------|------|-----|-----|
| | 10 | 20 | 30 | 40 | 50 | 60 | 70 | 80 | 90 | 100 |
| 3 | 8,6 | 7,4 | 6,6 | 6,5 | 7,2 | 11,0 | 16,9 | 25,4 | N/A | N/A |
| 2 | 12,6 | 11,0 | 10,6 | 10,8 | 12,2 | 16,5 | 25,8 | N/A | N/A | N/A |
| 1 | 31,7 | 32,8 | 41,1 | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A | N/A |
| | L_{max} [dB] | | | | | | | | | |



Obr. G.4: Závislost šířky propustného frekvenčního pásma f_{BW} (-3dB) na parametrech otáčkového regulátoru. Pro vysoké hodnoty K_p a minimální časové konstanty T_i nebylo možné šířku pásma určit (f_{BW} je zde nulové).



Obr. G.5: Závislost maximálního překmitu amplitudy frekvenční charakteristiky L_{max} na parametrech otáčkového regulátoru. Pro vysoké hodnoty K_p a minimální časové konstanty T_i nebylo možné velikost překmitu určit (L_{max} je zde nula).

H Matematický model synchronního servomotoru s permanentními magnety v rotoru

V této příloze je přehledně shrnut matematický DQ-model synchronního elektromotoru s permanentními magnety v rotoru tak, jak je odvozen v kapitole 2.3.

H.1 Rovnice modelu

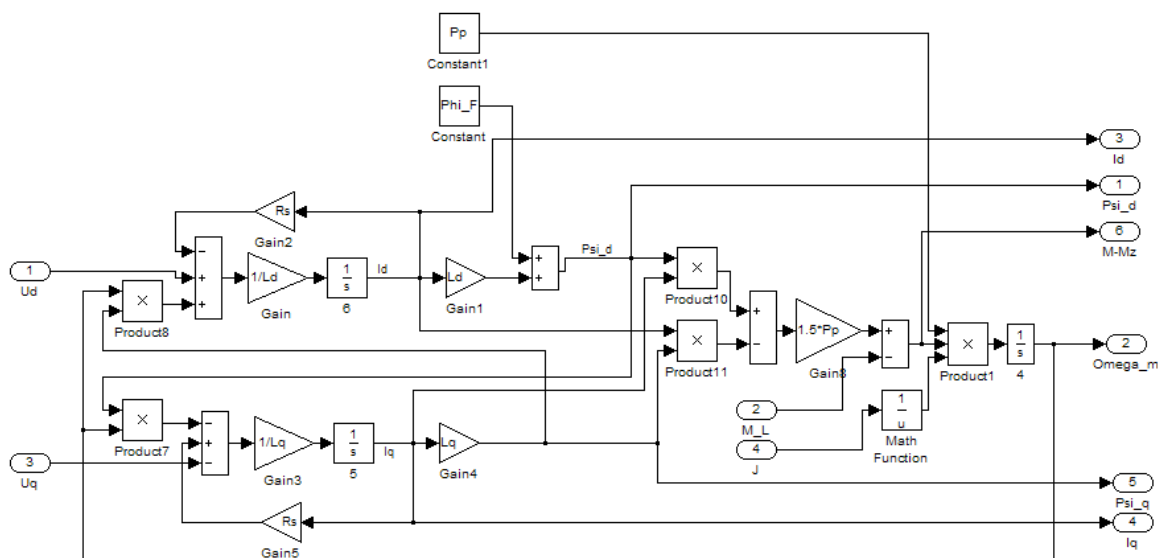
Tento matematický model je tvořen třemi nelineárními diferenciálními rovnicemi s konstantními parametry.

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R_a}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} i_q \omega + \frac{1}{L_d} u_d \quad (\text{H.1})$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R_a}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} i_d \omega - \frac{\Phi_F}{L_q} \omega + \frac{1}{L_q} u_q \quad (\text{H.2})$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{3 p_p}{2 J} (\Phi_F i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) - \frac{1}{J} M_L \quad (\text{H.3})$$

Obě složky statorového proudu i_d a i_q můžeme považovat za stavové veličiny modelu, zbývající stavová veličina ω je zároveň výstupní veličinou. Řídící veličiny zde tvoří složky statorového napětí u_d a u_q , zátěžný moment M_L je poruchová veličina modelu.



Obr. H.1: Simulační schéma DQ-modelu PMSM.

V předcházejících kapitolách byly popsány experimenty nutné pro určení konstant uvedeného matematického modelu. Hodnoty konstant použité v simulacích shrnuje tabulka H.1

Výše uvedené rovnice lze přepsat do maticového vyjádření. Vzhledem k nelinearitě systému použijeme k maticovému zápisu tvar:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_d} \cdot i_d + \frac{L_q}{L_d} \cdot i_q \cdot \omega \\ -\frac{L_d}{L_q} \cdot i_d \cdot \omega - \frac{R_a}{L_q} \cdot i_q - \frac{\Phi_B}{L_q} \cdot \omega \\ \frac{3}{2} \frac{p_p}{J} \cdot \Phi_B \cdot i_q + \frac{3}{2} \frac{p_p}{J} \cdot (L_d - L_q) i_d \cdot i_q - \frac{1}{J} \cdot M_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (\text{H.4})$$

Z takto zapsaného modelu je možné velmi jednoduše vytvořit stavový popis systému. Vektor stavových proměnných můžeme definovat např. jako:

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3]^T = [i_d, i_q, \omega]^T \quad (\text{H.5})$$

Pravé strany diferenciálních rovnic tvoří vektorovou funkci, jejíž jednotlivé prvky jsou spojitě funkce stavových proměnných x_1, x_2, x_3 a poruchové proměnné $v = M_L$.

Tabulka H.1: Konstanty modelu

| | | |
|--------------------------|----------------------|--|
| R_a [Ω] | 2,717 | Činný odpor statorového vinutí jedné fáze včetně přívodních vodičů |
| L_d [H] | 0,0190 | Indukčnost statorového vinutí ve směru osy d-. |
| L_q [H] | 0,0201 | Indukčnost statorového vinutí ve směru osy q-. |
| Φ_F [Wb] | 0,51334 | Velikost magnetický tok permanentních magnetů |
| J [kg.m ²] | $0,85 \cdot 10^{-3}$ | Moment setrvačnosti rotoru stroje |
| p_p [-] | 3 | Počet pólpárů motoru. |

I Matematický model PMSM trojfázový

Tato příloha popisuje přehledně trojfázový matematický model synchronního elektromotoru s permanentními magnety v rotoru vycházející z analogie se stejnosměrným elektromotorem.

I.1 Rovnice modelu

Model tvoří tři základní rovnice popisující napěťové poměry v jednotlivých fázích stroje.

$$\begin{aligned}U_A &= U_{EA} + R I_A + L \frac{dI_A}{dt} + L_{AB} \frac{dI_B}{dt} + L_{AC} \frac{dI_C}{dt} \\U_B &= U_{EB} + R I_B + L \frac{dI_B}{dt} + L_{BA} \frac{dI_A}{dt} + L_{BC} \frac{dI_C}{dt} \\U_C &= U_{EC} + R I_C + L \frac{dI_C}{dt} + L_{CA} \frac{dI_A}{dt} + L_{CB} \frac{dI_B}{dt}\end{aligned}\tag{I.1}$$

Velikost indukovaného napětí v jednotlivých fázích U_{EA} , U_{EB} a U_{EC} je určena úhlovou rychlostí a okamžitou polohou rotoru vůči cívce statoru dané fáze.

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

Elektrický moment stroje M_E se skládá ze tří částí:

$$\begin{aligned}M_A &= K_M I_A \sin \varphi \\M_B &= K_M I_B \sin \left(\varphi + \frac{2\pi}{3} \right) \\M_C &= K_M I_C \sin \left(\varphi + \frac{4\pi}{3} \right)\end{aligned}\tag{I.3}$$

Model obsahuje i pohybovou rovnici ve tvaru:

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = M_E - M_L\tag{I.4}$$

Pomocí výše uvedených rovnic lze sestavit simulační schéma (viz. obr. I.1).
Hodnoty konstant modelu použité v simulacích shrnuje tabulka.

I. MATEMATICKÝ MODEL PMSM TROJFÁZOVÝ

Tabulka I.1: Konstanty modelu

| | | |
|----------------------|----------------------|---|
| $R [\Omega]$ | 2,717 | Činný odpor statorového vinutí jedné fáze včetně přívodních vodičů |
| $L [H]$ | 0,0127 | Indukčnost statorového vinutí. |
| $M [H]$ | 0,0019 | Vzájemná indukčnost fází statorového vinutí. |
| $K_E [V/rad.s^{-1}]$ | 0,726 | Napětíová konstanta, nutný přepočet (viz. I.5) |
| $K_M [Nm.A^{-1}]$ | 0,725 | Momentová konstanta, nutný přepočet (viz. I.6) |
| $J [kg.m^2]$ | $0,85 \cdot 10^{-3}$ | Moment setrvačnosti rotoru stroje |
| $p_p [-]$ | 3 | Počet pólů motoru. |

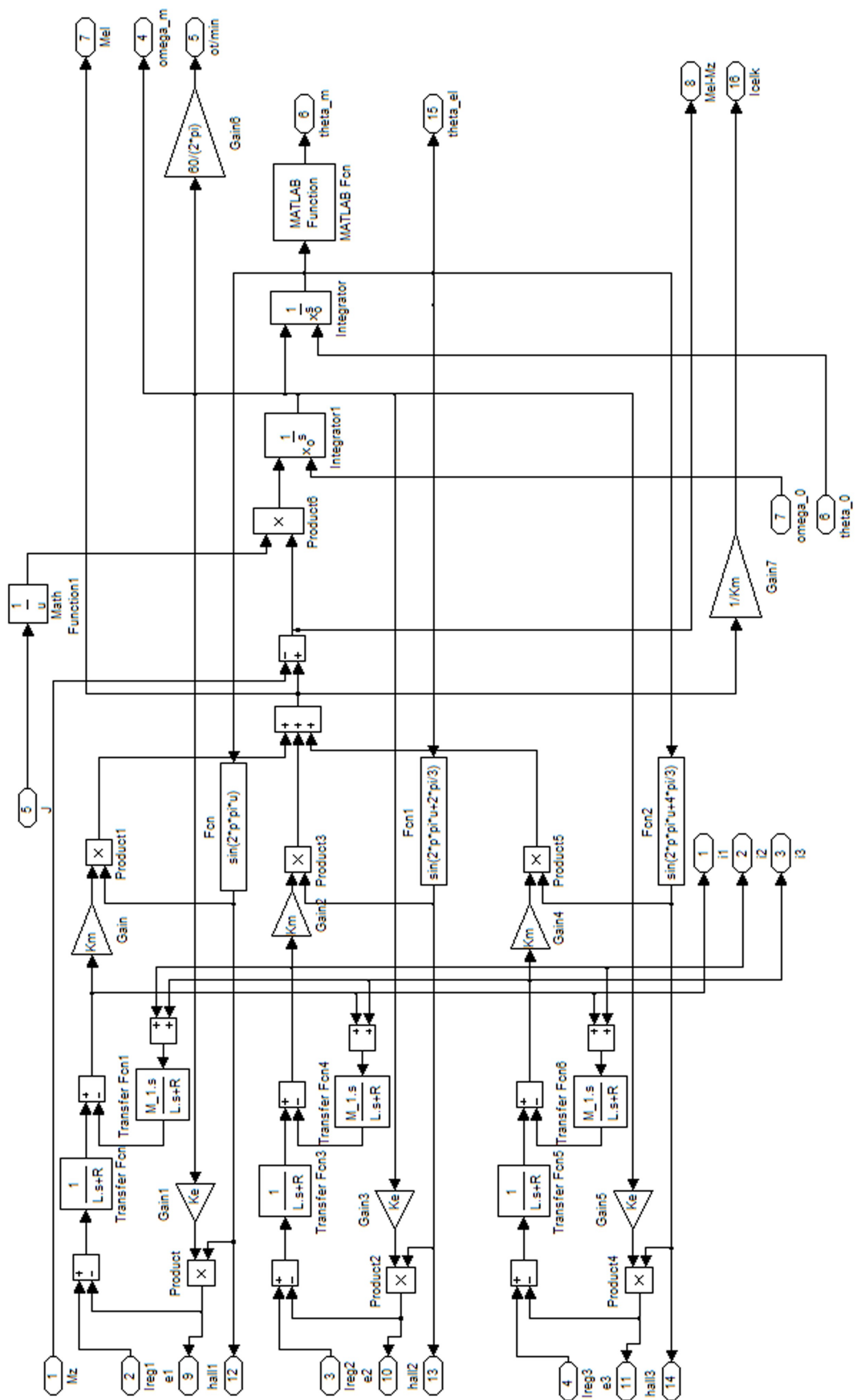
Experimentálně zjištěné hodnoty napětíové a momentové konstanty stroje je nutné přepočítat do vhodného tvaru.

Napětíová konstanta je změřena jako velikost efektivní hodnoty sdruženého napětí při 1000 ot.min⁻¹. Přepočet pro dosazení do modelu bude:

$$K_E = K_{Exp} \cdot \frac{60\sqrt{2}}{1000 \cdot 2\pi\sqrt{3}} \quad (I.5)$$

Momentová konstanta je změřena jako velikost momentu celého motoru odpovídající efektivní hodnotě proudu jedné fáze stroje. Přepočet pro dosazení do modelu bude:

$$K_M = K_{Mexp} \cdot \frac{2}{3\sqrt{2}} \quad (I.6)$$



Obr. I.1: Simulační schéma modelu PMSM.

J Matematický model PMSM zjednodušený

Následující rovnice shrnují matematický popis zjednodušeného modelu PMSM, který vychází z analogie se stejnosměrným motorem.

Napětí rovnic stroje má tvar:

$$R \cdot i + L \frac{di}{dt} + U_i = U \quad (J.1)$$

Velikost indukovaného napětí:

$$U_i = K_E \cdot \omega \quad (J.2)$$

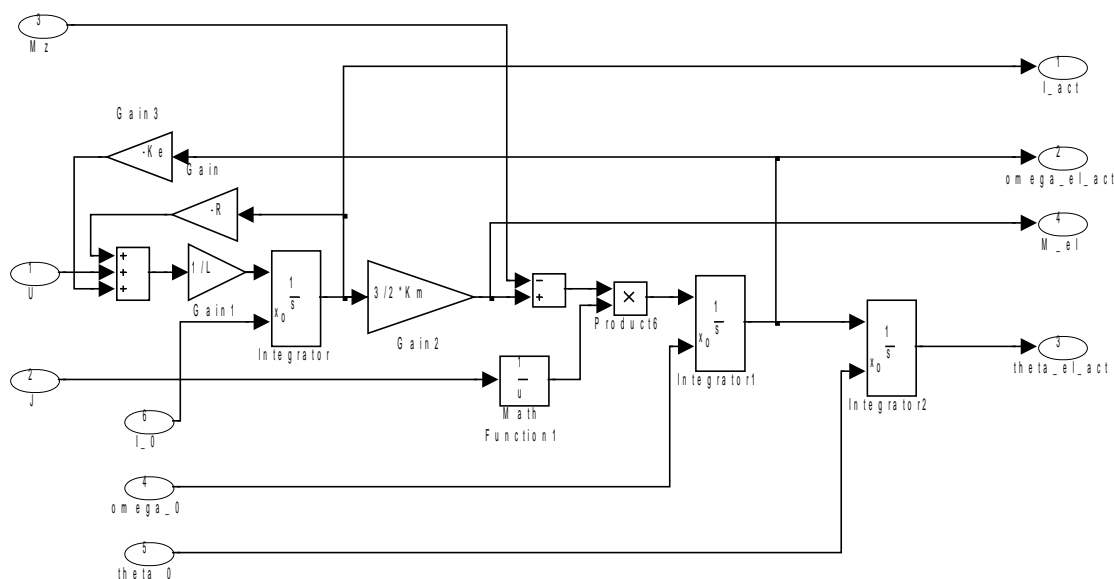
Moment stroje:

$$M = K_M \cdot i \quad (J.3)$$

Pohybová rovnice:

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} = K_M \cdot i - M_L \quad (J.4)$$

Výše uvedené rovnice dovolují vytvořit následující simulační schéma.



Obr. J.1: Simulační schéma zjednodušeného modelu PMSM. Jsou obsaženy i signály počátečních podmínek integrátorů.

Parametry modelu jsou shodné jako u modelu popsaného v předcházející kapitole, pouze momentová konstanta je zde 1,5krát větší.

K Použité matematické úpravy

K.1 Parkova transformace

Metoda lineární Parkovy transformace nám umožňuje přechod od trojfázové soustavy, která se používá k napájení elektrických strojů na ekvivalentní dvojfázovou soustavu. K tomuto účelu se definují tzv. prostorové vektory. Díky transformaci se také snižuje počet diferenciálních rovnic modelu. Běžně se v literatuře hovoří o přechodu na dvousložkový model nebo o transformaci 3/2 (resp. 2/3 jedná-li se o transformaci zpětnou).

K.1.1 Definice prostorového vektoru

U střídavých trojfázových motorů je výsledné chování stroje dáno mj. současným působením všech tří fází statoru, konkrétně se jedná o statorové proudy i_a , i_b , i_c , které těmito fázemi protékají. Z definice trojfázové napájecí soustavy s frekvencí f_l vyplývá, že okamžité hodnoty těchto proudů jsou určeny rovnicemi:

$$\begin{aligned}i_a &= I_0 \cos(\omega_1 t) \\i_b &= I_0 \cos\left(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}\right) \\i_c &= I_0 \cos\left(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}\right)\end{aligned}\tag{K.1}$$

kde pro úhlovou rychlost platí $\omega_1 = 2\pi \cdot f_l$. Dalším základním předpokladem budiž vztah:

$$i_a + i_b + i_c = 0\tag{K.2}$$

Pro zjednodušení matematického popisu zavedeme prostorový vektor statorového proudu \mathbf{I}_1 , který je definován vztahem:

$$\mathbf{I}_1 = K \cdot (i_a + i_b \cdot \mathbf{a} + i_c \cdot \mathbf{a}^2)\tag{K.3}$$

kde:

$$\mathbf{a} = e^{j \cdot 2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}\tag{K.4}$$

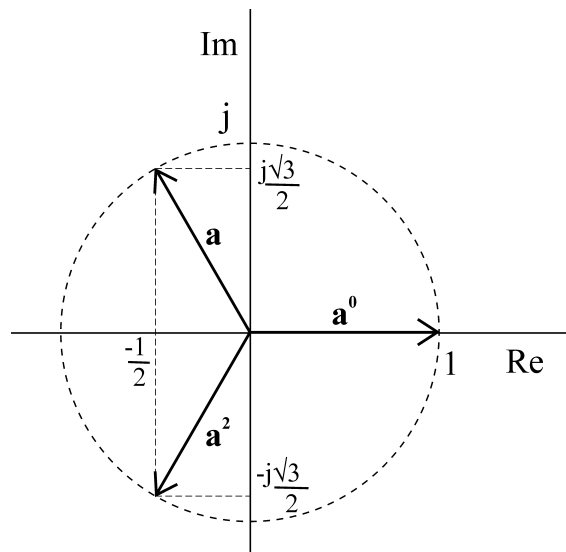
$$\mathbf{a}^2 = e^{-j \cdot 2\pi/3} = -\frac{1}{2} - j \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}\tag{K.5}$$

Z výše uvedeného dále platí:

$$\begin{aligned}\mathbf{a} \cdot \mathbf{a}^2 &= 1 \\ \mathbf{a} \cdot \mathbf{a} &= \mathbf{a}^2 \\ 1 + \mathbf{a} + \mathbf{a}^2 &= 0\end{aligned}\tag{K.6}$$

Z teorie komplexní proměnné víme, že:

$$\frac{1}{2}(e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}) = \frac{1}{2}(\cos \omega \cdot t + j \cdot \sin \omega \cdot t + \cos \omega \cdot t - j \cdot \sin \omega \cdot t) = \cos \omega \cdot t\tag{K.7}$$



Obr. K.1: Definice jednotlivých složek prostorového vektoru

Dosazením této rovnosti do vztahů pro fázové proudy získáme:

$$\begin{aligned}
 i_a &= I_0 \cos(\omega_1 t) = \frac{1}{2} I_0 (e^{j\omega_1 t} + e^{-j\omega_1 t}) \\
 i_b &= I_0 \cos(\omega_1 t + \frac{2\pi}{3}) = \frac{1}{2} I_0 (e^{j\omega_1 t} \cdot \mathbf{a} + e^{-j\omega_1 t} \cdot \mathbf{a}^2) \\
 i_c &= I_0 \cos(\omega_1 t - \frac{2\pi}{3}) = \frac{1}{2} I_0 (e^{j\omega_1 t} \cdot \mathbf{a}^2 + e^{-j\omega_1 t} \cdot \mathbf{a})
 \end{aligned} \tag{K.8}$$

Nyní dosadíme vztahy K.8 do definice prostorového vektoru K.3:

$$\mathbf{I}_1 = \frac{3}{2} K \cdot I_0 \cdot e^{-j\omega_1 t} \tag{K.9}$$

Vidíme, že se jedná v podstatě o rotující fázor statorového proudu. Rozkladem vztahu K.9 na reálnou a imaginární složku můžeme získat rovnice pro složky prostorového vektoru statorového proudu \mathbf{I}_1 v pravoúhlých souřadnicích. Tento souřadný systém je pevně svázán se statorem stroje a označuje se nejčastěji $\alpha\beta$. Osa α se ztotožňuje s reálnou osou komplexní roviny, osa β s imaginární osou.

Platí tedy, že

$$\begin{aligned}
 i_\alpha &= \Re \{ \mathbf{I}_1 \} = K \cdot (i_a - \frac{i_b}{2} - \frac{i_c}{2}) = \frac{3}{2} K \cdot i_a \\
 i_\beta &= \Im \{ \mathbf{I}_1 \} = \frac{\sqrt{3}}{2} K \cdot (i_b - i_c)
 \end{aligned} \tag{K.10}$$

Koeficient K může mít různou velikost, záleží na způsobu, jakým jej definujeme. Pro hodnotu $K=1$ má prostorový vektor velikost odpovídající fyzikální skutečnosti, tedy

$$|\mathbf{I}_1| = \frac{3}{2} I_0 \tag{K.11}$$

Pokud zvolíme $K = \frac{2}{3}$, pak z rovnic K.10 vychází, že velikost transformovaného proudu i_α je shodná s proudem i_a .

$$\begin{aligned} i_\alpha &= i_a \\ i_\beta &= \frac{1}{\sqrt{3}}(i_b - i_c) \end{aligned} \quad (\text{K.12})$$

Pokud známe hodnotu prostorového vektoru statorového proudu \mathbf{I}_1 , můžeme zpětně určit velikosti proudů i_a , i_b , i_c protékajících vinutími jednotlivých fází. Provedeme průmět prostorového vektoru do směrů jednotlivých fází, tj. vynásobíme prostorový vektor jednotkovými vektory $\mathbf{1}$, \mathbf{a} , \mathbf{a}^2 :

$$\begin{aligned} i_a &= \Re \{ \mathbf{I}_1 \} = i_\alpha \\ i_b &= \Re \{ \mathbf{I}_1 \cdot \mathbf{a} \} = -\frac{1}{2} i_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \\ i_c &= \Re \{ \mathbf{I}_1 \cdot \mathbf{a}^2 \} = -\frac{1}{2} i_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} i_\beta \end{aligned} \quad (\text{K.13})$$

K.1.2 Transformace souřadného systému

Mezi další matematický postup, který bude v následujících kapitolách používán patří transformace libovolného pravoúhlého souřadného systému do jiného pravoúhlého souřadného systému, který vzhledem k původnímu rotuje obecnou rychlostí ω_k . V oboru elektrických pohonů se tohoto postupu využívá při řešení rovnic asynchronního nebo synchronního stroje. Rovnice odvozené v souřadném systému statoru lze transformovat do souřadného systému rotujícího synchronní rychlostí a lépe tak sledovat regulační děj.

Známe-li hodnotu obecného prostorového vektoru \mathbf{A} v stojícím souřadném systému, můžeme jej převést do obecného souřadného systému, který vzhledem k původnímu rotuje rychlostí ω_k pomocí vztahu:

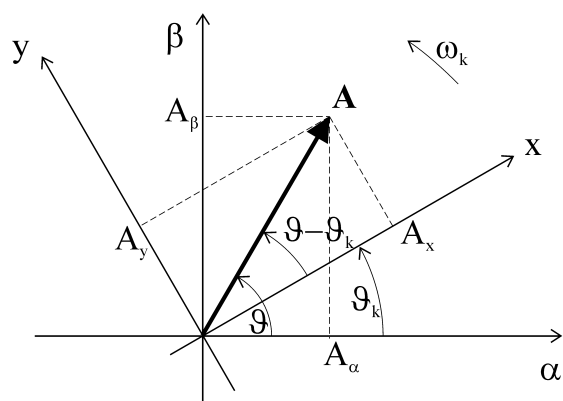
$$\mathbf{A}_k = \mathbf{A} \cdot e^{-j\vartheta_k} \quad (\text{K.14})$$

kde $\vartheta_k = \omega_k \cdot t + \vartheta_{k0}$ je úhel fázového posunu, který svírá původní a rotující souřadný systém. Situaci transformace zachycuje obrázek K.2. Pokud prostorový vektor \mathbf{A} rotuje shodnou rychlostí ω_k jako souřadný systém $[x \ y]$ a má počáteční fázový posun ϑ , tedy:

$$\mathbf{A} = |\mathbf{A}| \cdot e^{j(\omega_k \cdot t + \vartheta)} \quad (\text{K.15})$$

pak tentýž prostorový vektor vyjádřený v rotujícím souřadném systému vzhledem k tomuto systému „stojí“:

$$\mathbf{A}_k = \mathbf{A} \cdot e^{-j\vartheta_k} = |\mathbf{A}| \cdot e^{j(\omega_k \cdot t + \vartheta)} \cdot e^{-j\vartheta_k} = |\mathbf{A}| \cdot e^{j\vartheta} \quad (\text{K.16})$$



Obr. K.2: Transformace prostorového vektoru \mathbf{A} ze stojícího souřadného systému $\alpha\beta$ do obecného rotujícího souřadného systému xy .

Přechod z rotujícího souřadného systému do stojícího souřadného systému lze provést pomocí inverzní transformace popsané vztahem:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_k \cdot e^{j\theta_k} \quad (\text{K.17})$$

L Obsah CD-ROM

Nedílnou součástí disertační práce je CD-ROM, které obsahuje data z měření včetně skriptů pro Matlab, která tato data zpracovávají a prezentují.

Následuje seznam adresářové struktury se stručným popisem obsahu příslušného adresáře.

„text“

Zdrojový text disertační práce vytvořený v programu OpenOffice.org včetně PDF verze.

„data*.xls“

Data z měření jednotlivých parametrů synchronního servomotoru 1FT6062-6AF71.

„data\MC_I_reg“

Parametrická sada pro měnič Simovert Masterdrives Motion Control pro měření přechodové charakteristiky proudové regulační smyčky. Záznam časového průběhu přechodové charakteristiky.

„data\MC_n_reg“

Záznam časového průběhu přechodové charakteristiky otáčkové regulace měniče Simovert Masterdrives Motion Control pro různá nastavení parametrů otáčkového regulátoru.

„data\MC_PRBS_bandwidth“

Parametrická sada pro měnič Simovert Masterdrives Motion Control pro měření frekvenčních charakteristik otáčkové regulační smyčky. Záznam časového průběhu žádané a skutečné rychlosti – buzeno pomocí pseudonáhodného binárního signálu.

„matlab\PHD_DQ_verify“

Skripty pro zpracování a porovnání přechodových charakteristik reálného servopohonu a DQ-modelu.

„matlab\PHD_FF“

Skripty a modely pro simulaci vlivu proudové dopředné vazby.

„matlab\PHD_Hlava“

Skripty pro výpočet parametrů matematického modelu průtahového ústrojí.

„matlab\PHD_Ljapunov“

Skripty a modely pro simulaci a testování vlastností Ljapunovovy regulační struktury s referenčním modelem.

„matlab\PHD_MDMC_bandwidth“

Skripty pro vyhodnocení frekvenční charakteristiky reálného servopohonu.

„matlab\PHD_mereni_kE“

Skripty pro zpracování dat z měření napěťové konstanty.

„matlab\PHD_mereni_kM“

Skripty pro zpracování dat z měření momentové konstanty.

„matlab\PHD_mereni_Ld_Lq“

Skripty pro zpracování dat z měření indukčností statorového vinutí.

„matlab\PHD_opt_modul“

Skripty pro výpočet optimálního nastavení otáčkového regulátoru metodou optimálního modulu.

„matlab\PHD_porovnani_MDMC_vs_DQ“

Skripty pro zpracování a porovnání frekvenčních charakteristik reálného servopohonu a

DQ-modelu.

„matlab\PHD_porovnani_MDMC_vs_Soucek“

Skripty pro zpracování a porovnání frekvenčních charakteristik reálného servopohonu a trojfázového „plného“ modelu.

„matlab\PHD_porovnani_MDMC_vs_SoucekSimple“

Skripty pro zpracování a porovnání frekvenčních charakteristik reálného servopohonu a zjednodušeného modelu.

„matlab\PHD_prutah“

Skripty a modely pro ověření vlastností průtahového ústrojí včetně vlivu prudové dopředné vazby servopohonu třetího páru válečků.

„matlab\PHD_SoucekSimple_verify“

Skripty pro zpracování a porovnání přechodových charakteristik reálného servopohonu a zjednodušeného modelu.

„matlab\PHD_Soucek_verify“

Skripty pro zpracování a porovnání přechodových charakteristik reálného servopohonu a a trojfázového Součkova modelu.

„matlab\PHD_Ziegler“

Skripty pro výpočet optimálního nastavení otáčkového regulátoru metodou Ziegler-Nichols.

„matlab_zdroje_dat“

Skripty a datové soubory obsahující konstanty matematických modelů PMSM.

Disertační práce: 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

Rozsah práce: 123 stran textu,
61 stran příloh,
89 obrázků,
34 tabulek,
1 CD-ROM.

Sazba: provedena v programu OpenOffice.org 2.0.4

Vydání: první

Náklad: 5 výtisků