



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA STROJNÍHO INŽENÝRSTVÍ

FACULTY OF MECHANICAL ENGINEERING

ÚSTAV MECHANIKY TĚLES, MECHATRONIKY A BIOMECHANIKY

INSTITUTE OF SOLID MECHANICS, MECHATRONICS AND BIOMECHANICS

AUTOMATICKÉ LADĚNÍ REGULÁTORU PRO DC MOTOR

AUTOMATIC TUNING OF THE DC MOTOR CONTROLLER

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Adam Tran

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Jan Najman

BRNO 2018

Zadání diplomové práce

Ústav:	Ústav mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky
Student:	Bc. Adam Tran
Studijní program:	Aplikované vědy v inženýrství
Studijní obor:	Mechatronika
Vedoucí práce:	Ing. Jan Najman
Akademický rok:	2017/18

Ředitel ústavu Vám v souladu se zákonem č.111/1998 o vysokých školách a se Studijním a zkušebním řádem VUT v Brně určuje následující téma diplomové práce:

Automatické ladění regulátoru pro DC motor

Stručná charakteristika problematiky úkolu:

Práce se bude zabývat vývojem algoritmu pro automatické ladění PID regulátoru pro DC motory. Důraz bude kladen zejména na robustnost a univerzálnost řešení, aby jej bylo možné použít pro různé varianty motorů. Algoritmus bude naprogramován v prostředí MATLAB Simulink, otestován na reálném hardware, a bude vytvořen jednoduchý uživatelský program pro automatické naladění parametrů regulátoru.

Cíle diplomové práce:

- 1) Rešerše v oblasti metod automatického ladění (PID) regulátorů, se zaměřením na řízení DC motorů.
- 2) Naprogramování několika vhodných algoritmů v prostředí MATLAB Simulink a základní ověření funkčnosti na laboratorním modelu DC motoru.
- 3) Provedení testů s několika různými motory a srovnání výsledků s ohledem na robustnost a univerzálnost řešení.
- 4) Implementace jednoho vybraného algoritmu pro použití s konkrétní řídicí jednotkou – vytvoření jednoduchého uživatelského programu pro základní nastavení a automatické naladění regulátoru reálného pohonu.

Seznam doporučené literatury:

PIVOŇKA, P.: Optimalizace regulátorů. VUT Brno, skriptum, 2005.

BOBÁL, V. a kol.: Praktické aspekty samočinně se nastavujících regulátorů. VUTIUM, Brno, 1999.

NELLES, O.: Nonlinear System Identification: From Classical Approaches to Neural Networks and Fuzzy Models. Springer, 2000-12-12.

BOLTON, W.: Mechatronics: Electronic Control Systems in Mechanical Engineering. Pearson Education, 1999.

Termín odevzdání diplomové práce je stanoven časovým plánem akademického roku 2017/18

V Brně, dne

L. S.

prof. Ing. Jindřich Petruška, CSc.
ředitel ústavu

doc. Ing. Jaroslav Katolický, Ph.D.
děkan fakulty

Abstrakt

Diplomová práca sa zaoberá návrhom algoritmu pre automatické naladenie regulátoru pre DC motory. Algoritmus je rozdelený na identifikačnú metódu a samotné vyčíslenie regulátora. Pre kvalitnú reguláciu a robustnosť bola zvolená kaskádová regulácia. Algoritmus identifikácie identifikoval elektrickú časť motora pomocou rekurzívnej metódy inštrumentálnej premennej z dôvodu zašumeného signálu prúdového snímača. V prípade mechanickej časti bola využitá klasická metóda najmenších štvorcov. Na základe známych parametrov bol vyčíslený prúdový regulátor metódou optimálneho modulu a otáčkový regulátor pomocou symetrického optima.

Kľúčové slová

DC motor, identifikácia systému, metóda inštrumentálnej premennej, metóda najmenších štvorcov, kaskádová regulácia

Abstract

Diploma thesis deals with designing of algorithmus for automatic controller tuning for DC motors. Automatic tuning function consist of system identification and controller parametrization. Cascade control loop was chosen for its robustness and proper DC motor control. For electric system identification of DC motor was used recursive method of instrumental variables, because of noisy signal from current transducer. In the case of identification mechanical system, there were used least sqares method. According to identified parameters, current controller was parametrized by optimum module and revolution controler according symetrcal optimum.

Keywords

DC motor, system identification, instrumental variable method, leas squares method, cascade control

Bibliografická citácia

TRAN, A. *Automatické ladení regulátoru pro DC motor*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta strojního inženýrství, 2018. 85s. Vedoucí diplomové práce Ing. Jan Najman

Čestné prehlásenie

Čestne prehlasujem, že diplomovú prácu *Automatické ladení regulátoru pro DC motor* som vypracoval samostatne s použitím uvedenej literatúry pod vedením vedúceho diplomovej práce.

Adam Tran, Brno, 2018

Pod'akovanie

Rád by som sa poďakoval vedúcemu diplomovej práce Ing. Janovi Najmanovi za konzultácie a cenné rady. Spolužiakovi Bc. Jánovi Králikovi za požičanie motorov, kolegom z mechatronickej laboratória za príjemné prostredie a prípadnú pomoc a v neposlednom rade svojim rodičom, ktorý ma podporovali počas celého štúdia.

Zoznam obrázkov

Obr. 1 Priemyselná riadiaca jednotka spoločnosti MAXON [1]	13
Obr. 2 Priebehy akčnej a výstupnej veličiny- relé do spätnej väzby [3].....	14
Obr. 3 Odozvy skúmaného systému	15
Obr. 4 Systém prvého rádu s dopravným oneskorením [5]	16
Obr. 5 Prechodová charakteristika systému druhého rádu [5].....	17
Obr. 6 Schéma jednosmerného motoru s permanentným magnetom	22
Obr. 7 Výpočet kritických parametrov diskrétneho systému 2. rádu [3].....	25
Obr. 8 Výpočet kritických parametrov diskrétneho systému 3. rádu [3].....	26
Obr. 9 Kaskádová regulácia [12]	27
Obr. 10 Regulačný obvod [12].....	28
Obr. 11 Windup efekt [14].....	29
Obr. 12 Štruktúra s meraním skutočného akčného zásahu [15].....	30
Obr. 13 Double Drive [16].....	31
Obr. 14 Schéma Double Drive [17]	32
Obr. 15 Sekundárny obvod kaskádovej regulácie DC motoru.....	34
Obr. 16 Primárny obvod kaskádovej regulácie DC motoru.....	35
Obr. 17 Blokovaná schéma identifikačného experimentu elektrickej časti.....	38
Obr. 18 Priebeh identifikácie elektrického systému	40
Obr. 19 Detail č.1 prechodovej charakteristiky elektrickej časti- drive A.....	41
Obr. 20 Detail č.2 prechodovej charakteristiky elektrickej časti- drive A.....	41
Obr. 21 Výstupy identifikovaného a reálneho systému- Drive A.....	43
Obr. 22 Skoková zmena uhlovej rýchlosti (ilustračný obrázok).....	44
Obr. 23 Výsledky identifikácie systému double drive- drive A	45
Obr. 24 Priebehy regulácie uhlovej rýchlosti- kaskádové zapojenie (OM/SO)....	48
Obr. 25 Priebehy regulácie uhlovej rýchlosti- kaskádové zapojenie (LS).....	51
Obr. 26 Priebehy regulácie polohy- kaskádové zapojenie (LS).....	52
Obr. 27 Akčné zásahy regulácie polohy- kaskádové zapojenie (LS)	53
Obr. 28 Priebehy regulácie polohy- kaskádové zapojenie (OM/SO).....	54
Obr. 29 Akčné zásahy regulácie polohy- kaskádové zapojenie (OM/SO)	55
Obr. 30 Priebehy regulácie polohy- jednorozmerná regulácia PID	56
Obr. 31 Akčné zásahy regulácie polohy- samostatné PID (Ziechler- Nichol森) .57	
Obr. 32 Priebeh regulácie polohy bez mŕtveho pásma	57
Obr. 33 Priebeh akčného zásahu regulácie polohy bez mŕtveho pásma	58
Obr. 34 Priebeh regulácie polohy s mŕtvym pásmom.....	58
Obr. 35 Priebeh akčného zásahu regulácie polohy s mŕtvym pásmom	59
Obr. 36 Priebehy jednotlivých regulácií na zariadení double drive- drive A	60
Obr. 37 Detail nábehu požadovanej polohy jednotlivých regulácií.....	60

Obr. 38 Testované DC motory	61
Obr. 39 Identifikovaný systém- motor č.1	62
Obr. 40 Priebeh regulácie uhlovej rýchlosti- motor č.1	63
Obr. 41 Výsledok identifikácie- motor č.2	63
Obr. 42 Regulácia rýchlosti motor č.2	64
Obr. 43 Výsledok identifikácie motor č.3	65
Obr. 44 Priebeh regulácie rýchlosti- motor č.3	66
Obr. 45 Výsledok identifikácia motor č.4	67
Obr. 46 Detail prechodovej charakteristiky elektrickej časti- motor č.4	67
Obr. 47 Akčné zásahy regulácie uhlovej rýchlosti- motor č.4	68
Obr. 48 Výsledok identifikácie- motor č.5	69
Obr. 49 Priebeh kaskádovej regulácie polohy- motor č.5	70
Obr. 50 Priebeh samostatnej regulácie polohy- motor č.5	71
Obr. 51 Užívateľská aplikácia	74
Obr. 52 Priebeh regulácie polohy- motor č.1	82
Obr. 53 Priebeh regulácie polohy- motor č.2	83
Obr. 54 Priebeh regulácie polohy- motor č.3	84
Obr. 55 Priebeh regulácie polohy- motor č.4	85

Zoznam tabuliek

Tab. 1 Parametre DC motoru	23
Tab. 2 Výsledky viacnásobnej identifikácie el. časti	42
Tab. 3 Identifikované parametre mechanickej časti motoru	43
Tab. 4 Porovnanie výsledkov identifikácií	45
Tab. 5 Štítkové parametre DC motoru	46
Tab. 6 Parametre regulátorov- motor č.1	62
Tab. 7 Parametre regulátorov- motor č.2	64
Tab. 8 Parametre regulátorov- motor č.3	65
Tab. 9 Parametre regulátorov- motor č.4	67
Tab. 10 Parametre regulátorov- motor č.5	69

Obsah

1	Úvod.....	13
2	Rešerše	14
2.1	Metódy automatického ladenia regulátorov.....	14
2.1.1	Releová metóda.....	14
2.1.2	Metóda EXACT	14
2.1.3	Momentová metóda	15
2.1.4	Identifikácia z prechodovej charakteristiky	15
2.2	Regresné metódy identifikácie.....	17
2.2.1	Metóda najmenších štvorcov	18
2.2.2	Metóda inštrumentálnej premennej.....	20
2.2.3	Metóda predikčných chýb.....	21
2.3	Matematický model DC motoru	22
2.4	Metódy návrhu riadenia DC motorov	23
2.4.1	Metóda optimálneho modulu a symetrického optima.....	27
2.4.2	Metóda vychádzajúca z požadovaného tvaru uzavretého regulačného obvodu ...	28
2.5	Obmedzujúce limity reálnych DC motorov	29
2.5.1	Wind- up efekt	29
2.5.2	Voľba vzorkovacej periódy.....	30
3	Ciele práce a návrh riešenia na základe rešerše	30
3.1	Formulácia problému a ciele práce	30
3.2	Analýza problému a návrh riešenia.....	31
4	Parametrizácia regulátora.....	33
4.1	Návrh metódou optimálny modul a symetrické optimum	35
4.2	Návrh vychádzajúci z požadovaného tvaru uzavretého regulačného obvodu	37
5	Návrh a overenie identifikačnej metódy na systéme Double Drive.....	38
5.1	Identifikácia elektrickej časti DC motora	38
5.2	Identifikácia mechanickej časti DC motora	42
6	Porovnanie typov regulácií z identifikovaných parametrov na sústave Double Drive.....	46
6.1	Zhodnotenie	59
7	Výsledky regulácie použitého algoritmu ladenia na rôznych DC motoroch	61
7.1	DC motor č.1	62
7.2	DC motor č.2.....	63

7.3	DC motor č.3.....	65
7.4	DC motor č.4.....	67
7.5	DC motor č.5.....	69
8	Dosiahnuté ciele a návrh ďalších riešení	72
9	Tvorba užívateľského prostredia.....	73
10	Záver	75
11	Použitá literatúra	77
	Zoznam použitých skratiek.....	80
	Zoznam príloh.....	81
	Príloha.....	82

1 Úvod

Jedným z hlavných cieľov automatického ladenia alebo auto-tunningu, je skrátiť čas ladenia jednotlivých parametrov regulátora, ktoré ladí skúsený a občas aj neskúsený pracovník. V prípade neskúseného pracovníka, sa môže stať že regulátor nebude správne naladený. Použitím ladiaceho systému sa zníži nárok na kvalifikáciu a odborníka a taktiež sa výrazne môže skrátiť čas ladenia. Z toho dôvodu boli zavedené riadiace jednotky s funkciou automatického ladenia (napr. EPOS od Maxonu [1]). Funkcia automatického ladenia regulátora spočíva v identifikácii systému a následnej parametrizácii vhodného regulátora. Existuje rada identifikačných metód, ktoré sú univerzálne, no napriek tomu je pri návrhu pre konkrétnu aplikáciu poznať chovanie systému. Na základe takejto znalosti sa môže navrhnúť identifikačný experiment a k tomu vhodná identifikačná metóda. S nárokmi na identifikačný experiment a kvalitu regulácie rastú nároky používaný hardware.

Okrem využitia pre elektrické pohony nachádzajú tieto metódy ladenia v rôznych oblastiach, ako napríklad riadenie teploty, riadenie chemických procesov a iné.



Obr. 1 Priemyselná riadiaca jednotka spoločnosti MAXON [1]

2 Rešerše

V priemyselných aplikáciách používa rada riadiacich jednotiek funkciu "autotune", alebo tzv. funkciu samo-nastaviteľných parametrov regulátora. V prevažnej väčšine je funkcia rozdelená do dvoch hlavných krokov. Prvým krokom je identifikácia systému a následná parametrizácia regulátora na základe identifikovaného systému. Jedným z najpoprednejších výrobcov riadiacich jednotiek s funkciou samo-nastaviteľného regulátora pre DC motory je spoločnosť Maxon. Ďalšími spoločnosťami v oblasti automatického ladenia sú napr. ABB, Foxrob, Tecoma atď.

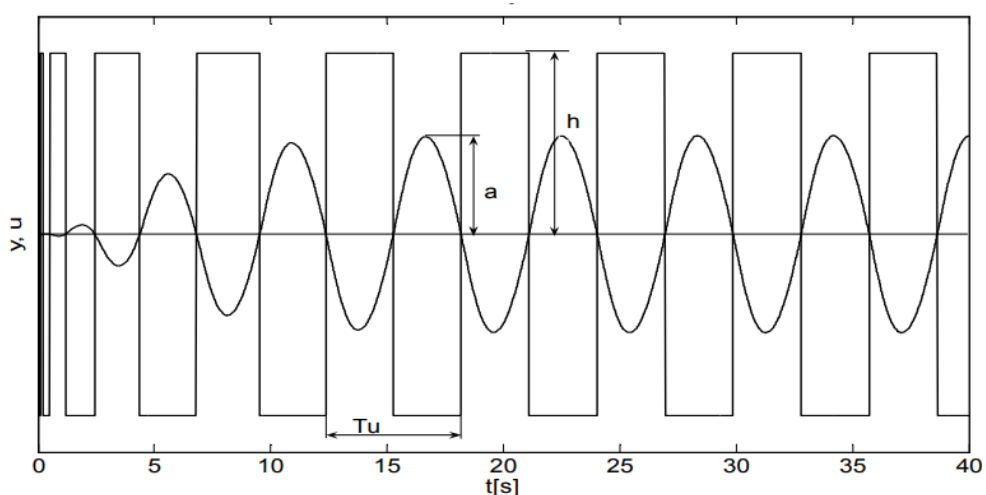
2.1 Metódy automatického ladenia regulátorov

2.1.1 Releová metóda

Inak nazývaná aj Astrom-Hagglundova metóda[2], sa snaží vybudit' systém na medzu stability. Aby bolo možné priviesť odozvu systému na medzu stability, zapojí sa do spätno-väzbového riadenia relé. Dvojstavové riadenie pomocou relé zaisťuje, že akčný zásah bude prepínať medzi dvoma stavmi a tým zaisťuje osciláciu medzi referenčnou hodnotou. Z oscilácií sa zistí kritická perióda a na základe teórie harmonickej rovnováhy sa vypočíta kritické zosilnenie, vzťah 2.1.

$$r_{ok} = \frac{\pi a}{4 h} \quad (2.1)$$

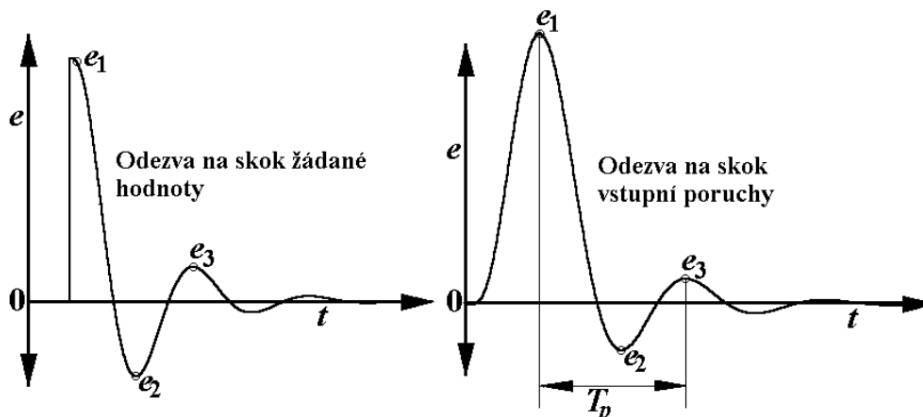
kde parametre a , h reprezentujú amplitúdy výstupného signálu a vstupného signálu obr.2.



Obr. 2 Priebehy akčnej a výstupnej veličiny- relé do spätnej väzby [3]

2.1.2 Metóda EXACT

Táto metóda spočíva v sledovaní tvarov priebehov odoziev systému, pri zmene žiadanej a poruchovej veličiny, z ktorých sa snaží navrhnuť optimálny regulátor. Tieto odozvy znázorňuje obr.3



Obr. 3 Odozvy skúmaného systému

Algoritmus detekuje okamih, kedy sa regulačná odchýlka odchyľ od nulovej hodnoty o viac ako dvojnásobok hladiny šumu. Detekuje sa trojica vrcholov, na základe ktorých sa spočítajú parametre PID regulátora podľa určitého kritéria[4]. Takýto algoritmus používajú napríklad regulátory od firmy Foxboro.

2.1.3 Momentová metóda

Momentová metóda je založená na spracovaní odozvy riadeného systému na vhodne definovaný obdĺžnikový pulz. Z odozvy sa získajú charakteristické parametre procesu, statické zosilnenie, oneskorenie a doba reakcie. Na základe znalostí týchto parametrov sa navrhne robustný regulátor, ktorý zaistí splnenie požiadavkou pre ľubovoľný systém patriaci do množinového modelu a zároveň minimalizuje určité optimalizačné kritérium. Algoritmus je použiteľný pre statický ako aj astatický systém s akýmkoľvek rádom [4]. Táto metóda bola vyvinutá prof. Schlegnelem z ZČU Plzeň a je použitá firmami ako je napríklad PMA, Tecomat.

2.1.4 Identifikácia z prechodovej charakteristiky

Najčastejšou neparametrickou metódou je identifikácia systému na základe prechodovej charakteristiky skúmaného systému. Táto metóda spočíva v buzení ustáleného systému skokovou zmenou. Nameraním odozvy systému získame prechodovú charakteristiku. Na základe odozvy systému získame podstatné informácie o systéme.

1) Systém prvého rádu

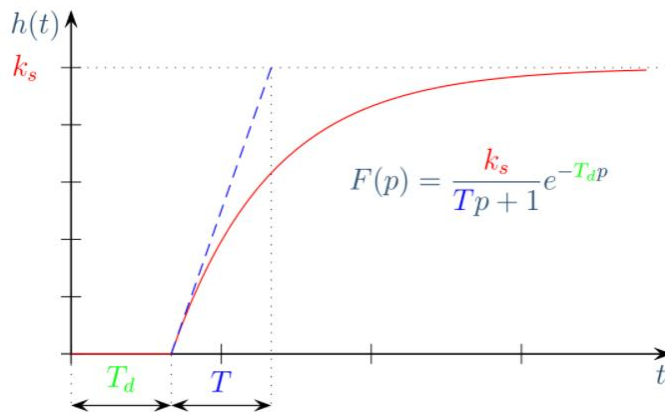
Na obr.4 je znázornená prechodová charakteristika statického systému prvého rádu s dopravným oneskorením. Prvým charakteristickým znakom, že sa jedná o systém prvého rádu je, že nábehu systému od času T_d nedochádza k zvlenu ako je tomu u systémov s vyšším rádom. Z prechodovej charakteristiky môžeme identifikovať:

K_s - statické zosilnenie [záleží na výstupnej veličine systému]

T - časovú konštantu (amplitúdová hodnota 63.2% z ustáleného stavu) [s]

T_d - dopravné oneskorenie [s]

Prenos takéhoto systému popisuje vzťah na obrázku. U systému bez dopravného oneskorenia sa vyruší exponenciálny člen.



Obr. 4 Systém prvého rádu s dopravným oneskorením [5]

2) Systém druhého rádu

Prechodová charakteristika systému druhého rádu je na obr.5. Oproti systému prvého rádu dochádza pri nábehu k zvlenu a obsahuje viac parametrov:

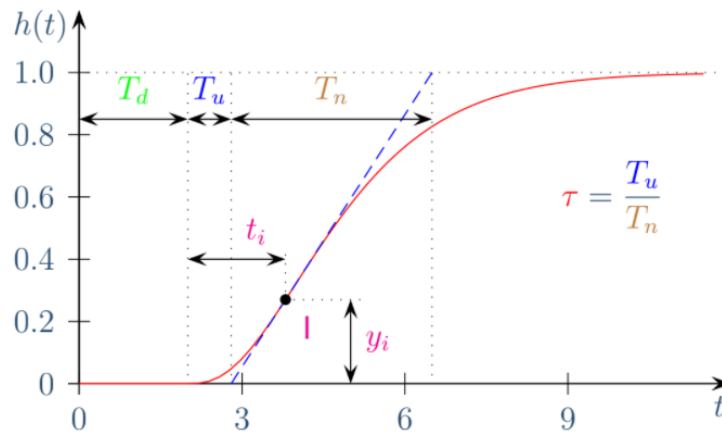
K_s - statické zosilnenie [záleží na výstupnej veličine systému]

T_u - doba priet'ahu [s]

T_n - doba nábehu [s]

T_d - dopravné oneskorenie [s]

I - inflexný bod, ktorý je definovaný súradnicami $[t_i, y_i]$



Obr. 5 Prechodová charakteristika systému druhého rádu [5]

Prenos tohto systému bez dopravného oneskorenia popisuje vzťah (2.2).

$$F(s) = \frac{K_s}{(T_1s + 1)(T_2s + 1)} \quad (2.2)$$

Pre určenie parametrov T_1 a T_2 existujú tabuľky z ktorých sa na základe znalosti pomeru τ (obr.5) určia tieto hodnoty.

U systémov vyšších rádoov dochádza k väčšiemu zvlneniu prechodovej charakteristiky. Na základe znalosti jednotlivých parametrov sa potom vypočítajú parametre regulátora.

2.2 Regresné metódy identifikácie

Matematický obor zaoberajúci sa parametrickými metódami identifikácie sa nazýva regresná analýza. Snahou je nájsť parametre systému, ktoré minimalizujú, prípadne maximalizujú daný funkcionál. V technickej praxi je najčastejšie používanou metódou metóda najmenších štvorcov. Metóda najmenších štvorcov je použiteľná však iba pre modely bez šumu na výstupe. Pokiaľ na výstupe systému pôsobí šum (šum senzoru) je nutné signál filtrovať, alebo použiť metódu určenú pre model s výstupným šumom.

Parametrické metódy môžeme ďalej rozdeliť na :

- Jednorazové** - výhodou je jednoduchosť implementácie. Nevýhoda spočíva v náročnosti na pamäť počítača, pri práci s množstvom meraných vstupno-výstupných dát, ktoré vedú na matice o veľkých rozmerov.
- Priebežné** - na rozdiel od jednorazovej metódy je zložitejšia na implementáciu. Naopak výpočet nevedie na matice veľkých rozmerov, ale v každom kroku sa prepočíta aktuálna hodnota parametrov systému na základe spresnenia

kovariačnou maticou. Často sa používa v prípadoch nastavovania regulátorov v priebehu regulácie. Pokiaľ sa jedná o systém s premenlivými parametrami používa metóda exponenciálne zabúdanie [6].

Pre oba tieto spôsoby identifikácie môžeme identifikovať parametre spojitého, alebo diskrétného systému. V závislosti od poruchy vstupu, alebo poruchy výstupu (šum) sa volí identifikačná metóda.

Jednou z najpoužívanejších metód je metóda najmenších štvorcov. Jej snahou je minimalizovať sumu štvorcov predikčných chýb, medzi identifikovaným modelom a meraným výstupom. Metóda sa používa v mnoho odvetviach a rovnako bola použitá aj pre identifikáciu DC motoru[7]. Túto metódu nie je možné použiť v prípadoch, kedy na výstup meraného signálu pôsobí šum. Odhad parametrov je tak vychýlený.

V prípade pôsobenia šumu na výstupe je možné použiť viacero metód. Jednou z nich je metóda inštrumentálnej premennej. Myšlienkou tejto metódy je modifikovať výpočet zavedením nového vektoru parametrov, ktorý nie je vzájomne korelovaný so šumom.

Ďalšou používanou metódou je metóda maximálnej dôveryhodnosti. Metóda sa snaží nájsť také parametre v určitom intervale, ktoré maximalizujú pravdepodobnostnú funkciu. Táto metóda našla uplatnenie v identifikácii systémov v leteckom priemysle[8].

2.2.1 Metóda najmenších štvorcov

Myšlienka tejto metódy spočíva v odhade parametrov, ktoré minimalizujú sumu štvorcov odchýlok predikčných chýb daného funkcionálu. Funkcionál v podobe účelovej funkcie je popísaný vzťahom (2.3).

$$J(\theta) = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \varepsilon_k^2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N (y_k - \hat{y}_k)^2 = \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N (y_k - \varphi_k^T \theta)^2 \quad (2.3)$$

Predikčná chyba v danom kroku ε_k je daná rozdielom meraného výstupu y_k a odhadovaného výstupu \hat{y}_k . Odhad výstupu v aktuálnom kroku získame súčinom vektoru premenných φ_k a vektoru parametrov θ . Po minimalizácii stratovej funkcie (2.3) dostaneme nasledovný vzťah:

$$\frac{\partial J(\theta)}{\partial \theta} = 0 = \sum_{k=1}^N \varphi_k (y_k - \varphi_k^T \theta) \quad (2.4)$$

Keďže sa jedná o odhad parametrov, budeme značiť vektor parametrov $\hat{\theta}$ a riešením rovnice 2.4 je vzťah 2.5.

$$\hat{\theta} = \left[\sum_{k=1}^N \varphi_k \varphi_k^T \right]^{-1} \sum_{k=1}^N \varphi_k y_k \quad (2.5)$$

Predošlý vzťah je možné zapísať do maticovej podoby.

$$\hat{\theta} = (\Phi^T \Phi)^{-1} \Phi^T Y \quad (2.6)$$

Rekurzívny výpočet spočíva v aktualizovaní aktuálneho výpočtu z predošlého. Vzťah(2.6) obsahuje kovariačnú maticu P .

$$P_k = (\Phi^T \Phi)^{-1} \quad (2.7)$$

Pre potreby rekurzívneho výpočtu je nutné začleniť do výpočtu aktuálne a predošlé kroky.

$$P_k^{-1} = (\Phi_k^T \Phi_k)^{-1} = (\Phi_{k-1}^T, \Phi_k^T)(\Phi_{k-1}, \Phi_k)^T \quad (2.8)$$

roznásobením rovnice(2.8)získame výpočet aktuálnej kovariačnej matice z predošlého kroku:

$$P_k = (P_{k-1}^{-1} + \Phi_k \Phi_k^T)^{-1} \quad (2.9)$$

Použitím lemy o inverzii matice získame konečný rekurzívny výpočet kovariačnej matice.

$$P_k = P_{k-1} - P_{k-1} \cdot \Phi_k (\Phi_k^T P_{k-1} \Phi_k + 1)^{-1} \Phi_k^T \cdot P_{k-1} \quad (2.10)$$

Obdobným zavedením predošlého a aktuálneho kroku získame konečný rekurzívny výpočet aktuálnej hodnoty vektoru parametrov.

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + (\Phi_k^T P_{k-1} \Phi_k + 1)^{-1} P_{k-1} \Phi_k \varepsilon_k \quad (2.11)$$

Posledné dve rovnice sú konečné rovnice rekurzívneho algoritmu. Pre prehľadnosť a implementáciu sa tieto rovnice prepíšu do viacerých riadkov:

$$\varepsilon_k = y_k - \Phi_k \hat{\theta}_{k-1}$$

$$L_k = \frac{P_{k-1} \Phi_k}{(1 + \Phi_k^T P_{k-1} \Phi_k)} \quad (2.12)$$

$$P_k = P_{k-1} - L_k \Phi_k P_{k-1}$$

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + L_k \varepsilon_k$$

Kovariačná matica P , sa často inicializuje s hodnotami rozptýlou aspoň 10^8 a vektor parametrov θ buď nulou, alebo často v adaptívnom riadení veľmi malým náhodným číslom, aby výpočet nemusel pracovať s nulou, čo by mohlo viesť na výpočtové problémy [6]. V prípade spojitého systému je nutné vektor premenných Φ filtrovať pred vstupom do výpočtu. Dôvodom je často zašumený meraný signál. V prípade derivácie zašumeného signálu dochádza k impulznej odozve a odhadované parametre by neodpovedali realite. Často sa volí klasický filter typu dolný priepust s rádom väčším alebo minimálne rovnakým ako je rád identifikovaného systému. Voľba časovej konštanty filteru spočíva odhade, aby bola kratšia ako časová konštanta skúmaného systému tj. 63.2% zo skokovej odozvy, pokiaľ chceme, aby sa odhadované parametre blížili skutočným [6]. Prenos takéhoto filteru je vo vzťahu (2.13)

$$F(s) = \frac{1}{(c_0 s + 1)^n} \quad (2.13)$$

kde, c_0 odpovedá časovej konštante filteru a n je rád filteru.

2.2.2 Metóda inštrumentálnej premennej

Jedná sa o obdobnú metódu najmenších štvorcov avšak mierna modifikácia spočíva v novo zavedenom vektore premenných. Táto metóda je odolná voči vysokofrekvenčnému šumu a odhad parametrov je v takom prípade neposunutý. Aby bola identifikácia parametrov dostatočne kvalitná je dobré zaistiť vysoký pomer šumu k signálu SNR. Voľba inštrumentálnej premennej môže byť buď nezávislá na modely (2.14),

$$z(k) = [u(k-1), \dots, u(k-n_a - n_b)]^T \quad (2.14)$$

,kde parameter u predstavuje vstupy do systému, n_b a n_a predstavujú rád čitateľa a menovateľa daného modelu prenosovej funkcie. Alebo inštrumentálna premenná nezávislá na modely,

$$\mathbf{z}(k) = [-y_u(k-1), \dots, -y_u(k-n_a), u(k-1), \dots, u(k-n_b)]^T \quad (2.15)$$

,kde inštrument y_u je generovaný pomocou nasledovnej diferenčnej rovnice:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_u(k) = & \hat{b}_1(k)u(k-1) + \dots + \hat{b}_{n_b}(k)u(k-n_b) \\ & - \hat{a}_1(k)y(k-1) - \dots - \hat{a}_{n_a}(k)y(k-n_a) \end{aligned} \quad (2.16)$$

,kde parameter y predstavuje vektor meraných výstupov identifikovaného systému. Behom niekoľkých prvých iterácií tejto metódy, je odhad parametrov $\hat{b}(k)$, $\hat{a}(k)$ nespoľahlivý a preto je nutné túto metódu inicializovať použitím metódy najmenších štvorcov (prvých $4m$ iterácií, kde $m = \max(n_a, n_b)$) [9],[10]. Finálny algoritmus je podobný ako u metódy najmenších štvorcov, s rozdielom, v parametri zosilnenia L , ktorý obsahuje inštrumentálnu premennú:

$$\begin{aligned} \boldsymbol{\varepsilon}_k &= \mathbf{y}_k - \boldsymbol{\Phi}_k \hat{\boldsymbol{\theta}}_{k-1} \\ \mathbf{L}_k &= \frac{\mathbf{P}_{k-1} \mathbf{z}_k}{(1 + \boldsymbol{\Phi}_k^T \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{z}_k)} \end{aligned} \quad (2.17)$$

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{P}_{k-1} - \mathbf{L}_k \boldsymbol{\Phi}_k \mathbf{P}_{k-1}$$

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_k = \hat{\boldsymbol{\theta}}_{k-1} + \mathbf{L}_k \boldsymbol{\varepsilon}_k$$

2.2.3 Metóda predikčných chýb

Metóda predikčných chýb sa môže zaradiť medzi univerzálne metódy, pretože je použiteľná rovnako v prítomnosti šumu na výstupe, tak aj bez neho. Keďže sú niektoré modely nelineárne v parametroch, je nutné použiť aproximácie. Niekedy sa táto metóda nazýva aj nelineárna Gauss-Newtonova metóda najmenších štvorcov. Samotná Gauss-Newtonova metóda je založená na aproximácií matice druhých derivácií (Hessova matica) pomocou gradientov. To znamená, že pri výpočte je treba vypočítať gradient stratovej funkcie. Vektor premenných je zložený z derivácií podľa jednotlivých parametrov [9]:

$$\boldsymbol{\psi}(k) = \frac{\partial \hat{y}(k)}{\partial \boldsymbol{\theta}(k)} \left[\frac{\partial \hat{y}(k)}{\partial \theta_1(k)}, \frac{\partial \hat{y}(k)}{\partial \theta_2(k)}, \dots, \frac{\partial \hat{y}(k)}{\partial \theta_n(k)} \right]^T \quad (2.18)$$

, kde \hat{y} je odhadovaný výstup a θ vektor parametrov. Podobne ako u predošlej metódy je mierna modifikácia metódy najmenších štvorcov:

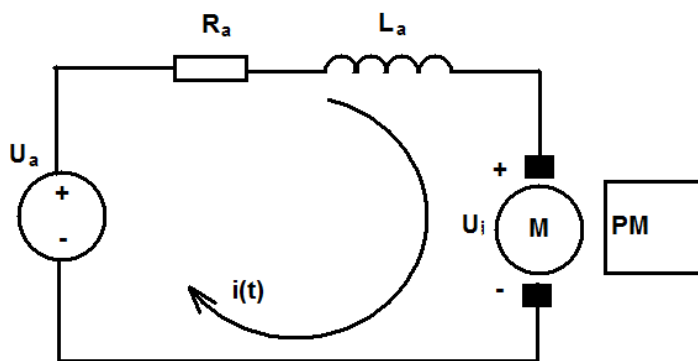
$$\varepsilon_k = y_k - \Phi_k \hat{\theta}_{k-1}$$

$$L_k = \frac{P_{k-1} \psi_k}{(1 + \psi_k^T P_{k-1} \psi_k)} \quad (2.19)$$

$$P_k = P_{k-1} - L_k \psi_k^T P_{k-1}$$

$$\hat{\theta}_k = \hat{\theta}_{k-1} + L_k \varepsilon_k$$

2.3 Matematický model DC motoru



Obr. 6 Schéma jednosmerného motoru s permanentným magnetom

$$U_a = R_a i(t) + L_a \frac{di(t)}{dt} + c\Phi \omega(t) \quad (2.20)$$

$$J \frac{d\omega(t)}{dt} = c\Phi i(t) - b \omega(t) - T \operatorname{sgn}(\omega(t)) - Mz \quad (2.21)$$

Vyššie uvedené rovnice popisujú napäťovú a pohybovú rovnicu jednosmerného motoru (ďalej už len DC motoru). Významy a jednotky jednotlivých parametrov sú zahrnuté v tab. 1.

Názov	Označenie	Jednotka SI
Napätie zdroja	U_a	V
Prúd	$i(t)$	A
Uhlová rýchlosť	$\omega(t)$	$rad \cdot s^{-1}$
Odpor vinutia	R_a	Ω
Indukčnosť vinutia	L_a	H
Motorová konštanta	$c\Phi$	$V \cdot s$
Viskózne trenie	b	$N \cdot m \cdot s$
Suché trenie	T	$N \cdot m \cdot s$
Zátťažový moment	M_z	$N \cdot m$
Moment zotrvačnosti	J	$kg \cdot m^2$

Tab. 1 Parametre DC motoru

Jedná sa o komplexný elektromechanický systém, so vzájomným prepojením. Použitím presnejšieho modelu by sa rovnice rozšírili o tepelný model, keďže odpor je závislý na teplote. Vo väčšine prípadoch keď sa nejedná napríklad o rozšírené riadenie, stačí popísať systém rovnicami bez tepelného modelu.

2.4 Metódy návrhu riadenia DC motorov

Najjednoduchšie spôsoby jednorozmernej polohovej, alebo otáčkovej regulácie vychádzajú z prepočtu kritických parametrov na jednotlivé parametre regulátorov napríklad Ziechler- Nicholsovou metódou. Existuje viacero metód ako získať kritické parametre. Pre spojité systém sa môže polohový regulátor navrhnuť cez kritické parametre získané pomocou Routh- Hurwitzovej metódy. Táto metóda je však použiteľná len pre systémy tretieho rádu (2.22). Získajú sa parametre modelu a z výpočtu determinantu matice sa získa kritické zosilnenie systému, rovnica (2.23).

$$F(s) = \frac{1}{a_3 s^3 + a_2 s^2 + a_1} \quad (2.22)$$

$$H_2 = \begin{vmatrix} a_2 & r_k \\ a_3 & a_1 \end{vmatrix} \rightarrow r_k = \frac{a_2 a_1}{a_3} \quad (2.23)$$

Kritickú uhlovú frekvenciu môžeme získať takto:

$$-a_2\omega^2 + r_k = 0 \rightarrow \omega = \sqrt{\frac{r_k}{a_2}} \quad (2.24)$$

Z uhlovej frekvencie potom jednoducho získame kritickú periódu.

$$T_k = \frac{2\pi}{\omega} \quad (2.25)$$

Ďalší spôsob získania kritických parametrov je určený pre diskkrétne modely. Výpočet kritického zosilnenia prvého rádu(2.26) popisuje rovnica (2.27). Kritická perióda sa zvolí ako dvojnásobok vzorkovacej periódy.

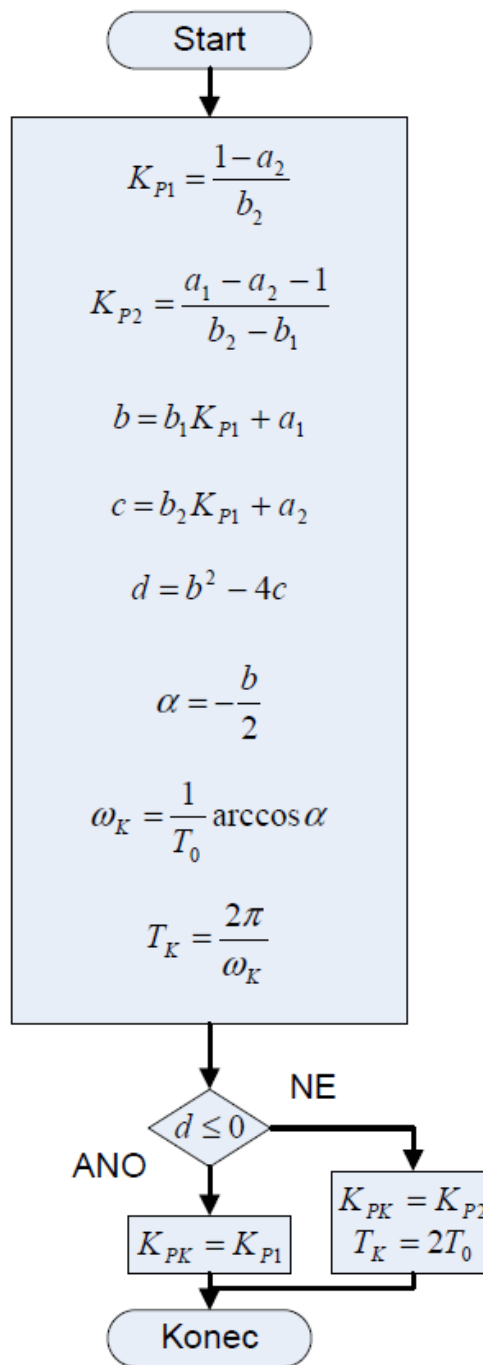
$$F(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_1z^{-1}}{1 + a_1z^{-1}} \quad (2.26)$$

$$r_k = \frac{1 - a_1}{b_1} \quad (2.27)$$

Pre systém druhého rádu:

$$F(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_1z^{-1} + b_2z^{-2}}{1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2}} \quad (2.28)$$

je výpočet kritických parametrov prevedený podľa diagramu na obr.7.

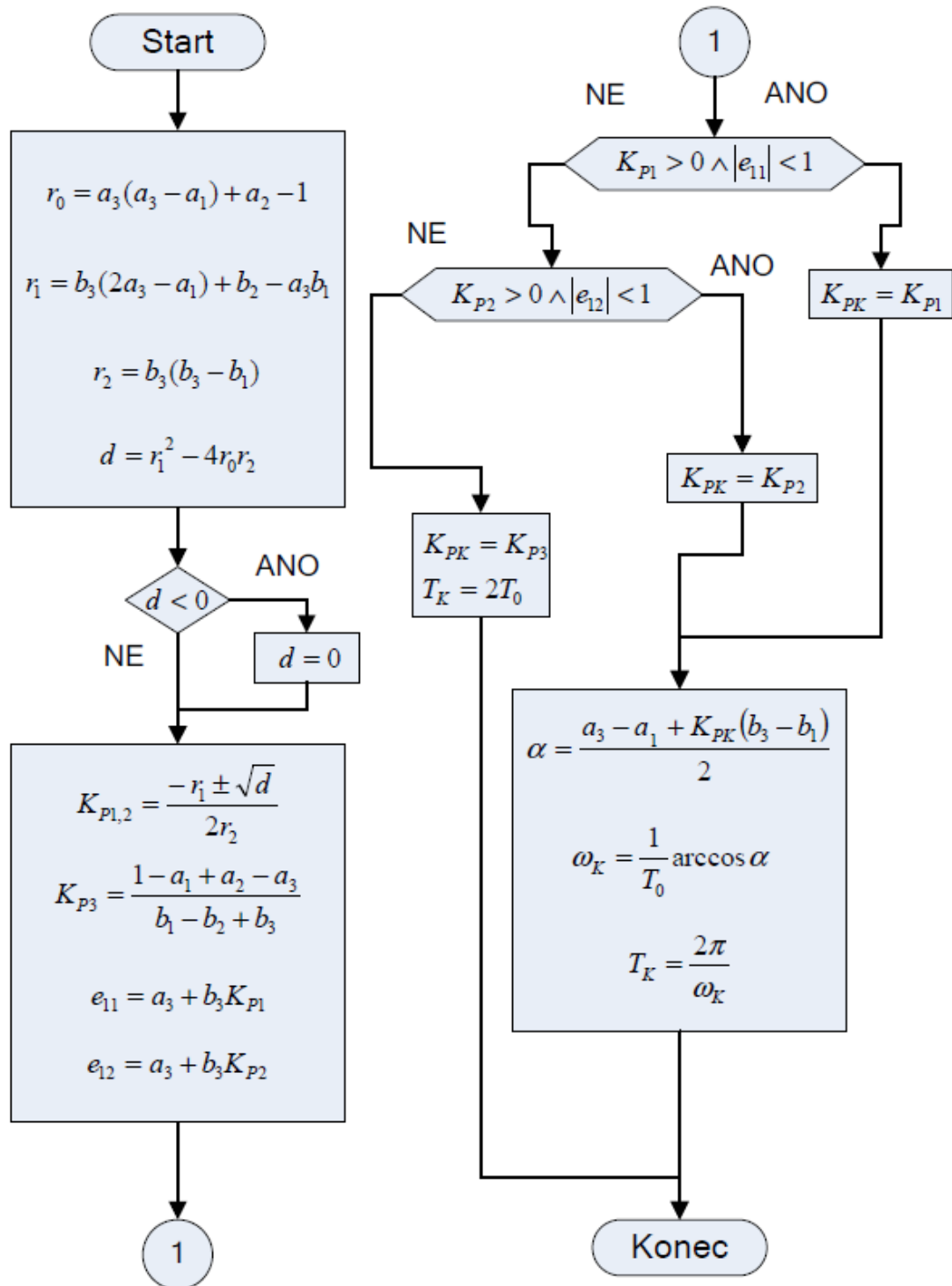


Obr. 7 Výpočet kritických parametrov diskrétného systému 2. rádu [3]

Pre model tretieho rádu:

$$F(z) = \frac{Y(z)}{U(z)} = \frac{b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + b_3 z^{-3}}{1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + a_3 z^{-3}} \quad (2.29)$$

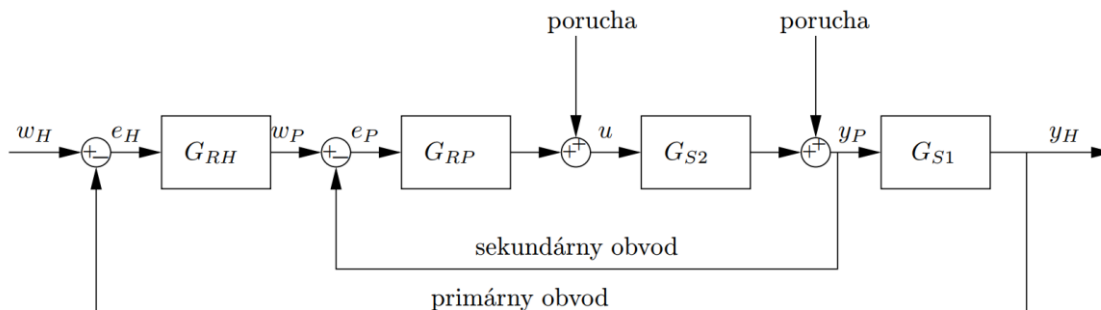
je výpočet kritických parametrov znázornený na diagrame na obr.8.



Obr. 8 Výpočet kritických parametrov diskrétného systému 3. rádu [3]

U klasickej jednorozmernej regulácie, či už polohy alebo otáčok nie je možné obmedziť záťažový moment (prúd). Preto je často používanou metódou regulácie u

jednosmerných motorov kaskádová regulácia. Bloková schéma kaskádovej regulácie je na obr.9. Na viac, u tohto typu riadenia, nie je nutná presná znalosť parametrov riadeného systému [11].



Obr. 9 Kaskádová regulácia [12]

Regulátory radené do série G_{RP} , G_{RH} s procesmi G_{S1} , G_{S2} rozdeľujú regulačný pochod do dvoch častí. Sekundárny obvod so značne rýchlejšou dynamikou reaguje na poruchu rýchlou signálovou odozvou. Tým značne napomôže primárnemu obvodu v prípade poruchy s jej okamžitou kompenzáciou. Ďalšou výhodou je, že sa urýchli reakcia sekundárneho procesu G_{S2} a tým sa zvýši rýchlosť odozvy v primárnom obvode. Sekundárny regulátor G_{RP} tlmí vplyv zosilnenia sekundárneho procesu a tak zlepšuje robustnosť regulácie [13]. U DC motorov môžeme tieto procesy rozdeliť na elektrickú časť motora a mechanickú časť motora, kde regulátor prúdu je súčasťou sekundárneho obvodu a otáčkový regulátor je súčasťou primárneho obvodu. Vo väčšine prípadoch vedie výpočet prúdového a otáčkového regulátoru na PI štruktúru. Zavedením derivačnej zložky by mohlo dôjsť k nechceným osciláciám regulovanej veličiny z dôvodu zašumených výstupných riadených signálov. V prípade D- zložky sa používa filtrácia chyby pred zosilnením.

Polohový regulátor sa v praxi najčastejšie navrhuje iteratívnym- experimentálnym spôsobom podľa požiadaviek na priebeh regulačného pochodu. V prípade návrhu takýchto regulátorov existuje množstvo metód.

2.4.1 Metóda optimálneho modulu a symetrického optima

Často používanou metódou pri návrhu kaskádnej regulácie pre DC motory, je metóda optimálneho modulu (OM) a symetrického optima (SO). Cieľom oboch metód je, aby otvorený regulačný obvod nadobudol štandardný tvar. OM vychádza z požiadavky, aby amplitúdo- frekvenčná charakteristika mala klesajúci priebeh smerom k vyšším frekvenciám [11]. Použitím náhradnej súčtovej konštanty τ_σ má mať obraz prenosu otvorenej slučky následný tvar:

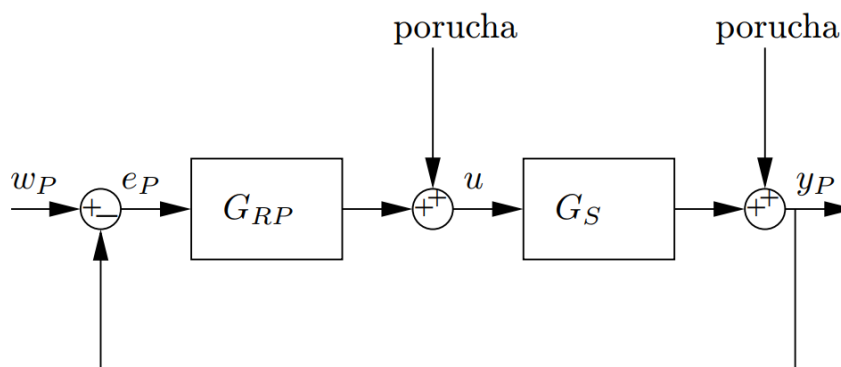
$$F_o^{OM}(s) = \frac{1}{2\tau_\sigma s(\tau_\sigma s + 1)} \quad (2.30)$$

OM však nie je možné použiť pre systém s astatizmom, keďže na amplitúdo-frekvenčnej charakteristike bude vždy existovať rezonančné prevýšenie, čo odporuje samotnej definícii OM. Pre systémy s astatizmom sa použije metóda symetrického optima, ktorá je nazvaná podľa priebehu logaritmickéj amplitúdovej charakteristiky okolo frekvencie rezu. Je vhodná pre rýchle vyregulovanie porúch[11]. Štandardný prenos otvoreného obvodu je podľa kritéria SO nasledovný:

$$F_o^{SO}(s) = \frac{4\tau_\sigma s + 1}{8\tau_\sigma^2 p^2 (\tau_\sigma s + 1)} \quad (2.31)$$

2.4.2 Metóda vychádzajúca z požadovaného tvaru uzavretého regulačného obvodu

Majme uzavretý regulačný obvod obr. 10



Obr. 10 Regulačný obvod [12]

$$H(s) = \frac{Y(s)}{W(s)} = \frac{G_R(s)G_S(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)} \quad (2.32)$$

Cieľom je navrhnuť taký regulátor G_R , aby výsledný prenos uzavretého obvodu nadobudol nasledovný tvar:

$$H(s) = \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} \quad (2.33)$$

Prevrátená hodnota časovej konštanty šírka pásma, α_c by mala byť aspoň desaťnásobne menšia ako uhlová frekvencia vzorkovania $2\pi/T_s$. Z predošlých dvoch rovníc vyjadríme prenos $G_R(s)$ a získame prenos regulátoru.

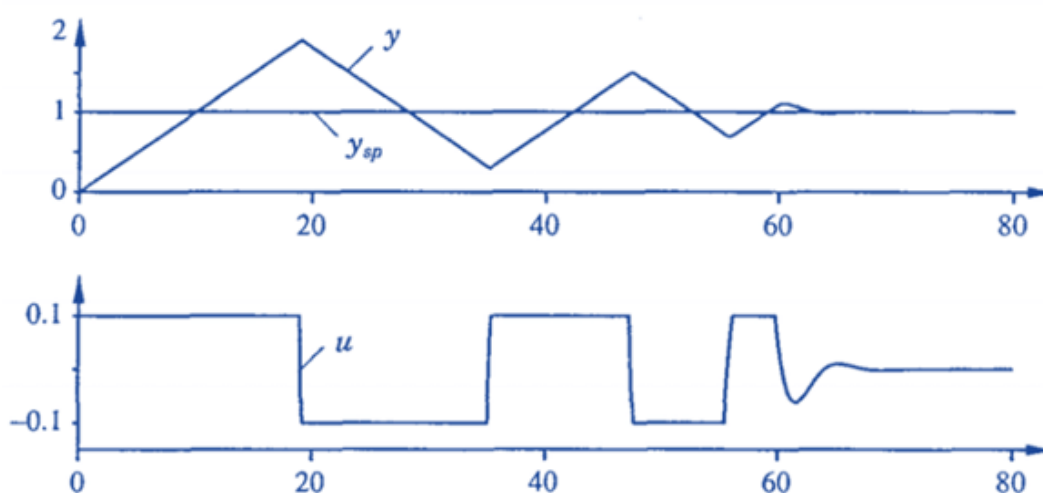
$$\frac{G_R(s)G_S(s)}{1 + G_R(s)G_S(s)} = \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} \rightarrow G_R(s)G_S(s) = \frac{\alpha_c}{s} \quad (2.34)$$

$$G_R(s) = \frac{\alpha_c}{s} \frac{1}{G_S(s)} \quad (2.35)$$

2.5 Obmedzujúce limity reálnych DC motorov

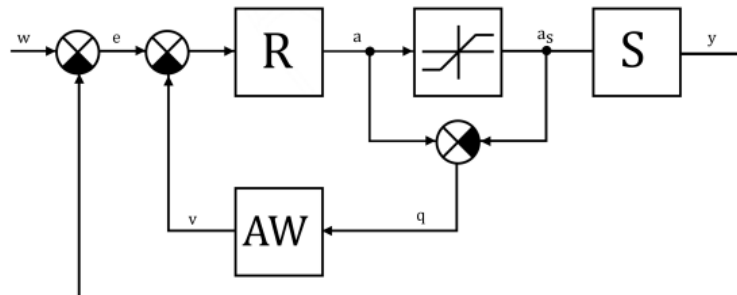
2.5.1 Wind- up efekt

V reálnych elektrických pohonoch je z fyzikálneho hľadiska obmedzená akčná veličina. V prípade DC motora je to kotevné napätie, maximálne otáčky alebo maximálny záťažový prúd, ktoré majú svoje limity. Táto nelinearita v podobe saturácie má nezanedbateľný vplyv. Tento problém súvisí s tým, že pri návrhu regulátora sa neuvažuje žiadne obmedzenie a akčný zásah regulátora nie je možný z fyzikálneho hľadiska. Pokiaľ nie je do regulátora zahrnutý anti- wind up, integračná zložka navrhnutého regulátora integruje vstupnú chybu bez ohľadu na obmedzenie, pretože ohraničenie je až za regulátorom. Integračná zložka integruje chybu až do okamihu dosiahnutie požadovanej hodnoty. Keďže zásah integrátora presahuje hodnotu obmedzenia riadiaceho signálu, regulovaná veličina sa bude dlho držať nad požadovanou hodnotou, až pokým neklesne zásah integrátora na danú hranicu obmedzenia. Vplyvom windup efektu sa prechodový dej sa značne predĺži; obr.11.



Obr. 11 Windup efekt [14]

Existuje celá rada metód ako tejto nelinearite predchádzať. Jedným z jednoduchých možností je detekcia saturácie, inak aj spätné prepočítanie (back-calculation) obr.12.



Obr. 12 Štruktúra s meraním skutočného akčného zásahu [15]

Skutočný akčný zásah regulátora sa porovná so saturovanou hodnotou a ich rozdiel vynásobený vhodnou konštantou sa odčíta od intergráčnej zložky regulátora[4]. Ošetrovanie anti-windupom by malo zaistiť na viac prechodový dej bez preregulovania. V prípade kaskádovej regulácie navrhutej metódou OM/SO je možné použiť spätné prepočítanie s obmedzením prúdu, kde konštanta AW sa volí v rozmedzí 10÷50[11].

2.5.2 Voľba vzorkovacej periódy

Podobne ako Nyquistov teorém o vzorkovaní, je možné uplatniť obdobné pravidlo pre vzorkovanie regulačného obvodu. V reálnych systémoch pri návrhu regulátora je nutné zahrnúť dopravné oneskorenie vzorkovania. Takéto systémy s dopravným oneskorením sa aproximujú systémami vyšších rádov. Pokiaľ by sa tento vplyv zanedbal pri návrhu regulátora, mohol by byť regulačný obvod nestabilný.

3 Ciele práce a návrh riešenia na základe rešerše

3.1 Formulácia problému a ciele práce

Hlavným cieľom práce je práce je navrhnuť algoritmus, ktorý automaticky naladí regulátor ľubovoľného DC motoru.

Jednotlivé ciele práce sú:

- 1) Rešerše v oblasti automatického ladenia (PID) regulátorov, so zameraním na riadení DC motorov.
- 2) Naprogramovanie niekoľkých vhodných algoritmov v prostredí MATLAB Simulink a základné overenie funkčnosti na laboratórnom DC motore.

- 3) Prevedenie testov s niekoľkými rôznymi DC motormi a porovnanie výsledkov s ohľadom na robustnosť a univerzálnosť riešenia
- 4) Implementácia jedného vybraného algoritmu pre použitie s konkrétnou riadiacou jednotkou- vytvorenie užívateľského programu pre základné nastavenie a automatické naladenie regulátoru reálneho pohonu.

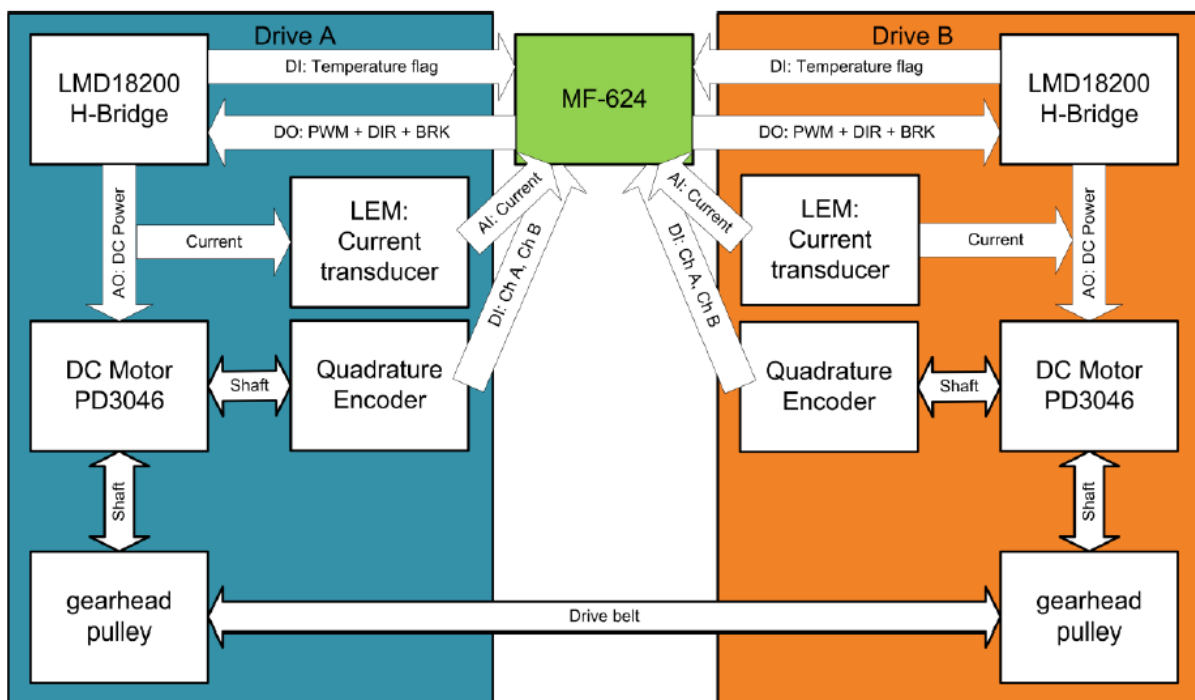
3.2 Analýza problému a návrh riešenia

Pre splnenie jedného z cieľov a jednoduchšiu implementáciu riadenia a identifikačnej metódy v prostredí MATLAB/Simulink bola v práci použitá sústava Double Drive obr.13.



Obr. 13 Double Drive [16]

Double drive je napájaný zo siete. Obsahuje dva DC motory s rozdielnymi planétovými prevodmi. DC motory obsahujú inkrementálne enkodéry, kde jeden obsahuje dvojicu hallových snímačov. Enkodér spolu s motorom sú napájané cez vrchnú časť panelu. V prípade potreby, je možné jednoducho motor vymeniť. Riadenie je umožnené pomocou H- mostíku spolu s výkonovou elektronikou a prúd je snímaný snímačom prúdu LEM. Aby bolo možné motory prevádzkovať, je nutná vstupno-výstupná karta MF-624. Pokiaľ je DC motor ovládaný cez Matlab/ Simulink použije sa Real Time toolbox. Schéma Double Drive je na obr. 14.



Obr. 14 Schéma Double Drive [17]

V rešeršnej časti bolo popísaných mnoho výhod kaskádovej regulácie, ktorá je často používaná pre riadenie DC motorov. Časť spomenutých metód automatického ladenia je použitá pre reguláciu jednej veličiny využitím PID regulátora. Pri návrhu kaskádových regulátorov analytickými metódami, je nutná znalosť elektrického systému (prúdový regulátor) ako aj mechanického systému (otáčkový regulátor). Z toho vyplýva, že najvhodnejšie je použiť parametrické metódy identifikácie, z ktorých získame parametre, ktoré majú fyzikálnu podstatu, pre analytický návrh regulátorov.

- **Elektrická časť motora**

V prípade návrhu prúdového regulátora sa realizuje návrh pre zabrzdený motor. Separovaním elektrickej časti rovnice pre DC motor, dostaneme klasický RL článok, rovnica (3.1). Z kybernetického hľadiska sa jedná o statický člen prvého rádu, kde vstup predstavuje napätie a výstup prúd. Prenos elektrického systému je teda nasledovný:

$$F(s) = \frac{K_a}{\tau_a s + 1} \quad (3.1)$$

System prvého rádu obsahuje dva parametre, statické zosilnenie (prevrátená hodnota odporu) a časová konštanta (pomer indukčnosti a odporu vinutia).

- Prvou a zároveň najjednoduchšou metódou je identifikácia z prechodovej charakteristiky. Aby bolo možné systém identifikovať touto metódou je nutné zaistiť kvalitu výstupného signálu (prúdu). Výstupný signál zo snímaču prúdu býva zašumený vysokofrekvenčným šumom. Tento signál je možné filtrovať napríklad filtrom typu dolný priepust, ktorý však spôsobuje fázový posun.
- Regresnou metódou môžeme získať parametre systému, buď spojitého modelu, alebo diskretného. V prípade spojitého systému je nutné použiť filter a v prípade diskretného systému je nutné použiť metódu vhodnú pre vysokofrekvenčný šum. Z všeobecne známych parametrických metód sa používa pre vysokofrekvenčný šum napr. metóda inštrumentálnej premennej. Aby nebolo nutné signál filtrovať bola nakoniec vybraná metóda inštrumentálnej premennej pre diskretný model.
- **Mechanická časť motora**
 V tomto prípade sa jedná o identifikáciu mechanických parametrov resp. ich pomerov. Použiteľným výstupom Double Drive DC motoru pre tieto potreby je natočenie rotora, ktoré je snímané inkrementálnym enkodérom. Periférie karty MF246 umožňujú snímať schodový signál natočenia, kde schody odpovedajú pulzom dvojkanálového enkodéru. V takomto prípade je prepočet na otáčky realizovateľný najčastejšie použitím dolno- priepustného filtru pred numerickou deriváciou.
 - Pre potrebnú znalosť parametrov otáčkového regulátora je parametrická metóda opäť na mieste. Filtrovaním vstupov pred numerickou deriváciou, je možné identifikovať spojitý systém aj pomocou metódy najmenších štvorcov.

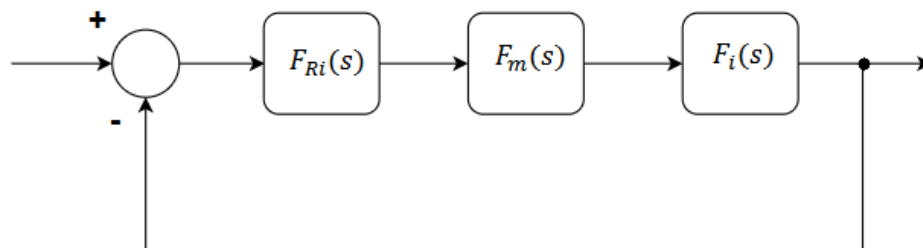
Z hľadiska pamäťovej náročnosti by bolo vhodnejšie použiť rekurzívny výpočet parametrov. Pri dlhšom čase merania výstupov a s uvažovaním vzorkovacej periódy by použitím jednorazovej metódy viedol výpočet na matice veľkých rozmerov. V prípade rekurzívneho výpočtu sa uchováajú len posledné parametre merania. Z toho dôvodu budú použité rekurzívne metódy.

4 Parametrizácia regulátora

Aby sme mohli použiť identifikačnú metódu, musíme poznať potrebné parametre ktoré figurujú v návrhu jednotlivých regulátorov. V nasledujúcej časti boli navrhnuté jednotlivé kaskádové regulátory popísané v rešeršnej časti s ohľadom na vzorkovaciu

periódu a filtrom pred numerickou deriváciou. Jedná sa o teoretický podklad pre vyčíslenie regulátorov v praktickej časti.

Ako prvý sa navrhuje prúdový regulátor pre zabrzdžený motor. Bloková schéma obr. 15 znázorňuje sekundárny regulačný obvod DC motoru.



Obr. 15 Sekundárny obvod kaskádovej regulácie DC motoru

- Prenos zabrzdzeného motora:

$$F_i(s) = \frac{1}{L_a s + R_a} = \frac{K_a}{\tau_a s + 1} \quad (4.1)$$

Do prenosu je nutné zahrnúť dopravné oneskorenie, ktoré je rovné dvojnásobku vzorkovacej periódy. Prenos sa tak modifikuje na výsledný tvar:

$$F_i(s) = \frac{K_a}{\tau_a s + 1} e^{2ts} \quad (4.2)$$

- Prenos frekvenčného meniča:

$$F_m(s) = \frac{K_m}{\tau_m s + 1} \quad (4.3)$$

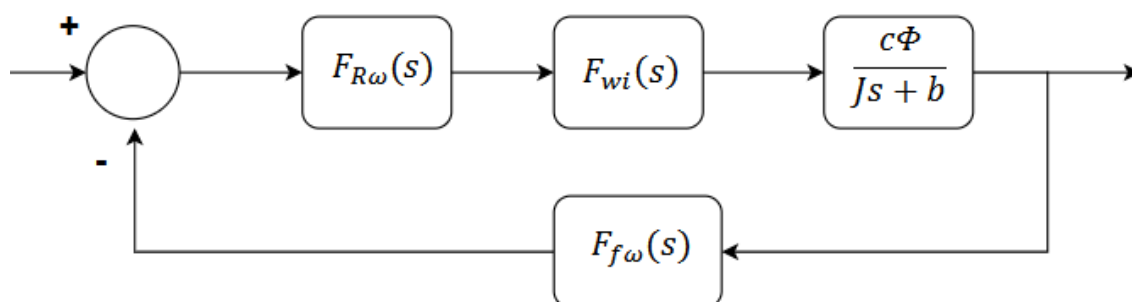
kde časová konštanta frekvenčného meniča τ_m je polovica periódy frekvenčného meniča. V praxi sa pri návrhu prúdového regulátora z dôvodu dopravného oneskorenia vzorkovacej periódy volí často jeden a polnásobok periódy frekvenčného meniča a konštanta K_m je zosilnenie frekvenčného meniča.

$$\tau_m = 1,5 T_{PWM}$$

- Prenos regulátora: $F_{Ri}(s)$
- Prenos snímaču prúdu: často býva dynamika snímaču veľmi malá oproti ostatným a je ju možné zanedbať.
- Požadovaný tvar otvoreného regulačného obvodu:

$$F_o^{OM}(s) = \frac{1}{2\tau_\sigma s(\tau_\sigma s + 1)} \quad (4.4)$$

Následne prebieha návrh otáčkového regulátora.



Obr. 16 Primárny obvod kaskádovej regulácie DC motoru

- Prenos uzavretého sekundárneho regulačného obvodu: $F_{wi}(s)$
- Prenos otáčkového regulátora: $F_{R\omega}(s)$
- Prenos mechanickej časti motora:

$$F_{mech}(s) = \frac{c\Phi}{Js + b} \quad (4.5)$$

- Prenos filtra uhlovej rýchlosti:

$$F_f(s) = \frac{1}{T_f s + 1} \quad (4.6)$$

kde T_f je časová konštanta filtra. Jedná sa o filter pred numerickou deriváciou.

4.1 Návrh metódou optimálny modul a symetrické optimum

Návrh prúdového regulátora metódou optimálneho modulu je nasledovný:

$$F_{Ri}(s) = F_o^{OM}(s) \frac{1}{F_i(s)F_m(s)} \quad (4.7)$$

$$F_{Ri}(s) = \frac{1}{2\tau_\sigma s(\tau_\sigma s + 1)} \frac{(\tau_a s + 1)(\tau_m s + 1)}{K_a K_m} \quad (4.8)$$

Časovú konštantu τ_σ zvolíme rovnú najkratšej časovej konštante čo by mala byť konštantu τ_m a úpravou získame PI regulátor prúdu.

$$F_{Ri}(s) = \frac{(\tau_a s + 1)}{K_a K_m 2\tau_m s} \quad (4.9)$$

Ďalej nasleduje návrh regulátora uhlovej rýchlosti, resp. otáčok. Sekundárny obvod obr.17 musíme nahradiť náhradným prenosom uzavretého obvodu podľa základnej teórie:

$$F_{wi}(s) = \frac{F_{Ri}(s)F_i(s)F_m(s)}{1 + F_{Ri}(s)F_i(s)F_m(s)} \quad (4.10)$$

dosadením a úpravou dostaneme prenos (4.11).

$$F_{wi}(s) = \frac{1}{2\tau_m^2 s^2 + 2\tau_m s + 1} \quad (4.11)$$

Keďže τ_m časová konštantu frekvenčného meniča býva vždy malá, prvý člen prenosu (4.11) sa zanedbáva a pri návrhu otáčkového regulátora sa použije zjednodušený prenos:

$$F_{wi}(s) = \frac{1}{2\tau_m s + 1} \quad (4.12)$$

Ako bolo spomenuté metóda symetrického optima je dobrá pre vyregulovanie poruchy a je vhodná pre systémy s astatizmom. Podľa blokovej schémy na obr.18 sústava neobsahuje žiadny astatizmus, kvôli členu viskózneho tlmenia ($F_{mech}(s)$). Použitím SO by návrh regulátora viedol na tvar PID, ktorý by mohol byť citlivý na šum. V takých prípadoch sa používa filtrácia derivačnej zložky, ale v praxi je najčastejšie používaný pre kaskádovú štruktúru PI regulátor. Aby viedol regulátor (pomocou SO) na PI štruktúru zanedbáme viskózne tlmenie systému. Návrh regulátoru otáčok metódou SO je nasledovný:

$$F_{R\omega}^{SO}(s) = F_o^{SO}(s) \frac{1}{F_{wi}(s)F_{f\omega}(s)} \frac{Js}{c\Phi} \quad (4.13)$$

$$F_{R\omega}^{SO}(s) = \frac{4\tau_\sigma s + 1}{8\tau_\sigma^2 s^2 (\tau_\sigma s + 1)} \frac{(2\tau_m s + 1)(\tau_f s + 1) Js}{1 c\Phi} \quad (4.14)$$

Časovú konštantu otvoreného regulačného obvodu τ_σ zvolíme ako súčtovú časovú konštantu a výsledný prenos regulátora je nasledovný:

$$F_{R\omega}^{SO}(s) = \frac{4\tau_{súč}s + 1}{8\tau_{súč}^2s} \frac{J}{c\Phi} \quad (4.15)$$

4.2 Návrh vychádzajúci z požadovaného tvaru uzavretého regulačného obvodu

Z odvodeného výsledného prenosu v teoretickej časti, prenos (2.32) môžeme navrhnuť prúdový regulátor.

$$F_{Ri}^{LS}(s) = \frac{\alpha_c}{s} \frac{1}{F_i(s)} = \frac{\alpha_c}{s} \frac{L_a s + R_a}{1} \quad (4.16)$$

Vhodnou voľbou α_c sa môže zahrnúť do výpočtu vplyv vzorkovacej frekvencie, ktorá priamo súvisí s voľbou frekvencie frekvenčného meniča, a tým pádom nie je nutné použiť vo výpočte prenos frekvenčného meniča.

Podľa teórie návrhu tohto typu regulátora sa nepoužíva vo výpočte náhradný uzatvorený prenos sekundárnej slučky, keďže dynamika mechanickej časti je dominantná a výrazne pomalšia. Priamo sa navrhuje otáčkový regulátor pre mechanický obvod ktorý je zastúpený prenosom[18]:

$$F_{mech}(s) = \frac{c\Phi}{Js + b} \quad (4.17)$$

Z prenosu je vidieť analógiu s elektrickou časťou a obdobným spôsobom sa navrhne otáčkový regulátor:

$$F_{R\omega}^{LS}(s) = \frac{\alpha_s}{s} \frac{1}{F_{mech}(s)} = \frac{\alpha_s}{s} \frac{Js + b}{c\Phi} \quad (4.18)$$

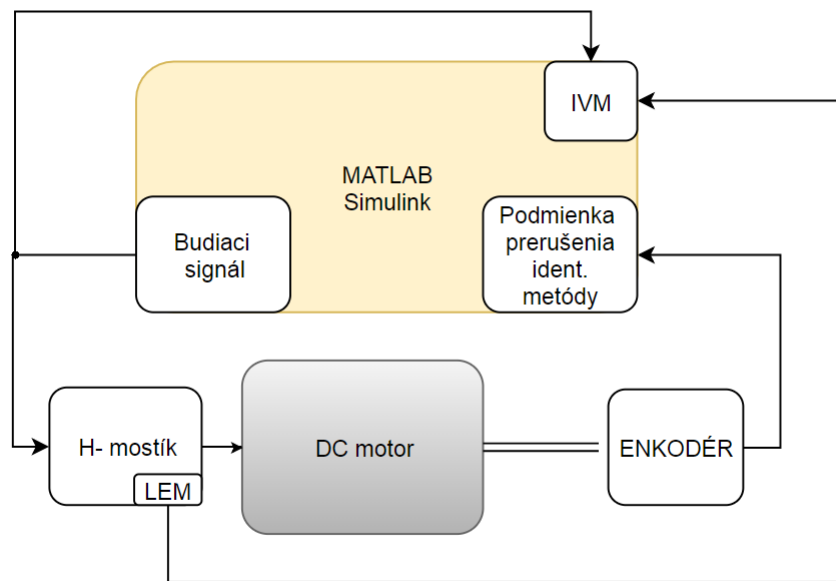
Ako už bolo spomenuté šírka pásma α_s by mala byť minimálne o desaťnásobne menšia ako šírka pásma sekundárneho regulačného obvodu[18]. Z analýzy fázovej bezpečnosti sa dá zistiť podľa známeho systému hodnota šírky pásma, pre konkrétnu voľbu fázovej bezpečnosti. Iteratívnym spôsobom, pomocou príkazu margin je možné navrhnuť šírku

pásma pre požadovaný prechodový dej. Pri tomto spôsobe nedochádza ku kompenzácií poruchy a bolo by nutné merať poruchu, čo je často nemožné.

5 Návrh a overenie identifikačnej metódy na sústave Double Drive

5.1 Identifikácia elektrickej časti DC motora

Z praktického hľadiska je nutné mať zabrzdený motor, aby došlo k identifikácii správnych elektrických parametrov. Jednou z možností ako toho dosiahnuť, bez fyzických zásahov je budiť motor postupne zväčšujúcou amplitúdou, kedy sa vďaka pásmu necitlivosti (zotrvačnosti) motora, rotor pri menších amplitúdach nebude natáčať. Meraný výstup je v našom prípade zašumený napätový signál, ktorý sa prepočíta na prúd zo známeho offsetu a známeho zosilnenia prúdového snímaču. Kvôli výraznému šumu snímaču bola použitá metóda inštrumentálnej premennej, ktorá uvažuje diskretný tvar systému a tým pádom nie je nutné filtrovať prúdový signál. Bloková schéma procesu identifikácie je znázornená na obr.17.



Obr. 17 Bloková schéma identifikačného experimentu elektrickej časti

Proces identifikácie je jednoduchý. Budiaci napätový signál obr.17 vytvára vo vinutí prúd. Perióda budiaceho signálu sa volí s ohľadom na podmienkou, aby došlo k ustáleniu prechodového deja identifikovaného systému. Vplyvom pásma necitlivosti - zotrvačnosti prípadne suchého trenia sa pri menších amplitúdach rotor nedokáže

rozpohybovať a tým je zaistená identifikácia systému pre zabrzdení motor. Počas priebehu procesu identifikácie by malo dôjsť k dostatočnému toku dát pre identifikačnú metódu. V prípade dosiahnutí amplitúdy, ktorá prekoná pásmo necitlivosti dôjde k natočeniu, enkodér načíta pulzy a dôjde k prerušeniu budenia systému a identifikačnej metódy (IVM). Identifikovaný model pre rekurzívnu metódu inštrumentálnej premennej popisuje elektrickú časť motoru v diskretnom prevedení, kde pôvodný spojité prenos popisuje pomer výstupného prúdu k vstupnému napätiu (5.1).

$$F_i(s) = \frac{i(s)}{u(s)} = \frac{K_a}{\tau_a s + 1} \quad (5.1)$$

Pomocou spätnej diferencie (5.2) môžeme získať diskretný prenos:

$$s \rightarrow \frac{z - 1}{T_s} \quad (5.2)$$

$$F_i(z) = \frac{K_a T_s}{\tau_a z + (\tau_s + \tau_a)} = \frac{\frac{K_a T_s}{\tau_a}}{z + \frac{(\tau_s + \tau_a)}{\tau_a}} = \frac{b_1}{z + a_1} \quad (5.3)$$

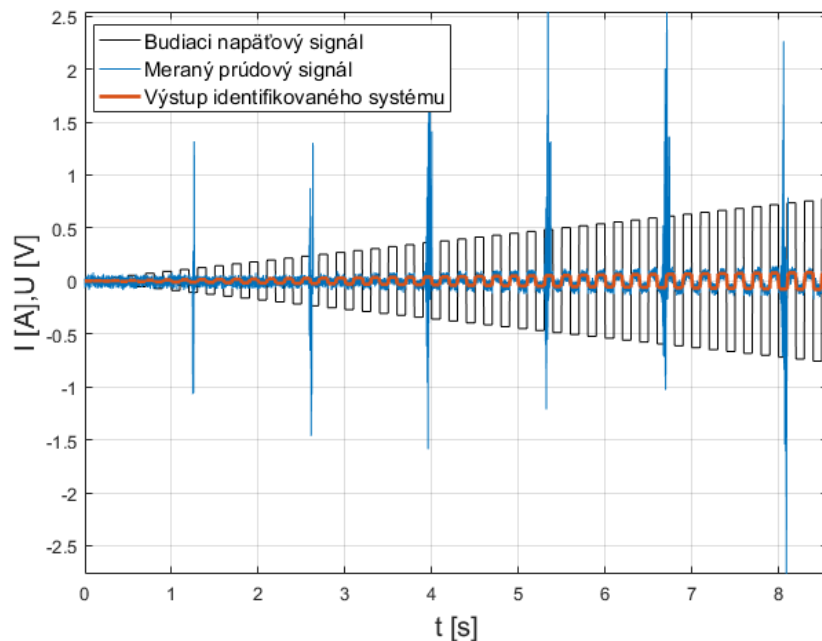
Parametre pre identifikačnú metódu sú b_1 , a_1 , ktoré zo známej diskretizácie prevedieme opäť na spojité tvar a tak získame fyzikálne parametre systému. Prepočtom z diskretného na spojité model sa zavádza chyba, ktorú je môžeme zanedbať. Použitím rekurzívnej metódy inštrumentálnej premennej nie je nutné filtrovať vektor premenných, ktorý obsahuje merný vstup (napätie) a výstup (prúd). Vektor premenných má tvar (5.4).

$$\boldsymbol{\phi}_k = [u(k - 1), -i(k - 1)] \quad (5.4)$$

Vektor inštrumentálnych premenných má tvar (5.5).

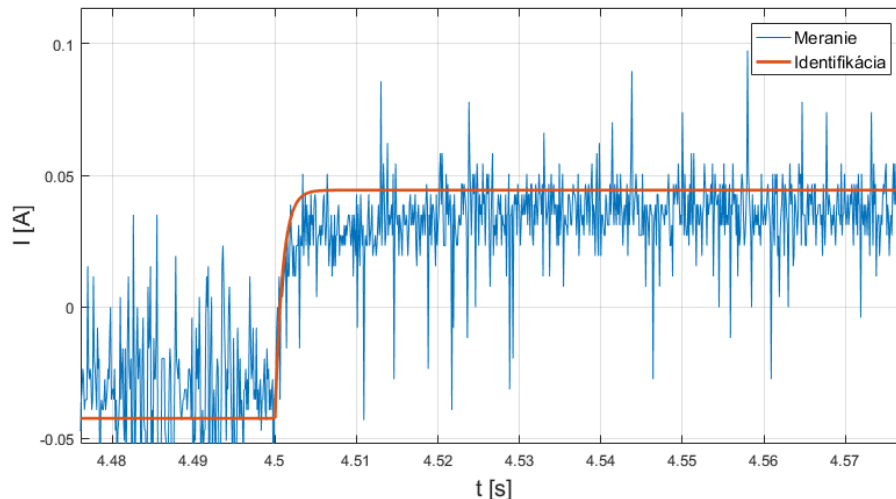
$$\mathbf{z}_k = [u(k - 1), u(k - 2)] \quad (5.5)$$

Meraný vstup y_k podľa rovnice (2.17) v prvom riadku je vstupné napätie. Jednotlivé vektory sa využijú v algoritme inštrumentálnej premennej (2.17). Na obr.18 je znázornený výsledok identifikačnej metódy vybudeneho systému.



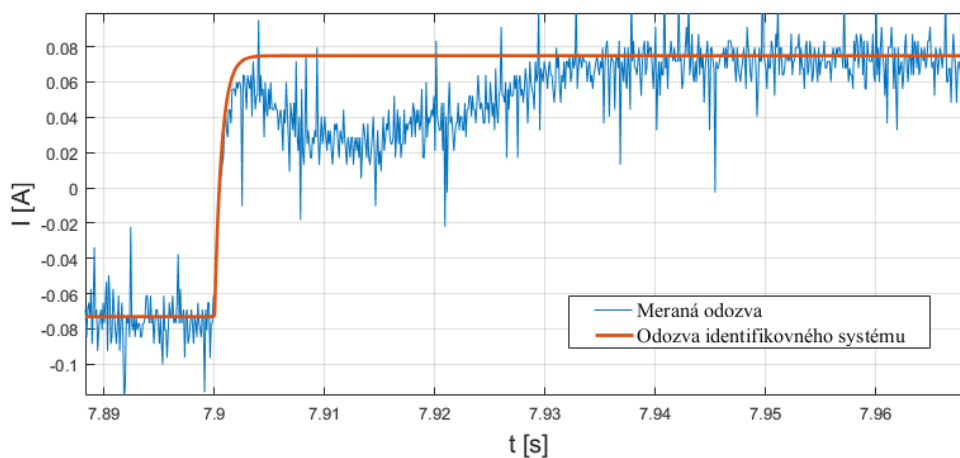
Obr. 18 Priebek identifikácie elektrického systému

Po čase cca 8,5s došlo k prekonaní zotrvačnosti, tým sa ukončila identifikačná metóda. Z grafu je vidieť, že prúdový signál výrazne pulzuje v určitých okamihoch. V tomto prípade sa nemusí jednať o úplne náhodný jav, keďže pulzy majú určitú frekvenciu. Takýto dej sa prejavoval vždy aplikáciou napätie aj pri menších amplitúdach kedy sa rotor neotáčal aj pri väčších, kedy sa rotor otáčal, nie však pri nulovom napätí. Mohlo to byť spôsobené určitou komunikáciou medzi daným hardwarom a real-time aplikáciou. Pokiaľ by sa však identifikačný algoritmus skončil práve v takomto mieste, došlo by k nesprávnej identifikácii. Pre takéto prípady je nutné používať kvalitný hardware. Preto bol algoritmus upravený, s ďalšou podmienkou strednej kvadratickej odchýlky, zvolila sa určitá odchýlka, lebo pokiaľ identifikácia skončí a parametre systému budú nereálne (miesto pulzu) odchýlka identifikovaného systému od reálneho bude veľmi veľká. Konvergenciu zaisťuje kovariačná matica, ktorej rozptyly sa časom znižujú. Na ďalšom obrázku je vidieť detail na prechodovú charakteristiku identifikovaného systému.



Obr. 19 Detail č.1 prechodovej charakteristiky elektrickej časti- drive A

Z detailu č.1 je trochu vidieť, že identifikovaný systém zachytáva prechodový dej reálneho merania. Pri menších budiacich amplitúdach je pomer signálu ku šumu malý ale keďže systém mal väčšiu zotrvačnosť identifikácia prebiehala až po amplitúdu budiaceho napätia cca 0,7V.



Obr. 20 Detail č.2 prechodovej charakteristiky elektrickej časti- drive A

Od určitého času dochádzalo k určitému prepadu meraného signálu. V takýchto okamihoch mohlo dochádzať k miernemu natočeniu, keďže hodnota podmienky prerušenia bola väčšia ako hodnota jedeného pulzu enkodéru prepočítaného na radiány. Pri skokovej odozve mohlo dôjsť teda k takémuto previsu, no napriek tomu sa prúd ustáli, pretože sa rotor neroztočí úplne. Prenos systému druhého rádu nedefinuje tento previs, ktorý je v podstate nežiaduci. Môžeme teda usúdiť, že aj napriek takémuto vplyvu

je identifikácia stabilná, keďže sa signál ustáli. Výsledný diskretný model bol prevedený na spojitý tvar (5.6).

$$F_i(s) = \frac{K_a}{\tau_a s + 1} = \frac{0,0874}{0,000319 s + 1} \quad (5.6)$$

Bola overená aj opakovateľnosť identifikačnej metódy. Previedli sa štyri merania a z nich sa porovnávali identifikované parametre. Tab.2 zahrňuje výsledky viacnásobnej identifikácie jedného motoru.

	$K_a \left[\frac{1}{\Omega} \right]$	$\tau_a [s]$
1.	0,0874	0.00032
2.	0.0971	0.00038
3.	0.0859	0.00029
4.	0.0955	0.00053

Tab. 2 Výsledky viacnásobnej identifikácie el. časti

Jednotlivé parametre sa mierne líšia. Aby boli výsledné parametre kvalitnejšie, konečný algoritmus bol nakoniec upravený, aby po štyroch meraniach spriemeroval jednotlivé hodnoty pre vyčíslenie prúdového regulátora.

5.2 Identifikácia mechanickej časti DC motora

Pre realizáciu otáčkového regulátora nám postačuje znalosť pomeru parametrov $\sigma_1 = \frac{J}{c\Phi}$ v prípade SO a v prípade druhej metódy na viac pomer $\sigma_2 = \frac{b}{c\Phi}$ a pomery $\frac{J}{b}, \frac{1}{b}$. Prvou z možností je identifikácia zo vzájomne prepojenej napäťovej a pohybovej rovnice DC motora a to vytvorením rovnice závislosti vstupného napätia na uhlovej rýchlosti, rovnica (5.7).

$$u(t) = \frac{LJ}{c\Phi} \frac{d^2\omega(t)}{dt^2} + \frac{RJ + Lb}{c\Phi} \frac{d\omega(t)}{dt} + \left(\frac{Rb}{c\Phi} + c\Phi \right) \omega \quad (5.7)$$

Kde vstupom do identifikačnej metódy je rovnako ako v identifikácii elektrickej časti napätie. Odhadovaný výstup nadobudne tvar:

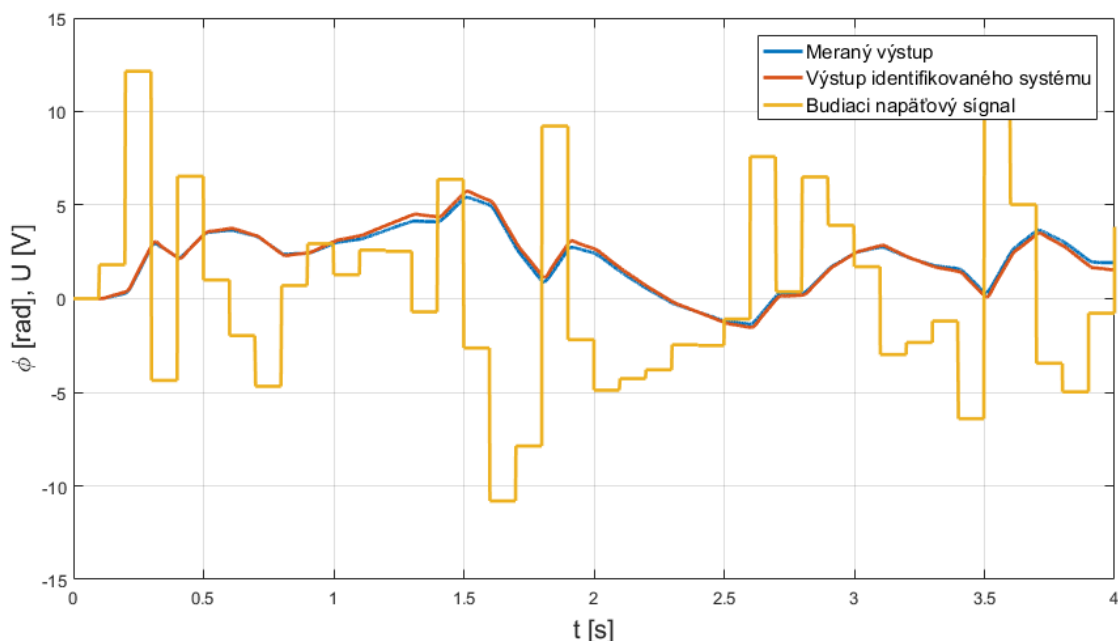
$$\hat{y}_k = \phi_k \cdot \hat{\theta}_{k-1} = \left[\frac{d^2\omega(t)}{dt^2}, \frac{d\omega}{dt}, \omega, \right] \begin{bmatrix} a_3 \\ a_2 \\ a_1 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

, ktorý sa následne využije v algoritme najmenších štvorcov (2.12). V tomto prípade vidíme prepojenie medzi mechanickým a elektrickým systémom DC motora. V prípade získania potrebných pomerov, bude treba použiť pri prepočte odhad parametrov indukčnosti a odporu vinutia, čo môže spôsobiť nesprávny prepočet v prípade chybného odhadu týchto parametrov. Tab.3 zahŕňa identifikované parametre $a_1 - a_3$.

	a_1	a_2	a_3
Hodnota	0,4547	0,0041	$2,7259 \cdot 10^{-5}$

Tab. 3 Identifikované parametre mechanickej časti motora

Odozvu identifikovaného systému predstavuje obr.21. Pre identifikáciu mechanickej časti, sa ako budiaci signál zvolil diskretný šum. Často sa ako budiaci signál volí skok. U diskretného šumu sa jedná o skokové signály s rozdielnou amplitúdou. Týmto spôsobom by mal byť systém dostatočne vybudovaný pre identifikáciu parametrov. Čím je bohatšie spektrum signálu, tým je identifikácia jednoduchšia[5]. V prostredí MATLAB, sa v bloku diskretného šumu nastavuje periódam ktorá sa volí s ohľadom na ustálenie prechodového deja (u systému s astatizmom je priebeh lineárny), v našom prípade 0,1s a určitá maximálna amplitúda, ktorá sa volila s ohľadom na nominálne napätie a prevodový pomer, aby systém nebol budený príliš silno alebo naopak nedostatočne.



Obr. 21 Výstupy identifikovaného a reálneho systému- Drive A

Zo sústavy rovníc (5.9) môžeme získať parametre σ_1 a σ_2

$$\begin{aligned}
1) \quad a_3 &= L_a \sigma_1 \\
2) \quad a_2 &= R_a \sigma_1 + L_a \sigma_2 \\
3) \quad a_1 &= R_a \sigma_2 + c\Phi
\end{aligned}
\tag{5.9}$$

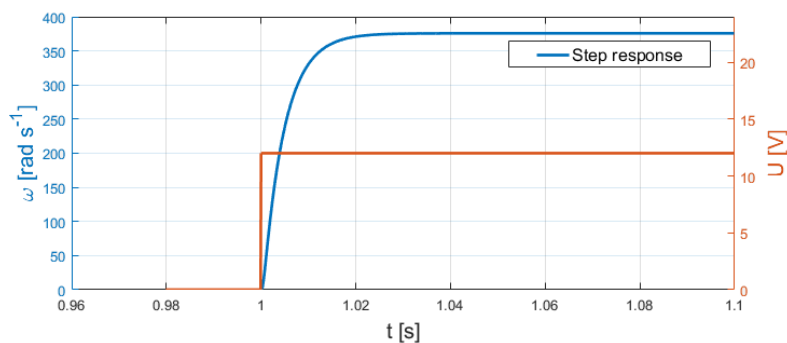
Z prepočtu vyšlo, že pomer parametrov zotrvačnosti ku konštante motora σ_2 je záporný a teda nesprávny. Napriek malej odchýlke MSE 0,02 rad² je prepočet na jednotlivé parametre nesprávny. Z toho dôvodu, že samostatné parametre a_1 - a_3 zahrňujú mechanické ako aj elektrické parametre. Nezávislým získaním elektrických parametrov, nemusia odpovedať tým ktoré sú zahrnuté v týchto parametroch a_1 - a_3 . Tým pádom bude prepočet nesprávny. Aby sme predišli tejto chybe môžeme použiť pohybovú rovnicu DC motora, v ktorej priamo figurujú tieto pomery.

$$i(t) = \frac{J}{c\Phi} \frac{d\omega(t)}{dt} + \frac{b}{c\Phi} \omega(t) + \frac{T}{c\Phi} \operatorname{sgn}(\omega)
\tag{5.10}$$

Odhad výstupu identifikačnej metódy môžeme prepísať do vektorového tvaru:

$$\hat{i} = \phi_k \cdot \hat{\sigma}_{k-1} = \begin{bmatrix} \frac{d\omega}{dt}, \omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 \\ \sigma_2 \end{bmatrix}
\tag{5.11}$$

,kde vektor ϕ značí vektor premenných a vektor $\hat{\sigma}$ značí odhadované parametre. V návrhu prúdového regulátora sa neuvažuje so suchým trením a tak je možné odhad tohto parametru pre tieto účely zanedbať. Aby sme získali celkový náhľad na identifikovaný systém, dosadením elektrických a mechanických pomerov do rovnice (5.7), získame popis elektromechanického systému. Aby bolo možné dosadiť tejto rovnice, chýbajúci parameter a_1 , čo je obrátená hodnota statického zosilnenia, je možné získať z odozvy na skok.



Obr. 22 Skoková zmena uhlovej rýchlosti (ilustračný obrázok)

Pre testovaný DC motor Doble Drive bola prepočítaná táto hodnota:

$$K = \frac{\omega_{steady}}{U} = \frac{36,45}{16} = 2,78 \quad (5.12)$$

Keďže vo vektore premenných sa nachádza uhlová rýchlosť, bol použitý filter 3. rádu pre všetky vstupy do identifikačnej metódy s jednou rovnakou časovou konštantou pre všetky filtre. Bolo otestovaných 5 rôznych časových konštant a následne boli porovnané výstupy identifikovaného systému a namerané výstupy z hľadiska strednej kvadratickej odchýlky (MSE). Následne boli vybrané parametre, s najmenšou chybou MSE. Výsledky identifikovaných pomerov sú nasledovné:

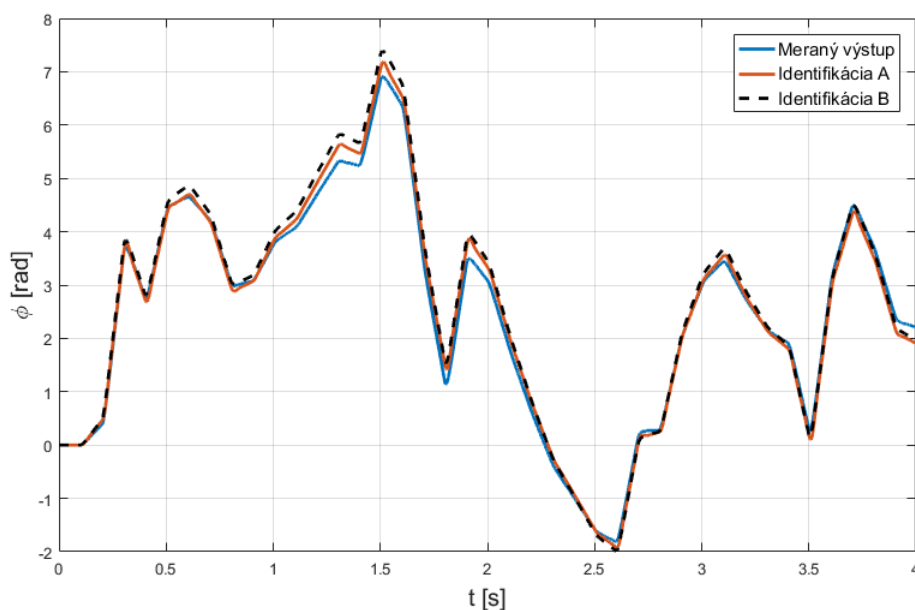
$$\sigma_1 = 0,00033, \sigma_2 = 0,00567.$$

Po dosadení do rovnice (5.7) a dosadení známych elektrických parametrov získame parametre prepojeného elektromechanického systému. Stredná kvadratická odchýlka tejto identifikácie činila 0.05 rad^2 . Tab.4 porovnáva parametre oboch identifikácií. Kde identifikácia B odpovedá získaným parametrom na základe pohybovej rovnice (5.10) a následnom dosadení parametrov z identifikácie elektrickej časti.

	a_1	a_2	a_3	$MSE [\text{rad}^2]$
Identifikácia A	0,4547	0,0041	$2,7259 \cdot 10^{-5}$	0.025
Identifikácia B	0,4389	0,0038	$0.1221 \cdot 10^{-5}$	0.055

Tab. 4 Porovnanie výsledkov identifikácií

Keďže identifikovaný systém elektrickej časti je s chybou, táto chyba je prenesená do celkového elektromechanického systému.



Obr. 23 Výsledky identifikácie systému double drive- drive A

Konečný algoritmus identifikácie bol upravený nasledovne. Identifikačná metóda spracováva v čase 4s merané výstupy (prúd, uhlovú rýchlosť, uhlové zrýchlenie) buďeného systému. Takýto cyklus prebehne štyrikrát, kedy sa po každom prevedení simulácie zvýši časová konštanta filtra. Z uložených údajov parametrov sa vyberú tie s najmenšou odchýlkou MSE v porovnaní výstupu identifikovaného systému a meraného výstupu v podobe natočenia. Počas štyroch iterácií by malo dôjsť k nalezaniu najmenšej MSE. Pokiaľ bola najmenšia MSE odchýlka v poslednej simulácii, tak identifikácia pokračuje ďalej. Pokiaľ bude nová MSE odchýlka väčšia ako predošlá preruší sa identifikácia. Zvyšovaním časovej konštanty by sa už zhoršovala identifikácia parametrov. Nájdením najmenšej odchýlky MSE by mohla byť zaistená kvalitná identifikácia systému. Algoritmus by šlo vylepšiť napríklad obdobnou metódou polenia intervalov. V nasledujúcej kapitole bude ukázané či je navrhnutá metóda postačujúca.

Na rozdiel od identifikácie elektrickej časti sa v tomto prípade identifikuje spojitý prenos. V prípade diskretizácie a spätného prepočtu na parametre spojitého systému, by sa komplikoval výpočet a zavádzala by sa určitá chyba. Preto je jednoduchšie identifikovať spojitý model. V prípade pre číslicovú implementáciu je možné diskretizovať filtre a pri dostatočnej vzorkovacej perióde, je možné identifikovať parametre spojitého systému.

6 Porovnanie typov regulácií z identifikovaných parametrov na sústave Double Drive

Pre overenie regulácie na základe identifikácie bol použitý jeden z motorov na Double drivu. Konkrétne sa jedná o DC motor Transmotec s štítkovými parametrami v tab.4.

	$U[V]$	$I[A]$	rpm	$i[-]$	PPR
Hodnota	24	0.5	7200	14	28

Tab. 5 Štítkové parametre DC motoru

Kde U odpovedá nominálnemu napätiu, I je nominálny prúd. Jedná sa o maximálny prevádzkový prúd, ktorým môžeme prevádzkovať motor neobmedzene. Parameter i je prevodový pomer a PPR je rozlíšenie enkodéru v kvadrátornom móde. V práci boli otestované druhy regulácií popísané v rešeršnej časti. Ako prvou metódou je OM/SO. Podľa kapitoly návrhu regulátora boli vyčíslené jednotlivé regulátory.

Prúdový regulátor:

$$F_{Ri}^{OM}(s) = \frac{(\tau_a s + 1)}{K_a K_m 2\tau_m s} = \frac{0.00032s + 1}{0.0874 \cdot 1 \cdot 2 \cdot 1,5 \cdot 10^{-4} s} \quad (6.1)$$

$$F_{Ri}^{OM}(s) = 12.2 + \frac{38314}{s} \quad (6.2)$$

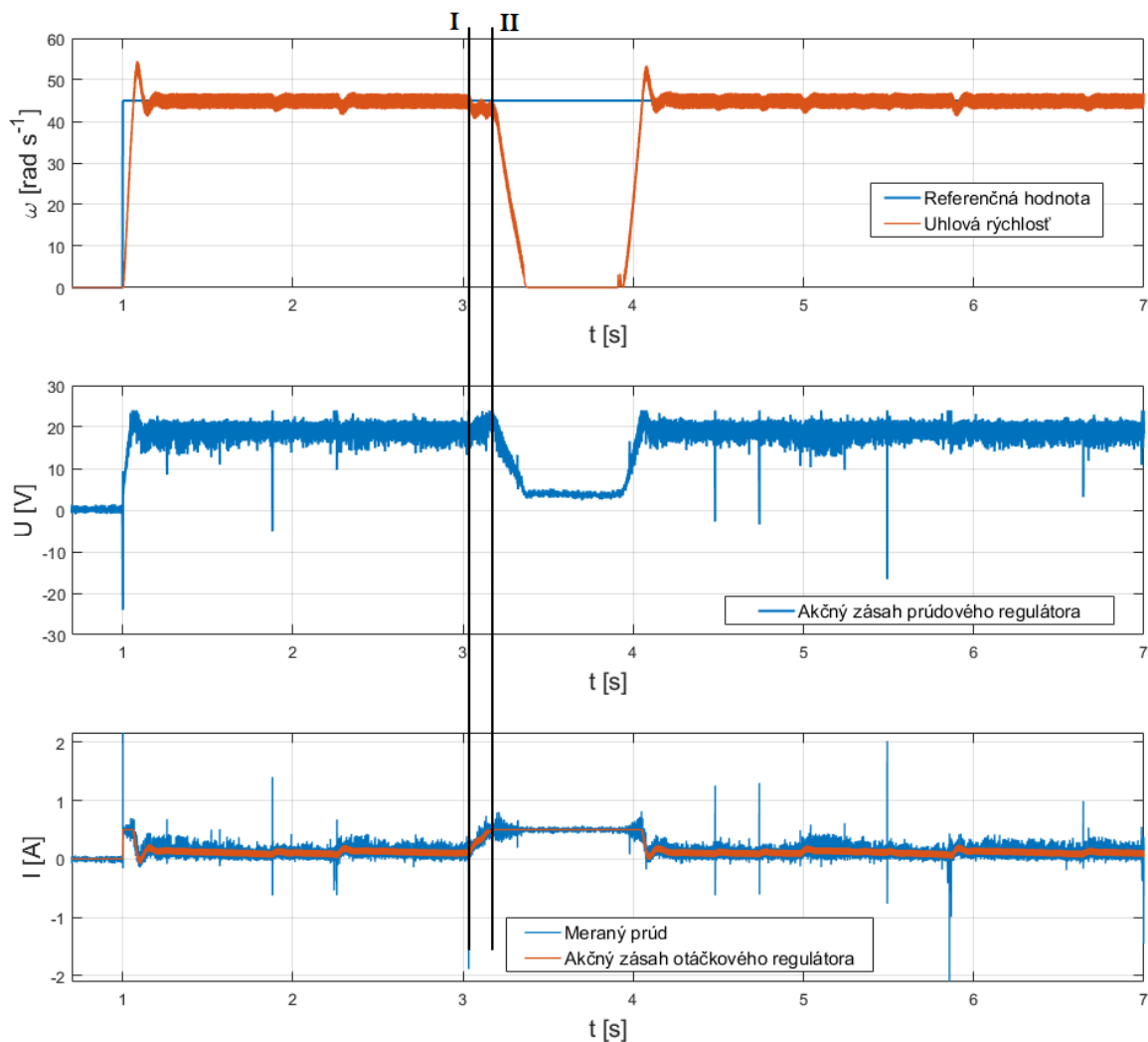
Regulátor uhlovej rýchlosti:

$$F_{R\omega}^{SO}(s) = \frac{4\tau_{súč}s + 1}{8\tau_{súč}^2 s} \frac{J}{c\Phi} = \frac{4(\tau_f + 2\tau_m)s + 1}{8(\tau_f + 2\tau_m)^2 s} \sigma_1 \quad (6.3)$$

$$F_{R\omega}^{SO}(s) = \frac{4(5 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 1,5 \cdot 10^{-4})s + 1}{8(5 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 1,5 \cdot 10^{-4})^2 s} 0.00033 \quad (6.4)$$

$$F_{R\omega}^{SO}(s) = 0,03 + \frac{1,47}{s} \quad (6.5)$$

Obr.24 znázorňuje priebeh regulácie uhlovej rýchlosti.



Obr. 24 Priebeh regulácie uhlovej rýchlosti- kaskádové zapojenie (OM/SO)

Pri nábehu požadovanej hodnoty vzniká prekmit. Podľa teórie by malo dôjsť k 43% prekmitu. Podľa grafu je to však iba 16%. Šlo by teda usúdiť, že identifikovaný systém nie je úplne presný, regulátor je však robustný. V oblasti saturácie sa úplne neprejavuje charakter systému (prekmit) a tak nemusí odpovedať presne 43% aj pokiaľ by bol systém identifikovaný správne. Aby nedochádzalo k pretekaniu integrátora, bol použitý "back- calculation", s proporcionálnym zosilnením 30 pre otáčkový regulátor. Obmedzením prúdu znížime rýchlosť nábehu regulovanej veličiny, ale pri nadmernej aplikácii záťaže nedôjde k preťaženiu. Od okamihu I, pri zaťažení hriadeľa motora začne rásť regulačná odchýlka. Tým pádom sa zvýši akčný zásah otáčkového regulátora- žiadaná hodnota prúdu. Snahou o uregulovanie poruchy narastá aj akčný zásah prúdového regulátora až do okamihu II, saturácie prúdu. V tomto okamihu dochádza k poklesu otáčok na nulovú hodnotu a úmerne klesá aj riadiace napätie. Napätie nepoklesne na nulovú hodnotu, ale bude úmerné odporu vinutia v závislosti na prúde (napät'ová

rovnica DC motora). Po odstránení poruchy sa rotor začne opäť otáčať. Navrhnutá regulácia metódou OM/SO, je dostatočne kvalitný pri predošlej identifikácii parametrov.

Taktiež bola navrhnutá kaskádová regulácia podľa požadovaného tvaru uzavretého regulačného obvodu. Šírky pásma (α_c, α_s) boli zvolené s určitou rezervou, kvôli stabilite systému.

Prúdový regulátor:

$$F_{Ri}^{LS}(s) = \frac{\alpha_c}{s} \frac{1}{F_i(s)} = \frac{(2\pi)/30 T_s}{s} \frac{\tau_a s + 1}{K_a} \quad (6.6)$$

$$F_{Ri}^{LS}(s) = \frac{(2\pi)/10 \cdot 10^{-4}}{s} \frac{0.000319s + 1}{0.0874} \quad (6.7)$$

$$F_{Ri}^{LS}(s) = 22.93 + \frac{71899}{s} \quad (6.8)$$

Regulátor uhlovej rýchlosti:

$$F_{R\omega}^{LS}(s) = \frac{\alpha_s}{s} \frac{1}{F_{mech}(s)} = \frac{\alpha_c/10}{s} \frac{Js + b}{c\Phi} \frac{T_f s + 1}{1} \quad (6.9)$$

$$F_{R\omega}^{LS}(s) = \frac{\alpha_c/10}{s} \frac{\frac{J}{b}s + 1}{\frac{c\Phi}{b}} \frac{T_f s + 1}{1} \quad (6.10)$$

Aby viedol výpočet na PI tvar regulátora, z mechanickej časovej konštanty a časovej konštanty filtra sa vytvorila súčtová časová konštanta. Zo známych pomerov σ_1, σ_2 vieme dovodiť ostatné parametre potrebné pre výpočet.

$$F_{R\omega}^{LS}(s) = \frac{\alpha_c/10}{s} \frac{\frac{\sigma_1}{\sigma_2}s + 1}{\frac{1}{\sigma_2}} \frac{T_f s + 1}{1} \quad (6.11)$$

$$F_{R\omega}^{LS}(s) = \frac{\alpha_c/10}{s} \frac{\left(\frac{\sigma_1}{\sigma_2} + T_f\right)s + 1}{\frac{1}{\sigma_2}} \quad (6.12)$$

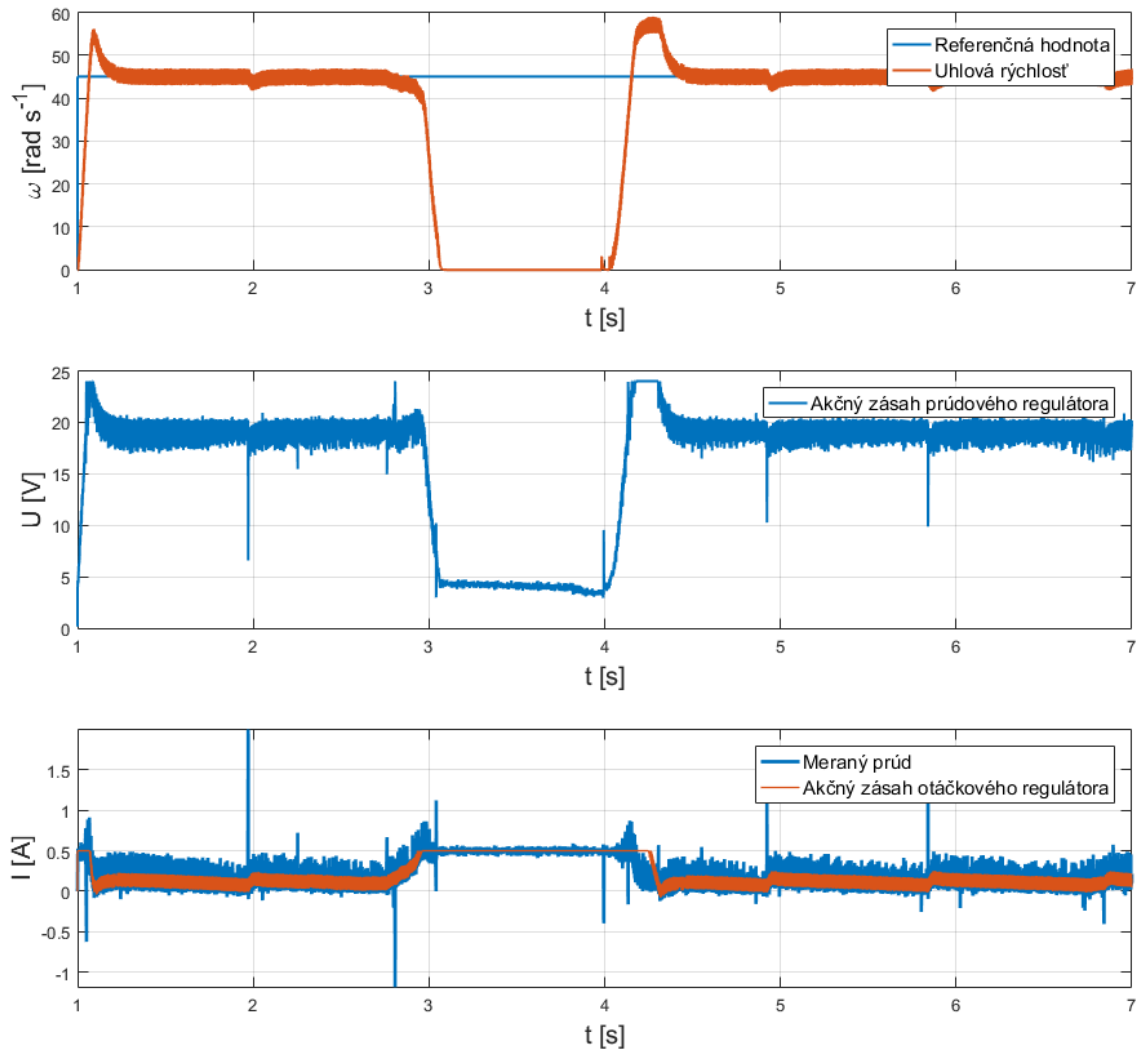
$$F_{R\omega}^{LS}(s) = \frac{\alpha_c/10}{s} \frac{\left(\frac{\sigma_1}{\sigma_2} + T_f\right)s + 1}{\frac{1}{\sigma_2}} \quad (6.13)$$

Pomocou príkazu margin, bolo v prostredí MATLAB zistené, že pre daný identifikovaný systém fázovej bezpečnosti 60° odpovedá šírka pásma približne $126 \frac{1}{s}$.

$$F_{R\omega}^{LS}(s) = \frac{(2\pi)/(100 \cdot 10 \cdot 10^{-4})}{s} \frac{(0.058 + 5 \cdot 10^{-3})s + 1}{1.763} \quad (6.14)$$

$$F_{R\omega}^{LS}(s) = 0.045 + \frac{0,7125}{s} \quad (6.15)$$

Odozvu na skok regulátora uhlovej rýchlosti znázorňuje graf na obr.25.

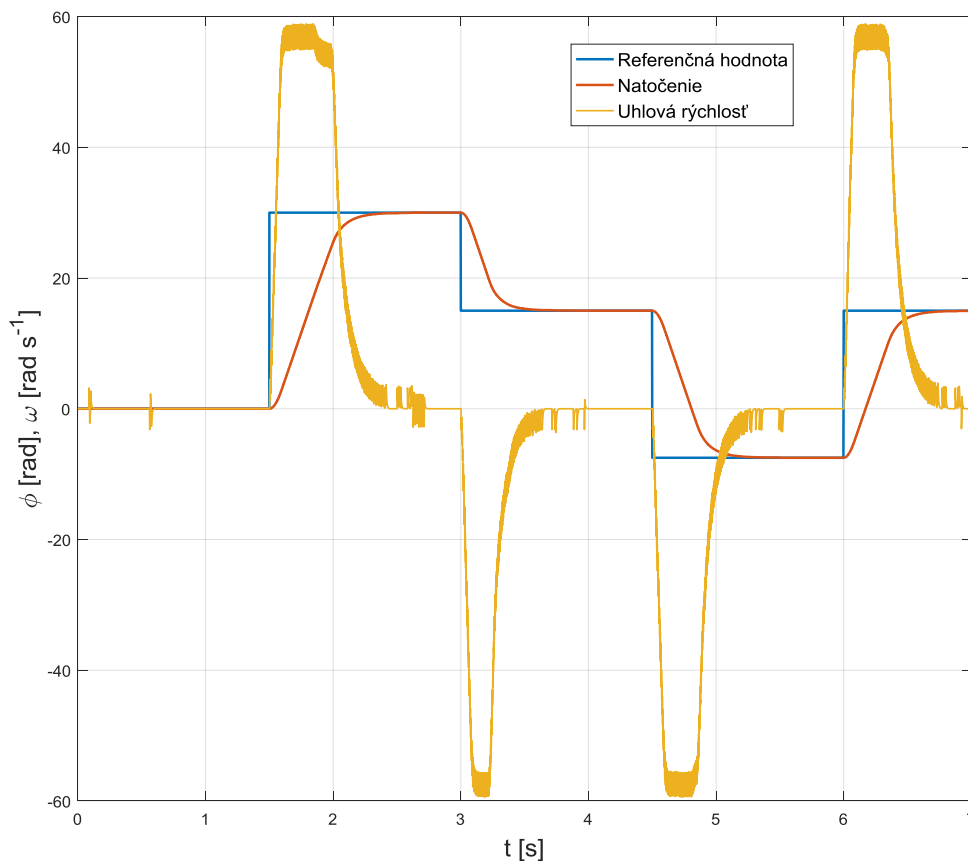


Obr. 25 Priebehy regulácie uhlovej rýchlosti- kaskádové zapojenie (LS)

Rovnako aj v tomto prípade bol návrh metódou požadovaného tvaru dostatočný pri predošlej identifikácii systému. Nábeh požadovanej hodnoty je taktiež s miernym prekmitom. Keďže sa pri nábehu uplatňuje ohraňenie, nemusí sa prejaviť požadovaný tvar frekvenčnej charakteristiky, alebo z dôvodu vychýlenej identifikácie. Rovnako ako v predošlom prípade bol použitý rovnaký antiwindup otáčkového regulátora. V čase 4s pri vyregulovaní poruchy, sa mierne prejavuje windup efekt, predĺžením prechodového deja, a je vidieť, že tento prechodový dej je rozdielny ako pri nábehu na skok. Na viac napätie sa zasaturuje na dlhšiu dobu. Proporcionálne zosilnenie antiwindupu bolo pre tento typ návrhu malé. Použitý antiwindup podľa [11] bol použitý pre navrhnutý regulátor metódou OM/SO a v tomto prípade nebol plne funkčný. Po simulačnom otestovaní v prostredí Simulink sa zistilo, že antiwindup "back- calculation" je vhodnejší pre metódu OM/SO.

Ďalej bol naladený regulátor polohy. Pokiaľ bude návrh prúdového a rýchlostného regulátora kvalitný, prípadne vyhovujúci, systém bude natoľko stabilný, že aj pri veľmi veľkých zosilneniach P- regulátora polohy nedôjde k vybudeniu systému na medzu

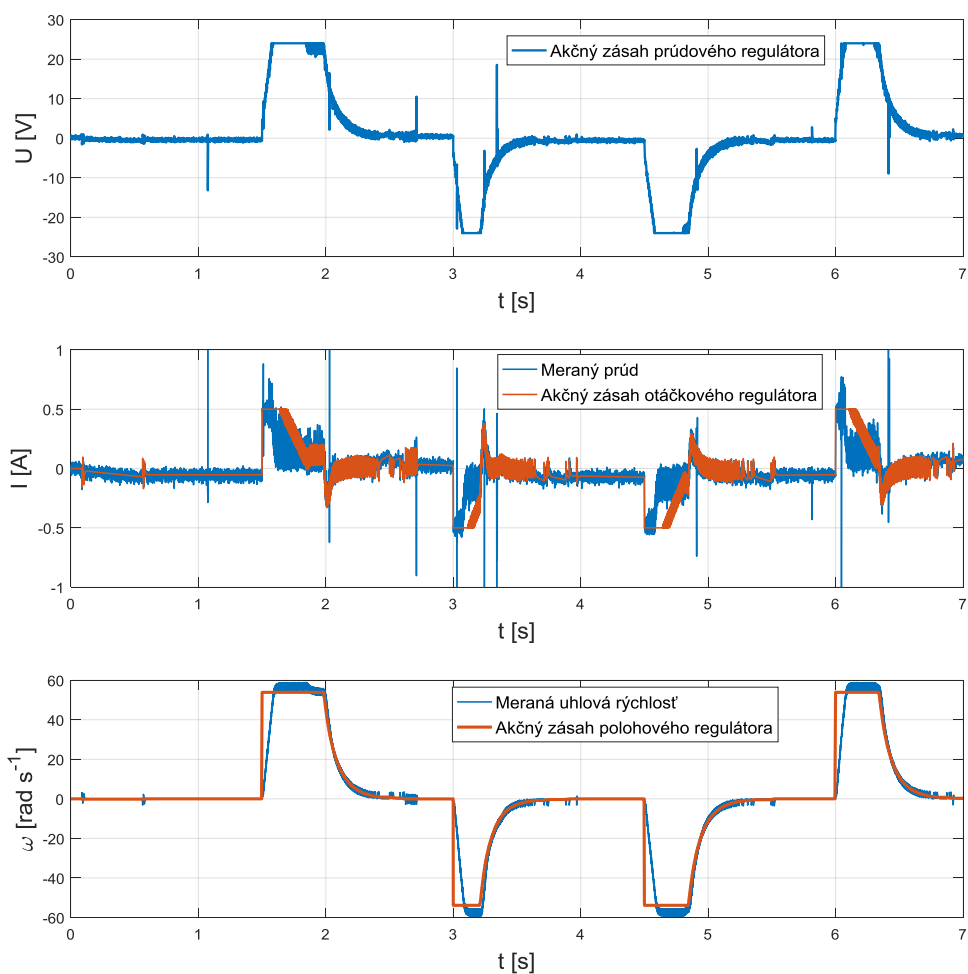
stability. V praxi sa najčastejšie ladia polohové regulátory iteratívne podľa požiadaviek na prechodový dej. V tomto prípade sa postupovalo obdobne ako pri návrhu otáčkovej regulácie. V prípade polohovej regulácie sa hľadal parameter zosilnenia. Zjednodušenie spočívalo vo využití prostredia MATLAB. Vytvorením náhradného regulačného obvodu príkazom feedback a pomocou príkazu margin, sa iteratívne dosadzovali hodnoty zosilnenia do regulačnej štruktúry, prenosovej funkcie. Uvážením sa nakoniec zvolila fázová bezpečnosť s rezervou identifikovaného systému 85° a amplitúdová bezpečnosť 10, tým by mal byť zaistený prechodový dej bez prekmitu. Po dosiahnutí týchto podmienok sa iteratívny proces hľadania proporcionálneho zosilnenia polohového regulátora zastaví. Pre obe predošle metódy návrhu prúdového a otáčkového regulátora je návrh polohového regulátora rovnaký. Priebeh na obr.26 znázorňuje reguláciu polohy.



Obr. 26 Priebehy regulácie polohy- kaskádové zapojenie (LS)

Z priebehu je vidieť, že nábeh požadovanej polohy je bez prekmitu a pred požadovanou hodnotou dôjde k spomaleniu. V ustálených stavoch je vidieť z priebehu rýchlosti že dochádza malému prekmitu napr. čas 0,15s a 0.6s. Na základe impulzného

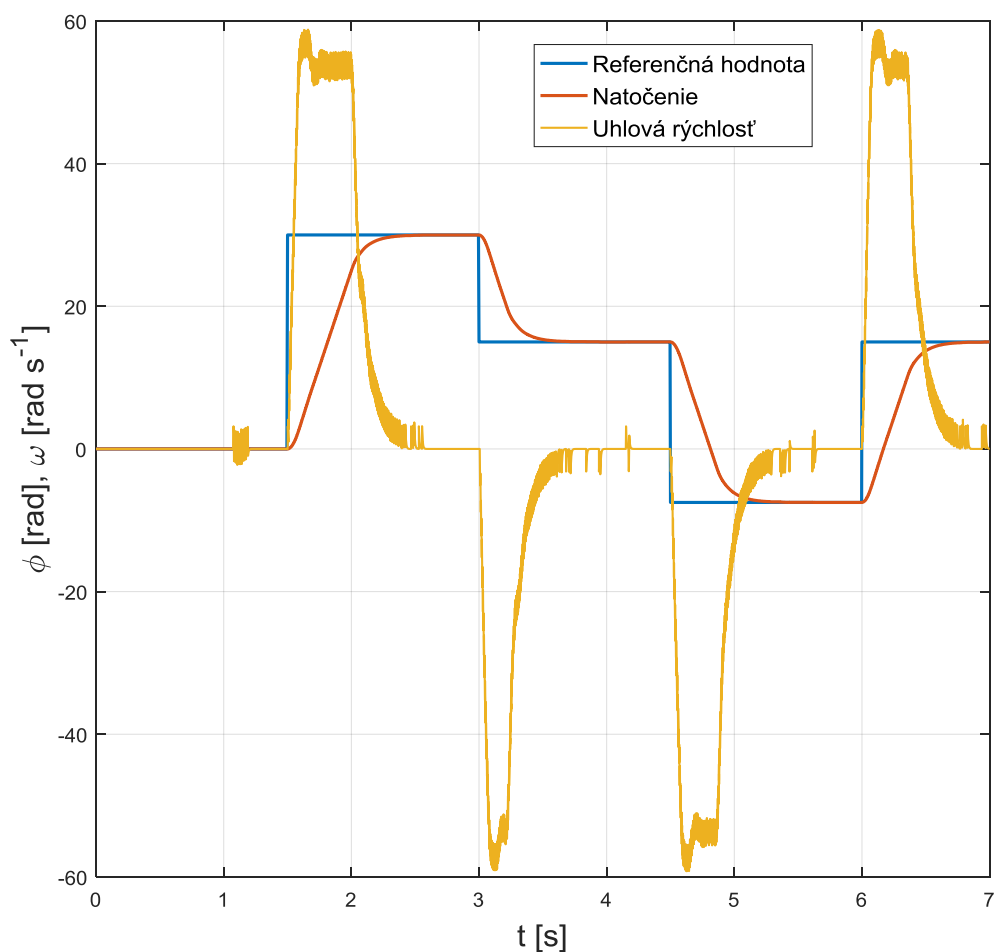
šumu na snímači LEM sa snaží prúdový regulátor reagovať a tým pádom dôjde takémuto prekmitu. Takýto prekmit je však zanedbateľný. V rozmedzí času 8-9s je však vidieť že systém kmitá neustále. V regulácii polohy, nie je možné úplne presne regulovať požadované hodnotu z dôvodu určitého rozlíšenia enkodéru. Tým pádom je priebeh regulácie kmitavý a osciluje. Zavedením mŕtveho pásma by sa mala zaistiť menšia kmitavosť regulovaného obvodu. Vplyv mŕtveho pásma je znázornený na konci aktuálnej podkapitoly.



Obr. 27 Akčné zásahy regulácie polohy- kaskádové zapojenie (LS)

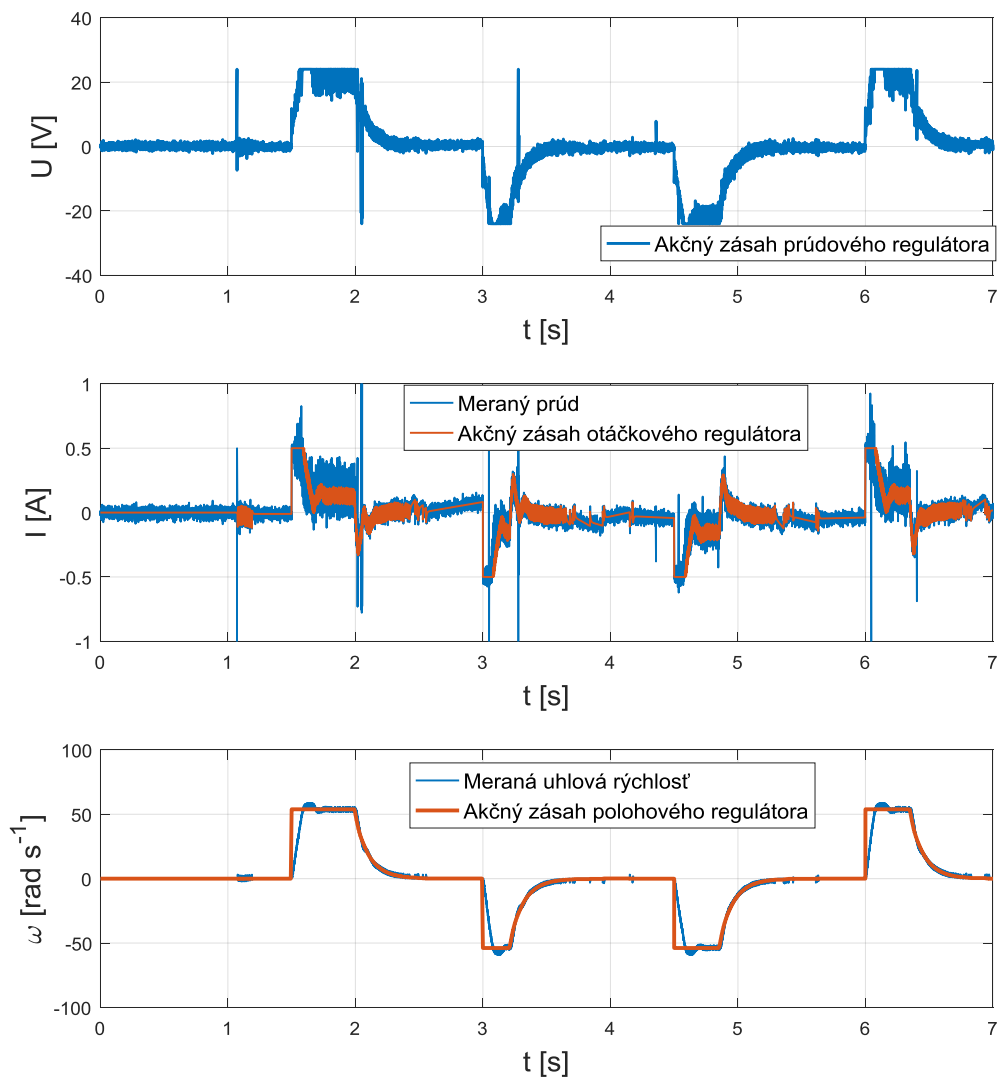
Obmedzenie prúdu spomaľuje rýchlosť náběhu všetkých veličín. Pri polohových reguláciách je vhodné obmedzenie prúdu aby nedošlo napríklad k prehriatiu vinutia a tým k poškodeniu funkčnosti elektrického pohonu. Aj napriek pomerne veľkému šumu prúdu je regulácia stabilná. Z grafu uhlovej rýchlosti je vidieť, že žiadaná uhlová rýchlosť nedosahuje požadovanú hodnotu, čo je výstupom akčného zásahu polohového regulátora.

To môže byť spôsobené windup efektom ktorí pôsobil už na rýchlostnú reguláciu. Rovnaké grafy znázorňujúce reguláciu polohy pri návrhu metódou OM/SO objasňuje obr.28.



Obr. 28 Priebehy regulácie polohy- kaskádové zapojenie (OM/SO)

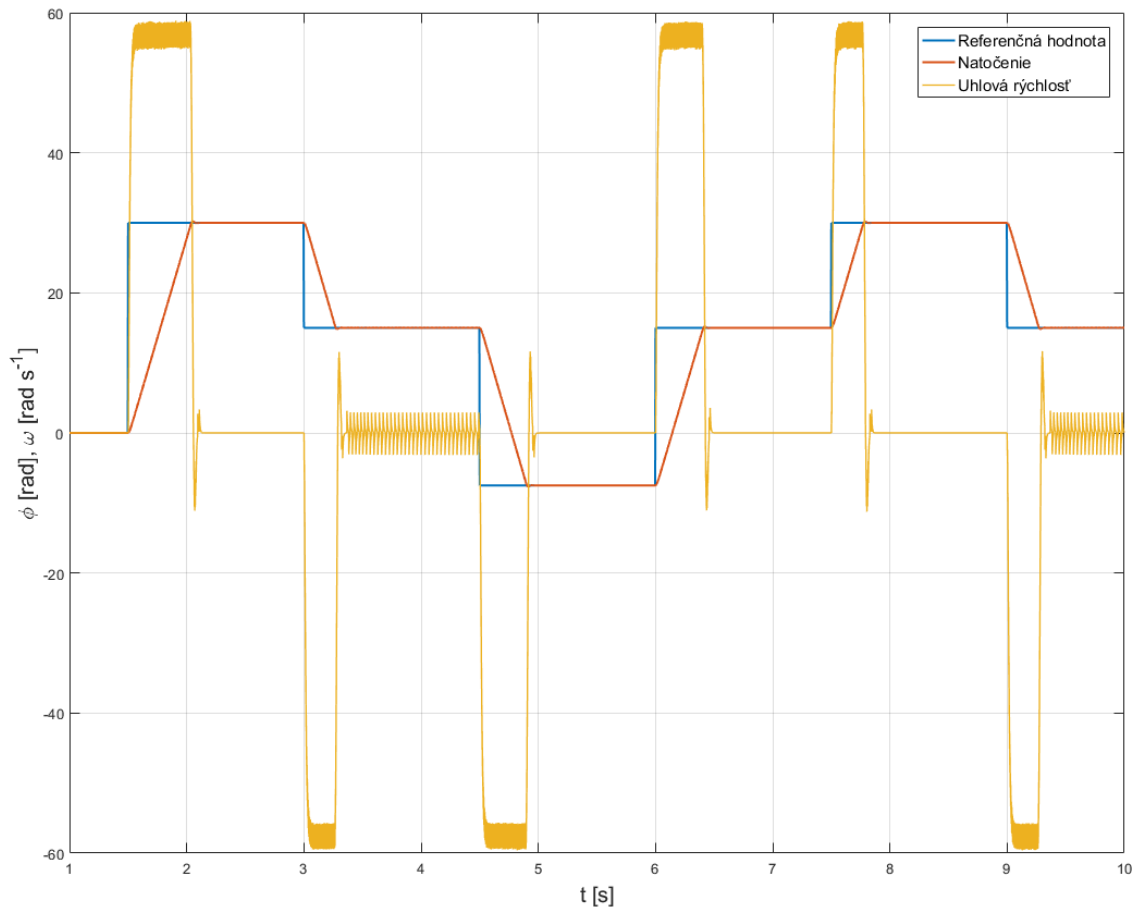
Pomerne rovnaký priebeh regulácie predstavuje navrhnutý regulátor metódou OM/SO. Na rozdiel od predošlého regulátora dôjde k dosiahnutiu požadovanej hodnoty pri žiadanej rýchlosti, ktorá je výstupom polohového regulátora obr.29.



Obr. 29 Akčné zásahy regulácie polohy- kaskádové zapojenie (OM/SO)

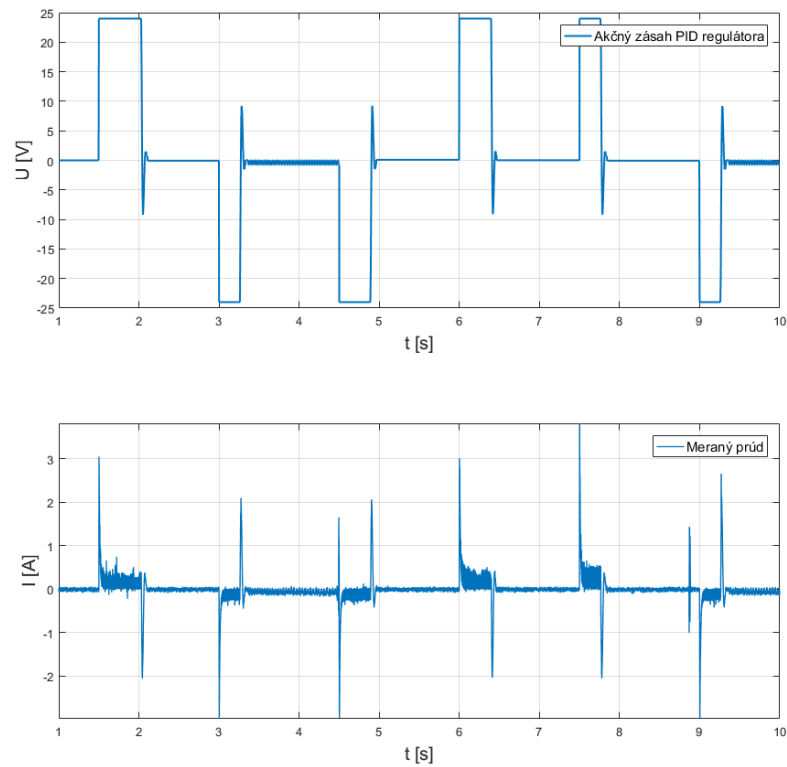
Z grafu prúdu je vidieť, že priebeh pri ustálených hodnotách nie je úplne konštantný, pretože navrhnutý regulátor v tom čase neobsahoval mŕtve pásmo. Použitím mŕtveho pásma sa takýto priebeh vylepšil a v ustálených dejoch nedochádzalo k osciláciám obr.34,35.

Taktiež bol vyčíslený polohový regulátor na základe Routh- Hurwitzovho kritéria pre identifikovaný systém identifikáciou A. Zo známych kritických parametrov bol použitý Ziechler Nichols pre vyčíslenie PID regulátora. Reguláciu predstavuje obr.30.



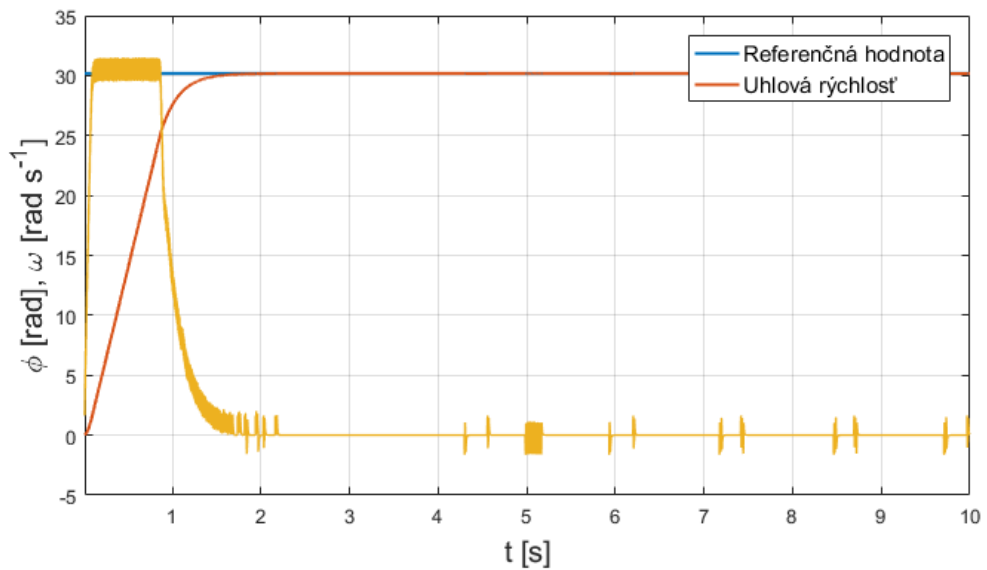
Obr. 30 Priebehy regulácie polohy- jednorozmerná regulácia PID

Navrhnutý regulátor bol veľmi silný (často sa uvádza ako tuhosť regulátora). Z priebehu uhlovej rýchlosti je vidieť že dochádza k prekmitu pri nábehu na požadovanú hodnotu. Opäť je vidieť, vplyv slabého rozlíšenia enkodéru a zároveň silného PID regulátora tak dochádza k rozkmitaniu sústavy v ustálených dejoch.

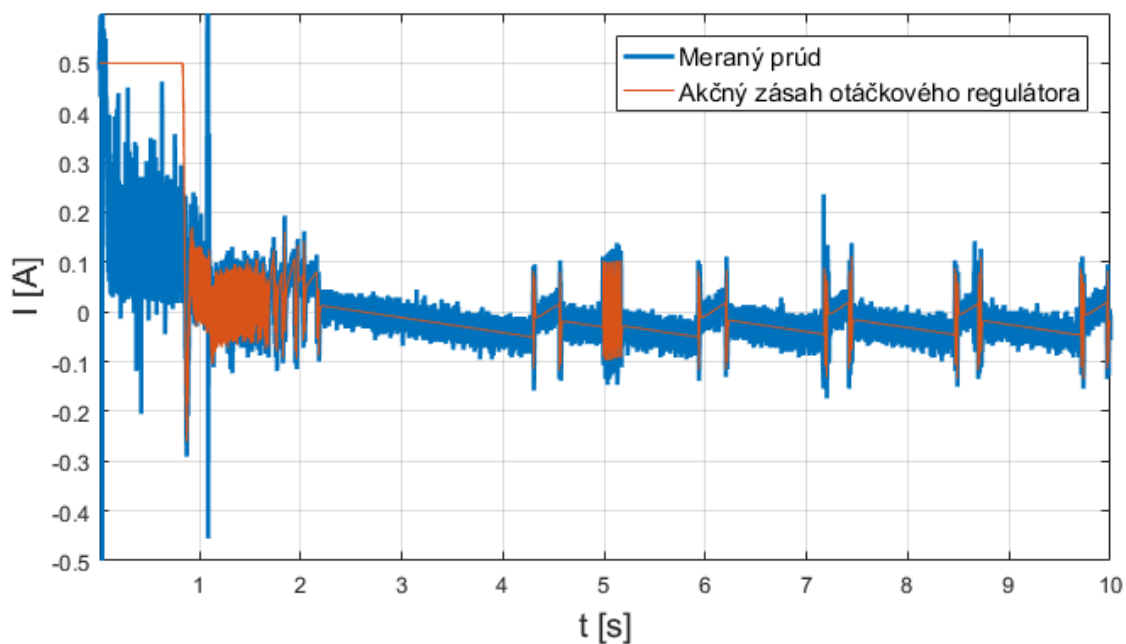


Obr. 31 Akčné zásahy regulácie polohy- samostatné PID (Ziechler- Nicholsen)

Hlavnou nevýhodou tohto regulátora je, že nie je obmedzený prúd a tým pádom môže za určitých okolností dôjsť k prehriatiu vinutia. Nasledujúci obrázok porovnáva kaskádovú reguláciu bez mŕtveho pásma a s mŕtvym pásmom.

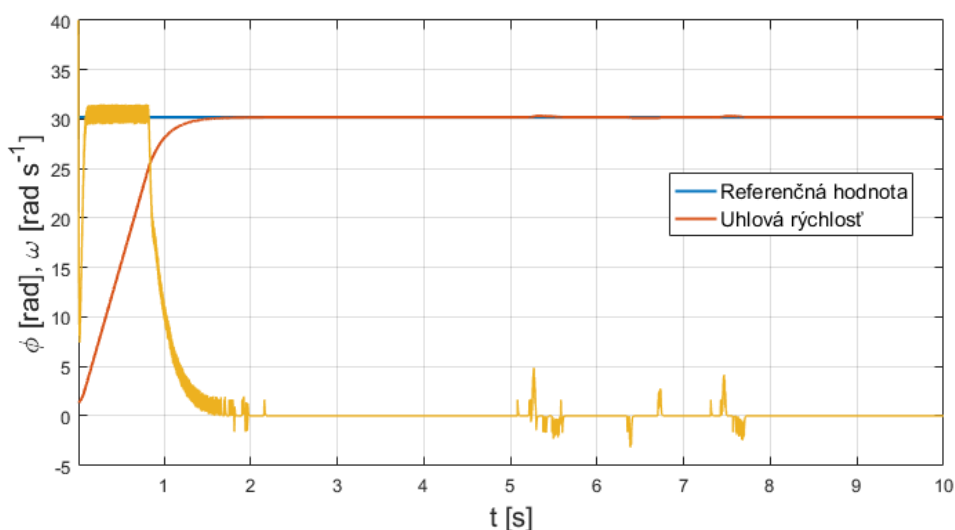


Obr. 32 Priebeh regulácie polohy bez mŕtveho pásma

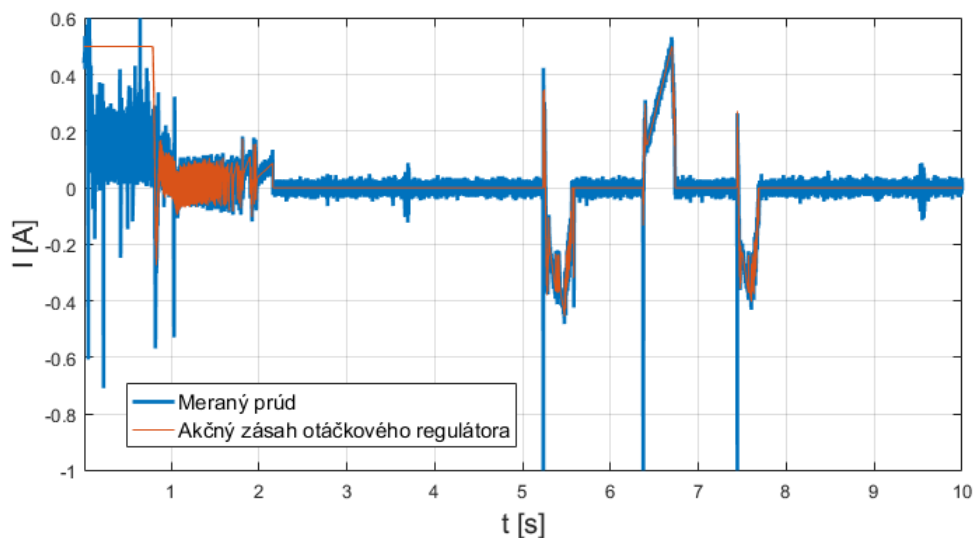


Obr. 33 Priebek akčného zásahu regulácie polohy bez mŕtveho pásma

Je nutné poznamenať, že v tomto prípade bola nameraná odozva na inom systéme. Jednalo sa v podstate o ten istý DC motor s iným prevodovým pomerom (27:1). Mŕtve pásmo by malo fungovať tak, že v prípade určitej odchýlky medzi žiadanou hodnotou a meranou hodnotou natočenia je akčný zásah nulový v prípade otáčkového regulátora. Obr.34,35 znázorňuje priebek regulácie so zavedením mŕtveho pásma.



Obr. 34 Priebek regulácie polohy s mŕtvym pásmom

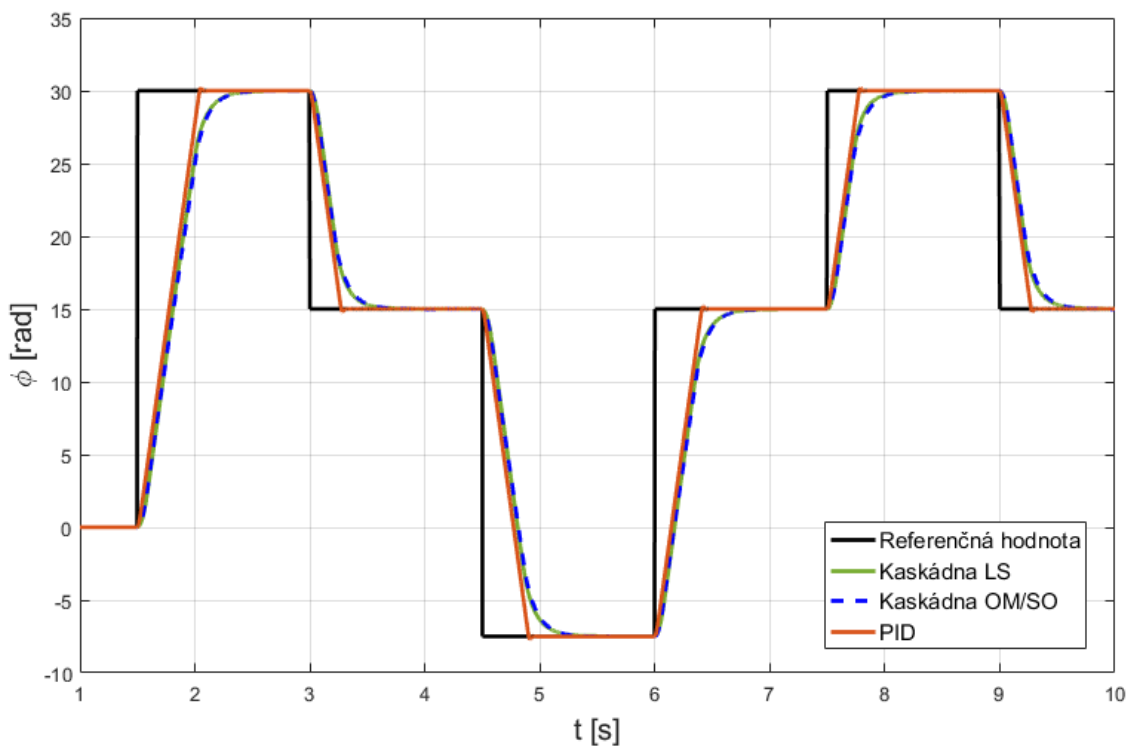


Obr. 35 Priebek akčného zásahu regulácie polohy s mŕtvym pásmom

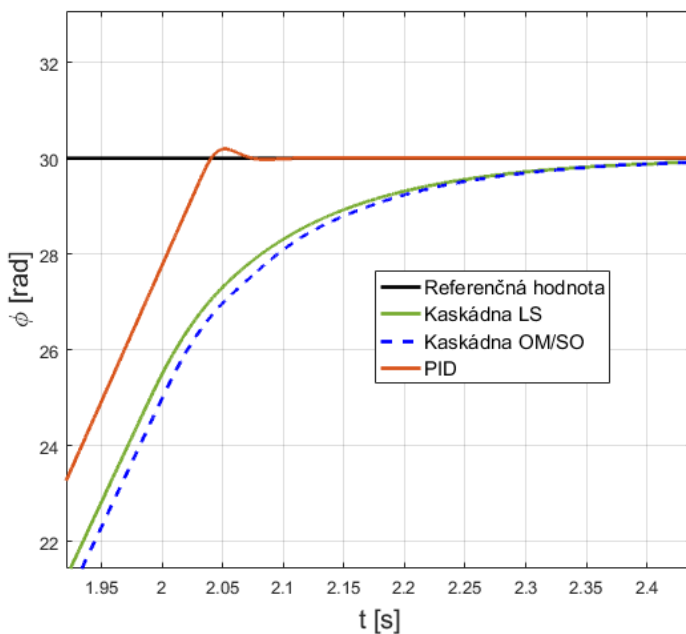
Z grafu je vidieť, že zavedením mŕtveho pásma je regulačný dej v prípade ustálených hodnôt konštantný, bez oscilácií. Prekmity (5s-8s) predstavujú poruchu fyzickým zásahom a je vidieť, že dej sa opäť ustáli po odstránení poruchy.

6.1 Zhodnotenie

Identifikované parametre boli postačujúce pre návrh kvalitných regulátorov. Návrh otáčkového regulátora pomocou SO pracuje s integrátorom, a mal by byť vhodný pre uregulovanie poruchy. Výhodou tvarovania frekvenčnej charakteristiky je, že je možné tvarovať priebeh regulácie podľa požiadaviek pomocou voľby šírky pásma. Pri identifikácii s určitou odchýlkou nebude navrhnutý požadovaný tvar presný, preto je potreba brať rezervu. Metódou tvarovania frekvenčnej charakteristiky, nebol použitý anti-windup úplne funkčný a dochádzalo k miernemu windup efektu a preto sa neprejavoval tvar požadovanej frekvenčnej charakteristiky so zvolenou šírkou pásma. Návrh touto metódou nepracuje s integrátorom a pri menších poruchách, pri ktorých nedochádza k saturáciám určitých veličín, by mala teoreticky vzniknúť trvalá regulačná odchýlka. Z hľadiska MSE bola v prípade polohovej regulácie navrhnutou metódou OM/SO odchýlka $51,146 \text{ rad}^2$ a v druhom prípade to bolo $51,097 \text{ rad}^2$. V tom čase boli regulátory testované bez zavedenia mŕtveho pásma. Zavedením mŕtveho pásma sa ukázalo, že je možné odstrániť oscilačný priebeh regulovaných veličín, ktoré spôsobuje určité rozlíšenie enkodéru. V prípade samotného PID polohového regulátora bola odchýlka MSE $41,961 \text{ rad}^2$. Keďže sa jednalo o pomerne silný regulátor, v prechodovom deji nedošlo k spomaleniu pred požadovanou hodnotou. V polohových aplikáciách je prekmit nevhodný. Priebehy polohovej regulácie jednotlivých regulátorov sú na obr.36.



Obr. 36 Priebehy jednotlivých regulácií na zariadení double drive- drive A



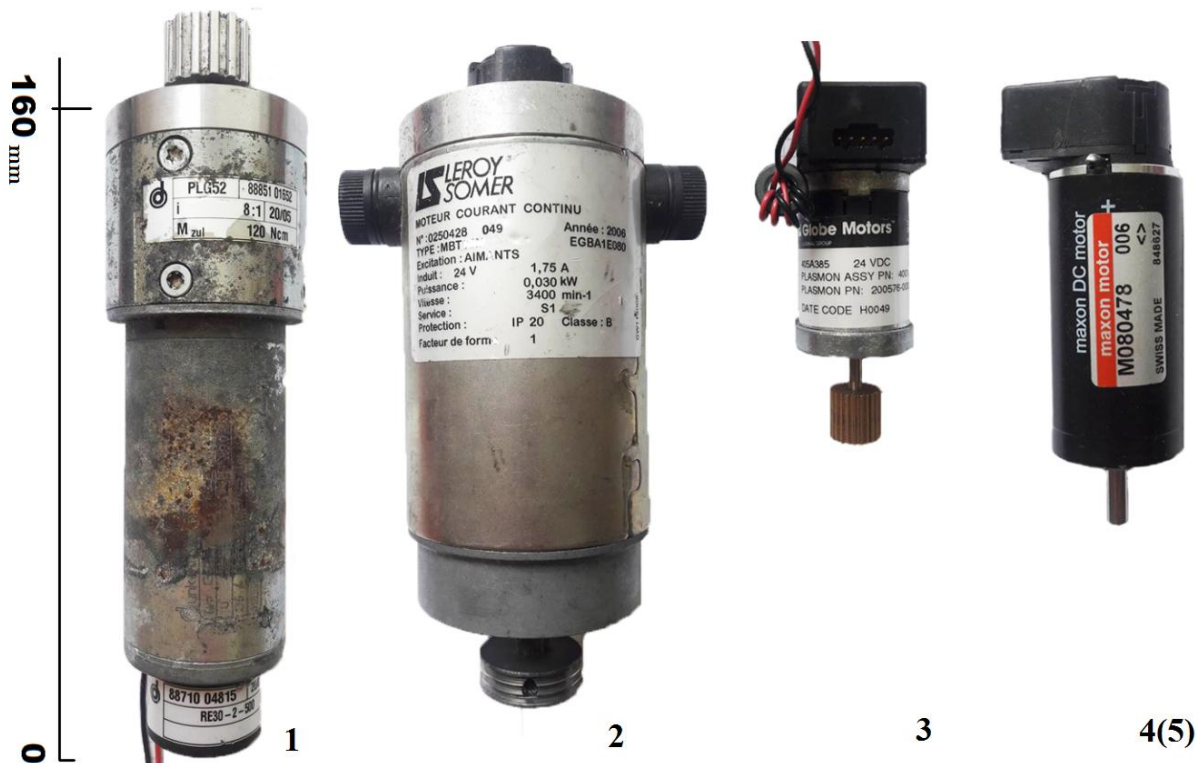
Obr. 37 Detail nábehu požadovanej polohy jednotlivých regulácií

Najrýchlejší z navrhnutých regulátorov je samostatný PID regulátor. Rovnakú prechodovú charakteristiku by šlo dosiahnuť aj u kaskádových reguláciách zvýšením P-

zložky. Takýto priebeh s prekmitom je u polohových aplikáciách nevhodný. Nakoniec bol vybraný regulátor OM/SO, pre vyčíslenie regulátora z identifikácie systému.

7 Výsledky regulácie použitého algoritmu ladenia na rôznych DC motoroch

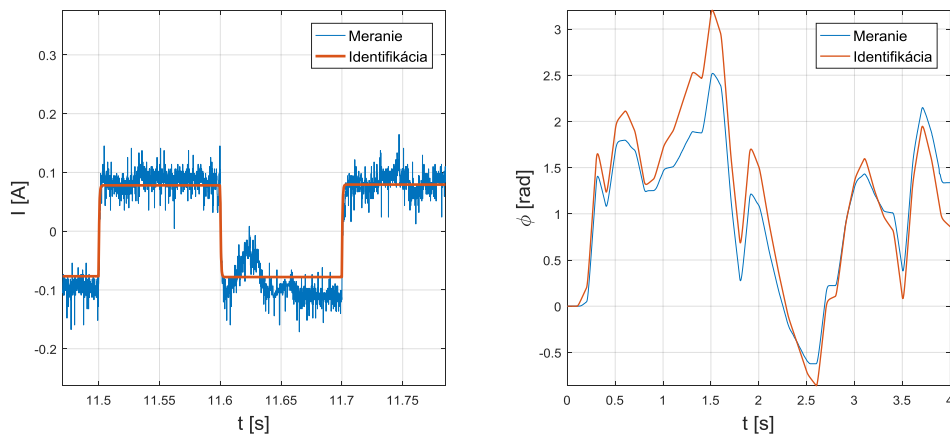
Funkcia automatického ladenia bola otestovaná na rôznych motoroch, s rozdielnymi parametrami. Úpravou kabeláže boli jednotlivé motory prispôbené pre prácu na sústave Double Drive. V tejto kapitole sú výsledky navrhnutého algoritmu ladenia a regulácie. Pokiaľ je stabilná rýchlostná regulácia, nie je problém ani s polohovou reguláciou a z toho dôvodu sú v tejto kapitole uvedené výsledky regulácie uhlovej rýchlosti v kaskáde. Výsledky polohovej regulácie obsahuje príloha. Limitné hodnoty pre saturáciu veličín sa volili štítkové parametre motorov. Pre motory z ktorých nebolo možné dohľadať tieto parametre boli zvolené vhodné hodnoty. Pre všetky motory bol pre prepočet na uhlovú rýchlosť zvolený filter s časovou konštantou 5ms pred deriváciou.



Obr. 38 Testované DC motory

7.1 DC motor č.1

Jedná sa o motor väčší DC motor, so záťažovým momentom 120Ncm. Výsledok identifikácie znázrňujú grafy na obr.39.

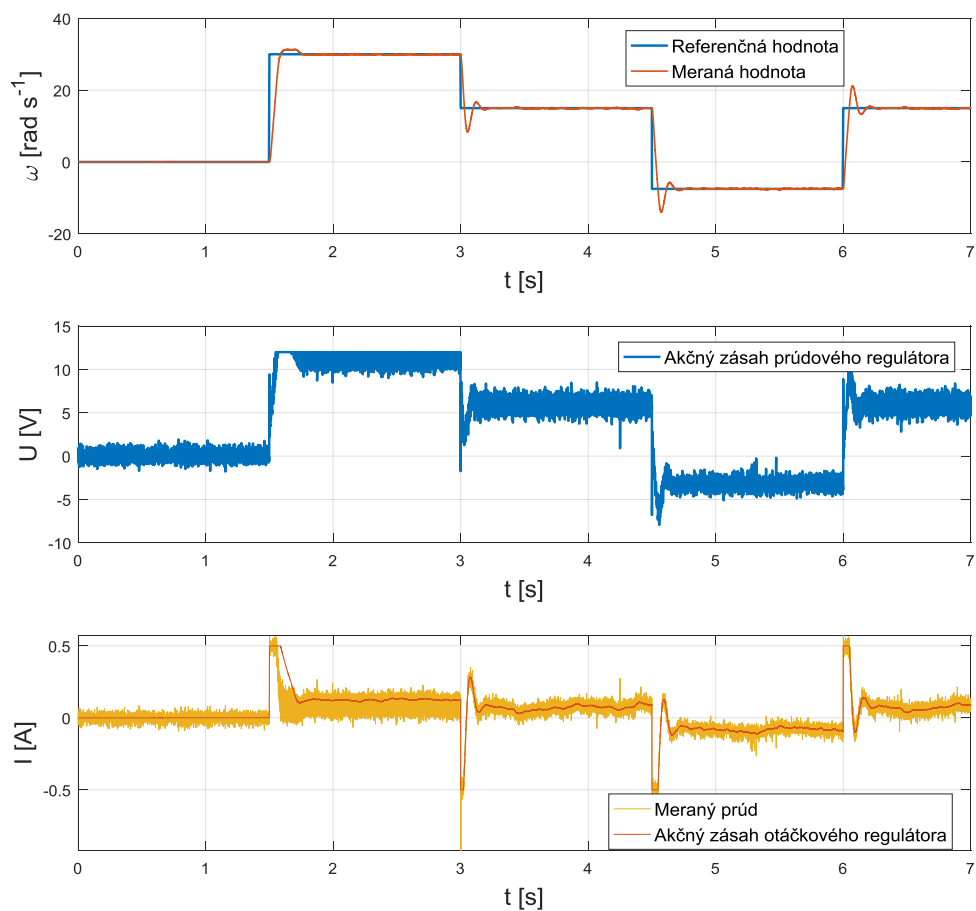


Obr. 39 Identifikovaný systém- motor č.1

Odchýlka MSE v tomto prípade činila $0,1 \text{ rad}^2$. Vyčíslený regulátor bol dostatočný obr.41. Tab.6 zahŕňa hodnoty regulátoru.

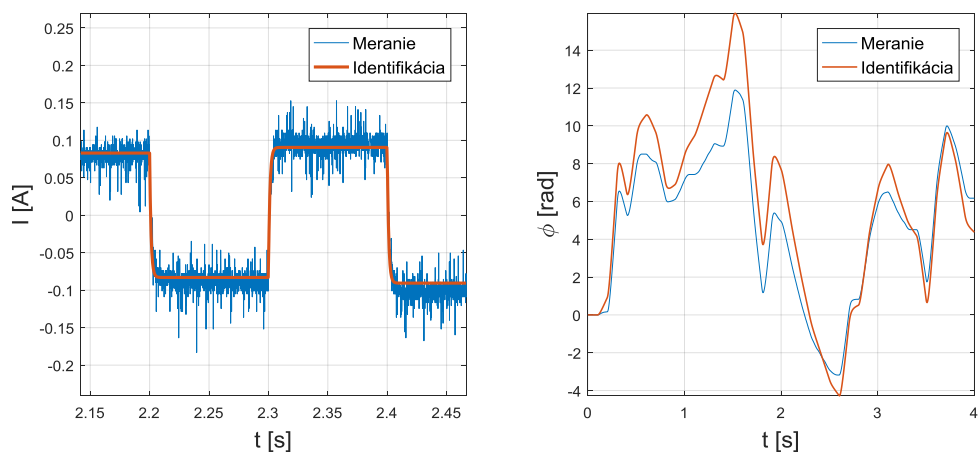
	Kp	Ki
Prúdový regulátor	20.001	35190
Otáčkový regulátor	0.0423	2.034
Polohový regulátor	10	-

Tab. 6 Parametre regulátorov- motor č.1



Obr. 40 Priebehy regulácie uhlovej rýchlosti- motor č.1

7.2 DC motor č.2

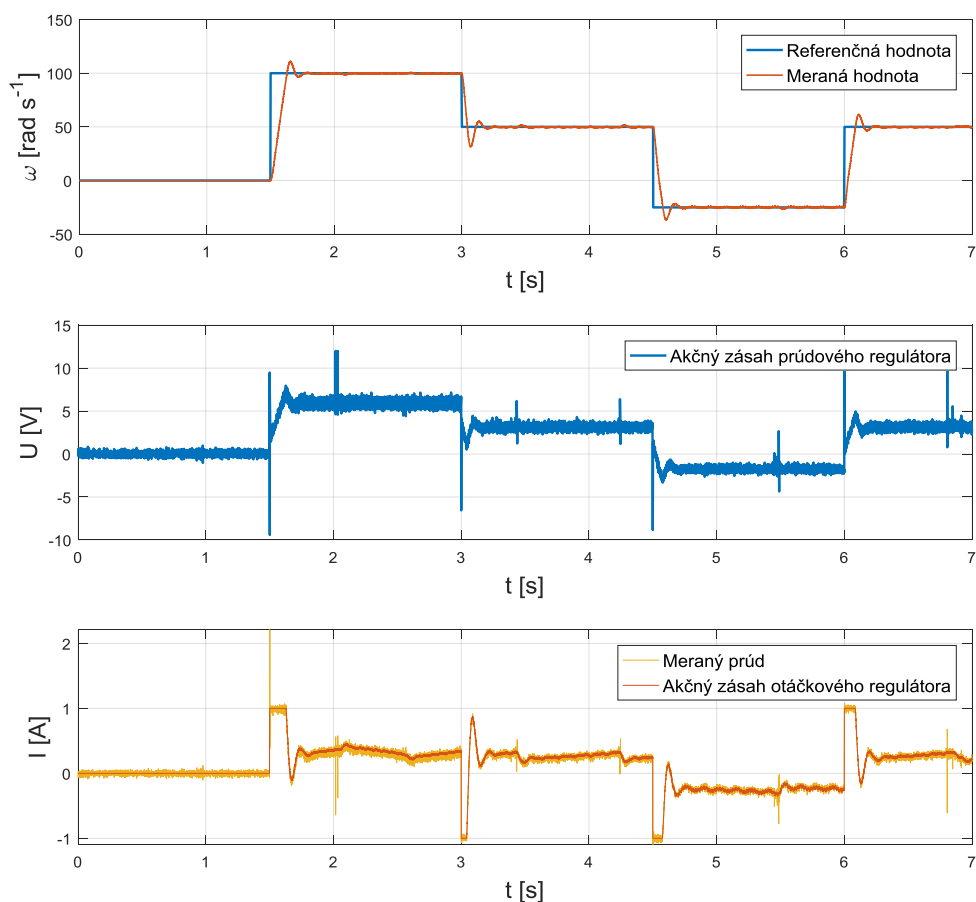


Obr. 41 Výsledok identifikácie- motor č.2

Výsledok identifikovaného systému v porovnaní s meraným činil MSE odchýlku 3,3 rad².

	<i>Kp</i>	<i>Ki</i>
Prúdový regulátor	12.370	10728
Otáčkový regulátor	0,346	72,11
Polohový regulátor	10	-

Tab. 7 Parametre regulátorov- motor č.2

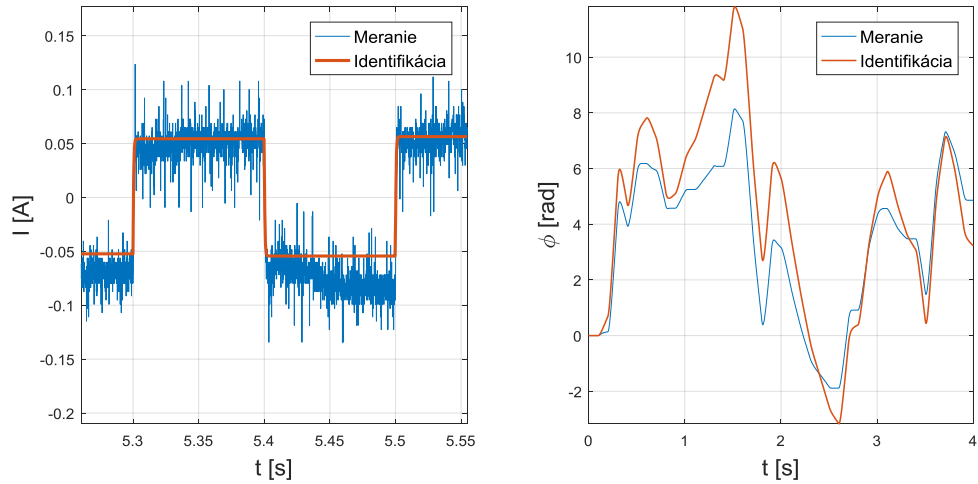


Obr. 42 Regulácia rýchlosti motor č.2

Na obrázku je vidieť, vplyv použitého filtra pred numerickou deriváciou natočenia. Keďže výstupom natočenia sú schody úmerné rozlíšeniu, pri filtrácii dochádza už k zvlneniu týchto schodov, tým pádom sa tento efekt prejavuje na prepočítanej rýchlosti, najmä v oblasti malých rýchlostí.

7.3 DC motor č.3

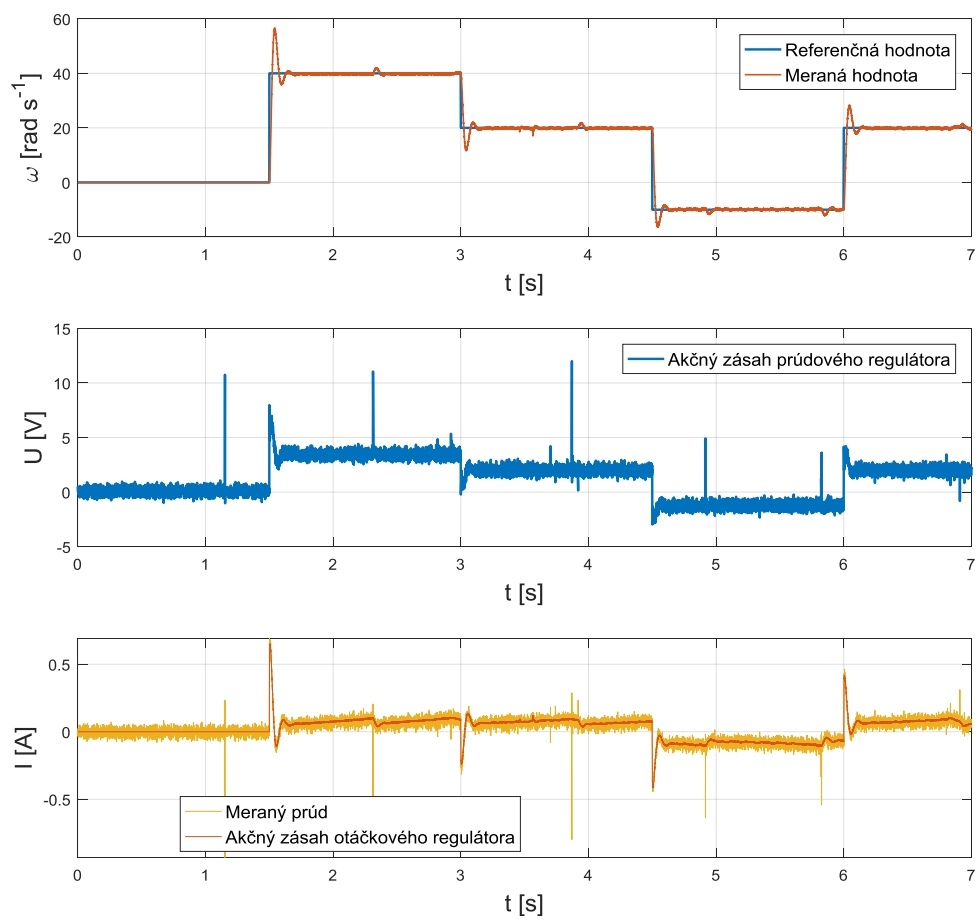
Odchýlka MSE v tomto prípade bola $2,6 \text{ rad}^2$. Graf na obrázku predstavuje výsledok identifikácie.



Obr. 43 Výsledok identifikácie motor č.3

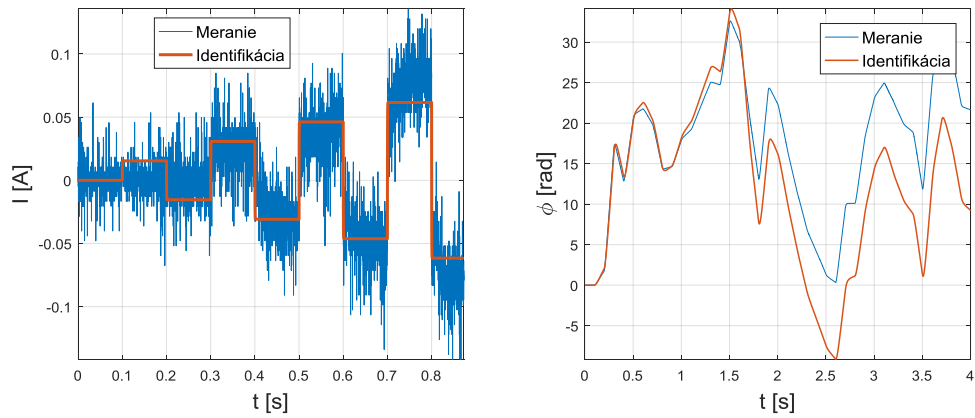
	K_p	K_i
Prúdový regulátor	11.626	29562
Otáčkový regulátor	0.0144	0.6905
Polohový regulátor	8	-

Tab. 8 Parametre regulátorov- motor č.3



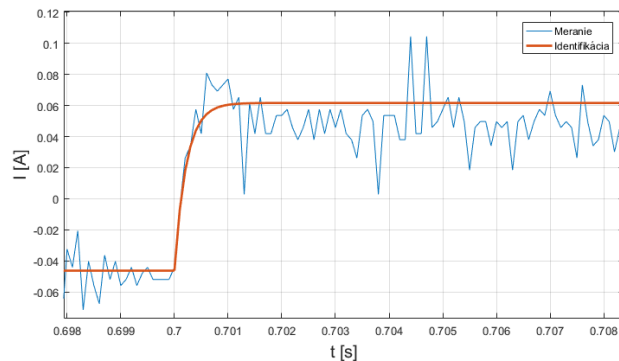
Obr. 44 Priebek regulácie rýchlosti- motor č.3

7.4 DC motor č.4



Obr. 45 Výsledok identifikácia motor č.4

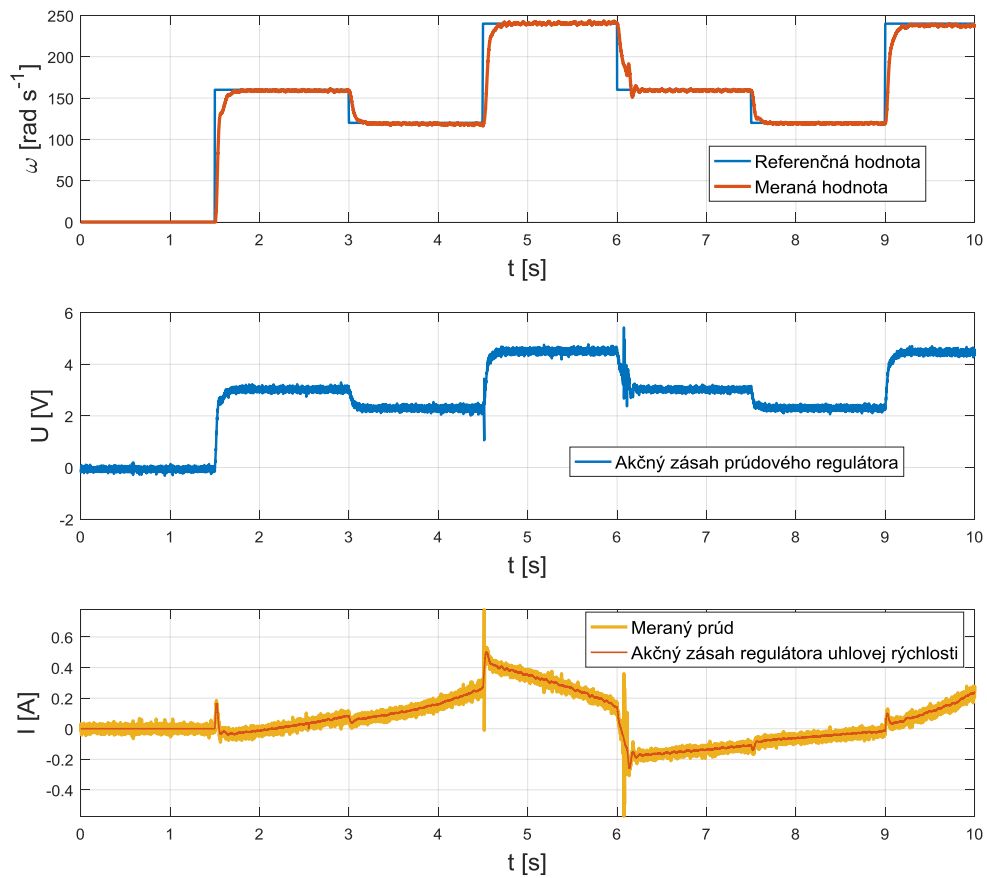
V tomto prípade je dobré spomenúť, že aj napriek malému pomeru signálu ku šumu je z grafu na detaile, obr.46 vidieť zachytenie prechodového deja identifikačnou metódou. Pokiaľ by sa motor roztočil už skôr vďaka malej zotrvačnosti nemusela by identifikačná metóda dostatočne identifikovať systém. Výsledná časová konštanta elektrického systému vyšla 0,12 ms čo je takmer totožné so vzorkovacou periódou 0,1ms. V takom prípade nie je vhodné riadiť systém mohlo by dôjsť k rozkmitaniu sústavy pri navrhnutom regulátore. Celková odchýlka MSE bola 48,1 rad².



Obr. 46 Detail prechodovej charakteristiky elektrickej časti- motor č.4

	K_p	K_i
Prúdový regulátor	3.89	17460
Otáčkový regulátor	0,0034	0.163
Polohový regulátor	5	-

Tab. 9 Parametre regulátorov- motor č.4

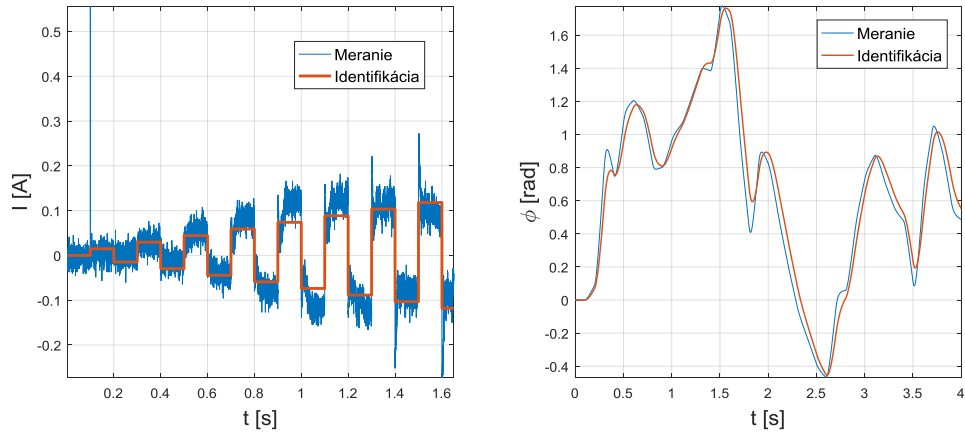


Obr. 47 Akčné zásahy regulácie uhlovej rýchlosti- motor č.4

Integrátor regulátora uhlovej rýchlosti po prvom skoku stále integruje a akčný zásah neustále rastie. Môže to spôsobovať trvalá regulačná odchýlka uhlovej rýchlosti, ktorá aj napriek šumu, má určitú strednú hodnotu, ktorá môže práve odpovedať tejto odchýlke. V tomto prípade mŕtve pásmo nie je možné uplatniť. Nulový akčný zásah otáčkového regulátora by spôsobil zastavenie otáčania rotora.

7.5 DC motor č.5

V poslednom prípade sa jedná o obdobný motor predošlému (MAXON) s prevodovkou a vstavaným enkodérom.

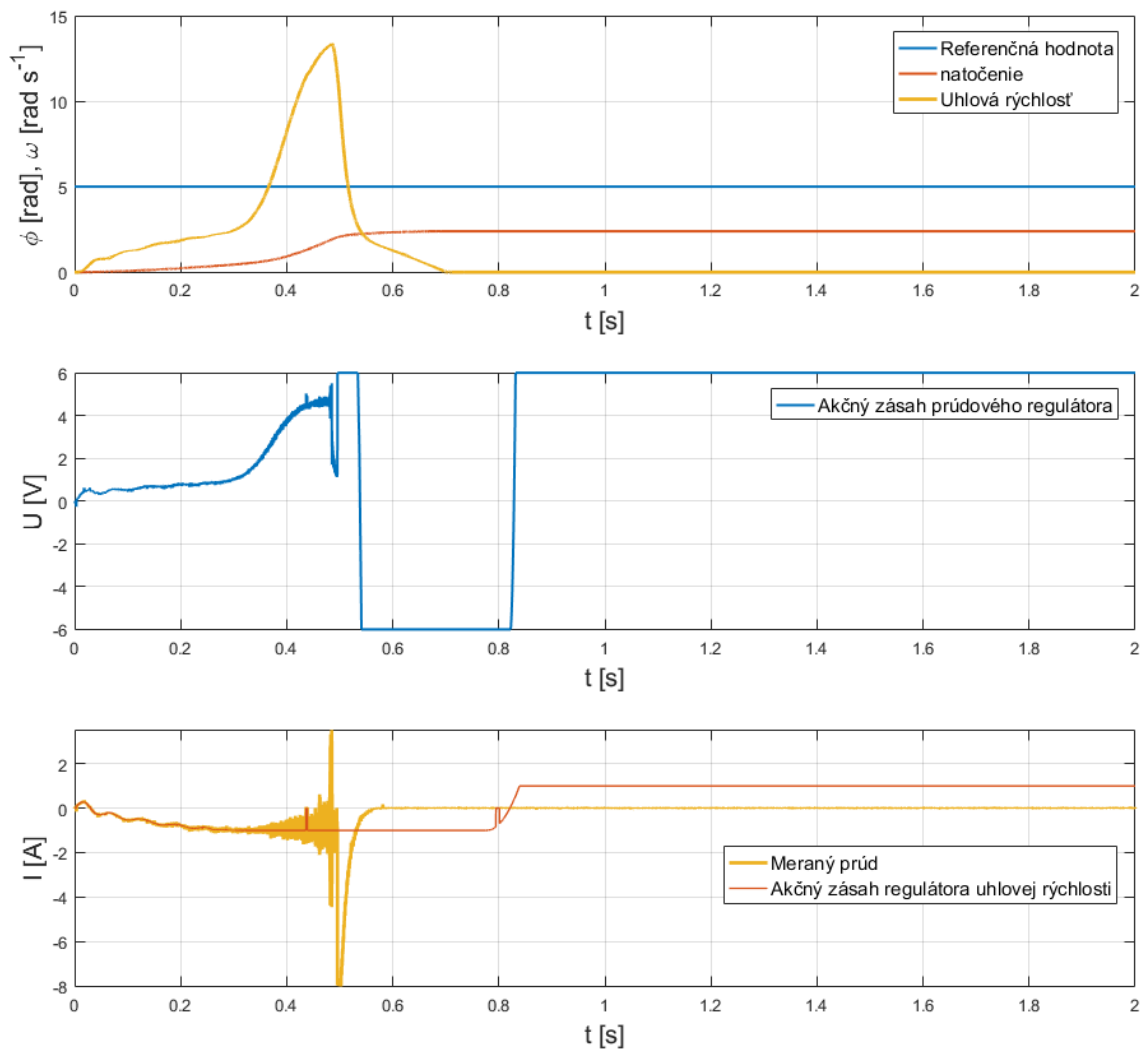


Obr. 48 Výsledok identifikácie- motor č.5

	<i>K_p</i>	<i>K_i</i>
Prúdový regulátor	0,341	4488
Otáčkový regulátor	1,441	69,29
Polohový regulátor	4	-

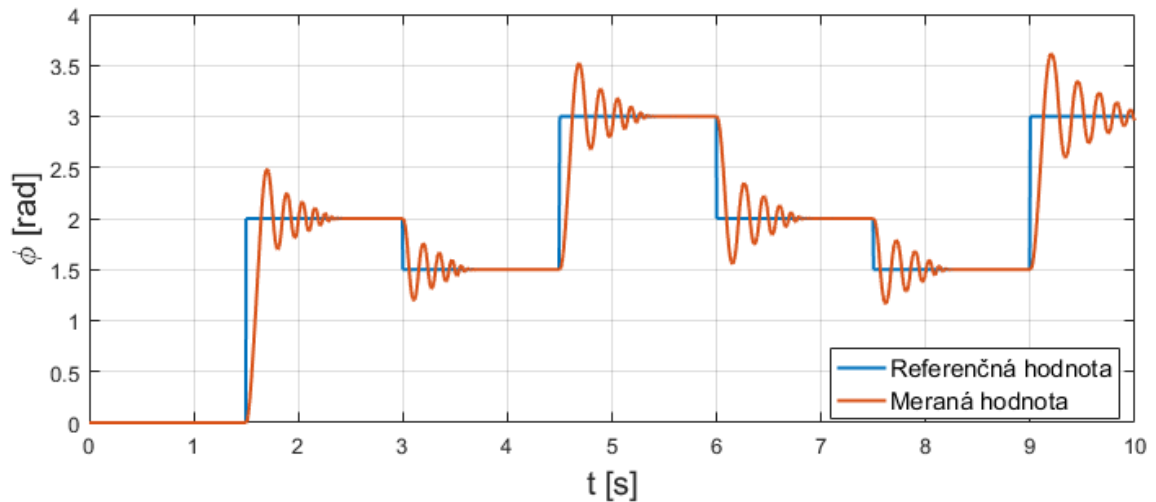
Tab. 10 Parametre regulátorov- motor č.5

Odchýlka MSE bola v tomto prípade 0,0095 rad². Časová konštanta elektrickej časti bola identifikovaná ako rovná vzorkovacej perióde. Obr.49 predstavuje snahu uregulovať polohu. Došlo k rozkmitaniu systému- akčný zásah otáčkového regulátora prekročil saturovanú hodnotu až na 8A a došlo k rozpojeniu obvodu, keďže sústava obsahovala ochranné prvky proti takýmto prípadom. Rovnako bolo tomu u riadení uhlovej rýchlosti. Tým sa potvrdilo, pravidlo závislosti vzorkovania na stabilite systému.



Obr. 49 Priebek kaskádovej regulácie polohy- motor č.5

Nestabilitu obvodu by šlo dokázať napríklad skrz fázovú bezpečnosť, prípadne inými metódami. Pre takýto nestabilný systém boli na základe Routh- Hurwitzovho kritéria získané kritické parametre a pomocou Ziechler- Nicholsena vyčíslený samotný PID regulátor polohy. Obr.50 znázorňuje priebek regulácie polohy.



Obr. 50 Priebek samostatnej regulácie polohy- motor č.5

Dochádza k pomerne veľkému preregulovaniu. Opäť aj v tomto prípade sa jedná o silný (tuhý) regulátor s veľkým prekmitom. Prekmit by šlo znížiť napríklad rampou nábehu prípadne filtrom. Prekmity by sa ale naďalej prejavovali napríklad vo vyregulovaní poruchy. Na rozdiel od kaskádovej regulácie je tento typ regulácie citlivý na parametre identifikovaného systému, no na druhej strane je možné pri menších nárokoch na hardware regulovať systém s menšími nárokmi na kvalitu regulácie.

Identifikácie jednotlivých motorov boli postačujúce pre vyčíslenie funkčných regulátorov. Z testovaných motorov sa nepodarilo uradiť jeden a to z dôvodu rýchlej časovej konštanty elektrického systému. V takom prípade je nutné použiť lepší hardware, kde je možné bez problémov použiť vzorkovaciu frekvenciu aspoň 10kHz pre sekundárny obvod. Namiesto kaskádovej regulácie sa v tomto prípade použila samostatná PID regulácia na základe identifikácie. Dochádzalo k veľkému preregulovaniu, ktoré nie je vhodné pri polohových reguláciách. Ostatné navrhnuté kaskádové regulátory boli dostatočne funkčné. Aj napriek tomu, ak boli jednotlivé parametre vychýlené, návrh metódou OM/SO je dostatočne robustný pre riadenie výstupných stavov.

8 Dosiahnuté ciele a návrh ďalších riešení

Namiesto samostatnej regulácie PID bola zvolená kaskádová regulácia s množstvom výhod. Významnú časť ladenia obsahuje identifikácia systému jak elektrického tak mechanického systému. Zvolené identifikačné metódy boli postačujúce a ďalej nebola otestovaná ďalšia metóda ladenia. Pre základne nastavenie a naladenie bola vytvorená užívateľská aplikácia. Z dôvodu časovej obmedzenosti nebol algoritmus implementovaný na riadiacu jednotu. Na základe jednotlivých výsledkov a zhodnotení je treba vylepšiť určité kroky k vylepšeniu celkovej funkcie ladenia:

- Upraviť identifikačný experiment elektrickej časti pre motory s malou zotrvačnosťou- pokiaľ má systém malú zotrvačnosť, nemusí dôjsť k dostatočnému toku dát práve z podmienky prerušenia identifikácie.
- Implementácia na riadiacu jednotku- pre identifikáciu spojitého modelu sa naskytuje možnosť použitia diskretných filtrov. Implementácia na riadiacu jednotku súvisí aj s tým, že práca v prostredí Simulink real-time toolbox má svoje obmedzenia a nie je možné použiť rýchle vzorkovanie, napríklad pri veľmi krátkych časových konštantách elektrického systému.

9 Tvorba užívateľského prostredia

Na základe predošlých výsledkov bola vytvorená užívateľská aplikácia pre naladenie kaskádovej regulácie DC motoru.

Okno užívateľskej aplikácie obsahuje počiatočné údaje. Jedná sa o štítkové parametre ktoré musí užívateľ zadať pred naladením regulátora. Pre daný enkodér sa zvolí počet pulzov na otáčku v kvadrátornom móde. Vždy sa jedná o enkodér ktorý sníma natočenie rotora, nie výstupné otáčky sprevodovaného motora. Nominálne hodnoty slúžia ako limity saturácie. Predný panel obsahuje graf, na ktorom sa zobrazí identifikovaný systém a kolónky s vyčíslenými regulátormi. Stlačením tlačidla naladiť začne proces automatického ladenia.

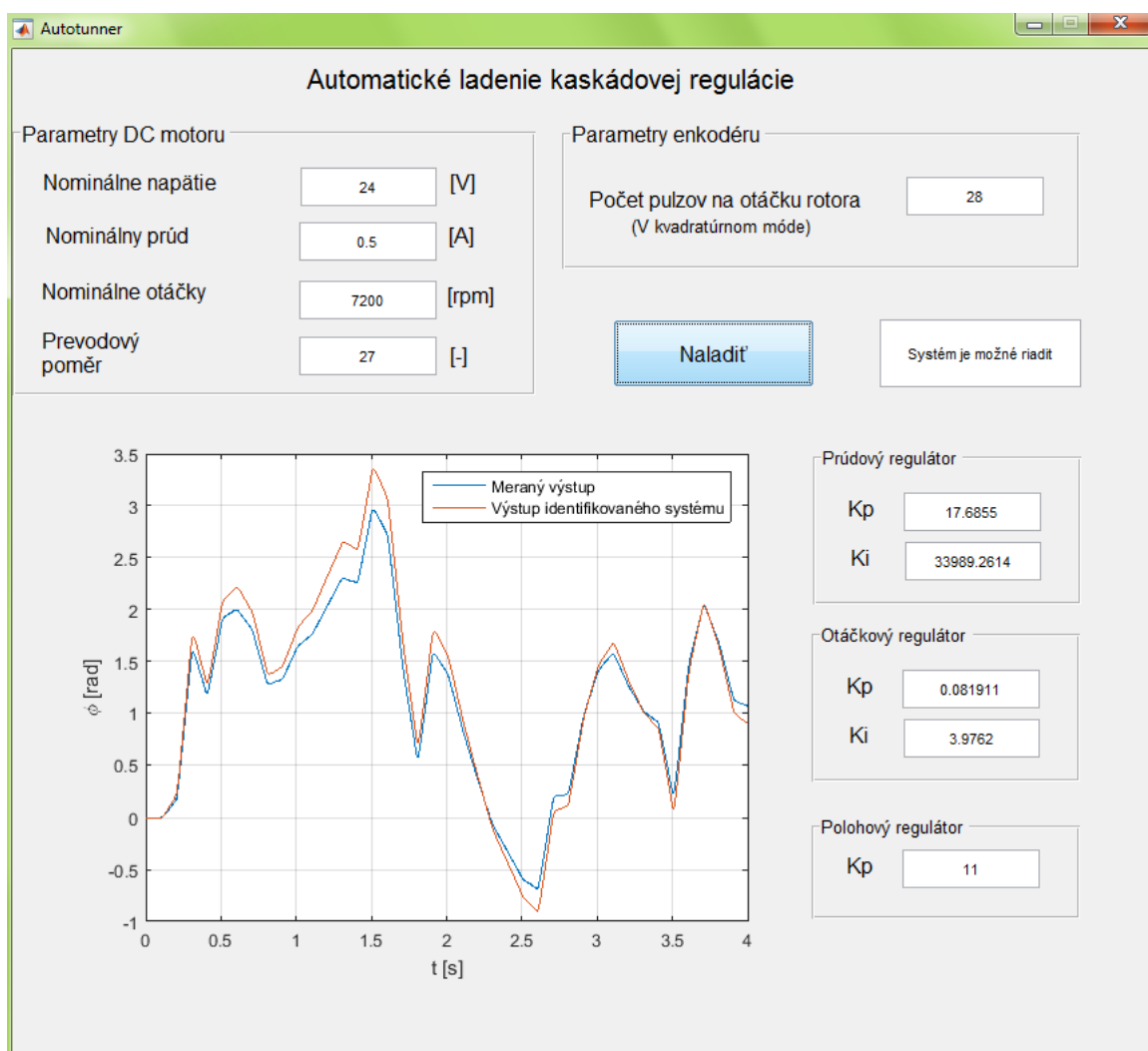
Na začiatok sa volá m-file `block_init.m`, ktorý uloží potrebné parametre pre Real-time bloky pre riadenie DC motora (vzorkovacia perióda, frekvencia meniča,...), tým sa model nakonfiguruje pre prácu s MF624 kartou. Tento m-file ďalej zisťuje offset pre daný snímač prúdu. Pomocou príkazu `sim` je spustený real-time model `offset_LEM01.slx` a je nameraná napätie pri nulovom prúde. Takto nameraný prúd sa spriemeruje a určí sa offset. Zo známeho zosilnenia a offsetu snímača sa prepočíta prúd.

Ďalej nasleduje spustenie skriptu `dir_init.m`. Slúži pre inicializáciu spustenia modelu, ktorý zisťuje smer prúdu a smer natočenia. Pri opačnom zapojení jednotlivých kanálov enkodéru, pri aplikácii kladného napätia, sa rotor roztočí proti smere hodinových ručičiek. Rovnako to platí aj pre opačne zapojení snímač prúdu. Model `dir_ident.slx` budí systém konštantným napätím, ktorého veľkosť sa určila v predošlom skripte. Tým pádom sa zistí smer prúdu a smer otáčania, a pokiaľ je zapojenie opačné výstup je vynásobený zápornou jednotkou. V tejto simulácii sa na viac zisťuje statické zosilnenie pre identifikáciu mechanickej časti. Celý tento simulačný proces je vytvorený vo funkcií, ktorej výstupom sú konštanty jednotlivých smerov (nadobúdajú hodnotu -1 alebo 1) a statické zosilnenie.

Nasleduje identifikácia elektrickej časti. Opäť sa pomocou skriptu inicializujú parametre identifikačnej metódy. Spustí sa funkcia, ktorá simuluje Real-time model. Výstupom funkcie sú parametre prúdového regulátora.

Identifikácia mechanickej časti sa taktiež inicializuje vhodnými parametrami. V tomto prípade sa najskôr spustí model, ktorý nameria vstupno-výstupné parametre, ktoré sa budú porovnávať s identifikovaným systémom. Spustením funkcie `newMechIdentn2.m` sa spustí identifikácia mechanickej časti skrz príkaz `sim`. Výstupom funkcie sú parametre otáčkového regulátora.

Naladenie proporcionálneho regulátora polohy sa získa funkciou `nalezeniP_polohy.m` výstupom funkcie je proporcionálne zosilnenie. Pre meranie vstupno výstupných veličín a identifikácie elektrickej aj mechanickej časti je real-time model spúšťaný v normal mode.



Obr. 51 Uživatelská aplikácia

Po ukončení sa vypíšu jednotlivé parametre regulátorov. V prípade elektrickej časti, pokiaľ je časová konštanta menšia alebo rovná vzorkovacej perióde, vedľa tlačidla naladiť sa vypíše, že systém sa nedoporučuje riadiť. Regulátor bude však aj napriek tomu vyčíslený. Reguláciu je možné otvoriť v modeli controllProces0.slx. Real-time aplikácia prebieha v external mode, z dôvodu vzorkovacej frekvencie sekundárneho obvodu (1kHz). Je možné si vybrať medzi riadením rýchlosti, alebo riadením natočenia pomocou Switch bloku. Jednotlivé priebehy sú znázornené v bloku Scope. Funkcia ladenia je nakonfigurovaná pre drive A (ľavý z motorov).

10 Záver

V práci bol navrhnutý algoritmus pre jednorazové naladenie parametrov regulátora. Pre množstvo výhod, bol namiesto samostatnej regulácie jednej veličiny vybraný kaskádový regulátor, ktorý funguje kvalitne aj pri určitom vychýlení parametrov. Funkcia automatického ladenia pozostáva najmä z identifikačnej časti. Návrh kaskádového regulátora vyžaduje znalosť elektrických ako aj mechanických parametrov. Z toho dôvodu boli vybrané parametrické metódy identifikácie. Z dôvodu možnej pamäťovej náročnosti, bol vybraný rekurzívny výpočet v oboch prípadoch.

Algoritmus identifikácie bol overený na sústave Double Drive, sústava s dvoma motormi. Pre výrazný šum na snímači prúdu, bola vybratá rekurzívna metóda inštrumentálnej premennej pre identifikáciu elektrickej časti. Identifikoval sa diskretný systém zabrzdeneho motoru, a preto bolo nutné zaistiť, aby sa rotor nenatáčal pri identifikácii. Aby bola splnená táto podmienka, ako budiaci signál sa zvolil obdĺžnikový signál s postupne zväčšujúcou amplitúdou. Pri menších amplitúdach sa rotor vďaka zotrvačnosti neotáča, ale vinutím preteká prúd a tým je možné zmerať výstupný prúd zabrzdeneho motora. Po prekročení zotrvačnosti sa identifikácia ukončí. Tento prístup je však vhodnejší pre systémy s väčším pásmom necitlivosti (zotrvačnosti). U systémov s malou zotrvačnosťou nemusí dôjsť k dostatočnému vybudeniu systému a systém by nemusel byť identifikovaný správne. Tým pádom by bol prúdový regulátor nefunkčný. Ďalšia chyba vzniká pri prepočte z diskretného modelu na spojitý. Takýmto spôsobom sa môže kumulovať nezanedbateľná chyba. Ktorá by mala za následok nestabilný regulačný obvod.

Návrh otáčkového regulátora bol možný v prípade znalosti určitých pomerov mechanických parametrov, a tak nebolo treba prepočítavať všetky mechanické parametre. Pre identifikácie sa zvolila klasická metóda najmenších štvorcov, identifikácie spojitého modelu pohybovej rovnice DC motoru. Použitím identifikácie parametrov pohybovej rovnice, bolo nutné filtrovať vstupy do identifikačnej metódy. Kvalita identifikácia sa určila na základe najmenej odchýlky MSE z množiny identifikovaných elektromechanických systémov. V každej simulácii sa zvyšovala časová konštanta filtru a z nich sa určila najmenšia MSE. Krok zvyšovania mal určitú hodnotu a najmenšia hodnota MSE nemusela odpovedať extrému, ale iba sa k nemu blížila.

Výpočet MSE odchýlky sa porovnáva pre celkový elektromechanický systém v jednej rovnici. Pri zlej identifikácii elektrickej časti sa chyba prenáša na výsledky identifikácie mechanickej časti.

V praxi najčastejšie používanou metódou optimálny modul a symetrické optimum boli nakoniec vyčíslené regulátory prúdu a otáčok. Polohový regulátor zapojený v kaskáde sa vyčíslil jednoduchým iteratívnym algoritmom. Pre zjednodušenie bol v prostredí Matlab vytvorený náhradný obvod a dosadzovaním postupne zväčšujúcich

proporcionálnych zosilnení polohového regulátora, sa hľadala určitá fázová a amplitúdová bezpečnosť, pre prechodový dej bez prekmitu, s ohľadom na možné posunuté identifikované parametre. Polohová regulácia motoru Double Drive vykazovala pomerne kvalitné výsledky.

Ďalej sa dokázalo, že pri menšom rozlíšení enkodéru, kedy nie je možné polohu presne uregulovať, napomôže mŕtve pásmo, aby riadiace veličiny neoscillovali.

Jednorazové naladenie bolo otestované na viacerých motoroch, z ktorých všetky okrem jedného nebolo možné uradiť. Tento jeden motor mal časovú konštantu elektrickej časti rovnakú ako vzorkovacia perióda sekundárneho obvodu. Tým sa potvrdila aj teória stability systému s nedostatočnou vzorkovacou frekvenciou. Real-time simulink toolbox neumožňoval kvalitne vzorkovať nad 1kHz a tým pádom bola aplikácia obmedzená. Pri takýchto systémoch je nutné vzorkovať sekundárny obvod aspoň na frekvenciách 10kHz. Z dôvodu časovej obmedzenosti nebol algoritmus implementovaný na riadiacu jednotku, a tak nebolo možné otestovať kvalitnejší hardware. S tým súvisí aj overenie identifikácie spojitého modelu na číslicovo riadenom hardware použitím diskretných filtrov. Pri reguláciách rýchlosti je nutný prepočet z natočenia deriváciou. Pomocou filtru, vznikalo vlnenie, najmä v oblasti nízkych otáčok. Pri implementáciách na riadiacu jednotku sa naskytujú kvalitnejšie možnosti prepočtu, kde je možné spracovávať pulzy enkodéru.

Z identifikovaného systému bol otestovaný aj návrh samostatného regulátora PID polohy zo známych kritických parametrov, ktoré sa spočítali zo známeho modelu. Vyčíslený regulátor Ziechler- Nichol森ovou metódou bol však veľmi tuhý až dochádzalo k značným prekmitom. Nakoniec bola vytvorená jednoduchá užívateľská aplikácia, pre naladenie kaskádového regulátora.

11 Použitá literatura

- [1] EPOS4 70/15, digital positioning controller [online]. Sachseln, b.r. [cit. 2018-05-17]. Dostupné z: <https://www.maxonmotor.com/maxon/view/product/control/Positionierung/594385>
- [2] BERNER, Josefin, Tore HÄGGLUND a Karl johan ÅSTRÖM. Asymmetric relay autotuning – Practical features for industrial use. Control Engineering Practice [online]. Elsevier Ltd, 2016, **54**, 231-245 [cit. 2018-04-30]. DOI: 10.1016/j.conengprac.2016.05.017. ISSN 0967-0661. Dostupné z: databáze ScienceDirect
- [3] VÁVRA, Pavel. Průmyslový regulátor PID s autotunerem a vizualizací. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2010.
- [4] KOCIÁN, Jíří. Samonastavitelné regulátory v prostředí PLC. Ostrava, 2009. Studentská tvorčí a odborní činnost. Technická univerzita Ostrava, Fakulta elektrotechniky a informatiky, Katedra měřicí a řídicí techniky.
- [5] BLAHA, Petr. MID- modelování a identifikace: Neparametrické metody identifikácie [online]. b.r. [cit. 2018-05-14]. Dostupné z: <https://sites.google.com/site/modelovaniaidentifikace/přednášky>
- [6] FIKAR, Miroslav. Regresné metody identifikácie: RMNŠ pre spojité modely [online]. b.r. [cit. 2018-05-14]. Dostupné z: <https://www.youtube.com/watch?v=OjEo2LkvYWc&list=PLQnLreKCCCKt-ofWnx8PMx6liOJrwHw-U5>
- [7] MARIAN GAICEANU, RAZVAN SOLEA BOGDAN CODRES a CRISTINEL ENI. On-line Identification of the DC motor Parameters by using Least Mean Square Recursive Method. Analele Universităţii "Eftimie Murgu" Reşiţa: Fascicula I [online]. Eftimie Murgu University of Resita, 2014, (3), 85-96 [cit. 2018-04-30]. ISSN 1453-7397. Dostupné z: databáze DOAJ
- [8] ZIKMUND, Pavel. Identifikace aerodynamických charakteristik atmosférického letadla z výsledků letových měření = Aerodynamics characteristics identification of atmospheric airplane from flight measurement results: zkrácená verze Ph.D. Thesis. V Brně: Vysoké učení technické], 2013, 20 s. : il. ISBN 978-80-214-4836-0.
- [9] NAVRÁTIL, Petr. Metody průběžné identifikace pro návrh samočinně se nastavujících regulátoru. Zlín, 2007. Disertační práce. Univerzita Tomáše Bati ve Zlíne, Fakulta aplikované informatiky, Ústav řízení procesu. Vedoucí práce Prof.

Ing. Vladimír Bobál, CSc.

- [10]BLAHA, Petr. MID- Modelování a identifikace: Metody pomocných promenných [online]. b.r. [cit. 2018-05-14]. Dostupné z: <https://sites.google.com/site/modelovaniaidentifikace/přednášky>
- [11]JÁN, Vittek. Klasická kaskádna regulačná štruktúra. Žilinská univerzita v Žiline, b.r. Dostupné také z: http://www.kves.uniza.sk/kvesnew/dokumenty/rep1/kniha_matlab_vittekj/Document/K6kask.pdf
- [12]BAKOŠOVÁ, Monika a Miroslav FIKAR. Riadenie Procesov: Rozvetvené regulačné obvody [online]. Bratislava: STU, Bratislava, 2008 [cit. 2018-05-12]. ISBN 978-80-227-2841-6. Dostupné z: http://www.kirp.chtf.stuba.sk/moodle/pluginfile.php/2671/mod_resource/content/0/redn6.pdf
- [13]KLÁN, Petr. *Regulace a regulátory: Metody zlepšení PI regulace*. AUTOMA. 2001, (12), 6. ISSN 1210-9592.
- [14]ESIN, Engin. VISION-AIDED LANDING FOR FIXED WING UNMANNED AERIAL VEHICLE. Middle East Technical University, 2016. Magisterská práce. THE GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCES OF MIDDLE EAST TECHNICAL UNIVERSITY.
- [15]KOZUBÍK, Michal. *Metody anti-windup při řízení lineárních dynamických systémů*. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2017, 55 listů : ilustrace, 1 CD-ROM.
- [16]BRABLC, M., V. SOVA a R. GREPL. Adaptive feedforward controller for a DC motor drive based on inverse dynamic model with recursive least squares parameter estimation. In: *Proceedings of the 2016 17th International Conference on Mechatronics - Mechatronika, ME 2016* [online]. Brno: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 2017, xocs:firstpage xmlns:xocs= [cit. 2018-05-12]. ISBN 9788001058831.
- [17]MECHLAB TEAM, . *Real- Time toolbox (Quick start)*. Vysoké učení technické v Brně, ústav mechaniky těles, mechatroniky a biomechaniky, 2016.
- [18]HINKANNEN, Marko. *Control of a DC motor Drive* [online]. Aalto, 2015 [cit. 2018-05-14]. Dostupné z: https://mycourses.aalto.fi/pluginfile.php/143241/mod_resource/content/4/Lecture7.pdf. Prednáška. Aalto University, School of Electrical Engineering.

- [19] YOUNG IK SON, *IN HYUK KIM DAE SIK CHOI* a HYUNGBO SHIM. Robust Cascade Control of Electric Motor Drives Using Dual Reduced-Order PI Observer. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* [online]. USA: IEEE, 2015, 62(6), 3672-3682 [cit. 2018-05-12]. DOI: 10.1109/TIE.2014.2374571. ISSN 0278-0046.

Zoznam použitých skratiek

PIO	Proportional- integral observer	Poporcionálno- integráčny pozorovateľ
OM	Optimum module	Optimálny modul
SO	Symmetrical optimum	Symetrické optimum
LS	Loop shaping	Tvarovanie frekvenčnej charakteristiky
IVM	Instrumental variable method	Metóda inštrumentálnej premennej
MSE	Mean square error	Stredná kvadratická odchýlka
GUI	Graphical user interface	Grafické užívateľské rozhranie
DC	Direct current	Jednosmerný prúd

Zoznam príloh

Príloha textovej diplomovej práce obsahuje:

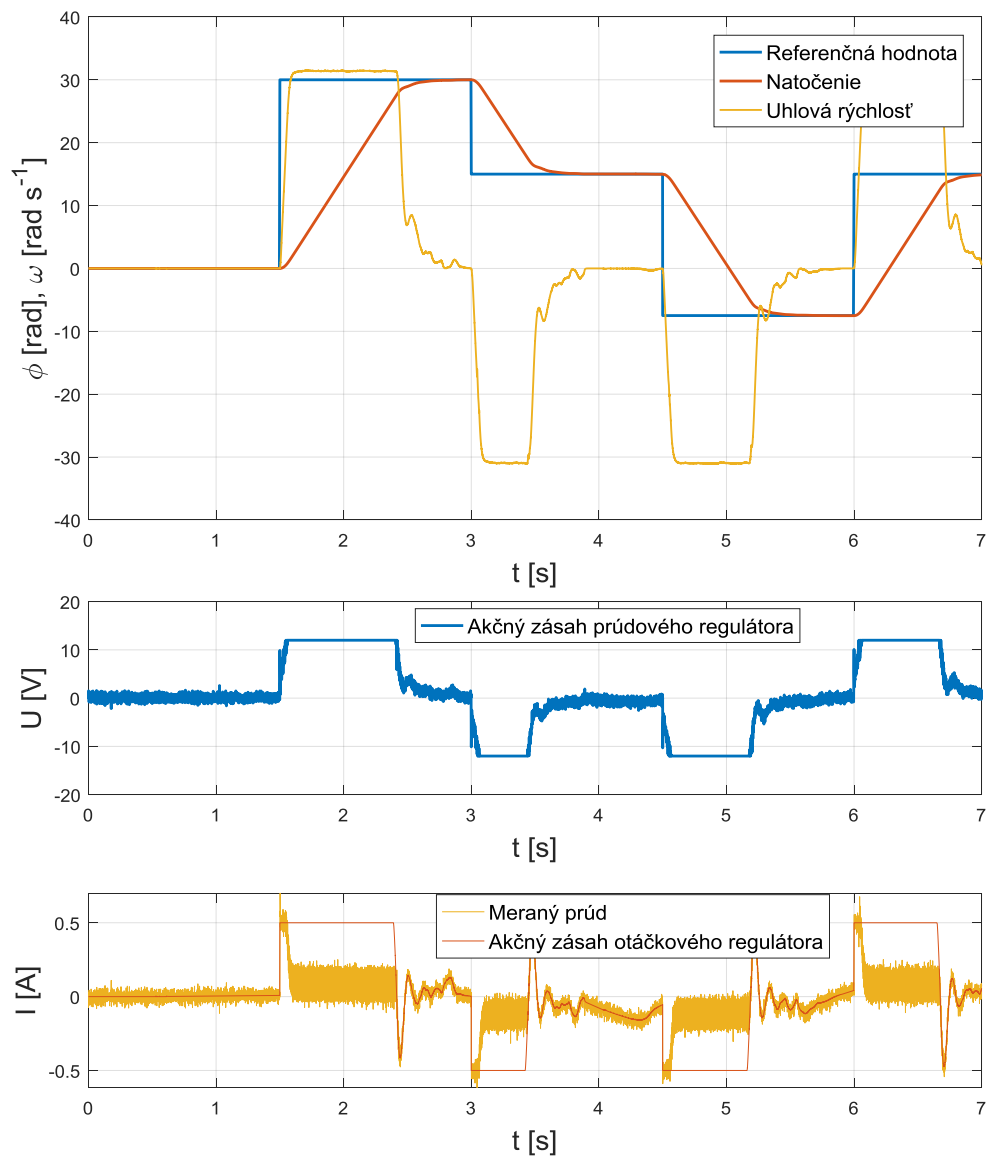
- Príloha : Grafy regulácie natočenia v kaskádovom zapojení (motor č.1 - motor č.4).

Priložené CD obsahuje:

- Diplomová_práca.pdf
- Samonastaviteľná regulácia DC motoru: obsahuje Matlab súbory pre prácu s kartou MF624 na sústave Double Drive spolu s užívateľskou aplikáciou
- MatlabData: namerané data jednotlivých DC motorov

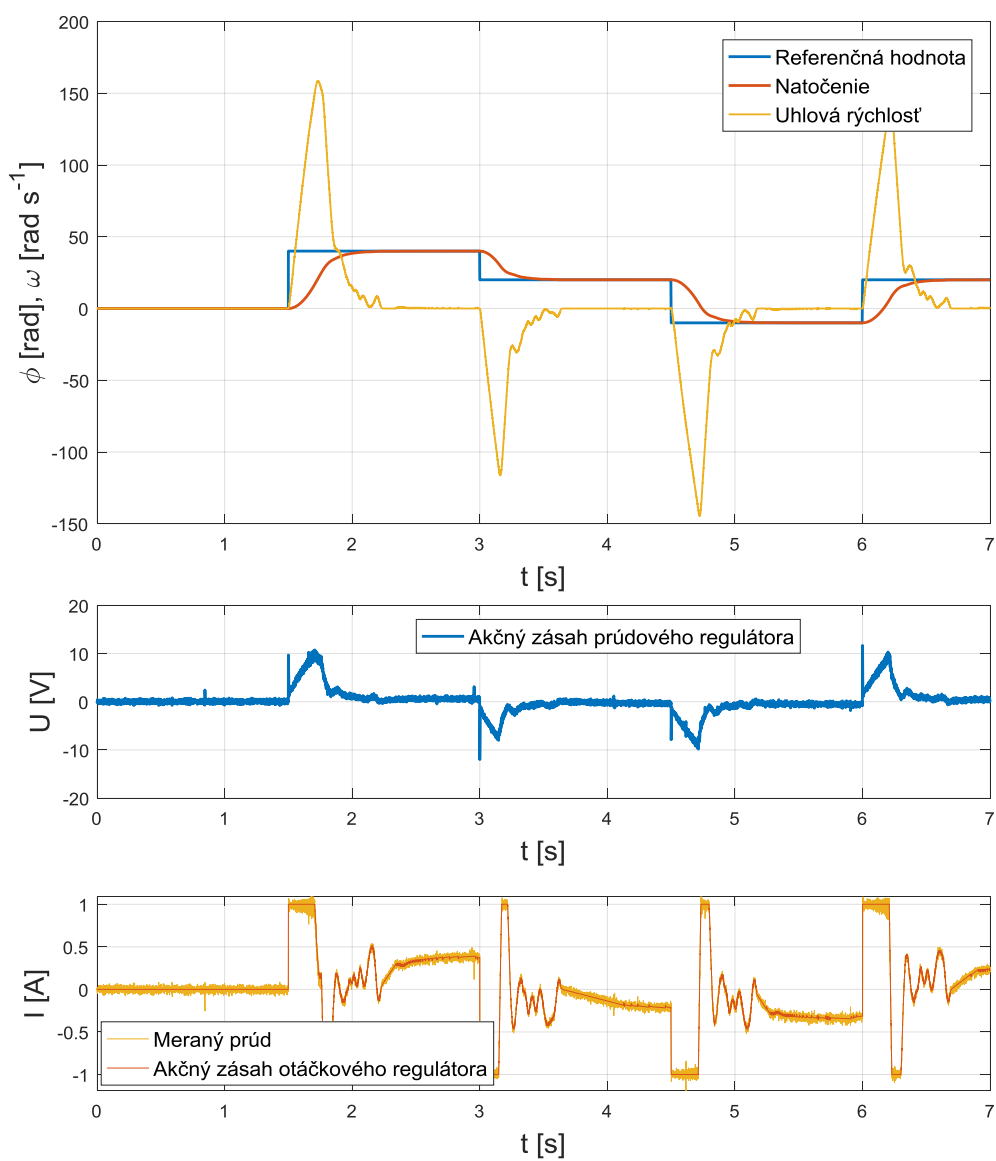
Príloha

Motor č.1



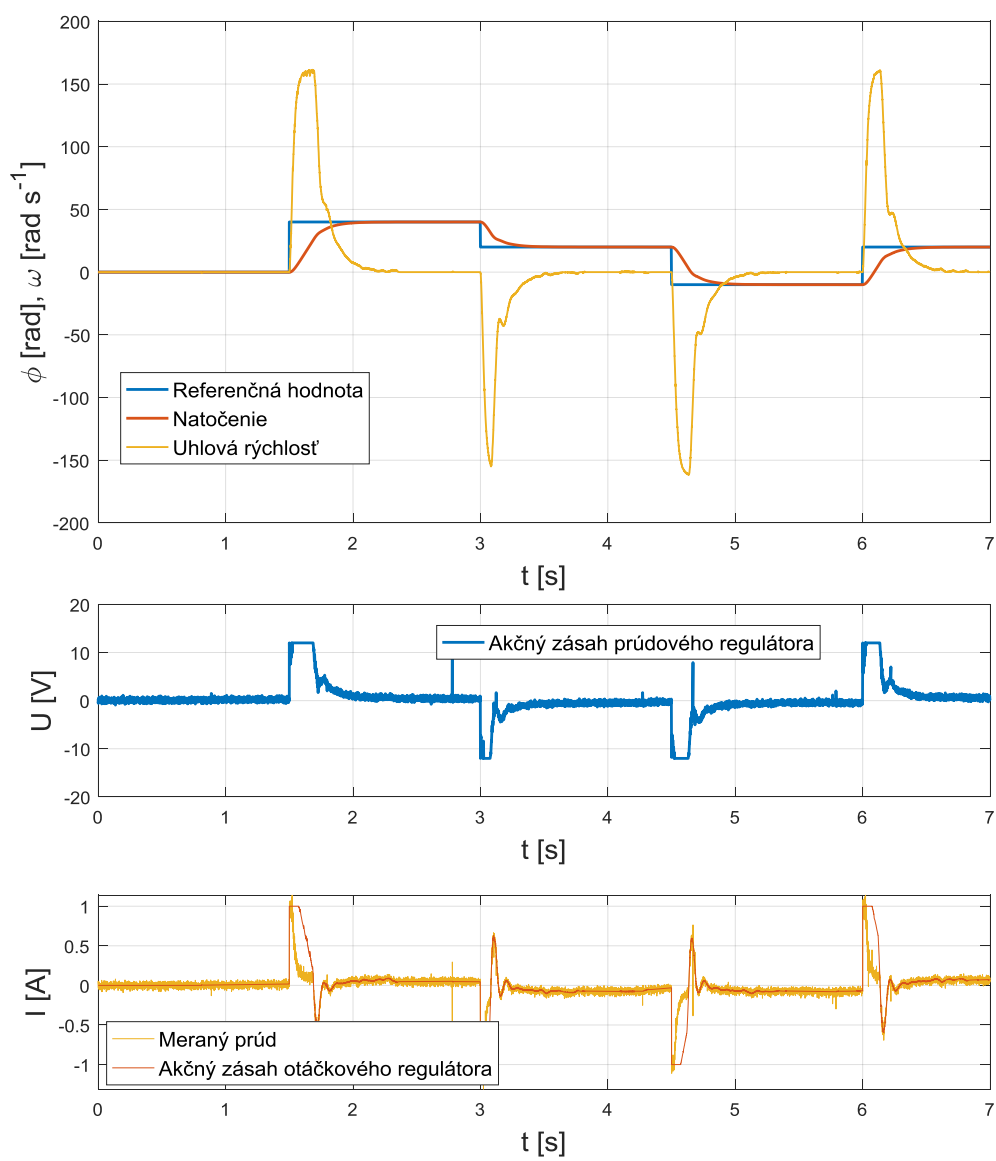
Obr. 52 Priebehy regulácie polohy- motor č.1

Motor č.2



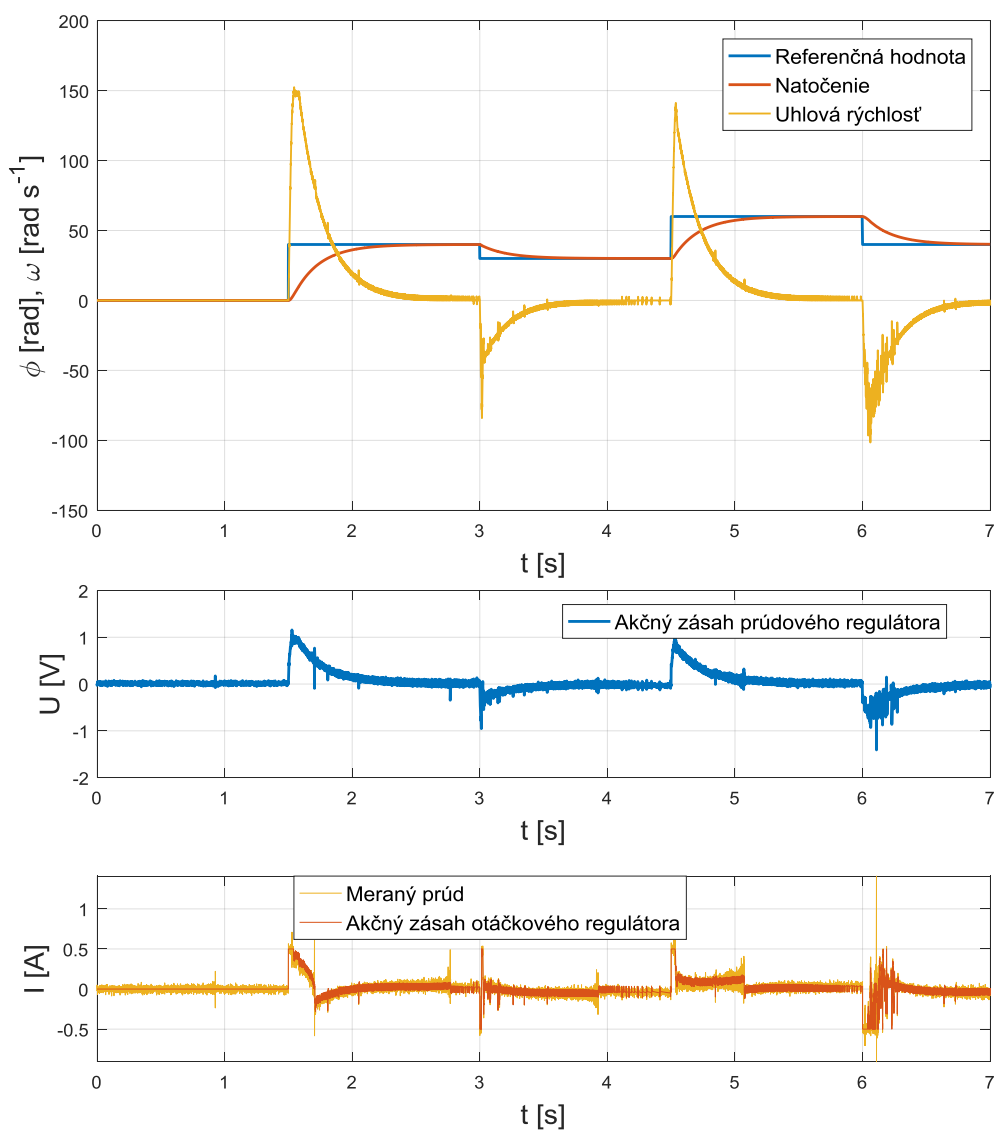
Obr. 53 Priebehy regulácie polohy- motor č.2

Motor č.3



Obr. 54 Priebehy regulácie polohy- motor č.3

Motor č.4



Obr. 55 Priebehy regulácie polohy- motor č.4