

**Vedecká rada Fakulty elektrotechniky a informatiky  
Slovenskej technickej univerzity v Bratislave**

**Ing. Jozef Dúbravský**

**Príspevok k metódam a algoritmom riadenia  
jednosmerných servopohonov**

**Autoreferát dizertačnej práce**

Na získanie vedecko-akademickej hodnosti  
**philosophiae doctor**

v odbore doktorandského štúdia:  
**5.2.14 Automatizácia a riadenie**

**Bratislava 2012**

Dizertačná práca bola vypracovaná v externej forme doktorandského štúdia na Ústave riadenia a priemyselnej informatiky, Fakulty elektrotechniky a informatiky, Slovenskej technickej univerzity v Bratislave.

Predkladateľ: **Ing. Jozef Dúbravský**  
Ústav Riadenia a Priemyselnej Informatiky,  
Fakulta elektrotechniky a informatiky, Slovenskej technickej  
univerzity, Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava

Školiteľ: **Prof. Ing. Milan Žalman, PhD.**  
Ústav riadenia a priemyselnej informatiky, Fakulta elektrotechniky  
a informatiky, Slovenskej technickej univerzity, Ilkovičova 3, 812 19  
Bratislava

Oponenti:  
**Prof. Ing. Branislav Dobrucký, PhD. EF ŽU v Žiline**  
**Doc. Ing. Tibor Krajčovič, PhD. FIIT STU Bratislava**

Autoreferát bol rozoslaný dňa: .....

Obhajoba dizertačnej práce sa koná: .....  
pred komisiou pre obhajobu dizertačnej práce v odbore doktorandského štúdia, vymenovanou  
predsedom spoločnej odborovej komisie dňa .....

číslo odboru : 5.2.14, odbor doktorandského štúdia: Automatizácia a riadenie

na Ústave riadenia a priemyselnej informatiky, Fakulty elektrotechniky a informatiky,  
Slovenskej technickej univerzity, Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava

Predseda spoločnej odborovej komisie Automatizácia na STU v Bratislave :  
Prof. Ing. Miroslav Fikar, DrSc.

Garant študijného programu Automatizácia a riadenie na FEI STU  
Prof. Ing. Štefan Kozák, PhD.  
Ústav riadenia a priemyselnej informatiky,  
STU v Bratislave  
Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava

**Názov:****Príspevok k metódam a algoritmom riadenia jednosmerných servopohonov**

**Anotácia** Dizertačná práca má jeden z hlavných cieľov návrh, modifikáciu a aplikáciu tak konvenčných ako aj moderných štruktúr a metód automatického riadenia pre servopohony. Na základe analýzy existujúcich metód automatického riadenia je v práci navrhované ich zovšeobecnenie, modifikácia a vhodnosť pre riadenie rýchlostných servopohonov. Autor práce aplikoval, rozšíril a otestoval konvenčné metódy automatického riadenia založené na analytických a experimentálnych matematických modeloch servopohonov. Z moderných metód automatického riadenia využil a modifikoval predovšetkým metódy inverznej dynamiky a metódy založené na umiestnení pólov uzavretého obvodu. Pre overenie štruktúr a metód automatického riadenia bolo autorom vytvorené modelovacie, simulačné a testovacie pracovisko s reálnym fyzikálnym modelom. Na základe grafických a numerických a simulačných výsledkov sa ukázalo že štruktúra riadenia Master Slave s predkorekciou predstavuje optimálnu a vhodnú štruktúru riadenia rýchlostného servopohonu zaručujúcu vysokú kvalitu, stabilitu a robustnosť. Pre kompenzáciu vplyvu poruchy – momentu záťaže bol autorom úspešne navrhnutý a overený Luenbergerov pozorovateľ. Zovšeobecnenie výsledkov a ich použiteľnosť pre riadenie rýchlostných servopohonov bolo realizované na základe a v súčinnosti s autorom vytvoreným podporným programovým systémom ServoSim, ktorý predstavuje jeden z dôležitých a ďalších prínosov autora k rozvoju a využitiu metód automatického riadenia a využíva sa vo výskumnej a edukačnej oblasti na Ústave riadenia a priemyselnej informatiky v študijných programoch bakalárskeho a inžinierskeho štúdia.

**Title:****Contribution to the methods and algorithms of control of DC servo-drives****Annotation**

One of the main objectives of the thesis is the design, modification and application of both conventional as well as modern structures and methods of automation control for servo-drives. Based on the analysis of existing methods of automatic control is proposed their generalization, modifications and suitability for speed servo-drives control. Author applied, extended and tested the conventional methods of automatic control based on analytical and experimental mathematical models of servo-drives. From the spectrum of the modern automatic control methods he used and modified mainly inverse dynamics methods and methods based on the location of the closed loop poles. Author created modelling, simulation and test workplace with a real physical model to verify the structures and methods of automatic control. Based on graphical, numerical and simulation results he showed that the feedforward Master Slave control structure is an optimal and appropriate speed servo drive control structure guaranteeing high quality, stability and robustness. To compensate for impact of disturbance, i.e. load torque, author successfully designed and verified Luenberger observer. Generalization of the results and their applicability to speed servo-drives control was made on the basis of supporting software system ServoSim, which represents one of the key contributions of the author to the development and exploitation of automatic control methods and is used in educational and research areas at the Institute of Control and Industrial Informatics in bachelor and master studies.

# OBSAH

OBSAH .....	4
Úvod, cieľ a tézy dizertačnej práce.....	5
1. Prehľad súčasného stavu servopohonov.....	6
1.1 Rýchlostné servopohony .....	8
1.1.1 Rýchlostný servopohon - I. oblasť konštantného magnetického toku .....	8
1.2 Snímače polohy .....	9
1.2.1 Optoelektrické inkrementálne snímače polohy [39] .....	9
1.3 Luenbergerov pozorovateľ [5,6] .....	10
2. Jednosmerný motor .....	12
2.1 Dynamický model jednosmerného motora s cudzím budením .....	12
3. Metódy návrhu a realizácie regulátorov pre rýchlostné servopohony s JM.....	15
3.1 Metódy výpočtu návrhu regulátorov na základe znalosti matematického modelu .....	15
3.2 Realizácia číslicového PSD regulátora [1].....	16
3.3 Číslicová realizácia regulačných obvodov [37] .....	16
4. Konvenčné metódy návrhu regulátorov rýchlostného servopohonu [4,7,10] .....	17
4.1 Naslinova metóda .....	17
4.1.1 Návrh regulátora rýchlosti IP (PI) Naslinovou metódou .....	18
5. Moderné metódy návrhu regulátorov rýchlostného servopohonu [32, 33].....	20
5.1 Syntéza regulátorov metódou rozmiestnenia pólov .....	20
5.1.1 Prechodové charakteristiky sústav 2. a 3. rádu – aplikácia MPP .....	22
5.2 Návrh PID regulátora rýchlosti metódou MPP .....	23
5.3 Návrh diskrétného SP regulátora rýchlostného servopohonu metódou MPP .....	27
5.4 Master – Slave riadenie [33,41] .....	30
5.5 Rýchlostný servopohon s I_PD regulátorom rýchlosti .....	30
5.6 Kompenzácia poruchy pomocou Luenbergerovho pozorovateľa .....	33
6. Podporný programový systém ServoSim pre návrh regulátorov JM .....	36
7. Opis experimentálneho pracoviska .....	37
Záver.....	38
Splnenie cieľov dizertačnej práce .....	39
Zoznam publikácií autora.....	40
Literatúra .....	42

# Úvod

Hlavným cieľom dizertačnej práce je spracovanie a využitie najnovších výskumných a aplikačných riešení v problematike riadenia jednosmerných motorov. V dnešnej dobe sa jednosmerné motory používajú v širokom spektre aplikácií pomerne často. Svoje široké uplatnenie nachádzajú v aplikáciách najmä v oblasti pohybových systémov pre riadenie rýchlosti a polohy. Veľkou výhodou použitia jednosmerných motorov pri riadení pohybu je jednoduchosť realizácie takéhoto systému a vysoká kvalita dosiahnutej regulácie. Na dosiahnutie požadovanej kvality regulácie je však potrebné zvoliť tak efektívnu štruktúru riadenia ako aj vybrať optimálnu metódu syntézy. V práci je rozpracovaná problematika rýchlostných servopohonov, ktorých aplikačná oblasť je veľmi široká. Uplatňujú sa servopohony pre obrábacie stroje, energolúčové vyrezávacie stroje, roboty, potravinárske, gumárske, papierenské, textilné a iné stroje,

Štruktúra práce je delená do niekoľko nadväzujúcich častí.

V 1. kapitole s názvom *Prehľad súčasného stavu servopohonov* je uvedená klasifikácia servopohonu ako základného systému pre riadenie pohybu. Servopohon sa posudzuje ako relatívne autonómny systém s vnútorne usporiadanou kombináciou subsystémov. Ťažiskovou kategóriou, ktorej sa venuje DDP sú číslicové rýchlostné servopohony s JM s permanentnými magnetmi s tuhým spojením so záťažou. V závere kapitoly je uvedený Luenbergerov pozorovateľ, ktorý umožňuje pozorovať rýchlosť, zrýchlenie a poruchu motora.

V 2. kapitole s názvom *Jednosmerný motor* je uvedený stručný prehľad jednosmerných motorov podľa konštrukčného princípu. Podrobnejšie je opísaný dynamický model JM s cudzím budením bez uvažovania s uvažovaním strát v železe. Dynamický model JM uvedený v tejto časti tvorí základ pre tvorbu modelov rýchlostných servopohonov.

V 3. kapitole s názvom *Metódy návrhu a realizácie regulátorov pre rýchlostné servopohony s JM* sú uvedené základné metódy návrhu a realizácie regulátorov servopohonu. Uvedený je algoritmus PID regulátora s dvomi stupňami voľnosti, ktorý je v súčasnosti považovaný za štandardný ISA tvar. Dôležitou etapou návrhu je realizácia číslicového PSD regulátora, ktorá umožňuje priamu implementáciu navrhnutých algoritmov v riadiacich systémoch.

Vo 4. kapitole s názvom *Konvenčné metódy návrhu regulátorov rýchlostného servopohonu* sú uvedené výsledky aplikácii vybraných konvenčných metód návrhu regulátora rýchlostného servopohonu. Navrhnuté regulátory sú overované v štruktúrach riadenia na simulačnom a fyzikálnom modeli rýchlostného servopohonu. Výsledky experimentov sú vzájomne vyhodnotené.

V 5. kapitole s názvom *Moderné metódy návrhu regulátorov rýchlostného servopohonu* je navrhnutý nekonvenčný spôsob aplikácie metódy rozmiestňovania pólov – MPP pre spojité a diskrétne systémy. Master-Slave riadenie s aplikáciou invariantného riadenia predstavuje moderný prístup k návrhu kvality riadenia. Programové riadenie želanej trajektórie vyjadrené vektorom riadenia 3D predstavuje v zásade nový kvalitatívny prístup k návrhu riadenia. Na záver tejto časti je uvedená aplikácia Luenbergerovho pozorovateľa – LP na kompenzáciu vplyvu poruchového signálu  $M_z$ .

V 6. kapitole s názvom *Podporný programový systém ServoSim pre návrh regulátorov JM* je opísaný simulačný programový balík zameraný na návrh a testovanie rýchlostných a polohových štruktúr servopohonov, ktorý bol vyvinutý a realizovaný autorom práce.

V 7. kapitole s názvom *Opis experimentálneho pracoviska* je opísané experimentálne pracovisko. Dokumentuje technické zariadenia na ktorých boli realizované experimenty na fyzikálnom modeli rýchlostného servopohonu.

## Cieľ dizertačnej práce

Cieľom dizertačnej práce je výskum, vývoj a návrh všeobecnej metodiky, efektívnych postupov a aplikácií moderných metód automatického riadenia v oblasti riadenia jednosmerných motorov.

Dizertačná práca rieši komplexnú problematiku riadenia jednosmerných motorov. Má tri vedecké úzko nadväzujúce ciele a to :

1. Návrh efektívnych štruktúr riadenia jednosmerných pohonov v nadväznosti na rozvoj elektroniky, snímačov, riadiacich systémov a algoritmov riadenia. Návrh efektívnych metód a algoritmov riadenia jednosmerných motorov na základe najnovších trendov v oblasti aplikovanej matematiky, elektroniky, snímačovej techniky, riadiacich systémov a ich implementácií pre riadenie jednosmerných motorov v praxi.
2. Návrh podporného programového systému umožňujúceho realizovať off a on-line experimenty s fyzikálnymi modelmi - jednosmerných motorov, overiť efektívnosť navrhovaných metód a štruktúr realizácie riadenia tak spojených ako aj digitálnych foriem realizácie riadiacich algoritmov.
3. Zovšeobecnenie metodiky a postupov pre riadenie jednosmerných motorov v praxi, vo výučbe a výskume v predmetnej oblasti Automatizácia a riadenie.

## Tézy dizertačnej práce

1. Analýza súčasného stavu výskumu, vývoja a aplikácie pokročilých metód riadenia jednosmerných servopohonov.
2. Návrh moderných štruktúr, metód a algoritmov riadenia a ich integrácia do tvorby a realizácie všeobecného podporného programového pre verifikáciu metód automatického riadenia jednosmerných motorov.
3. Zovšeobecnenie metód a štruktúr automatického riadenia pre ich efektívne využitie vo výskume, výučbe a v praxi.

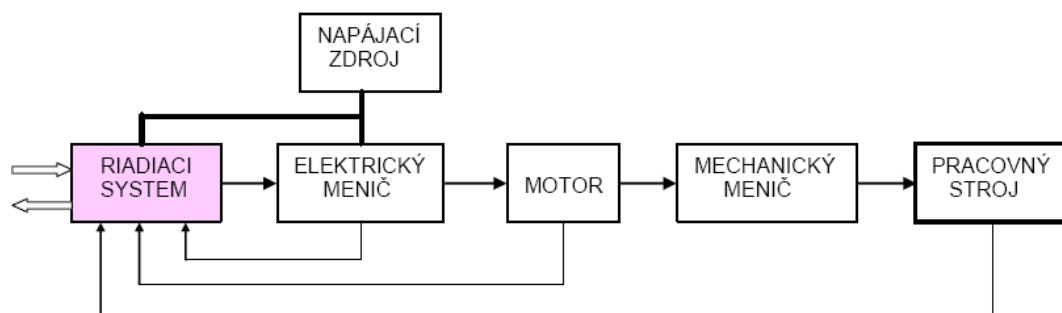
## 1. Prehľad súčasného stavu servopohonov

*V tejto kapitole je uvedená klasifikácia servopohony ako základných systémov pre riadenie pohybu. Servopohon sa posudzuje ako relatívne autonómny systém s vnútorne usporiadanou kombináciou subsystémov. V práci sa zameriavame na analýzu rýchlostných servopohonov s jednosmernými motormi. Definovaná je všeobecná štruktúra servopohonu, ktorý obsahuje regulačný obvod elektromagnetického momentu motora. Generátor elektromagnetického momentu tvorí základ regulačného systému. Uvádzajú sa základné štruktúry regulačných obvodov podľa regulačného rozsahu, podľa spôsobu vyhodnotenia rýchlosti a podľa spôsobu pripojenia so záťažou. Ťažiskovou kategóriou, ktorej sa venuje DDP sú číslicové rýchlostné servopohony s JM s permanentnými magnetmi s tuhým spojením so záťažou a s inkrementálnym snímačom polohy. V závere je uvedený aj Luenbergerov pozorovateľ, ktorý umožňuje pozorovať rýchlosť, zrýchlenie a poruchu motora.*

Elektrické servopohony sú elektromechanické riadené meniče energie majú veľký význam vo väčšine technologických a výrobných procesov pozri napr. [9],[15],[18] . Oblasť riadenia pohybu zahŕňa všetky pohybové systémy od miniatúrnych ako sú mikromotory až po riadenie veľkých motorov v energetike. Systémy riadenia pohybu sa uplatňujú vo všetkých oblastiach výroby, ale aj nevýrobnej sféry napr. zdravotníctvo, služby a domácnosť.

**Najnižšiu úroveň riadenia pohybového systému tvorí servopohon.** V typických aplikáciách prevládajú elektrické servopohony, pričom sú známe aj **elektrohydraulické, elektropneumatické pohony**. V poslednom desaťročí zaznamenávajú prudký rozvoj striedavé servopohony s asynchrónnymi a synchronnými motormi.

Servopohon je možné posudzovať ako relatívne autonómny systém s vnútorne usporiadanou kombináciou subsystémov. Tieto sú tvorené vlastnosťami pracovných mechanizmov, mechanických meničov, motorov, elektrických meničov, napájacích zdrojov a riadiaceho systému pohonu. Počet a druh týchto subsystémov a ich usporiadanie závisí na konkrétnom type servopohonu. Typické usporiadanie servopohonu je na Obr. 1.1.

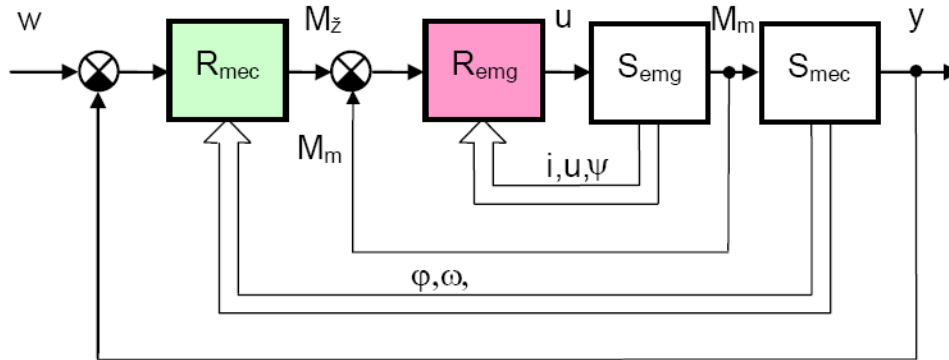


Obr. 1.1 Základná štruktúra elektrického servopohonu [19]

Z charakteristiky servopohonu vyplýva, že pohon realizuje tok energie a súčasne aj tok informačných signálov. Riadiaci systém pritom obsahuje merací, regulačný, ovládací, monitorovací a diagnostický subsystém. Špecifický pohľad je na požadovanú kvalitu riadenia pohonu v dynamických a statických stavoch. Túto úlohu predovšetkým zabezpečujeme návrhom regulačných obvodov a syntézou regulátorov.

Väčšinou ide o jednparametrovú reguláciu, to znamená, že v určitom časovom intervale je regulovaná vždy len jedna veličina. Pritom jedna veličina býva hlavnou regulovanou veličinou, napr. uhlová rýchlosť, zatiaľ čo iné veličiny sú pomocné, napr. prúd. Preto je potrebné obvykle merať väčší počet veličín.

Týmto kategóriám potom zodpovedá aj všeobecná štruktúra regulačných obvodov servopohonu, Obr. 1.2. Regulačný obvod elektromagnetického momentu motora (generátor elektromagnetického momentu) tvorí základ regulačného systému servopohonu. Jeho regulačný systém je označený blokom  $R_{emg}$ . Hlavné regulačné obvody tvorí regulačný systém mechanického systému označený blokom  $R_{mec}$ .



Obr. 1.2 Všeobecná štruktúra regulačných obvodov servopohonu [19]

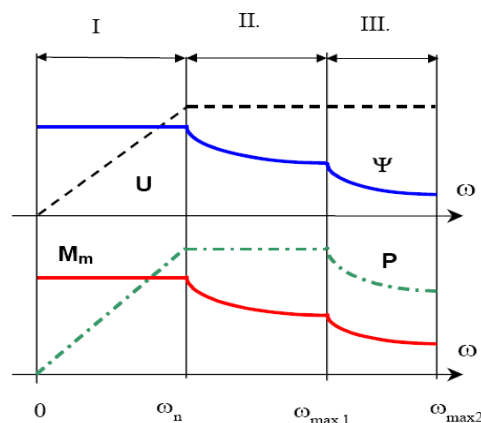
## 1.1 Rýchlostné servopohony

Klasifikáciu rýchlostných servopohonov môžeme definovať podľa nasledovných kategórií.

$$I. \Psi = \text{konšt}, (M_m = \text{konst})$$

1. Podľa regulačného rozsahu:  $II. P = \text{konšt}, (U = \text{konst})$

$$III. P < P_n, (U = \text{konst}, \Psi < \Psi_n)$$



Obr. 1.3 Regulačný rozsah rýchlostného servopohonu

### 2. Podľa spôsobu vyhodnotenia uhlovej rýchlosti

- s priamym meraním pomocou snímača uhlovej rýchlosti (elektromechanický prevodník napr. tachodynamo, tachogenerátor) tzv. uzatvorené rýchlostné servopohony
- s nepriamym meraním (vyhodnotením) rýchlosti:
  - a) snímaním polohy (inkrementálne snímače polohy (IRC), indukčné snímače (selsyn, resolver)
  - b) pozorovateľ (observer) motora uhlovej rýchlosti, momentu motora, a pod. otvorené rýchlostné servopohony

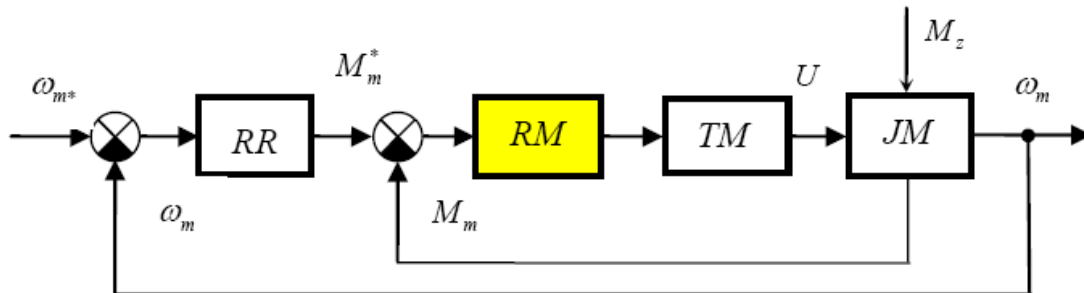
#### 1. Podľa spôsobu prepojenia so záťažou

- Tuhé spojenie- spojku, prevodovkou
- Pružné spojenie

### 1.1.1 Rýchlostný servopohon - I. oblasť konštantného magnetického toku



Rýchlostný servopohon pracujúci v režime konštantného magnetického toku je vyjadrený blokovou schémou, kde jadro regulácie tvorí generátor momentu. Generátor elektromagnetického momentu je v princípe regulačný obvod momentu s regulátorom momentu-*RM*. Regulovanú sústavu tvorí výkonový elektrický menič (*TM*- tranzistorový alebo tyristorový menič) a jednosmerný motor –*JM*. Regulátor rýchlosti – *RR* tvorí kaskádne nadradený regulátor, ktorý zabezpečuje požadované regulačné vlastnosti rýchlostného servopohonu.



Obr. 1.4 Bloková schéma rýchlostného servopohonu s *JM* s konštantným budením

## 1.2 Snímače polohy

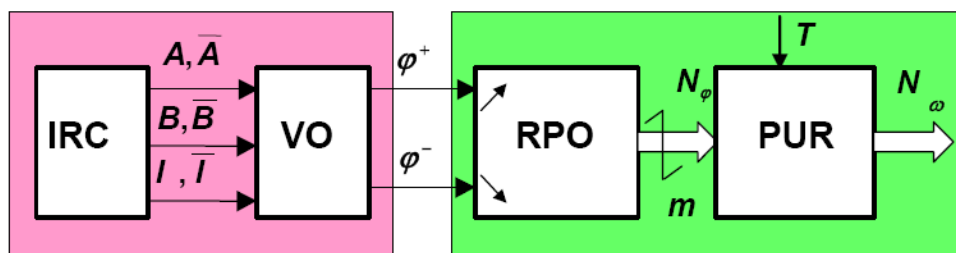
Súčasná generácia číslicových rýchlostných servopohonov používa len číslicové snímače polohy

- Inkrementálne snímače polohy,
- indukčné snímače polohy – typu selsyn

ktoré umožňujú vyhodnocovať rýchlosť nepriamo pomocou estimátorov rýchlosti.

### 1.2.1 Optoelektrické inkrementálne snímače polohy [39]

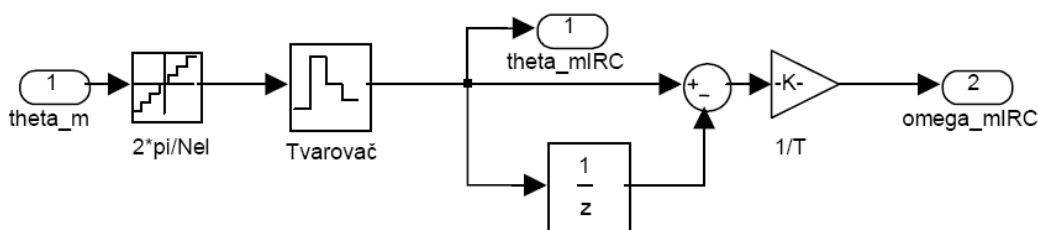
Inkrementálne prírastkové rotačné snímače sú určené na prevod informácie o vzájomnej polohe dvoch mechanických celkov na odpovedajúce elektrické impulzy, pričom počet impulzov zodpovedá veľkosti zmeny polohy a frekvencia impulzov rýchlosti pohybu. V elektronických obvodoch sú potom spracované tri signály pravouhlého tvaru. Dva sú periodické signály **A, B**, ktorých počet zodpovedá deleniu odmeriavacieho kotúča. Pre možnosť rozlíšenia smeru otáčania snímača sú tieto signály vzájomne posunuté o 90° elektrických. Tretí výstupný signál - nulový impulz **I** je tvorený jedným impulzom na jednu mechanickú otáčku snímača a je určený na nastavenie referenčnej polohy.  $N_{mech}$ - počet impulzov na otáčku určuje mechanickú rozlišovaciu schopnosť IRC snímača.



Obr. 1.5 Bloková schéma vyhodnocovacieho obvodu polohy IRC Legendá: IRC – inkrementálny snímač polohy, VO – vyhodnocovací logický obvod, RPO - reverzibilné počítadlo, PUR - pozorovateľ uhlovej rýchlosti

Základná metódu diskrétného vyhodnotenia rýchlosti je implicitná forma - (Backward Euler metóda).

$$\omega(k) = \frac{\varphi(k) - \varphi(k-1)}{T} \quad \text{alebo} \quad \frac{\omega(z)}{\varphi(z)} = \frac{z-1}{Tz} = \frac{1-z^{-1}}{T}$$



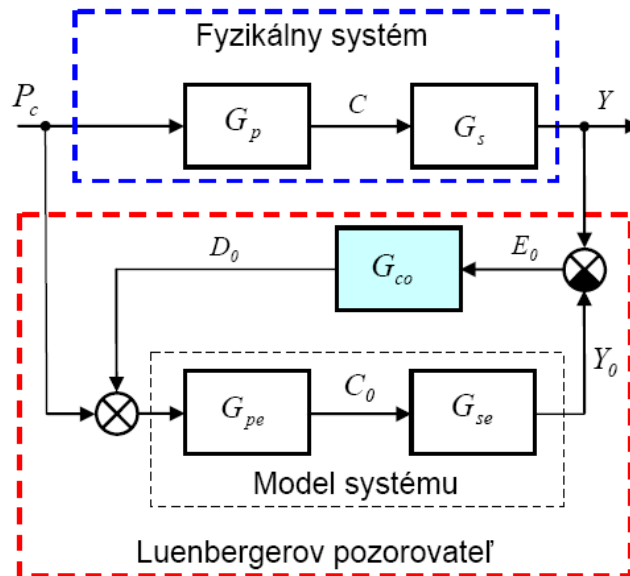
Obr. 1.6 Model estimátora rýchlosti IRC snímača pomocou implicitnej metódy

### 1.3 Luenbergerov pozorovateľ [5,6]

Luenbergerov pozorovateľ- LP, Obr. 1.7 je spätnoväzobný typ pozorovateľa. Predpokladajme, že **fyzikálny systém** obsahuje riadenú sústavu s prenosom  $G_p(s)$  a snímač regulovanej veličiny s prenosom  $G_s(s)$ . Prenosová funkcia snímača obsahuje kompletný prenos meracieho kanála. Regulovaná veličina  $C$  je pri riadení merateľná nepriamo len na výstupe snímača signálom  $Y$ . Vstupnou veličinou fyzikálneho systému je akčná veličina  $P_c$ . Cieľom je navrhnuť pozorovateľ regulovanej veličiny s využitím vstupno-výstupných veličín fyzikálneho systému:  $P_c - Y$ . **Model systému** obsahuje estimovaný model riadenej sústavy  $G_{pe}(s)$  a snímača  $G_{se}(s)$ , ktorých dynamické vlastnosti by mali byť zhodné s fyzikálnym systémom. Požadujeme splniť nasledovnú podmienku:

$$G_{pe}(s) \cong G_p(s) \quad \text{a} \quad G_{se}(s) \cong G_s(s) \quad (1.1)$$

Výstupná veličina modelu systému reprezentuje estimovanú výstupnú veličinu snímača  $Y_0$ . Porovnaním meranej a estimovanej veličiny snímača získame chybu pozorovanej veličiny  $E_o$ , ktorá je vstupnou veličinou kompenzačného člena pozorovateľa  $G_{co}(s)$ . Kompenzačný člen zabezpečuje v stacionárnom režime nulovú chybu pozorovanej veličiny. Potom platí:  $Y_0 = Y$ .



Obr. 1.7 Luenbergerov pozorovateľ

Z blokovej schémy môžeme vypočítať obraz výstupnej estimovanej regulovanej veličiny, ako prenosovej funkcie obrazu výstupnej veličiny  $Y$  a vstupnej akčnej veličiny  $P_c$ .

Ako sme už uviedli, predpokladáme, že Luenbergerov pozorovateľ estimovanej veličiny  $C_o$  sa využije na riadenie. Aplikáciu LP v číslicových polohových servopohonoch rozpracoval vo svojich prácach R. D. Lorenza [34,35,36]. Fyzikálny model servopohonu predstavuje model mechanického systému plus model snímača polohy.

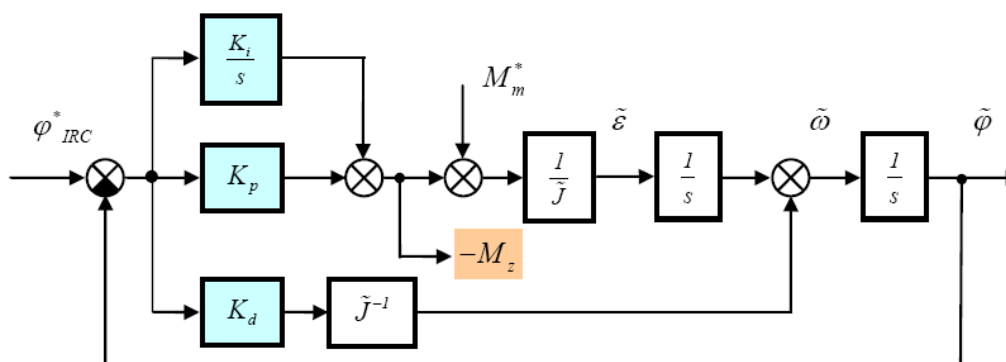
model systému

$$M_m^* - M_z = \tilde{J} \frac{d\tilde{\omega}}{dt} \quad (1.2)$$

ak pre akčnú veličinu platí  $M_m^* \cong M_m$  potom

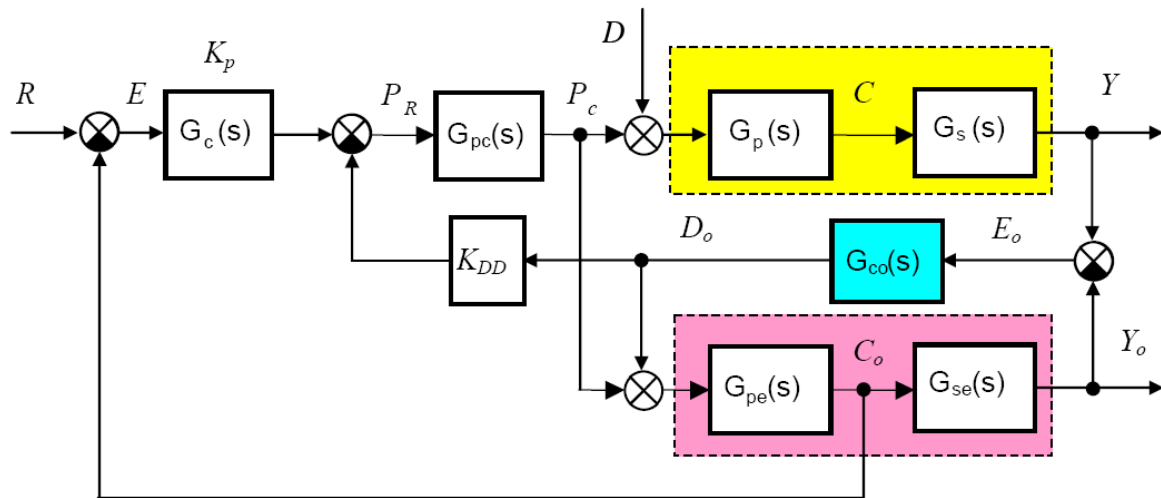
$$\frac{d\tilde{\omega}}{dt} = \tilde{\varepsilon}, \quad \frac{d\tilde{\varphi}}{dt} = \tilde{\omega}$$

Model snímača predstavuje číslicový model snímača polohy, najčastejšie modelujeme inkrementálny snímač polohy alebo selsyn. Pre výpočet parametrov korekčného člena LP, Obr. 1.8, použijeme zjednodušený spojitý model fyzikálneho systému bez uvažovania dynamiky IRC snímača polohy. Luenbergerove pozorovatele sa realizujú ako číslicové obvody. Forma realizácie môže byť analogická blokovej schéme regulačného obvodu.



Obr. 1.8 Blokova schéma spojitého modelu LP pozorovateľa s PID algoritmom

Vlastnosťou LP ,Obr.1.9, je aj to, že je možné pozorovať aj poruchovú veličinu  $D$ . Výstup prenosovej funkcie  $G_{co}(s)$  reprezentuje estimovanú veličinu poruchy  $D_o$ .



Obr.1.9 Luenbergerov pozorovateľ ako komplexný pozorovateľ stavových riadených veličín a poruchy, aplikovaný na riadenie

## 2. Jednosmerný motor

Táto kapitola obsahuje stručný prehľad jednosmerných motorov podľa konštrukčného princípu. V súčasnosti do tejto kategórie patria nielen motory s mechanickým komutátorom (brush) ale aj s elektrickým komutátorom (brushless). Podrobnejšie je opísaný dynamický model JM s cudzím budením bez uvažovania a s uvažovaním strát v železe. Dynamický model JM uvedený v tejto časti tvorí základ pre tvorbu modelov rýchlostných servopohonov.

### 2.1 Dynamický model jednosmerného motora s cudzím budením

Pre dynamický model platia nasledovné zjednodušujúce predstavy [7,9,19,23]:

- vinutia sú geometricky symetrické,
- vzduchová medzera pod hlavnými pólmami je konštantná,
- straty v železe a vírivými prúdmi sa zanedbávajú,
- reakcia kotvy je vykompenzovaná,
- komutácia je ideálna,
- ideálny napájací zdroj.

Matematický model JM vychádza zo všeobecného modelu jednosmerného stroja. Dynamický model je možné rozložiť na dva základné systémy

- elektromagnetický
- mechanický

**Elektromagnetický systém** obsahuje

- model obvodu budenia JM

$$\begin{aligned}
 u_b &= R_b i_b + \frac{d\phi_b}{dt} \\
 \phi_b &= N_b \lambda i_b = L_b i_b \\
 L_b &= N_b \lambda = konst
 \end{aligned}
 \tag{2.1}$$

kde

- $\lambda$  je magnetická vodivosť budiaceho obvodu (statorový obvod)
- $N_b$  - počet závitov budiaceho vinutia
- $\phi_b = f(i_b) = \phi$  - spriahnutý magnetický tok budenia - hlavný magnetický tok stroja

### Model obvodu kotvy (rotora) jednosmerného stroja

$$\begin{aligned}
 u &= R_m i + L_m \frac{di}{dt} + u_i \\
 u_i &= C' \phi \omega \quad [Vs] \quad \text{kde } C' = \frac{p' N_m}{2\pi a} \\
 M_m &= C' \phi i \quad [Nm]
 \end{aligned}
 \tag{2.2}$$

kde

$C'$  je konštrukčná konštanta stroja,

$p'$  - počet pólových dvojíc

$N_m$  - počet závitov vinutia kotvy,

$a$  - počet paralelných vetví vinutia kotvy.

**Mechanický systém** obsahuje *pohybovú rovnicu stroja*

$$M_m - M_z = M_d = J \frac{d\omega}{dt} = J \varepsilon, \quad \frac{d\varphi}{dt} = \omega
 \tag{2.3}$$

kde

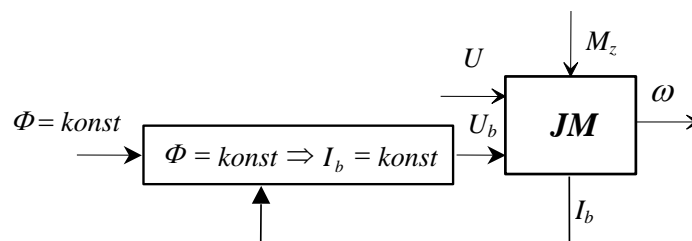
$M_m, M_z$  - moment motora, moment záťaže,

$J$  - moment zotrvačnosti motora,

$\varepsilon, \omega, \varphi$  - uhlové zrýchlenie, rýchlosť a uhol natočenia hriadeľa a rotora.

Rovnice (2.1), (2.2), (2.3) tvoria základné rovnice dynamického modelu JM s cudzím buđením, Dynamický model JM s cudzím konštantným buđením

Základný spôsob riadenia JM s cudzím buđením vyžaduje zabezpečiť stabilizáciu magnetického toku, . t.j. splniť podmienku v statickom, ale aj dynamickom režime:  $\phi = konst$  .



Obr. 2.1 Principiálna schéma riadenia magnetického toku JM s cudzím buđením

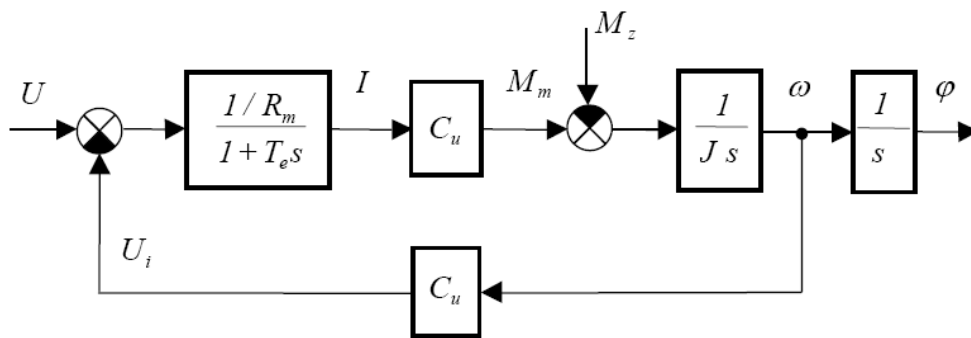
Pri splnení uvedenej podmienky sa model JM upraví na lineárny dynamický systém

$$u = R_m i + L_m \frac{di}{dt} + u_i, \quad M_m - M_z = M_d = J \frac{d\omega}{dt} = J\varepsilon, \quad \frac{d\varphi}{dt} = \omega \quad (2.4)$$

V uvedených vzťahoch sme zaviedli konštantu jednosmerného motora, definovanú vzťahom

$$C_u = C' \phi \quad [Vs, Vs] \quad \text{potom} \quad \begin{aligned} u_i &= C' \phi \omega = C_u \omega \quad [Vs] \\ M_m &= C' \phi i = C_u i \quad [Nm] \end{aligned} \quad (2.5)$$

Model vyjadrený blokovou schémou na Obr. 2.2, tvorí základný simulačný model JM s cudzím konštantným budením.



Obr. 2.2 Bloková schéma modelu JM s cudzím konštantným budením

### 3. Metódy návrhu a realizácie regulátorov pre rýchlostné servopohony s JM

*Cieľom tejto kapitoly je uviesť základné metódy návrhu a realizácie regulátorov servopohonu. Uvedený je algoritmus. PID regulátora s dvomi stupňami, ktorý je v súčasnosti považovaný za štandardný ISA tvar. Dôležitou etapou návrhu je realizácia číslicového PSD regulátora, ktorá umožňuje priamu implementáciu navrhnutých algoritmov v riadiacich systémoch.*

Nastavovanie a výpočet optimálnych koeficientov regulátora je stále aktuálny problém prevádzky priemyselných regulátorov. Existuje veľa metód, ktoré sa v praxi využívajú už vyše päťdesiat rokov, ale je aj rad nových metód, ktoré sa naďalej rozvíjajú a obohacujú súčasnú teóriu regulácie o prvky robustnosti, adaptácie a samonastavovania [1,7,9,10,12,14,16,17,21, 22, 23].

Cieľ syntézy spojitých a diskretných regulačných obvodov je návrh takej štruktúry regulátora a takých koeficientov regulátora, ktoré zabezpečia, že regulovaná veličina sleduje čo najpresnejšie a najrýchlejšie zmeny žiadanej veličiny a vplyv poruchových veličín je potlačený v čo najväčšej miere. Pri návrhu štruktúry a výpočtu koeficientov regulátorov potrebujeme poznať vlastnosti regulovaného procesu, charakterizované napríklad vstupno-výstupnými meraniami realizovanými off-line (priebežné merania vstupov a výstupov, merania odoziev na normovaný vstup), alebo na základe on-line meraní, realizovaných v uzavretej slučke spolu s regulátorom so známou štruktúrou [40].

Výsledkom meraní realizovaných na procese je matematický model, reprezentujúci dynamické vlastnosti regulovaného procesu, alebo také charakteristické veličiny, ktoré reprezentujú podstatné dynamické vlastnosti riadeného procesu (doba nábehu, doba prietahu, kritická frekvencia, kritické zosilnenie, časové konštanty, dopravné oneskorenie a pod.). Tieto veličiny už vo väčšine prípadov postačujú na prvotné určenie koeficientov regulátorov. Mnohokrát je však tento návrh iba informatívny a koeficienty regulátorov sa doladujú v priamej prevádzke regulátora [18].

V praktických úlohách regulácie sa používajú regulátory spojité (lineárne, nelineárne) a diskretné v čase a v amplitúde (lineárne a nelineárne). Špeciálny prípad sú dvojpolohové a trojpolohové regulátory, majúce dvojstavový výstup (zapnúť -vypnúť) alebo trojstavový výstup (otvoriť -ponechať -zavrieť). Nastavovanie týchto regulátorov sa realizuje metódami nelineárnych obvodov.

Na výpočet koeficientov spojitých regulátorov bolo vyvinutých mnoho metód. Podľa ich princípu je možné uvedené metódy rozdeliť na niekoľko skupín:

- 1) *experimentálne metódy*, založené na priamom nastavovaní koeficientov regulátora v napojení na reálny proces (on-line nastavovanie)
- 2) *metódy graficko-analytické*, ktoré sa ďalej delia na:
  - a. metódy graficko-analytické v časovej oblasti
  - b. metódy graficko-analytické vo frekvenčnej oblasti
- 3) *numerické metódy*, založené na znalosti matematických modelov a výpočte optimálnych koeficientov regulátorov minimalizáciou ľubovoľných typov funkcionálov.

#### **3.1 Metódy výpočtu návrhu regulátorov na základe znalosti matematického modelu**

Do tejto skupiny metód výpočtu koeficientov regulátorov patria predovšetkým tie, ktoré sú založené na znalosti matematických modelov riadených procesov. Tieto metódy

umožňujú nastavenie regulátorov s pomerne vysokou kvalitou regulácie, pretože uvažované matematické modely nie sú aproximatívneho charakteru, ale boli získané exaktnými identifikačnými metódami.

Delíme ich na metódy konvenčné a metódy moderné, zaručujúce stabilitu a dobrú kvalitu regulácie podľa rôznych kritérií v prechodovom režime a v ustálenom stave (napr. minimálna doba regulácie, minimálna prerogulovania a pod.). Medzi klasické metódy regulácie patria predovšetkým metóda časových konštánt, metóda Naslina, metóda optimálneho modulu, a mnohé ďalšie. Moderné metódy riadenia využívajú princípy tzv. priamej syntézy, inverznej dynamiky, rozmiestňovania pólov, ale aj predikcie a robustnosti.

### 3.2 Realizácia číslicového PSD regulátora [1]

Z hľadiska možnosti rekonštrukcie spojitého signálu s ohraničeným spektrom z intervalu  $(-\omega_m, +\omega_m)$  treba frekvenciu vzorkovania voliť nasledovne:  $\omega_0 > 2\omega_m$  alebo voliť

periódu vzorkovania  $T < \frac{\pi}{\omega_m}$  tak, aby sa splnil Shannon - Kotelnikov teorém.

**Možnosť voľby periódy vzorkovania:**

V reálnych regulačných obvodoch frekvenčné spektrum signálov nebýva v ohraničenom pásme. Z praktického hľadiska sa pri výbere periódy vzorkovania v regulačnom obvode berie do úvahy:

- typ algoritmu riadenia
- požadovaná kvalita riadenia
- dynamika riadeného procesu
- frekvenčné spektrum poruchových signálov a šumov
- diskrétné vlastnosti akčných členov - ŠIM
- prenosové vlastnosti snímačov
- vlastnosti riadiaceho systému (výpočtové nároky realizácie algoritmu riadenia, cena DSP)

- z času regulácie  $T_{reg} : T \approx \frac{1}{6} \div \frac{1}{15} T_{reg}$

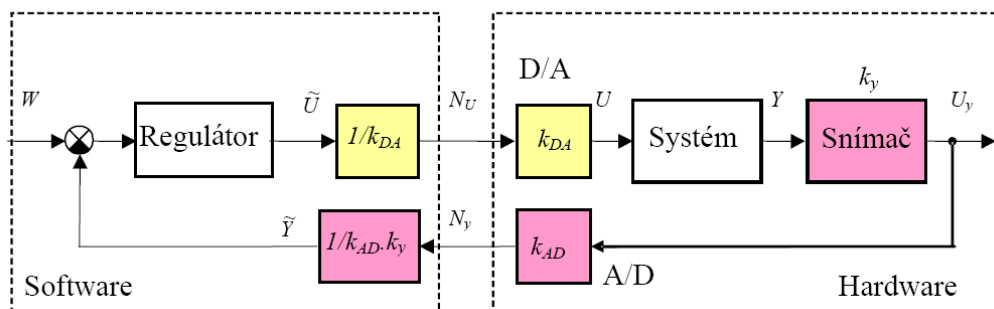
- z nevykompenzovaných časových konštánt:  $T \approx \frac{T_{min}}{2 \div 3}$  alebo  $T \approx (\frac{1}{4} \div \frac{1}{6}) T_{\Sigma}$

Štandardný zápis PSD regulátora  $G_R(z) = K_p \left[ 1 + \frac{T}{T_I} \frac{1}{1-z^{-1}} + \frac{T_D}{T} (1-z^{-1}) \right]$

### 3.3 Číslicová realizácia regulačných obvodov [37]

Syntézu číslicového regulačného obvodu je vhodné konať s uvažovaním fyzikálnych veličín sústavy, aby bola dodržaná ekvivalentnosť so základnou schémou RO, ktorú pri syntéze používame. Kompenzáciu zosilnenia A/D resp. D/A prevodov môžeme vykonať vo výpočtovom bloku, kde taktiež kompenzujeme aj vplyv snímača na fyzikálnu veličinu.





Obr.3.1 Číslicová štruktúra regulačného obvodu

Podrobná realizácia v prostredí MATLAB pomocou Real Time Toolboxu bude uvedená v Prílohe č.1 a 2.

## 4. Konvenčné metódy návrhu regulátorov rýchlostného servopohonu [4,7,10]

*Cieľom tejto kapitoly je overiť vybrané štruktúry regulátorov rýchlostného servopohonu a verifikovať výsledky zo simulačných experimentov s reálnymi experimentmi.*

V písomnej práci k dizertačnej skúške [43] sú detailne opísané konvenčné metódy návrhu regulátorov a ich porovnanie pomocou vybraných kritérií kvality. V tejto časti sa zameriame na overenie ich vlastností nielen pri odozve na skokovú zmenu riadiacej veličiny, ale aj na skokovú zmenu poruchy – momentu záťaže. Všetky experimenty sú navrhnuté tak, aby nedochádzalo k obmedzeniu akčnej veličiny.

V rámci porovnávania boli vybrané nasledovné metódy:

- 1) Naslinova metóda,
- 2) Metóda optimálneho modulu
- 3) Inverzná metóda

### 4.1 Naslinova metóda

Výpočet koeficientov regulátora realizuje na základe vybranej hodnoty koeficienta preregovania a tlmenia uzavretého regulačného obvodu (tab. 4.1). Metóda je vhodná pre procesy aperiodické vyšších rádov. Vychádza z prakticky zisteného vzťahu, vyjadrujúceho závislosť koeficientov charakteristického polynómu od hodnoty tlmenia, resp. preregovania uzavretého regulačného obvodu. Ak regulovaný proces je vyjadrený prenosovou funkciou v tvare

$$G_s(s) = \frac{K}{(1 + sT)^n} \quad (4.1)$$

Charakteristická rovnica uzavretého regulačného obvodu je v tvare:

$$N(s) = a_0 + a_1s + a_2s^2 + \dots + a_r s^r \quad (4.2)$$

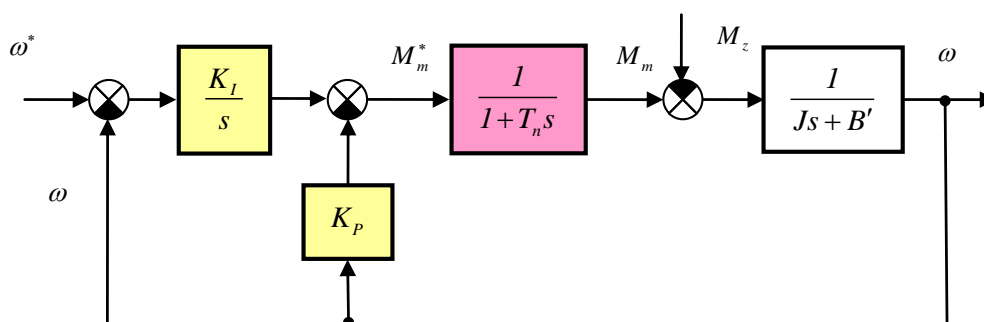
Tabl. 4.1 Závislosť koeficientov tlmenia a preregulovania regulačného obvodu

KOEFICIENT TLMENIA $\alpha$	1.7	1.75	1.8	1.9	2	2.2	2.4
Preregulovanie $\eta$ (%)	20	16	12	8	5	3	1

Medzi koeficientmi charakteristického polynómu a preregulovaním, resp. tlmením v URO platí táto závislosť:

$$a_i^2 \leq \alpha a_{i-1} a_{i+1} \quad (4.3)$$

#### 4.1.1 Návrh regulátora rýchlosti IP (PI) Naslinovou metódou



Obr. 4.1 Regulačný obvod rýchlosti s  $I_P$  regulátorom rýchlosti

Prenosová funkcia uzavretého obvodu s IP regulátorom

$$G(s) = \frac{M(s)}{N(s)} = \frac{K_I}{K_I + (K_p + B')s + (J + B'T_n)s^2 + JT_n s^3} \quad (4.4)$$

Koeficienty charakteristického polynómu oboch štruktúr sú zhodné :

$$\begin{aligned}
 a_0 &= K_I \\
 a_1 &= (K_p + B') \\
 a_2 &= (J + B'T_n) \\
 a_3 &= JT_n
 \end{aligned} \quad (4.5)$$

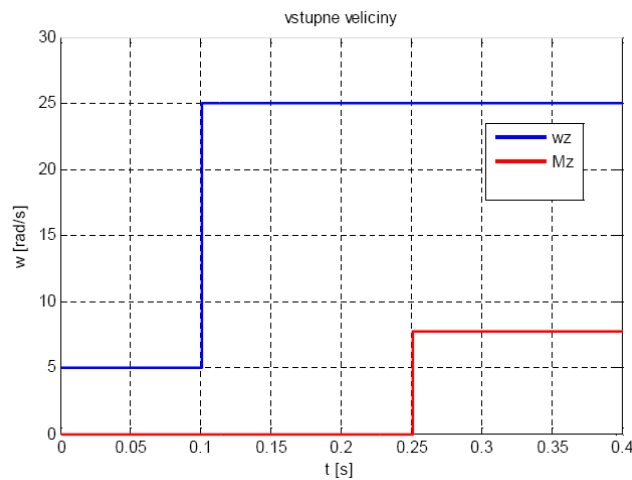
Pre charakteristický polynóm 3. rádu získame dve nerovnosti pre výpočet dvoch parametrov PI regulátora

$$\begin{aligned}
 a_1^2 &\leq \alpha a_0 a_2 \rightarrow (K_p + B')^2 \leq \alpha K_I (J + B'T_n) \\
 a_2^2 &\leq \alpha a_1 a_3 \rightarrow (J + B'T_n)^2 \leq \alpha (K_p + B') JT_n
 \end{aligned} \quad (4.6)$$

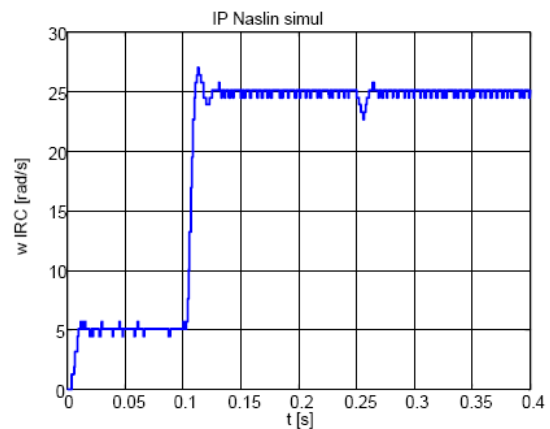
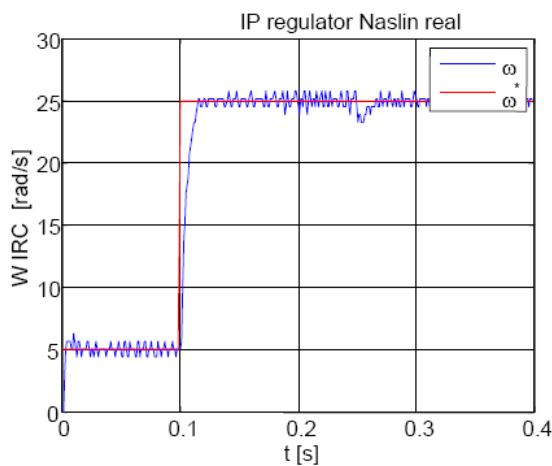
Z rovníc si vyjadríme parametre regulátora rýchlostného servopohonu IP (PI)

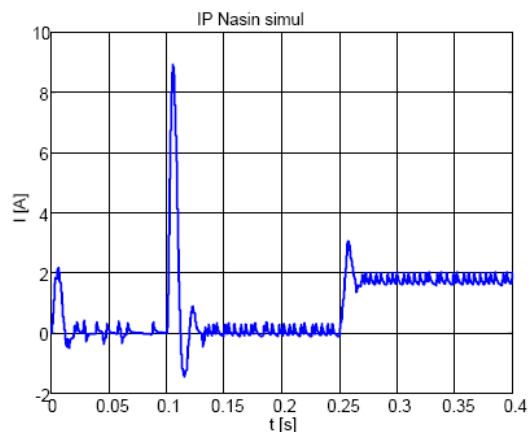
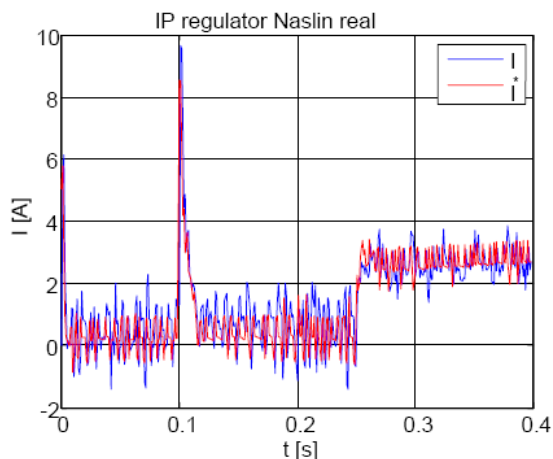
$$\begin{array}{l}
 K_p \geq \frac{(J + B'T_n)^2}{\alpha J T_n} - B' \\
 K_I \geq \frac{(K_p + B')^2}{\alpha (J + B'T_n)}
 \end{array}
 \quad \text{nech } \alpha = 2,6 \quad (4.7)$$

**Experiment č.1.** Vyšetrenie dynamických vlastností na skokovú zmenu riadiacej veličiny, a skokovú zmenu poruchy  $M_z = M_n/5$ , regulátor rýchlosti -IP navrhnutý Naslinovou metódou. Opis experimentálneho pracoviska je uvedený v kap.7. Simulačný model a programová realizácia sú uvedené v Prílohe č.1 a 2.



Obr. 4.2 *Priebehy želanej hodnoty rýchlosti  $w$  a momentu záťaže pri experimentoch 1 až 9*





**Zhodnotenie experimentu č.1:** v reálnom experimente je nábeh rýchlosti pomalší, prechodová charakteristika nemá preregulovanie- dynamika je obmedzená vlastnosťou GM.

## 5. Moderné metódy návrhu regulátorov rýchlostného servopohonu [32, 33]

*V tejto kapitole je navrhnutý nekonvenčný spôsob aplikácie metódy rozmiestňovania pólov – MPP pre spojité a diskrétné systémy. Master-Slave riadenie s aplikáciou invariantného riadenia predstavuje moderný prístup k návrhu kvality riadenia. Od vyhodnotenia kvality z prechodovej charakteristiky (veľkosť preregulovania, čas regulácie) prechádzame na kvalitu vyjadrenú dynamickou regulačnou odchýlkou. Programové riadenie želaných trajektórií vyjadrené vektorom riadenia 3D predstavuje v zásade nový kvalitatívny prístup k návrhu riadenia. Na záver tejto časti je uvedená aplikácia Luenbergerovho pozorovateľa –LP na kompenzáciu vplyvu poruchového signálu  $M_z$*

Moderné metódy pre návrh regulátorov servopohonu vychádzajú z požiadavky zabezpečiť požadovanú kvalitu riadenia nielen z hľadiska riadiacej veličiny, ale aj poruchy v dynamickom a statickom režime [5, 9, 12, 14, 16, 17, 38, 39]. Presnosť riadenia je charakterizovaná regulačnou odchýlkou. Medzi takéto metódy použiteľné hlavne pre vysoko dynamické servopohony patria:

- Metóda rozmiestnenia pólov- MPP
- Master-Slave riadenie
- Kompenzácia poruchy pomocou Luenbergerovho pozorovateľa

### 5.1 Syntéza regulátorov metódou rozmiestnenia pólov

Hlavnou myšlienkou metódy rozmiestnenia pólov (metóda pole placement -MPP) je definovať póly uzavretého regulačného obvodu prenosovej funkcie  $G(s)$ . Voľbou pólov charakteristického polynómu  $N(s)$  predpisujeme dynamiku regulačného obvodu. Nevýhodou metódy je, že sa neuvažuje čitateľ prenosovej funkcie  $M(s)$ , ktorý ovplyvňuje dynamické vlastnosti regulačného obvodu hlavne preregulovanie prechodovej charakteristiky.

Charakteristický polynóm má tvar:  $N(s) = 1 + G_R(s) \cdot G_S(s)$

a po úprave:

$$N(s) = s^n + B_{n-1}s^{n-1} \dots B_1s + B_0 \quad (5.1)$$

kde v koeficientoch  $B_{n-1}, B_1, B_0$  môžu vystupovať neznáme parametre regulátora.

Vo všeobecnosti pre charakteristický polynóm  $N(s)$   $n$ -tého stupňa, môžeme voliť  $n$  pólov.

Niektoré možnosti voľby pólov:

1.  $N_0(s)$  má  $n$ -násobný záporný reálny pól  $s_l$ .

Pre zvolený pól  $s_l$  bude mať želaný polynóm tvar  $N_0(s) = (s - s_l)^n = s^n + B_{n-1}s^{n-1} \dots B_1s + B_0$

Pre komplexné korene môžu mať charakteristické rovnice tvar:

2.  $N_0(s)$  má dvojicu komplexne združených pólov.

$$s_{1,2} = -\xi\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\xi^2} = -a \pm jb$$

$$a = \xi\omega_n$$

$$b = \omega_n\sqrt{1-\xi^2}$$

Pre zvolené póly bude mať  $N_0(s)$  tvar:

$$N_0(s) = \omega_0^2 + 2\omega_0\xi s + s^2 = B_{00} + B_{10}s + s^2 \quad (5.2)$$

$$B_{00} = \omega_0^2$$

$$B_{10} = 2\omega_0\xi$$

3.  $N_0(s)$  má dvojicu komplexne združených pólov a  $l$  jednoduchý pól.

$$N_0(s) = (\omega_0^2 + 2\omega_0\xi s + s^2)(s + k\omega_0)^l \quad - \text{kde } n = 2 + l \quad (5.3)$$

4.  $N_0(s)$  má dvojicu komplexne združených pólov a jeden násobný jednoduchý pól

$$N(s) = (s + p_1)(s + p_2)(s + p_3) = s^3 + B_{20}s^2 + B_{10}s + B_{00}$$

$$B_{20} = p_1 + p_2 + p_3$$

$$B_{10} = (p_1 + p_2)p_3 + p_1p_2$$

$$B_{00} = p_1p_2p_3$$

Nech želané póly sú zvolené nasledovne:

$$N_0 = (s + p_1)(s + p_2)(s + p_3) = (s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2)(s + k\omega_n)$$

Potom

$$p_x = p_1 + p_2 = 2\xi\omega_n \quad B_{20} = p_x + p_3 \quad B_{20} = \omega_n(2\xi + k)$$

$$p_y = p_1p_2 = \omega_n^2 \quad B_{10} = p_x p_3 + p_y \quad \text{alebo} \quad B_{10} = \omega_n^2(2k\xi + 1)$$

$$p_3 = k\omega_n \quad B_{00} = p_y p_3 \quad B_{00} = k\omega_n^3$$

Porovnaním koeficientov polynómu  $N(s)$  a želaného polynómu  $N_o(s)$

$$N(s) = N_o(s) \quad (5.4)$$

$$s^n + B_{n-1}s^{n-1} \dots B_1s + a_0 = s^n + B_{n-10}s^{n-1} \dots B_{10}s + B_{00}$$

dostaneme systém n rovníc

$$B_{n-1} = B_{n-10} \quad (5.5)$$

$$B_1 = B_{10}$$

$$B_0 = B_{00}$$

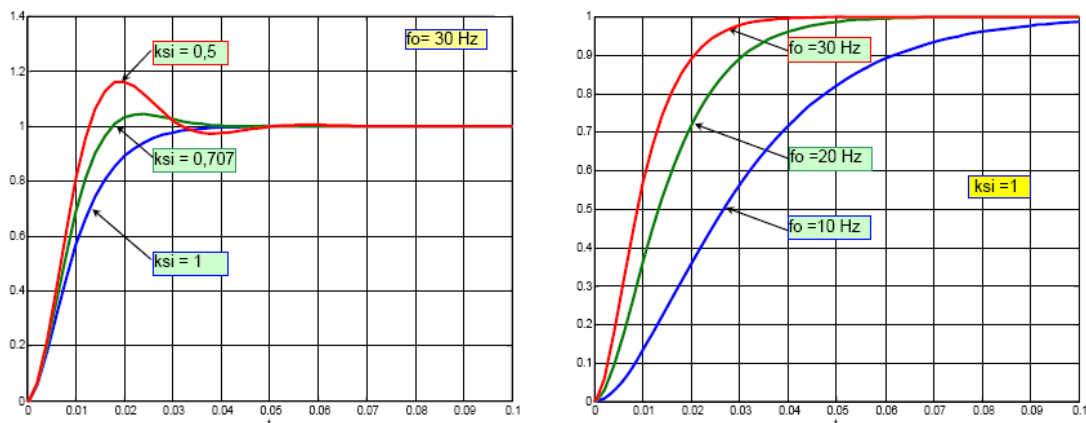
z ktorého vypočítame n neznámych parametre regulátora. Systém rovníc predstavuje pre charakteristický polynóm n-tého stupňa n rovníc. Aby tento systém rovníc mal jediné riešenie, štruktúru regulátora a póly volíme tak, aby pre vybraný typ regulátora počet rovníc bol rovnaký ako počet neznámych v nich, čiže, aby sme dostali systém n rovníc o n neznámych.

### 5.1.1 Prechodové charakteristiky sústav 2. a 3.rádu – aplikácia MPP

Pre bližšie pochopenie aplikácie metódy pole placement –MPP budeme analyzovať prechodové charakteristiky dvoch typických želaných prenosov, ktoré neobsahujú nuly. Predpokladajme sústavu s prenosom 2.rádu, ktorá obsahuje dvojicu komplexných združených pólov v tvare:

$$G_2(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2} \quad (5.6)$$

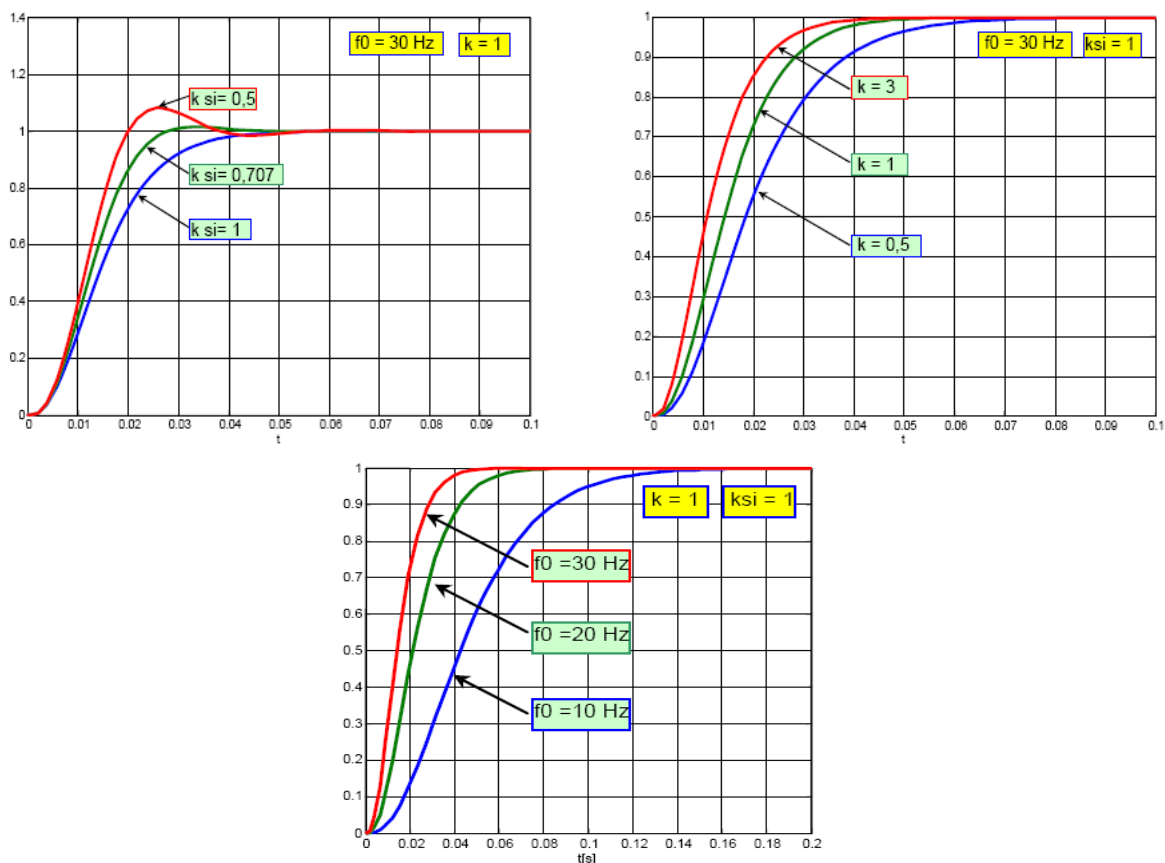
Vplyv voliteľných parametrov  $\xi$  -koeficient tlmenia a  $\omega_0$  - pásmo frekvenčnej priepuste (vlastná frekvencia) na kvalitu prechodového procesu je ukázaná na simulačnom experimente.



Obr. 5.1 Prechodové charakteristiky želaného prenosu 2.rádu

Sústava s prenosom 3.rádu: ktorá obsahuje dvojicu komplexných združených pólov a jeden jednoduchý pól v tvare:

$$G_3(s) = \frac{k\omega_0^3}{(s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2)(s + k\omega_0)} \quad (5.7)$$



Obr. 5.2 Prechodové charakteristiky želaného prenosu 3.rádu

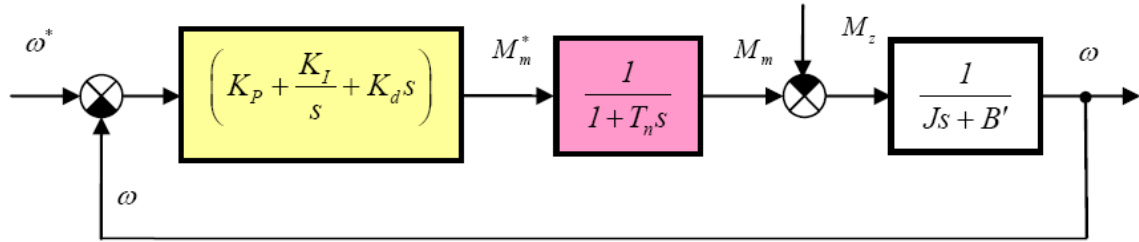
Pásmo priepustnosti  $f_0$  výrazne vplýva na dynamiku sústavy. Čím volíme väčšie pásmo priepustnosti, tým má pri konštantnom tlení systém vyššiu dynamiku. Na druhej strane koeficient tlenia  $\xi$  vplýva najmä na veľkosť prerogulovania a v menšej miere aj na dynamiku systému. Čím menší je koeficient tlenia, tým je pri konštantnom pásme priepustnosti väčšie prerogulovanie a mierne rýchlejšia doba nábehu. Parameter posunu jednoduchého pólu taktiež vplýva relatívne na dynamiku. Ak  $k < 1$  jednoduchý pól dominantne ovplyvňuje prechodový proces oproti komplexne združenému pólu. Ak  $k > 1$  potom väčší vplyv na dynamiku má komplexne združený pól. Pri voľbe  $k = 5 - 10$  je už vplyv komplexne združeného pólu dominantný.

## 5.2 Návrh PID regulátora rýchlosti metódou MPP

Aplikáciu metódy rozmiestňovania pólov uvedieme na konkrétnom príklade návrhu PID regulátora rýchlosti. PID regulátor s dvomi stupňami je súčasne považovaný za štandardný ISA tvar PID regulátora.

$$U(s) = K \left[ bW(s) - Y(s) + \frac{1}{T_i s} E(s) + T_d s (cW(s) - Y(s)) \right] \quad (5.8)$$

Základný tvar PID algoritmu je pre koeficienty  $b = 1$ ,  $c = 1$ .

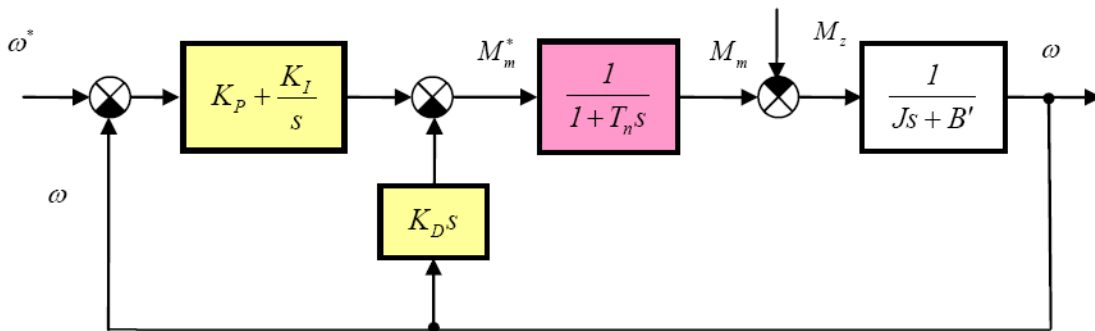


Obr. 5.3 Regulačný obvod rýchlosti s PID regulátorom rýchlosti

Prenosová funkcia uzavretého obvodu na Obr. 5.3 je

$$G_1(s) = \frac{\frac{K_I}{JT_n} + \frac{K_P}{JT_n}s + \frac{K_D}{JT_n}s^2}{\frac{K_I}{JT_n} + \left(\frac{K_P + B'}{JT_n}\right)s + \left(\frac{K_D + J + B'T_n}{JT_n}\right)s^2 + s^3} \quad 5.9$$

Upravený tvar IP\_D algoritmu je pre koeficienty  $b = 1, c = 0$ .



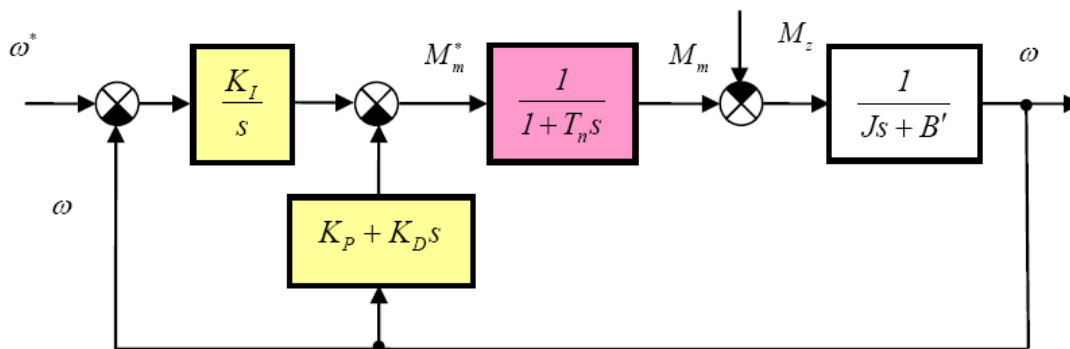
Obr. 5.4 Regulačný obvod rýchlosti s IP\_D regulátorom rýchlosti

Prenosová funkcia uzavretého obvodu na Obr. 5.4 je

$$G_3(s) = \frac{\frac{K_I}{JT_n} + \frac{K_P}{JT_n}s}{\frac{K_I}{JT_n} + \left(\frac{K_P + B'}{JT_n}\right)s + \left(\frac{K_D + J + B'T_n}{JT_n}\right)s^2 + s^3} \quad (5.10)$$

Upravený tvar I\_PD algoritmu je pre koeficienty  $b = 0, c = 0$ .





Obr. 5.5 Regulačný obvod rýchlosti s I\_PD regulátorom rýchlosti

Prenosová funkcia uzavretého obvodu na Obr. 5.5 je

$$G_2(s) = \frac{\frac{K_I}{s}}{\frac{K_I}{JT_n} + \left(\frac{K_P + B'}{JT_n}\right)s + \left(\frac{K_D + J + B'T_n}{JT_n}\right)s^2 + s^3} \quad (5.11)$$

Návrh parametrov regulátora pre všetky 3 tvary PID, IP\_D a I\_PD je spoločný. Všimnime si, že sa v prenosových funkciách mení len čitateľ. Pre PID regulátor obsahuje čitateľ nuly 2.stupňa, IP\_D regulátor obsahuje čitateľ 1.supňa a pre tvar I\_PD regulátora čitateľ neobsahuje nuly v prenosovej funkcii.

Charakteristický polynóm je vyjadrený vzťahom

$$N(s) = s^3 + B_2s^2 + B_1s + B_0 \quad \text{kde} \quad \begin{aligned} B_2 &= \frac{K_D + J + B'T_n}{JT_n} \\ B_1 &= \frac{K_P + B'}{JT_n} \\ B_0 &= \frac{K_I}{JT_n} \end{aligned} \quad (5.12)$$

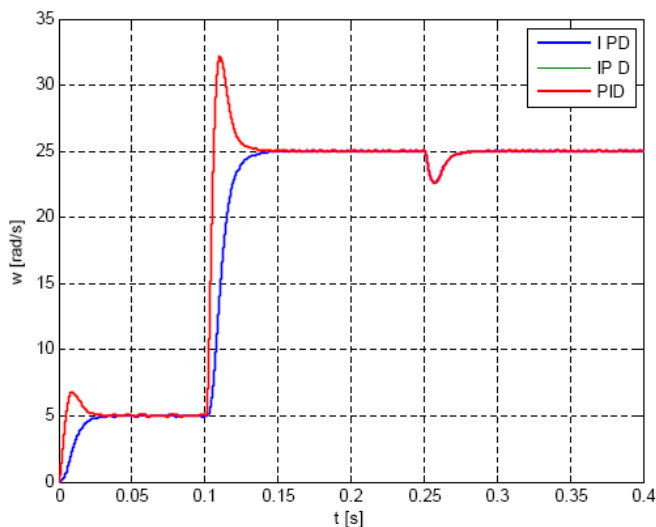
Želaný charakteristický polynóm obsahuje dvojicu komplexne združených pólův a jeden jednoduchý pól

$$N_0(s) = s^3 + B_{20}s^2 + B_{10}s + B_{00} \quad \text{kde} \quad \begin{aligned} B_{20} &= (2\xi + k)\omega_0s^2 \\ B_{10} &= (1 + 2\xi k)\omega_0^2 \\ B_{00} &= k\omega_0^3 \end{aligned} \quad (5.13)$$

Porovnaním koeficientov menovateľov prenosov (5.4) a (5.13) získame vzťahy pre koeficienty PID regulátora rýchlosti:

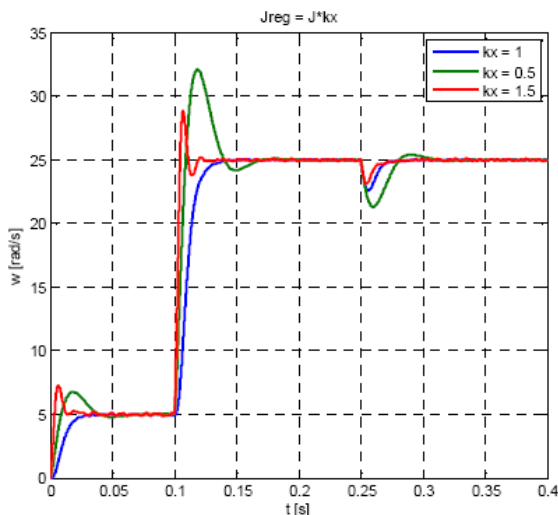
$$\begin{aligned} K_P &= B_{10}JT_n - B' , \quad K_D = B_{20}JT_n - J - B'T_n , \quad K_I = JT_n B_{00} , \\ B_{10} &= (1 + 2\xi k)\omega_0^2 \\ B_{00} &= k\omega_0^3 \end{aligned} \quad (5.14)$$

Na záver uvidíme porovnanie prechodových charakteristík pre jednotlivé typy regulátorov, PID, IP\_D a I\_PD . Vplyv núl prenosových funkcií sa prejavuje vo veľkosti preregulovania. Priebehy s PID a IP\_D regulátorom sú prakticky zhodné, vplyv D zložky je na priebeh prechodovej charakteristiky zanedbateľný.



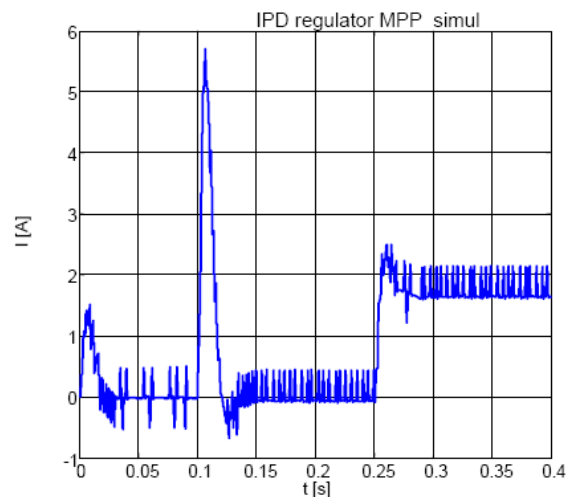
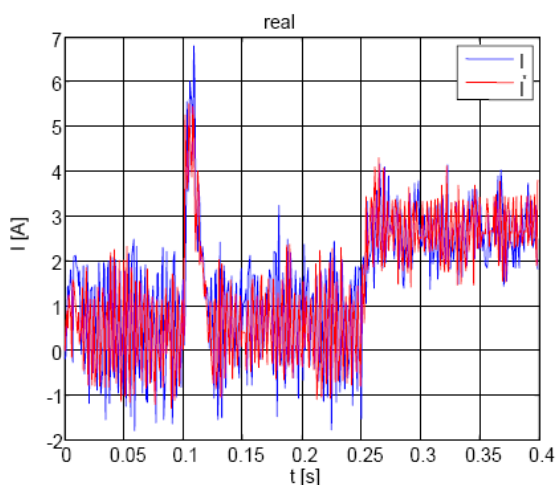
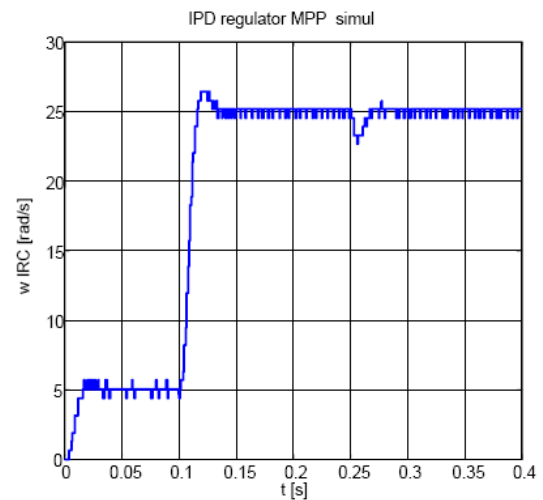
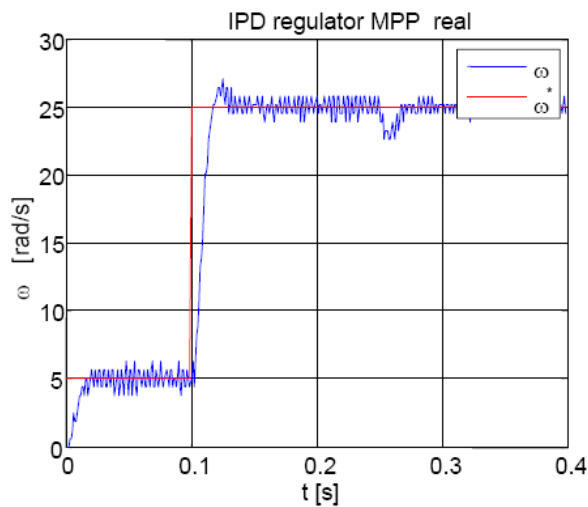
Obr. 5.6 Porovnanie prechodových charakteristík rýchlostného servopohonu pre rôzne typy regulátorov PID

Podobne môžeme vyšetriť citlivosť metódy MPP na zmenu parametrov regulovanej sústavy . Hlavným parametrom mechanického systému je moment zotrvačnosti J. Predpokladajme, že pri identifikácii bol odhad parametra  $J_{reg} = J \cdot k_x$ . Pri simulačnom experimente uvažujeme  $k_x = 1; 0,5; 1,5$ . Vplyv na dynamické vlastnosti systému je zobrazený na nasledujúcom grafe.



Obr. 5.7 Vyšetrenie vplyvu zmeny momentu zotrvačnosti na dynamiku rýchlostného servopohonu s I\_PD regulátorom rýchlosti

**Experiment č.6** Vyšetrenie dynamických vlastností s I\_PD regulátorom rýchlosti navrhnutý metódou \_MPP



**Vyhodnotenie experimentu č.6** Vyšetrenie dynamických vlastností s I\_PD regulátorom rýchlosti navrhnutý metódou \_MPP potvrdzuje vyhovujúcu zhodu výsledkov z reálneho a a simulačného experimentu , ktorá je pre inžiniersku prax veľmi dobrá.

### 5.3 Návrh diskretného SP regulátora rýchlostného servopohonu metódou MPP

Metóda rozmiestňovania pólov sa môže aplikovať aj pre diskretné systémy. V ďalšej časti odvodíme algoritmus SP regulátora rýchlostného servopohonu. Prenosová funkcia regulovanej sústavy bez uvažovania dynamiky GM je vyjadrená vzt'ahom:

$$G_s(s) = \frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{K_1}{1 + T_1 s} \quad \text{potom} \quad y(t) = U \cdot K_1 (1 - \exp(-t/T_1)) \quad (5.15)$$

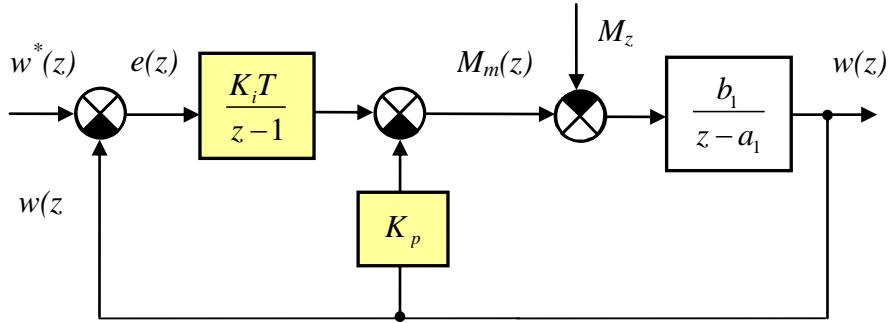
Z –prenos sústavy 1. rádu

(5.16)

$$K_1(1 - \exp(-t/T_n)) \rightarrow \frac{K_1(1 - \exp(-T/T_1))}{z - \exp(-T/T_1)} = \frac{b_1}{z - a_1}$$

$$a_1 = \exp(-T/T_1)$$

$$b_1 = K_1(1 - a_1)$$



Obr. 5.8. Diskrétne model regulačného rýchlostného servopohonu s SP regulátorom

$$G(z) = \frac{\omega(z)}{\omega^*(z)} = \frac{b_1 K_i T}{z^2 - (1 + a_1 - b_1 K_p)z + [a_1 + b_1(K_i T - K_p)]} \quad (5.17)$$

Želaná charakteristická rovnica sústavy druhého rádu obsahuje dva komplexne združené póly

$$D(z) = (z - p_1)(z - p_2) = z^2 - (p_1 + p_2)z + p_1 p_2 \quad (5.18)$$

Komplexné združené póly v diskrétnej oblasti

$$p_{1,2} = r e^{\pm j\Theta} = r e^{\pm j b T} = r \cos \Theta \pm j r \sin \Theta \quad (5.19)$$

$$r = \exp(-\xi \omega_n T) = \exp(-a T)$$

$$\Theta = \pm \omega_n T \sqrt{1 - \xi^2} = \pm b T$$

alebo

$$p_1 + p_2 = r \cos \Theta + j r \sin \Theta + r \cos \Theta - j r \sin \Theta = 2r \cos \Theta \quad (5.20)$$

$$p_1 + p_2 = 2 \exp(-\xi \omega_n T) \cos(\omega_n T \sqrt{1 - \xi^2})$$

$$p_1 p_2 = (r \cos \Theta + j r \sin \Theta)(r \cos \Theta - j r \sin \Theta) = 2r^2$$

$$p_1 p_2 = 2 \exp(-2\xi \omega_n T)$$

Porovnaním koeficientov charakteristického polynómu s menovateľom prenosu

$$p_1 + p_2 = 2 \exp(-\xi \omega_n T) \cos \omega_n T \sqrt{1 - \xi^2} = 1 + a_1 - b_1 K_p \quad (5.21)$$

$$p_1 p_2 = \exp(-2\xi \omega_n T) = a_1 + b_1 (K_i T - K_p)$$

Parametre SP regulátora rýchlosti sú

$$K_p = \left[ 1 + a_1 - 2 \exp(-\xi \omega_n T) \cos(\omega_n T \sqrt{1 - \xi^2}) \right] / b_1 \quad (5.22)$$

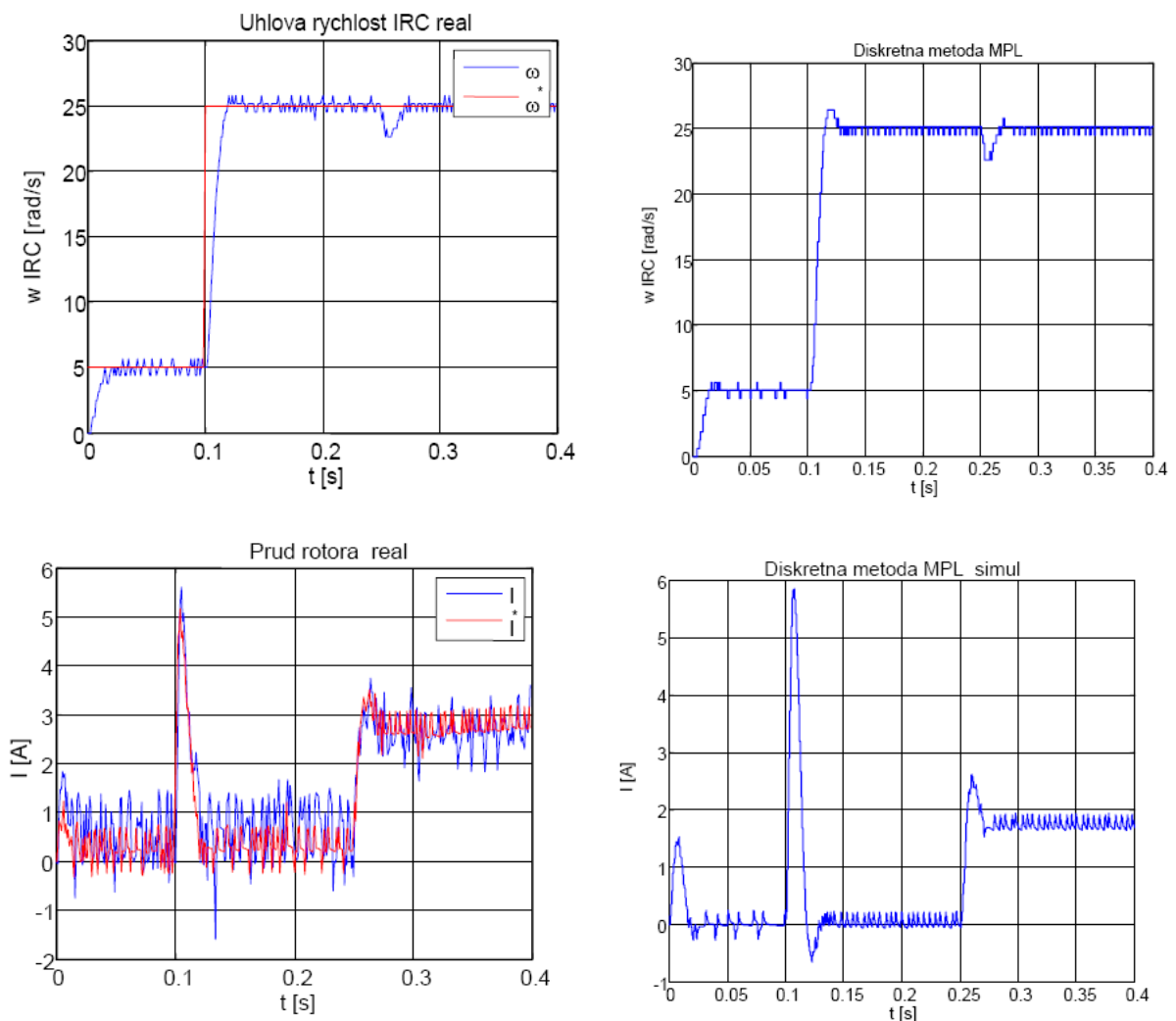
$$K_i = \left[ \exp(-2\xi \omega_n T) + b_1 K_p - a_1 \right] / b_1 T$$

kde

$$a_1 = \exp(-T / T_1)$$

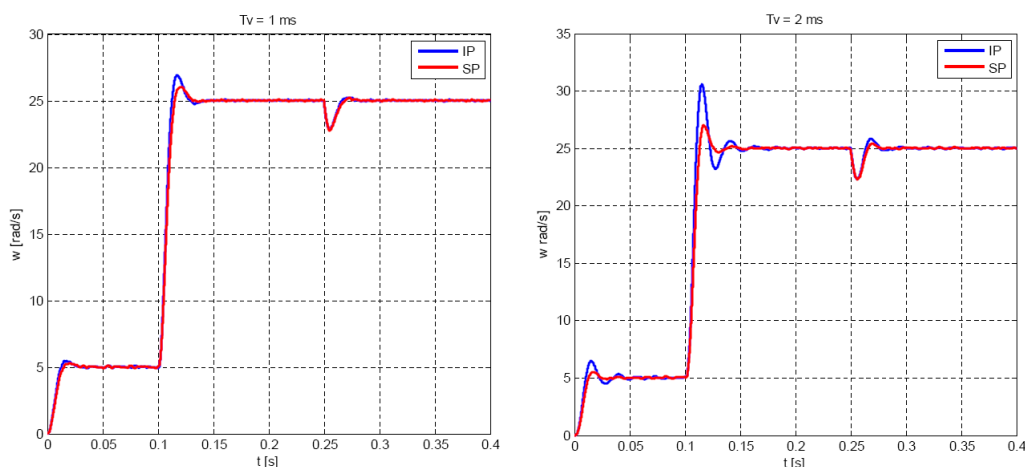
$$b_1 = K_1 (1 - a_1)$$

**Experiment č.9a:** Vyšetrenie dynamických vlastností SP regulátora navrhnutého diskretnou metódou MPP



**Vyhodnotenie experimentu č.9a:** konštatujeme dobrú zhodu priebehov reálneho a a simulačného experimentu. Preregulovanie pri skoku riadiacej veličiny je v reálnom experimente menšia ako pri simulačnom experimente. Pokles uhlovej rýchlosti pri skoku  $M_z$  je v oboch prípadoch prakticky zhodná.

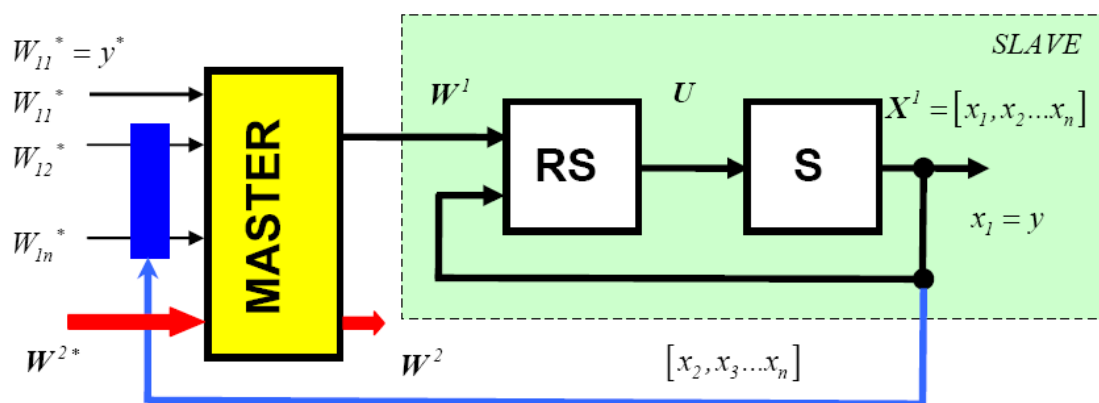
**Experiment č.9b:** Simulačný experiment vyhodnotenia vplyvu periódy vzorkovania na kvalitu riadenia. Porovnanie kvality návrhu regulátora spojitou (IP) a diskretnou MPP – (SP).



**Vyhodnotenie experimentu č.9b:** Výsledky experimentu potvrdzujú, že už pri dvojnásobnej hodnote periódy vzorkovania  $T_v = 2$  ms sa výrazne zväčšilo pregulovanie uhlovej rýchlosti s IP regulátorom, priebeh rýchlosti je viac rozkmitaný má nižšie tlmenie.

### 5.4 Master – Slave riadenie [33,41]

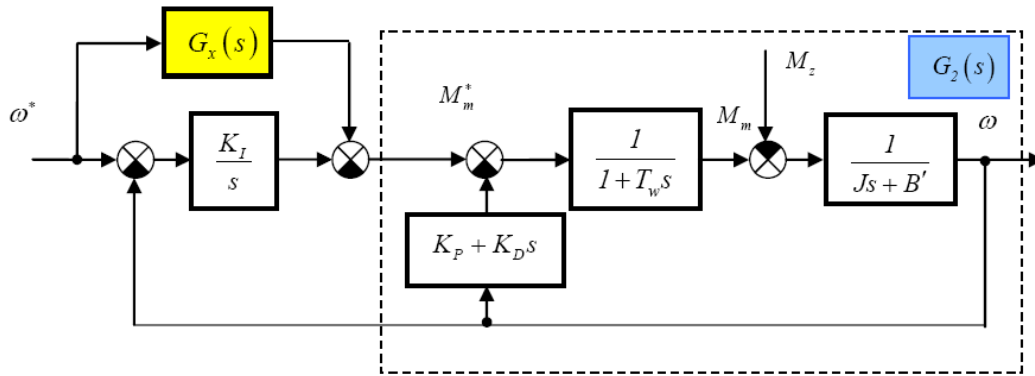
Pod pojmom Master-Slave riadenie sa v servosystémoch rozumie programové riadenie, ktoré má realizovať sledovanie požadovanej trajektórie želanej veličiny. Kvalita riadenia je vyhodnocovaná regulačnou odchýlkou. Master je generátor vektora riadenia stavových veličín riadeného systému. Vektor riadenia môže mať väčší počet zložiek ako je počet merateľných veličín.



Obr.5.9 Štruktúra systému riadenia MASTER- SLAVE

### 5.5 Rýchlostný servopohon s I\_PD regulátorom rýchlosti

Koeficienty predkorekcie prenosu  $G_x(s)$  vypočítame z prenosovej funkcie  $G_2(s)$  rýchlostného servopohonu s I\_PD regulátorom rýchlosti, Obr.5.10.



Obr.5.10 Bloková schéma kombinovaného riadenia rýchlostného servopohonu s generátorom momentu s I\_PD regulátorom

$$G_2(s) = \frac{1}{(Js + B')(1 + T_w s) + K_p + K_D s} \text{ a } G_1(s) = \frac{K_I}{s} \quad (5.23)$$

potom prenosová funkcia predkorekčného člena je

$$G_x(s) = \frac{1}{G_2(s)} = (Js + B')(1 + T_w s) + K_p + K_D s = k_0 + k_1 s + k_2 s^2 \text{ kde} \quad (5.24)$$

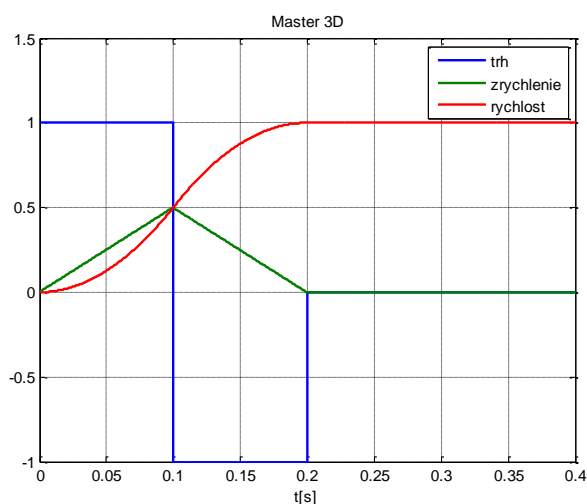
$$k_0 = B' + K_p$$

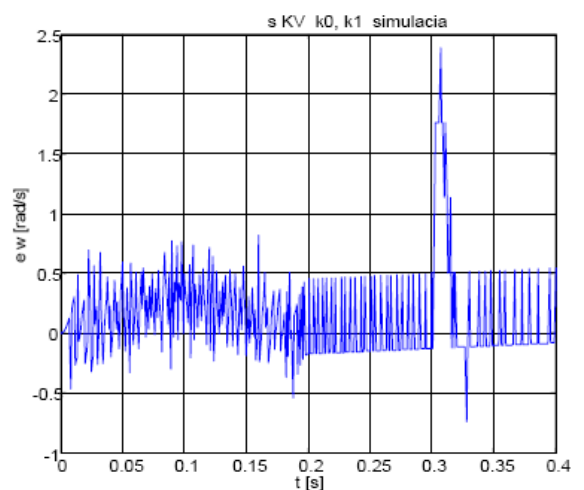
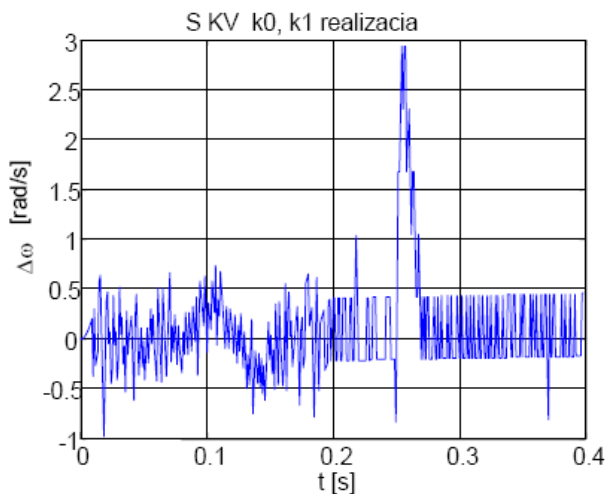
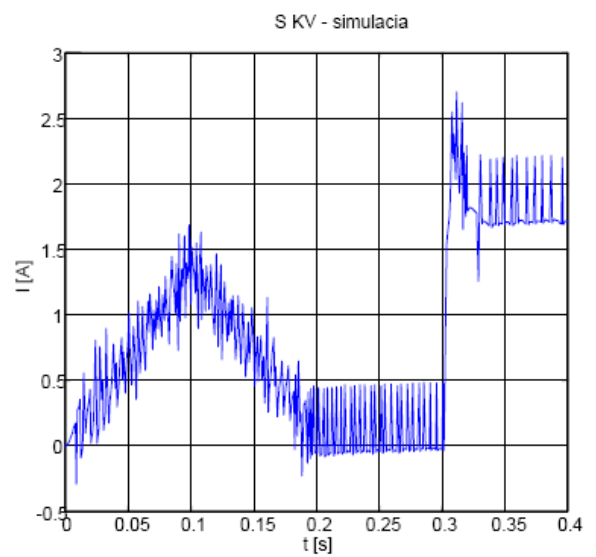
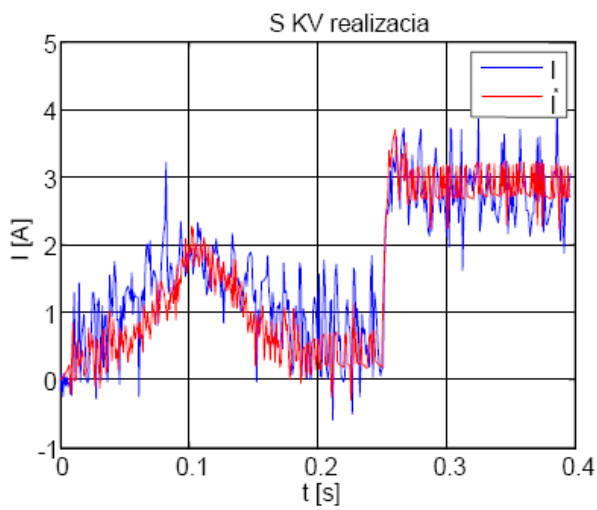
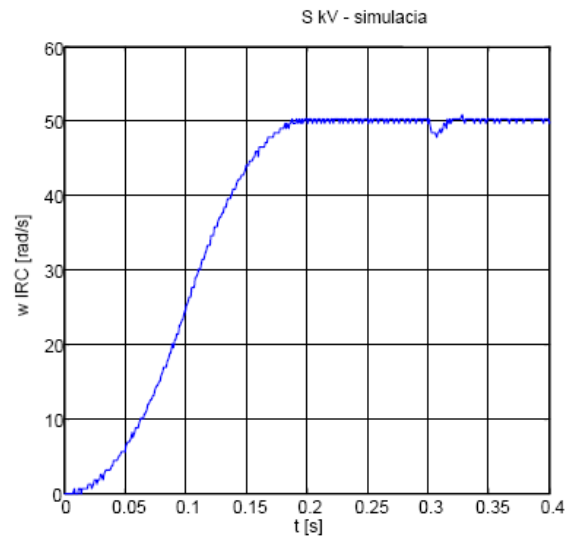
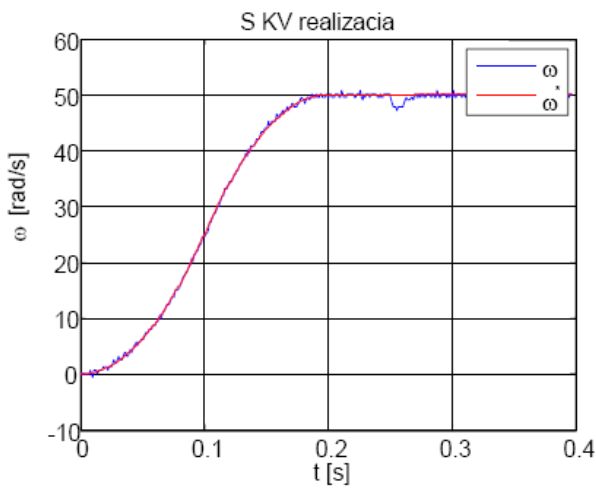
$$k_1 = J + B'T_w + K_D$$

$$k_2 = J T_w$$

**Experiment č.10** Vyšetrenie vlastností Master Slave riadenie rýchlostného servopohonu s I\_PD regulátorom a s predkorekčným členom.

Poznámka: v simulčnom experimente je skok  $M_z$  realizovaný v čase  $t_0 = 0,3$  s a v reálnom experimente v čase  $t_0 = 0,25$  s .





**Vyhodnotenie experimentu č.10:** Kvalitu Master Slave riadenia rýchlostného servopohonu vystihuje priebeh regulačnej odchýlky  $e_w$ . Jej minimálnu chybu určuje kvantizačná chyba

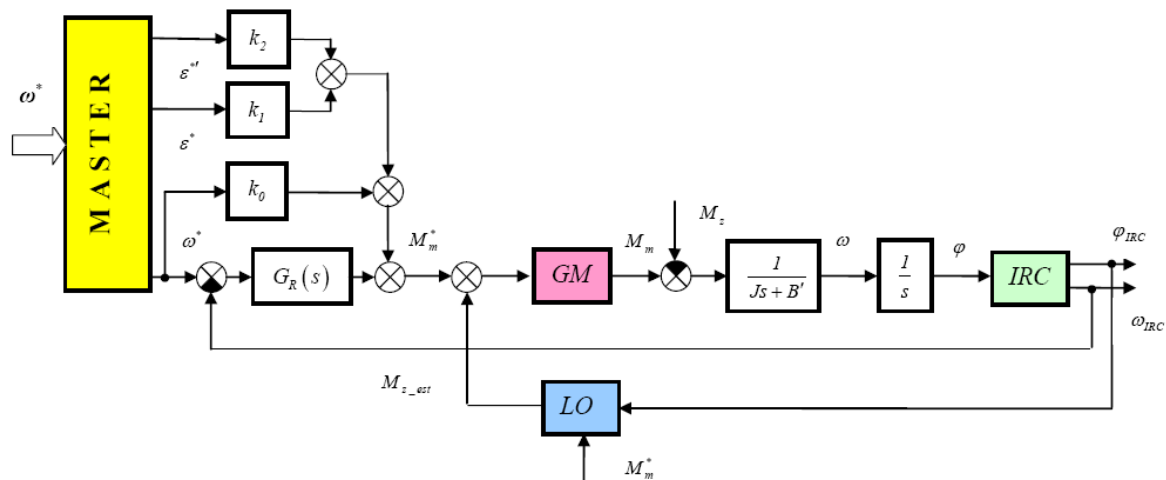


vyhodnotenia uhlovej rýchlosti  $\Delta\omega_{kv} = \frac{2\pi}{NT_v} = \frac{2\pi}{10^4 10^{-3}} = 0,63 \text{ rad/s}$ . Regulačná odchýlka je

prakticky v rozsahu kvantizačnej chyby. Konštatujeme, že kvalita riadenia reálneho a simulačného experimentu je porovnateľná. Analýzou vplyvu predkorekčných konštánt na kvalitu riadenia sa dá zistiť, že najväčší vplyv má konštanta  $k_0$ . Koeficienty  $k_1$  a  $k_2$  majú podstatne menší vplyv.

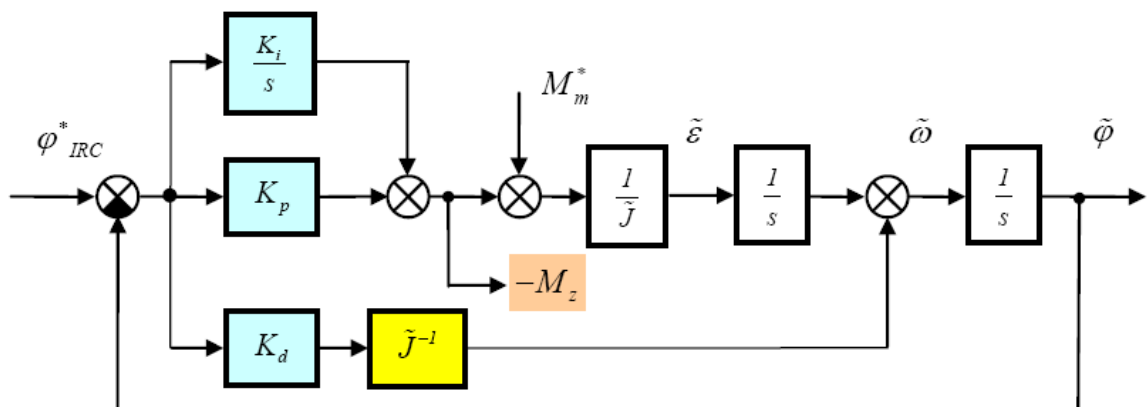
## 5.6 Kompenzácia poruchy pomocou Luenbergerovho pozorovateľa

Na záver využitia moderných metód riadenia uvedieme kompletnú aplikáciu Master Slave rýchlostného servopohonu s kompenzáciou poruchy- momentu záťaže, pomocou Luenbergerovho pozorovateľa.



Obr. 5.11 Bloková schéma kombinovaného riadenia rýchlostného servopohonu s LP pozorovateľom momentu záťaže

Zameriame sa na vhodný výber a návrh parametrov korekčného člena pozorovateľa. Bloková schéma spojitého modelu LP s PID korekčným členom je vhodná na uvedené účely. V modeli je potrebné poznať jediný reálny parameter sústavy a to moment zotrvačnosti mechanického systému  $\tilde{J}$ . Poslúži nám na návrh parametrov PID korekčného člena pomocou metódy MPP.



Koeficienty PID algoritmu vypočítame metódou pole placement .

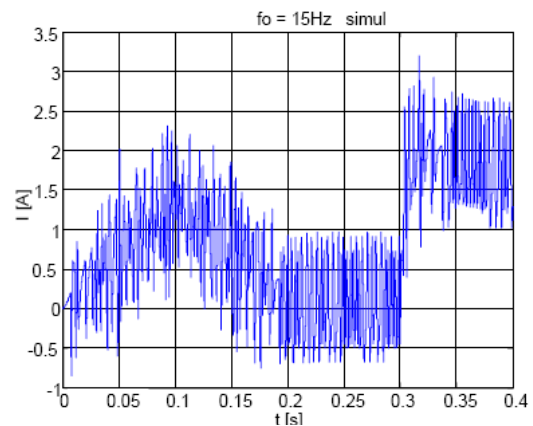
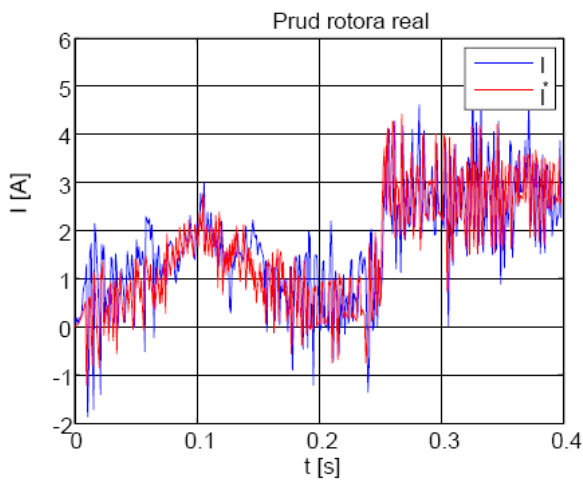
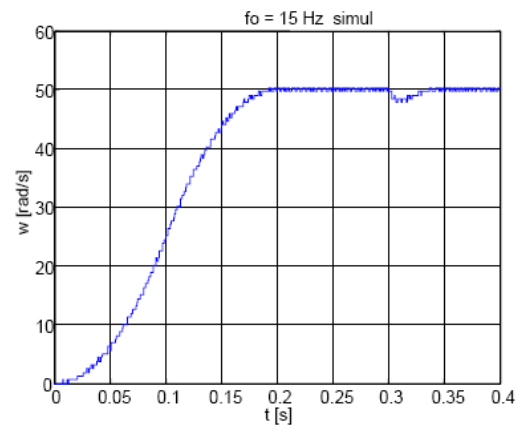
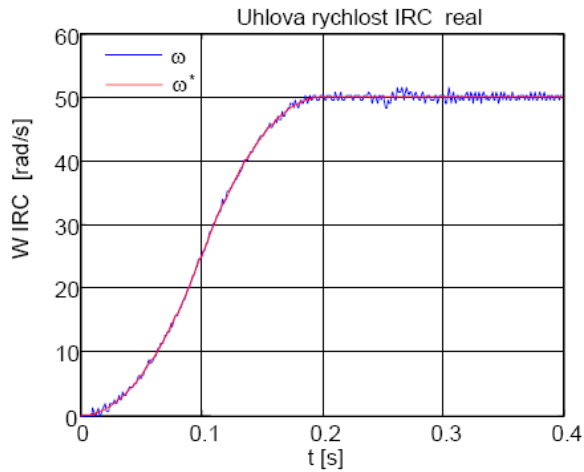
**PID algoritmus-** všeobecná forma zápisu

$$\begin{aligned}
 K_d &= B_{20} \tilde{J}, & K_p &= B_{10} \tilde{J}, & K_i &= B_{00} \tilde{J} & B_{20} &= \omega_0 (2\xi + k) \\
 & & & & & & B_{10} &= \omega_0^2 (2\xi k + 1) \\
 & & & & & & B_{00} &= k\omega_0^3
 \end{aligned}
 \tag{5.25}$$

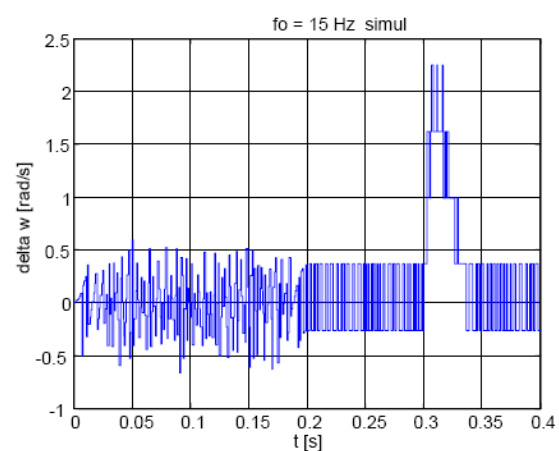
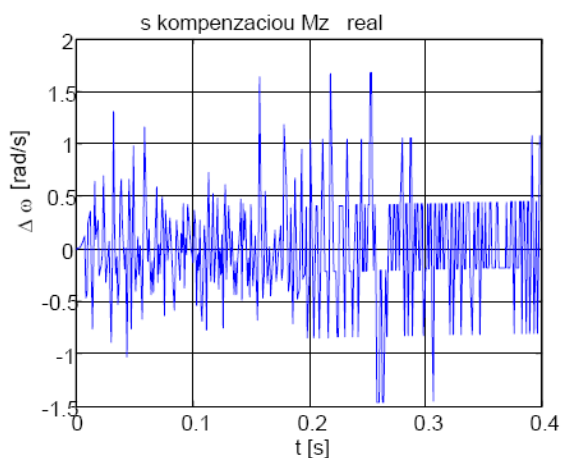
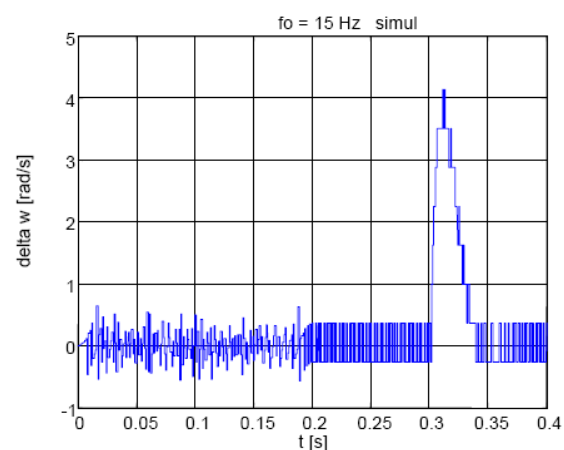
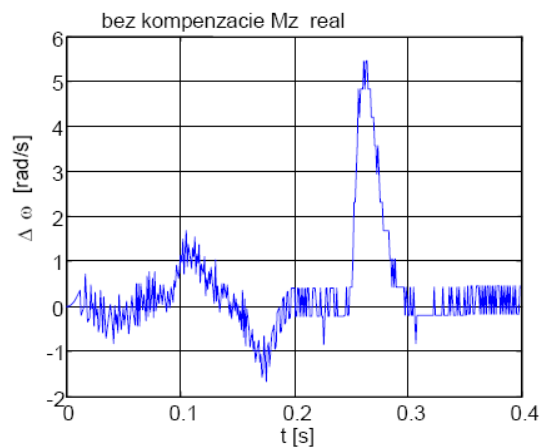
Pri realizácii je vhodné upraviť koeficient derivačnej zložky na tvar:

$$K_{d1} = \frac{K_d}{\tilde{J}} = B_{20} = \omega_0 (2\xi + k)$$

**Experiment č.11** Vyšetrenie vplyvu kompenzácie poruchy  $M_z$  pomocou LP pre kompletný Master Slave rýchlostný servopohon



Porovnanie regulačných odchýliek bez kompenzácie a s kompenzáciou.



**Vyhodnotenie experimentu č.11.** Pomocou LP pozorovateľa je možné čiastočne potlačiť vplyv poruchovej veličiny. Experiment na reálnom vzorku potvrdzuje až 4-násobné zníženie vplyvu poruchy na regulačnú odchýlku rýchlosti. Pri experimente na simulačnom modeli sa dosiahlo len 2-násobné zníženie. Na kvalitu významne vplýva návrh dynamiky LP. V našom prípade je dynamika LP dvakrát vyššia ako dynamika vlastného rýchlostného servopohonu,  $f_{01}=f_0 \cdot 2$ .

V tejto kapitole je navrhnutý moderný spôsob aplikácie metódy rozmiestňovania pólov – MPP. Originalita návrhu je v tom, že základom voľby pólov želaného polynómu 2. rádu je dvojica komplexne združených pólov  $s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2$ , kde  $\omega_0$  je nielen vlastná frekvencia, ale tento parameter charakterizuje aj frekvenčné pásmo priepustnosti ktorý vyjadruje základnú kvalitu servopohonu. Parameter  $\xi$  charakterizuje tlmenie systému. V prípade polynómu 3. alebo aj vyššieho rádu sú ďalšie póly len jednoduché v tvare  $(s + k\omega_0)^i$ . Parameter „k“ charakterizuje posun jednoduchého pólu. Vhodnou voľbou parametra:  $k \gg 1$ , bude dynamické vlastnosti ovplyvňovať len dvojica komplexne združených pólov. Výsledky *experimentu č.6* s I\_PD regulátorom potvrdzujú vhodnosť použitia metódy MPP návrhu parametrov regulátora.

Keďže v praxi sa D zložka prakticky nevyužíva, (jej vplyv na kvalitu regulácie je v mnohých prípadoch zanedbateľný) je venovaná pozornosť aj návrhu PI (IP) regulátora rýchlosti bez a s uvažovaním dynamiky GM. Výsledky *experimentu č.7* s PI regulátorom bez uvažovania

dynamiky GM sú rozdielne v kvalite pri skoku riadenia. V reálnom experimente systém je v dynamickom režime na obmedzení akčnej veličiny, prúdu kotvy JM. Výsledky simulačného *experimentu č.8* s IP regulátorom potvrdzujú, že na kvalitu riadenia vplýva dynamika GM. Už pri zmene časovej konštanty  $T_{wm}$  na 2 ms sa prejavuje zhoršenie kvality regulácie ak neuvažujeme pri návrhu aj dynamiku GM. Treba poznamenať, že uvedené vyhodnotenie experimentu je viazané na voľbu požadovaného pásma frekvenčnej priepustnosti  $f_0 = 30$  Hz! V prípade ak by bolo menšie, tak vplyv dynamiky GM na kvalitu regulácie by nebol taký výrazný.

Metóda MPP sa dá aplikovať aj pre diskrétny systémy. *Experiment č.9a* potvrdzuje, že diskrétna metóda MPP je použiteľná pre návrh regulátora, napriek tomu, že algoritmus výpočtu parametrov je o niečo zložitejší. Výsledky *experimentu č.9b* potvrdzujú, že už pri dvojnásobnej hodnote periódy vzorkovania  $T_v = 2$  ms sa výrazne zväčšilo prerogulovanie uhlovej rýchlosti s IP regulátorom, priebeh rýchlosti je viac rozkmitaný a má nižšie tlmenie. Na druhej strane pre  $T_v = 1$  ms, návrh regulátora IP spojenou MPP je prakticky zhodný s diskrétnou verziou MPP. Zjednodušenia prijaté pri návrhu regulátora IP boli urobené korektne.

Master-Slave riadenie s aplikáciou invariantného riadenia predstavuje moderný prístup k návrhu kvality riadenia. Od vyhodnotenia kvality z prechodovej charakteristiky (veľkosť prerogulovania, čas regulácie) prechádzame na kvalitu vyjadrenú dynamickou regulačnou odchýlkou. Programové riadenie želanej trajektórie vyjadrené vektorom riadenia 3D predstavuje v zásade nový kvalitatívny prístup k návrhu riadenia. *Experiment č.10* potvrdzuje, že kvalita riadenia Master Slave pre rýchlostný servopohon s I\_PD regulátorom simulačného a reálneho experimentu vyjadrená regulačnou odchýlkou  $e_w$  je prakticky zhodná.

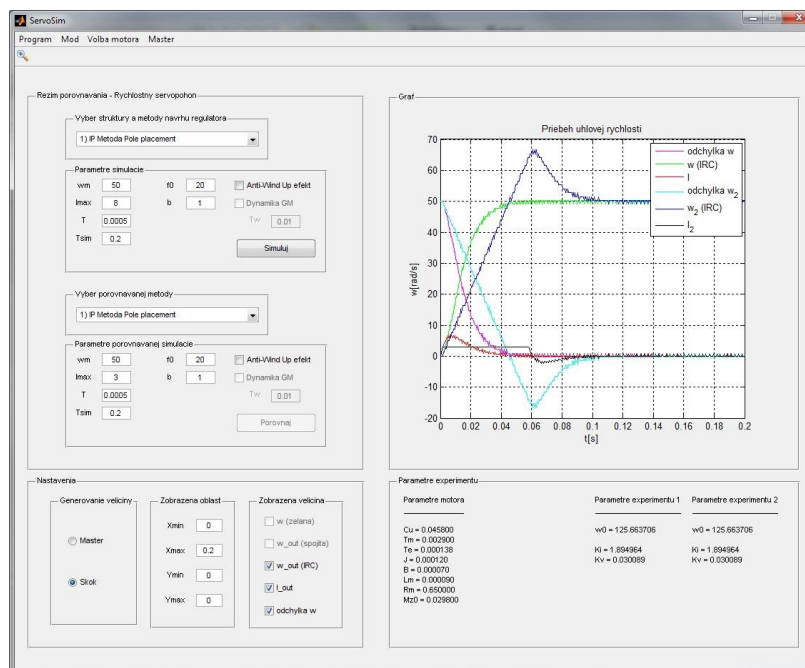
Na záver tejto časti je uvedená aplikácia Luenbergerovho pozorovateľa –LP na kompenzáciu vplyvu poruchového signálu  $M_z$ . Vhodným výberom a návrhom dynamiky LP je *experimentom č.11* potvrdené, že je možné niekoľkonásobne znížiť vplyv  $M_z$  na maximálnu veľkosť regulačnej odchýlky.

## 6. Podporný programový systém ServoSim pre návrh regulátorov JM

*V tejto kapitole je opísaný simulačný programový balík zameraný na návrh a testovanie rýchlostných a polohových štruktúr servopohonov, ktorý bol vyvinutý a realizovaný autorom práce. Programová dokumentácia nie je súčasťou tohto dokumentu.*

Podstatnú časť tejto práce predstavuje programový systém ServoSim pre overenie vlastností navrhnutých regulátorov a štruktúr riadenia rýchlosti a polohy. Simulačný program je vytvorený v programovom prostredí Matlab pomocou vývojového prostredia GUIDE (graphics user interface developer environment), ktorý poskytuje plnohodnotný spôsob tvorby užívateľských aplikácií. Výhodou tvorby aplikácií vo vývojovom prostredí GUIDE je možnosť použitia simulačných modelov. Keďže aplikácia ServoSim je určená práve na realizáciu simulácií, bolo použitie tohto vývojového prostredia veľmi vhodné.

Simulačný program je zameraný hlavne na testovanie rýchlostných a v menšej miere polohových štruktúr riadenia. Aplikácia ponúka možnosti nastavovania parametrov simulačných experimentov, porovnania jednotlivých experimentov navzájom s možnosťou vykreslenia priebehov rôznych sledovaných veličín a vypočítania parametrov daného regulátora. Základné okno aplikácie ServoSim sa nachádza na *Obr. 6.1*.

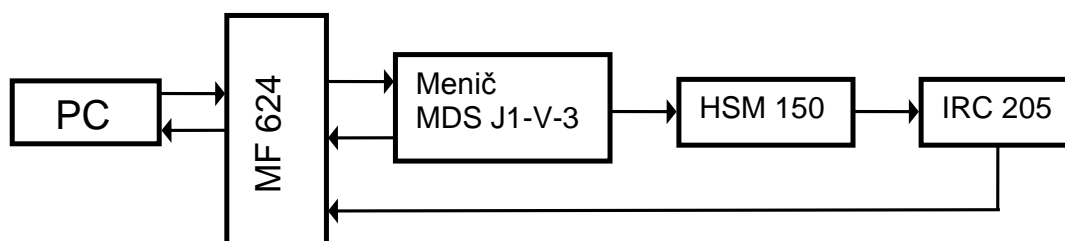


Obr. 6.1 Základné okno aplikácie ServoSim

## 7. Opis experimentálneho pracoviska

V záverečnej kapitole je opísané experimentálne pracovisko. Dokumentuje technické zariadenia na ktorých boli realizované experimenty na reálnom fyzikálnom modeli rýchlostného servopohonu.

Meracie pracovisko, Obr. 7.1 tvoria PC, riadiaci počítač- PC, tranzistorový menič, jednosmerný motor HSM 150 a inkrementálny snímač otáčok IRC 205.



Obr. 7.1 Bloková schéma meracieho stendu

Riadenie motora v reálnom čase bolo realizované na počítači -PC s programovým balíkom Matlab 7.5 .0.342 (R 2007b) + Real Time Windows Target. Komunikácia riadiaceho počítača s tranzistorovým meničom je realizovaná pomocou karty MF 624 fy HUMUSOFT. Snímanie polohy sa realizuje inkrementálnym snímačom IRC 205/2500 firmy LARM. Rozlišovacia schopnosť IRC snímača je 2 500 imp/ot, ale softvérovovo je zvýšená na 10 000 imp/ot .



*Obr. 7.1 Pohľad na experimentálne pracovisko*

## Záver

Dizertačná práca je zameraná na návrh a realizáciu rýchlostného servopohonu s jednosmerným motorom HSM 150, ktorý obsahuje regulačný obvod elektromagnetického momentu motora. Generátor elektromagnetického momentu- GM tvorí základ regulačného systému a je realizovaný regulačným obvodom prúdu kotvy JM. Nie je predmetom návrhu , pretože tranzistorový menič MDS\_J1 obsahuje aj regulačný obvod prúdu s hysteréznym regulátorom.

Pri analýze regulovanej sústavy TM-JM sa zohľadňuje číslicová realizácia riadiacich algoritmov a číslicový nepriamy spôsob vyhodnotenia rýchlosti z IRC snímača polohy. Číslicová realizácia s podporou PC a programu Matlab 7.5 .0.342 (R 2007b) + Real Time Windows Target obmedzuje veľkosť periódy vzorkovania. Pre našu realizáciu bola perióda vzorkovania nastavená na hodnotu  $T_v = 1$  ms. Programová realizácia algoritmov vychádza z požiadavky, aby vypočítané parametre regulátorov pre fyzikálny model regulačného obvodu boli zhodné s parametrami realizovanými v PC.

Metodika návrhu regulátorov je rozdelená do dvoch kategórií. V kategórii „aplikácie klasických metód“ boli vybrané tri metódy: Naslinova metóda, metóda optimálneho modulu- MOM a metóda inverznej dynamiky- MID. Tieto metódy neboli vybrané náhodne. MOM patrí dnes medzi klasické metódy návrhu regulátorov pohonov obľúbená v hlavne v 60.rokoch minulého storočia. Metóda inverznej dynamiky sa objavila v 90. rokoch minulého storočia a využíva sa hlavne pri návrhu regulátorov prúdu. Naslinova metóda je asi najstaršia, má spoločné korene s metódou rozmiestňovania pólov. Snaží sa usporiadať koeficienty charakteristického polynómu tak, aby sa zabezpečila požadované preregulovanie (tlmenie) prechodového procesu pri skoku riadenia.

Kvalita riadenia navrhovaných štruktúr rýchlostného servopohonu je dôsledne posudzovaná z prechodových charakteristík nielen z hľadiska riadenia, ale aj z hľadiska poruchy! Ďalším dôležitým faktorom je, že navrhované algoritmy sú navrhované pre spojité lineárny dynamický systém, ale sú realizované ako číslicové algoritmy riadenia . Navrhovanie dynamiky regulačného obvodu je dané predovšetkým dynamikou GM a periódou vzorkovania. Vyhodnotenie experimentov potvrdil predpoklady, že MOM a MID

nezabezpečujú požadovanú kvalitu regulácie. Naslinova metóda splňa kvalitu riadenia, ale výber jediného voliteľného parametra „alfa“ nedefinuje priamo dynamiku- rýchlosť regulácie.

V kategórii „moderných metód“ je celkom zámerné vybrať len jedna analytická metóda a to metóda rozmiestňovania pólov- MPP. Tak ako uvádzame aj pri jej hodnotení v 5.kapitole originalita návrhu je v tom, že voľbou pólov želaného polynómu 2. rádu je dvojica komplexne združených pólov tvare  $s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2$ , kde  $\omega_0$  je nielen vlastná frekvencia, ale tento parameter charakterizuje aj frekvenčné pásmo priepustnosti, ktorý vyjadruje základnú kvalitu servopohonu. Parameter  $\xi$  charakterizuje tlmenie systému. V prípade polynómu 3. alebo aj vyššieho rádu sa ďalšie póly len jednoduché v tvare  $(s + k\omega_0)^i$ . Parameter „k“ charakterizuje posun jednoduchého pólu. Vhodnou voľbou parametra:  $k \gg 1$ , bude dynamické vlastnosti ovplyvňovať len dvojica komplexne združených pólov.

Metodikou MPP je odvodený spojitý regulátor PID alebo PI pre prenosové vlastnosti regulovanej sústavy bez uvažovania a s uvažovaním dynamiky GM. Metóda MPP sa dá aplikovať aj pre diskrétny systémy. Zaujímavou vlastnosťou návrhu MPP je, že všetky varianty výpočtu parametrov PID regulátora sa ekvivalentné s I\_PD alebo IP\_D štruktúrou.

Master-Slave riadenie s aplikáciou invariantného riadenia predstavuje moderný prístup k návrhu kvality riadenia rýchlostných servopohonov. Od vyhodnotenia kvality z prechodovej charakteristiky (veľkosť prerogulovania, čas regulácie) prechádzame na kvalitu vyjadrenú dynamickou regulačnou odchýlkou. Programové riadenie želanej trajektórie vyjadrené vektorom riadenia 3D predstavuje v zásade nový kvalitatívny prístup k návrhu riadenia.

Na záver tejto časti je uvedená aplikácia Luenbergerovho pozorovateľa –LP na kompenzáciu vplyvu poruchového signálu  $M_z$ . Vhodným výberom a návrhom dynamiky LP je možné niekoľkonásobne znížiť vplyv  $M_z$  na maximálnu veľkosť regulačnej odchýlky.

Súčasťou tejto práce a jedným z ďalších významných prínosov je vytvorenie všeobecného programového systému v prostredí Matlab-Simulink pre simuláciu a overenie dosiahnutých teoretických prínosov. Aplikácia ponúka možnosť konfrontovať dosiahnuté výsledky s návrhom nových parametrov experimentov.

Poznatky získané z práce sú vhodným materiálom pre realizáciu rýchlostnej regulácie motora typu HSM 150, a môžu slúžiť aj ako pomôcka pre návrh regulačných štruktúr ďalších typov jednosmerných motorov. Výsledky sú využiteľné tak vo výskume ako aj vo výučbe a v praxi.

Z praktického pohľadu je prínosom práce možnosť otestovanie reálnej sústavy tranzistorový menič – jednosmerný motor z hľadiska riešenia globálnej problematiky návrhu rýchlostných štruktúr.

## **Splnenie cieľov dizertačnej práce**

### **1. Aplikácia pokročilých metód riadenia jednosmerných servopohonov**

V dizertačnej práci je navrhnutá a realizovaná pôvodná metodika návrhu regulátorov rýchlosti, metóda rozmiestňovania pólov- MPP. Master-Slave riadenie s aplikáciou invariantného riadenia predstavuje neštandardný prístup k návrhu kvality riadenia rýchlostných servopohonov. Takýto typ riadenia sa prevažne používa hlavne polohových servopohonoch. Programové riadenie želanej trajektórie vyjadrené vektorom riadenia 3D predstavuje v zásade nový kvalitatívny prístup k návrhu riadenia. Aplikáciou Luenbergerovho pozorovateľa na kompenzáciu vplyvu

poruchového signálu  $M_z$ . je možné niekoľkonásobne znížiť vplyv  $M_z$  na maximálnu veľkosť regulačnej odchýlky.

## **2. Návrh a realizácia počítačového systému pre riadenie jednosmerných motorov v RT**

Bolo navrhnuté a realizované experimentálne pracovisko. Riadenie motora v reálnom čase bolo realizované na počítači -PC s programovým balíkom Matlab 7.5 .0.342 (R 2007b) + Real Time Windows Target. Komunikácia riadiaceho počítača s tranzistorovým meničom je realizovaná pomocou karty MF 624 fy HUMUSOFT. Snímanie polohy sa realizuje inkrementálnym snímačom IRC 205/2500 firmy LARM.

## **3. Efektívna implementácia a realizácia moderných metód a algoritmov riadenia JM v praxi.**

Navrhnutá metodika návrhu regulátora rýchlosti – MPP umožňuje výpočet parametrov regulátora bez uvažovania a s uvažovaním dynamiky GM. V prípade ak vplyv periódy vzorkovania nie je zanedbateľný je možné výpočet parametrov regulátora realizovať pomocou diskretnej metódy MPP . Efektívnu implementáciu navrhnutých regulátorov, ktorých parametre majú fyzikálny rozmer, potvrdzujú uskutočnené experimenty na simulačných modeloch a fyzikálnom zariadení.

## **Zoznam publikácií autora**

autor: Dúbravský Jozef  
Zoznam publikácií za roky 2000-2012

Počet záznamov spolu: 15

ADE Vedecké práce v zahraničných nekarentovaných časopisoch

Počet záznamov: 1

ADE1 Drahoš, Peter - Kutiš, Vladimír - Dúbravský, Jozef - Sedlár, Tibor: Design and Simulation of SMA Actuator. In: International Review of Automatic Control. - ISSN 1974-6059. - ISSN 1974-6067. - Vol. 4, No. 4 (2011), s. 588-593

ADF Vedecké práce v domácich nekarentovaných časopisoch

Počet záznamov: 3

ADF1 Dorner, Jozef - Dúbravský, Jozef: Riadenie automatizovaného skladu - zakladača PVC systémom. In: ATP Journal. - ISSN 1335-2237. - Roč. 18. č. 9 (2011), s. 46-49

ADF2 Dúbravský, Jozef - Tesár, Richard - Kratochvíl, Miroslav: Centralizované sieťové riadenie. In: EE časopis pre elektrotechniku a energetiku. - ISSN 1335-2547. - Roč. 13, mimoriadne č (2007), s. 288-291

ADF3 Murgaš, Ján - Dobrovič, A. - Miklovičová, Eva - Dúbravský, Jozef: Two Level Turbogenerator Control System. In: Journal of Electrical Engineering. - ISSN 1335-3632. - Vol. 55, No. 3-4 (2004), s. 83-88

AFC Publikované príspevky na zahraničných vedeckých konferenciách

Počet záznamov: 5

AFC1 Dobrovič, A. - Murgaš, Ján - Dúbravský, Jozef: PSS Design for Excitation and



- Governor Control : 5th International Conference `Control of Power & Heating Systems 2002`, Zlín, Czech Republic, 21.-22.5.2002. In: Control of power and heating systems 2002 = Automatizace energetických procesů 2002 : Sborník anotací 5. mezinárodní konference. - Zlín : Univerzita T. Bati v Zlíne, 2002. - ISBN 80-7318-074-X. - nestr.
- AFC2 Dúbravský, Jozef - Mudrončík, Dušan: Analógový model výmenníkovej stanice : 5th International Scientific-Technical Conference Process Control 2002, Kouty nad Desnou, Czech Republic, 9.-12.6.2002. In: Process control 2002 : 5th international scientific - technical conference. Kouty nad Desnou, Czech Republic, 9.-12.6.2002. - Pardubice : UP, 2002. - R 172
- AFC3 Dúbravský, Jozef - Mudrončík, Dušan: Analógový model výmenníkovej stanice. In: Process control 2002 : 5th international scientific - technical conference. Kouty nad Desnou, Czech Republic, 9.-12.6.2002. - Pardubice : UP, 2002. - 172/1-6
- AFC4 Dúbravský, Jozef - Foltin, Martin - Tesár, Richard: The Lead-Lag Type AVR Design. In: Control of Power and Heating Systems 2006 : Proceedings of the 7th International Conference. Zlín, Czech Republic, 16.-18.5.2006. - Zlín : Univerzita Tomáše Bati ve Zlíne, 2006. - P24 CD-Rom
- AFC5 Murgaš, Ján - Dobrovič, A. - Miklovičová, Eva - Dúbravský, Jozef: The Use of Lyapunov Theory of Stability for a Turbogenerator Control Design : 5th International Scientific-Technical Conference Process Control 2002, Kouty nad Desnou, Czech Republic, 9.-12.6.2002. In: Process control 2002 : 5th international scientific - technical conference. Kouty nad Desnou, Czech Republic, 9.-12.6.2002. - Pardubice : UP, 2002. - R 138
- AFD Publikované príspevky na domácich vedeckých konferenciách  
Počet záznamov: 6
- AFD1 Dúbravský, Jozef - Fico, Tomáš: Design of Device for Automated Collection of Measured Data in Acupuncture. In: Kybernetika a informatika 2012 : Zborník abstraktov. Medzinárodná konferencia SSKI a FEI STU. Skalka pri Kremnici, 31. január - 4. február 2012. - Bratislava : Vydavateľstvo STU, 2012. - ISBN 978-80-227-3642-8. - S. 81-82
- AFD2 Fico, Tomáš - Dúbravský, Jozef: Meranie kožnej vodivosti v akupunktúre. In: ŠVOČ 2011 : Študentská vedecká a odborná činnosť. Zborník vybraných prác. Bratislava, Slovak Republic, 4.5.2011. - Bratislava : STU v Bratislave FEI, 2011. - ISBN 978-80-227-3508-7. - S. 107-112
- AFD3 Gažo, Martin - Kozák, Štefan - Dúbravský, Jozef: Active Magnetic Bearing Control in 3D Model. In: Elektro 2012 : 9th International Conference, May 21-22, 2012, Žilina - Rajecké Teplice. - Žilina : Elektrotechnická fakulta, Žilinská univerzita, 2012. - ISBN 978-1-4673-1178-6
- AFD4 Gažo, Martin - Kozák, Štefan - Dúbravský, Jozef: Active Magnetic Bearing Control in 3D Model. In: Kybernetika a informatika 2012 : Zborník abstraktov. Medzinárodná konferencia SSKI a FEI STU. Skalka pri Kremnici, 31. január - 4. február 2012. -

Bratislava : Vydavateľstvo STU, 2012. - ISBN 978-80-227-3642-8. - S. 83-84

AFD5 Pobuda, Matúš - Dúbravský, Jozef - Raffaj, Vladimír: Testovací systém pre riadiacu časť serva DS2006. In: ŠVOČ 2008 : Zborník víťazných prác. Bratislava, Slovak Republic, 23.4.2008. - Bratislava : STU v Bratislave FEI, 2008. - ISBN 978-80-227-2865-2. - CD-Rom

AFD6 Suchánek, Miroslav - Dúbravský, Jozef - Tesár, Richard: Servosystém so synchronným motorom. In: ŠVOČ 2008 : Zborník víťazných prác. Bratislava, Slovak Republic, 23.4.2008. - Bratislava : STU v Bratislave FEI, 2008. - ISBN 978-80-227-2865-2. - CD-Rom

## Literatúra

- [1].V.Bobál, J.Bohm, R.Prokop, J.Fessl: Praktické aspekty samočinne sa nastavujúcich regulátoru, VUT Brno 1999
- [2].L.Hruškovič: Elektrické stroje, FEI STU Bratislava 2001
- [3].L.Hüttner, L.Klug,: Elektrické stroje, STU Bratislava, 2005.
- [4].L.Harsányi, a kol.: Teória automatického riadenia, STU 1999
- [5].George Ellis: Observers in control systems, Academic Press, 2000
- [6].George Ellis:Control system design guide, Academic Press, 2000
- [7].V. Kalaš, L.Jurišica, M. Žalman, : Technická kybernetika elektrických pohonov. Bratislava 1978.
- [8].V. Kalaš a kol.: Nelineárne a číslicové servosystémy. Bratislava/Praha, ALFA/SNTL 1986.
- [9].W. Leonhard: Control of Electrical Drives, Springer/Verlag Berlin Heidelberg New York Tokyo 2001
- [10]. L. Kule a kol:Techmika elektrických pohonú, SNTL Praha 1983
- [11]. F. Poliak, V. Fedák, L. Zboray: Elerktrické pohony alfa SNTL 1987
- [12]. John Chiasson: Modeling and High-Performance Control of Electric Maschines, IEEE, 2005 JohnWiley&Sons
- [13]. Ion Boldea, S.A. Nasar Electric Drives , @and ed. 2006 CRC Pres Taylor&Francis Group
- [14]. Wiliam L. Brogan: Modern Control Theory, third ed.1991 , Prentic-Hall
- [15]. Fritz Kummel: , Elektrivcké pohony úlohy a riešenia , alfa, translation F. Poliak 1989
- [16]. Ján Vitek, Stehen J. Dods: Riadenie elektrických pohonov s vnútenou dynamikou, Forced Dynamics Control of Eleiric Drives, Vydala Žilinská univerzita v Žiline v EDIS 2003
- [17]. Richard C. Dorf: Modern Control Systems,, Fifth ed. 1990, Addison-Wesley publishing company
- [18]. Bill Drury: The Control Techniques Drives and Controls Handbook, 2nd Ed. ,The Institution of Engineering and Technology
- [19]. M. Žalman: Akčné členy, STU Bratislava 2003
- [20]. Wiliam J. Palm III: Modeling Analysis, and Control of Dynamic Systems, 2and ed. John Wiley&Sons Inc. New York, 2004, ISBN 0-471-07370-9
- [21]. John J. D´Azzo Constantine H. Houpis: Linear control system analysis and design – conventional and modern, McGraw-Hill Series in Electrical and Computer Engineering, 4th ed. 1995

- [22]. M. Vítěčková, A. Vítěček: Vybrané metody seřizování regulátorů VŠB\_TU Ostrava FS 2011
- [23]. L. Zboray, F. Ďurovský, J. Tomko: Regulované pohony, G Košice, Viena, 2000. 341 p. ISBN 80G88922G13G5
- [24]. Daedong, Gyongsan, Kyungbuk : Autonomous Controller design using Genetic Algorithms in a Two-Inertia motor system, IFAC, 15<sup>th</sup> Triennial World Congress, Barcelona, Spain, 2002
- [25]. Masahiko I, Shinji K : Suppression of Transient Vibration for Geared Mechanical System using Model-Based Control, Shinshu University, Nagano, Japan
- [26]. Zhang G, Fursho J : Speed Control of Two-Inertia system by PI/PID control, IEEE, Transactions on industrial electronics, Vol.47, NO.3, 2000
- [27]. Gunnarsson S, Östring M : On Regulator Stability in Control of Flexible Mechanical Systems, 32nd International Symposium on Robotics, Seoul, Korea, 2001
- [28]. S. Brock : Application of Controller for Two – Mass – System, University of Technology, Department of Electrical Engineering, POLAND
- [29]. Masashi K, Koichi H, Yoshio I : Resonance Ratio Control of Two-mass System
- [30]. with Disturbance Observer Including Elastic Vibration, Kochi University of technology, Kochi, JAPAN
- [31]. M. Žalman: Riadenie pohybu (1-3).In: AT&P Journal. - ISSN 1335-2237. - Roč. 16, č. 2 až 4 (2009),
- [32]. Jovankovič, J. - Žalman, M.: Mechatronické pohybové systémy (1-11).In: AT&P Journal. - ISSN1335-2237. - Roč. 13, č. 2 až 10 (2006),
- [33]. M.Žalman, J. Jovankovič, M. Uríček: Master-Slave riadenie polohových servopohonov (1-2).In: AT&P Journal. - ISSN 1335-2237. - Roč. 12, č. 3-4 (2005),
- [34]. Robert Lorenz, Thomas A. Lipo, Donald W. Novotny, Motion Control with Induction Motors Proceedings of The IEEE vol. 82, No 8, august 1994 pp: 1215-1239
- [35]. R.D.Lorenz and Van Patten, High resolution velocity estimation, IEEE Trans. Ind. Appl. vol.27, No 4, pp. 701-708 july/aug.1991
- [36]. P.B.Schmidt and R.D.Lorenz, Design principles and implementation of acceleration feedback to improve performance of dc drive IEEE Trans. Ind. Appl. vo l28, No3 pp.594-599 may/june 1992
- [37]. M.Žalman: prednášky k predmetu Servosystémy, [http://servo.urpi.fei.stuba.sk/index.php?option=com\\_content&task=view&id=14&Itemid=26](http://servo.urpi.fei.stuba.sk/index.php?option=com_content&task=view&id=14&Itemid=26)
- [38]. M. Žalman: prednášky k predmetu Inteligentné Servosystémy, 2007/2008. [http://servo.urpi.fei.stuba.sk/index.php?option=com\\_content&task=view&id=15&Itemid=26](http://servo.urpi.fei.stuba.sk/index.php?option=com_content&task=view&id=15&Itemid=26)
- [39]. Katalógový list motora HSM 150 ,[http://www.regulace.cz/DOWNLOADS/PDF/kl\\_hsm\\_150.pdf](http://www.regulace.cz/DOWNLOADS/PDF/kl_hsm_150.pdf),
- [40]. Katalógový list IRC205 [http://www.larm.cz/CZ/katalogy/snimace/IRC\\_202a205\\_cz.pdf](http://www.larm.cz/CZ/katalogy/snimace/IRC_202a205_cz.pdf)
- [41]. MF 624 ,MULTIFUNCTION I/O CARD ,USER'S MANUAL © 2006 HUMUSOFT
- [42]. Texas Instruments, Application Report, SPRA605 - February 2000,TMS320F240 DSP Solution for Obtaining Resolver Angular Position and Speed
- [43]. J. Dúbravský: Príspevok k metódam a algoritmom riadenia jednosmerných pohonov, Písomná práca k dizertačnej skúške, FEI STU Bratislava 2012