

Vedecká rada Fakulty elektrotechniky a informatiky  
Slovenskej technickej univerzity v Bratislave

Ing. Tatiana Radičová

**MODERNÉ PRÍSTUPY ČÍSLICOVÉHO RIADENIA  
POLOHOVÝCH SERVOPOHONOV S LMPM**

Autoreferát dizertačnej práce

Na získanie vedecko-akademickej hodnosti

**philosophiae doctor**

V doktorandskom študijnom programe

**5.2.14 Automatizácia a riadenia**

Bratislava 2012

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

Predkladateľ: **Ing. Tatiana Radičová**  
Ústav riadenia a priemyselnej informatiky  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Slovenská technická univerzita Bratislava  
Ilkovičova 3  
812 19 Bratislava

Školiteľ: **Prof. Ing. Milan Žalman, PhD.**  
Ústav riadenia a priemyselnej informatiky  
Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Slovenská technická univerzita Bratislava  
Ilkovičova 3  
812 19 Bratislava

Oponenti: **Prof. Ing. Pavel Brandštetter, CSc., TU Ostrava**  
**Prof. Ing. Daniela Perduková, PhD., TU Košice**

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. Peter Hubinský, PhD.  
Ústav riadenia a priemyselnej informatiky,  
STU FEI v Bratislave  
Ilkovičova 3, 812 19 Bratislava

## **Názov**

Moderné prístupy číslicového riadenia polohových servopohonov s LMPM

## **Anotácia**

Cieľom práce je navrhnuť optimálnu štruktúru riadenia polohového servopohonu s lineárnym motorom s permanentnými magnetmi, zabezpečujúcu maximálnu dynamiku a presnosť. V práci je navrhnutá štruktúra PID regulátora rozšírená o korekčný člen, ktorá pri programovom riadení Master-Slave zabezpečuje minimálnu dynamickú regulačnú odchýlku polohy. Štruktúra polohového servopohonu je rozšírená aj o Luenbergerov pozorovateľ polohy a poruchovej veličiny. Pri návrhu PID regulátora, korekčného člena a Luenbergerovho pozorovateľa je použitá analytická metóda rozmiestňovania pólov a metóda návrhu pomocou genetických algoritmov. Pomocou genetických algoritmov sú súčasne optimálne navrhnuté všetky voliteľné parametre riadenia (9 parametrov). Navrhnuté parametre PID regulátora, korekčného člena a Luenbergerovho pozorovateľa pomocou genetických algoritmov dosahujú vyššiu kvalitu riadenia ako pri aplikácii konvenčných metód návrhu.

## **Title**

The modern approaches of digital control positioning servodrives with LMPM

## **Annotation**

The aim of this work is to design the optimal control structure of positioning servo drives with linear motors and permanent magnets ensuring maximal dynamics and precision. Design of the PID controller is in the work extended to the lead compensator that provides minimal dynamic position error in the Master-Slave program control. Positioning servo drive structure is also extended to the position and error Luenberger observer. Simultaneously, it is used the analytical method of pole placement and the method using genetic algorithms by designing parameters for PID controller, lead compensator and Luenberger observer. Genetic algorithm designed all 9 optional parameters. It can be said that these 9 parameters designed by genetic algorithm achieved higher control quality comparing to conventional designing method.

## Obsah

Úvod .....	5
Ciele dizertačnej práce.....	5
Tézy dizertačnej práce .....	5
1    Súčasná problematika riadenia lineárnych servopohonov.....	6
1.1    Konštrukčné usporiadanie lineárneho motora LM .....	6
1.2    Lineárny motor Siemens 1FN3050 .....	7
1.3    Riadiace systémy – regulátory .....	8
1.4    Základné metódy riadenia synchronných motorov .....	9
1.4.1    Vektorové riadenie .....	9
2    Generátor sily .....	9
2.1    Matematický model LMPM .....	10
2.2    Štruktúra generátora sily .....	11
3    Spätnoväzobné pozorovatele a estimátory.....	12
3.1    Základné rozdelenie spätnoväzobných pozorovateľov .....	12
4    Kompenzácia poruchy LMPM.....	13
4.1    Metódy kompenzácie porúch a trenia.....	14
4.2    Luenbergerov pozorovateľ poruchy .....	15
5    Master-Slave polohový servopohon s LMPM .....	16
5.1    Master generátor vektora riadenia.....	16
5.2    Návrh Luenbergerovho pozorovateľa .....	17
5.3    Výpočet predkorekčných konštánt.....	19
6    Návrh riadenia LMPM pomocou genetických algoritmov a metódy rozmiešťovania pólov (pole placement) .....	20
6.1    Návrh PID regulátora pomocou metódy rozmiešťovania pólov .....	20
6.2    Experimentálny návrh korekčného člena .....	22
6.3    Návrh riadenia LMPM pomocou genetických algoritmov .....	23
6.3.1    Návrh regulátora PID a KČ pomocou genetického algoritmu s 3D Master generátorom .....	25
6.3.2    Kompenzácia poruchovej sily $F_z$ pomocou LP pre 3D Master generátor – porovnanie PP a GA.....	28
6.3.3    Návrh regulátora PID, KČ a koeficientov Luenbergerovho pozorovateľa pomocou GA so 4D Master generátorom .....	29
Záver .....	32
Splnenie cieľov dizertačnej práce .....	33
7    Literatúra .....	34
Zoznam publikácií autora.....	40

# Úvod

Dizertačná práca sa cieľavedome zaoberá modernými metódami riadenia polohového servopohonu s lineárnym motorom s permanentnými magnetmi LMPM. Hlavným cieľom dizertačnej práce je navrhnúť efektívne riadiace algoritmy pre polohový servopohon s LMPM, využívúc genetické algoritmy ako jednu z metód umelej inteligencie.

## Ciele dizertačnej práce

Cieľom dizertačnej práce je výskum, vývoj a návrh metodiky, efektívnych postupov a aplikácií moderných metód automatického riadenia v oblasti riadenia lineárnych motorov s permanentnými magnetmi.

Dizertačná práce rieši komplexnú problematiku lineárnych motorov s permanentnými magnetmi. Má 4 vedecké úzko nadväzujúce ciele a to :

1. Návrh efektívnych štruktúr riadenia polohových servopohonov s lineárnymi motormi s permanentnými magnetmi LMPM v nadväznosti na výber algoritmov riadenia.
2. Návrh efektívnych metód a algoritmov riadenia Master-Slave štruktúry polohových servopohonov s lineárnymi motormi s PM.
3. Návrh metód a algoritmov riadenia s pozorovateľom poruchovej veličiny – Luenbergerov pozorovateľ.
4. Aplikácia genetických algoritmov pre optimálny návrh parametrov regulátora polohy, korekčného člena (PID+KČ) a Luenbergerovho pozorovateľa, ktorý zabezpečuje minimálnu dynamickú regulačnú odchýlku.

## Tézy dizertačnej práce

1. Analýza súčasného stavu výskumu, vývoja a aplikácie pokročilých metód riadenia polohových servopohonov lineárnymi motormi s permanentnými magnetmi LMPM,
2. návrh moderných štruktúr, metód a algoritmov riadenia číslicových polohových servopohonov s LMPM,
3. optimálny návrh parametrov regulátora polohy, korekčného člena (PID+KČ) a Luenbergerovho pozorovateľa, ktorý zabezpečuje minimálnu dynamickú regulačnú odchýlku,
4. overenie vlastností navrhnutého Master-Slave číslicového polohového servopohonu s lineárnym motorom s permanentnými magnetmi na simulačnom modeli.

# 1 Súčasná problematika riadenia lineárnych servopohonov

Problematika servopohonov je v súčasnej dobe veľmi žiadaná, a preto je snaha o neustále vylepšovanie v oblasti riadenia a nachádzanie nových algoritmov riadenia v priemyselných aplikáciách. V aplikáciách, kde rotačné synchronne servomotory nespĺňajú požiadavky na rýchlosť a zrýchlenie, je možné použiť lineárne motory, ktoré sa vyznačujú vlastnosťami:

- Vysoká pojazdná rýchlosť až do 20m/s,
- extrémna dynamika,
- vysoká presnosť polohovania ( $1\mu\text{m}$ ),
- rovnomerný pohyb,
- opakovateľnosť pohybu ( $1\mu\text{m}$ ),
- vysoká pracovná sila motora až 20 700N,
- úspora mechanických opotrebovateľných dielov ako sú spojka, remene a guľičkové skrutky.

Avšak medzi hlavné nevýhody lineárnych pohonov patrí ich vyššia cena v porovnaní s rotačnými motormi, potreba prívodu energie na pohyblivú časť stroja a fakt, že mechanická konštrukcia je súčasťou pracovného stroja.

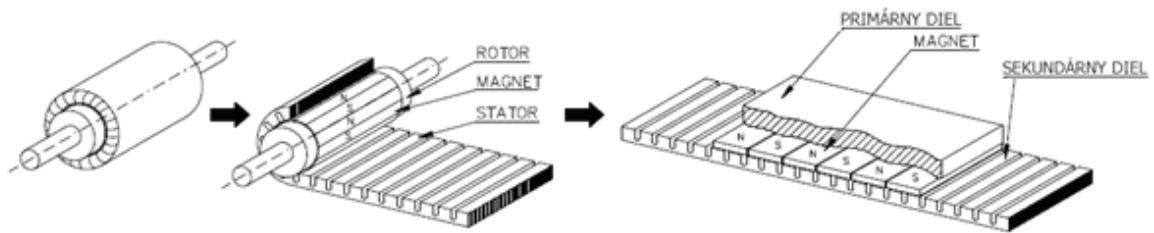
Lineárne motory majú široké spektrum použitia, ale najčastejšie sa využívajú vo:

- Vysokorýchlostných obrábacích strojoch, frézkach, brúskach, rezacích strojoch,
- manipulačných systémoch,
- baliacich strojoch,
- meracích a skúšobných systémoch, (mikro a nano technológie)
- presných automatoch, atď.

Jedna z najaktuálnejších tém v oblasti číslicového riadenia je riadenie lineárnych motorov s permanentnými magnetmi (LMPM) pre oblasť aplikácií, ktoré si vyžadujú vysoké rýchlosti a vysokú presnosť polohovania. Je potrebné spomenúť, že lineárne motory vychádzajú z vlastností rotačných synchronných motorov SMPM [17] a líšia sa len mechanickým systémom motora a dynamickou rovnicou pre rotačný a translačný pohyb.

## 1.1 Konštrukčné usporiadanie lineárneho motora LM

Lineárny motor si môžeme predstaviť ako klasický synchronný alebo asynchronný rotačný motor rozvinutý do roviny. Malé LM vedia vyprodukovať 2N sily a väčšie LM môžu vyprodukovať silu od 2N až do 13800N. Ale samozrejme základné technológie využité v rotačných motoroch sa taktiež využívajú aj v lineárnych motoroch.

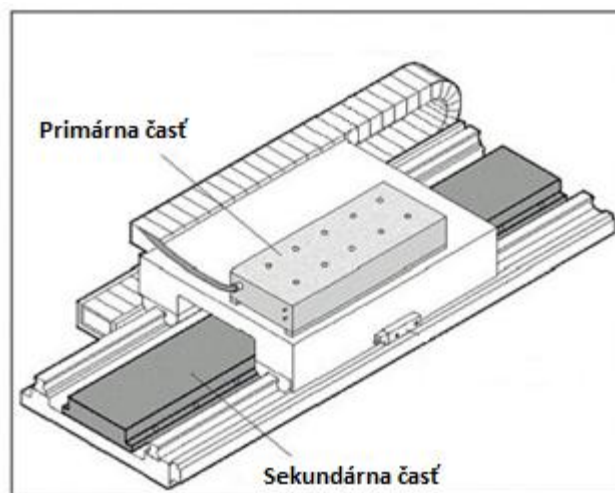


Obr. 1.1 Princiálne konštrukčné usporiadanie lineárneho motora, [www.vues.cz](http://www.vues.cz)

**Primárny diel (rotor)**, pohyblivá časť motora, je zložená z elektrotechnických plechov a trojfázového vinutia uloženého v drážkach.

**Sekundárny diel (stator)** tvorí dlhšiu časť stroja. Pričom **synchronné motory** majú sekundárnu časť tvorenú permanentnými magnetmi zo vzácnych zemín (Nd-Fe-B), ktoré sú nalepené na ocelovú podložku a **asynchronné motory** majú sekundárnu časť tvorenú kliečkou buď nakrátko uložených drážok feromagnetického zväzku alebo pripevnenú na ocelovú podložku poháňaného zariadenia.

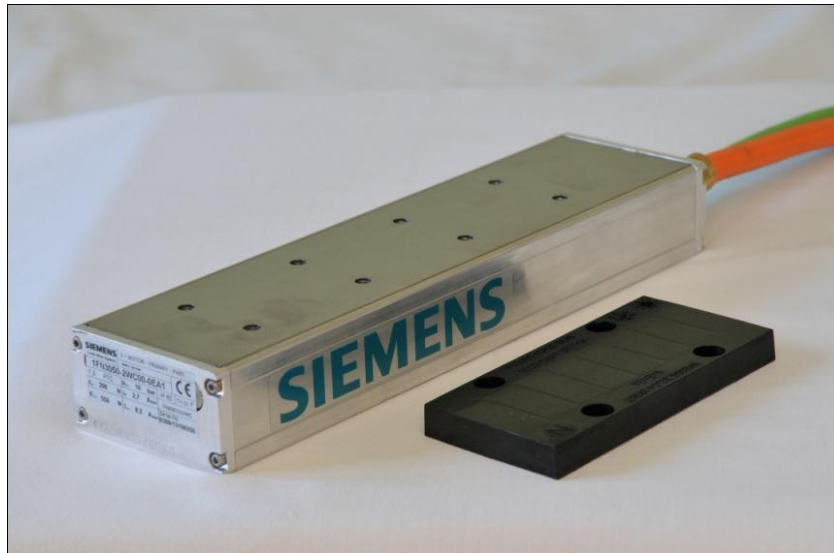
Väčšinou sa pohybuje primárny diel po dráhe vytvorenej ľubovoľným počtom sekundárnych dielov [12].



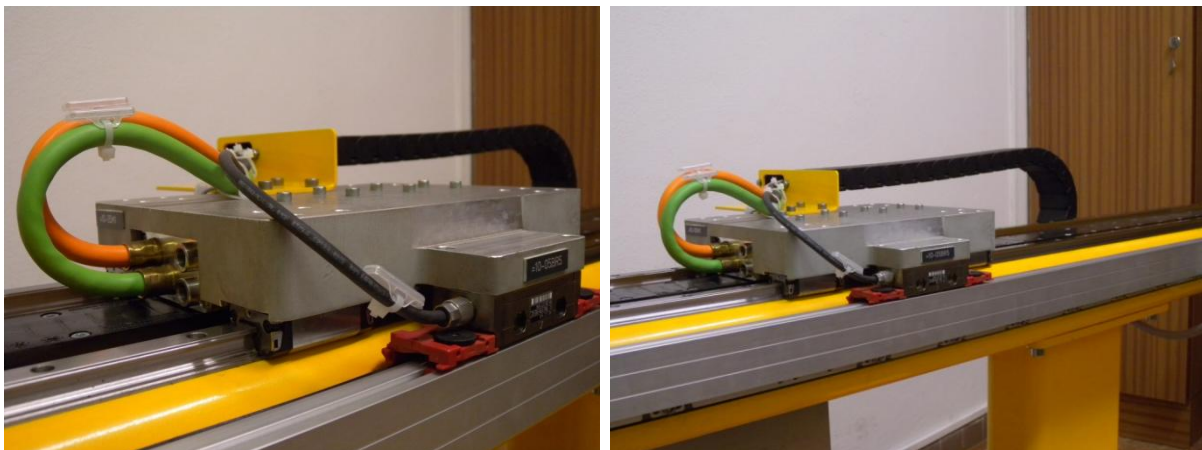
Obr. 1.2 Lineárny motor, [http://www.tubenet.org.uk/technical/tdlinear\\_m.html](http://www.tubenet.org.uk/technical/tdlinear_m.html)

## 1.2 Lineárny motor Siemens 1FN3050

Predchodcom radu 1FN3 bol rad 1FN1, ktorý riadil ľahké záťaže s rovnomernou rýchlosťou až do  $95 \text{ m/min}$  a maximálnou silou od 1720N do 14500N. Rad 1FN3 je inovovaný a má vyššie technické parametre – vyšší pomer maximálnej silnej sily k trvalej sile, vyvíja rýchlosť až do  $370 \text{ m/min}$  s maximálnou silou od 550N do 20700N. V roku 2009 Siemens predstavil novší rad lineárnych motorov 1FN6 s možnou rýchlosťou až do  $540 \text{ m/min}$  a s maximálnou silou od 800N do 8080N [9],[10]. Nasledujúce obrázky zobrazujú primárnu a sekundárnu časť radu 1FN3.



Obr. 1.3 Lineárny motor Siemens 1FN3050 – 2WC00 – 0EA1



Obr. 1.4 Lineárny motor Siemens 1FN3050, nasadený v prevádzke

### 1.3 Riadiace systémy – regulátory

Riadiace systémy realizujú riadiace algoritmy polohových striedavých servopohonov s generátorom momentu (sily). V niektorých prípadoch sú vložené navyše regulačné slučky zrýchlenia a pásmové filtre kvôli zlepšeniu mechanickej stability. Vyžaduje sa procesor s vysokou operačnou rýchlosťou až  $10^7$  inštrukcií za sekundu a interpolátor. Komunikácia medzi riadiacim systémom a LM je obojsmerná. Okrem elektrických veličín (napätie, prúd) a mechanických veličín (poloha) je možné merať aj teplotu, vypadnutie zo synchronizmu a pod.

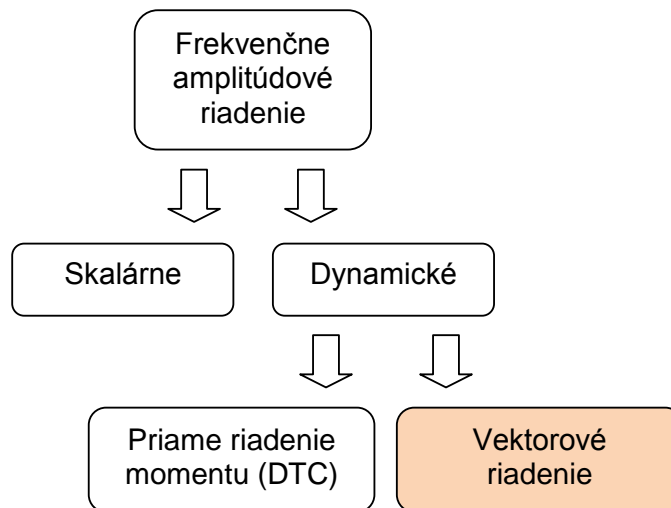
Používajú sa tiež riadiace algoritmy založené na fuzzy logike, SMC-fuzzy regulátory. Jedná sa o kombináciu vlastností fuzzy logiky a meniacej sa štruktúry systémov prezentovanej v článku [39]. Riadenie v kízavom režime SMC (Sliding mode control) bolo predstavené v 50-tych rokoch 20. storočia a je charakterizované potlačením poruchy a odolnosťou voči zmenám parametrov systému [40]. Najpodstatnejším nedostatkom SMC je fenomén drnčania (chattering), ktorý je spôsobený hlavne prerušovaným riadením cez kízavý povrch [41]. Drnčanie môže viesť k nižšej presnosti riadenia a kratšej dobe použiteľnosti. Bolo prezentovaných niekoľko metód



jeho potlačenia aplikáciou SMC [42]. V niektorých výskumoch bol použitý čisto fuzzy princíp riadenia [43].

## 1.4 Základné metódy riadenia synchronných motorov

Základné metódy frekvenčne amplitúdového riadenia striedavých motorov sa úspešne aplikujú aj na lineárny motor s PM Obr. 1.5.



Obr. 1.5 Metódy riadenia s LMPM

### 1.4.1 Vektorové riadenie

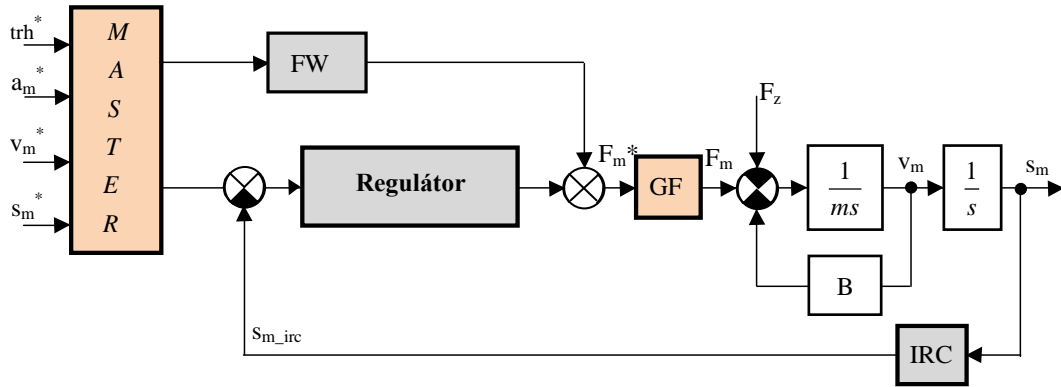
Tento typ riadenia je využitý aj v práci a po prvý krát bolo publikované v roku 1972 F. Blaschke v Siemens Journal [27][28]. Vektorové riadenie je často označované ako Field Oriented Control (FOC), poľovo-orientované riadenie. V priebehu nasledujúcich rokov bolo vektorové riadenie vyhľadávané v oblasti výskumu a vývoja, čo je možno vidieť aj na množstve publikovaných prác [29]-[31], avšak orientovaných hlavne na asynchrónne motory. Práce orientované na synchronné motory [32],[33]. O niekoľko rokov neskôr sa FOC aplikovalo aj na riadenie lineárnych pohonov s PM [34].

Hlavnou výhodou vektorového riadenia je, že umožňuje dosiahnuť vysokú presnosť riadenia elektromechanických veličín (poloha, rýchlosť a moment) v dynamických aj statických režimoch.

Riadiaci systém meniča pri dynamickom riadení zabezpečuje realizáciu generátora elektromagnetického momentu (sily), identifikáciu parametrov motora a záťaže, nastavovanie parametrov regulátorov, napr. regulátora rýchlosti, prúdu a toku.

## 2 Generátor sily

Obr. 2.1 predstavuje blokovú schému polohového servopohonu, ktorá sa skladá z niekoľkých dôležitých blokov. Master generátor predstavuje blok pre Master-Slave programové riadenie a umožňuje realizovať dopredné riadenie predkorekčným blokom FW. Generátor sily (GF) predstavuje jadro štruktúry polohového servopohonu a jeho kompletná schéma je uvedená na Obr. 2.2.



Obr. 2.1 Základná bloková schéma polohového servopohonu s doprednou väzbou

## 2.1 Matematický model LMPM

Pre odvedenie dynamického modelu synchronného motora platia obdobné zjednodušujúce predpoklady ako pre asynchronný motor s výnimkou vzduchovej medzery medzi statorom a rotorom. Vzduchová medzera nie je rovnomerná, rotor je konštrukčne usporiadaný v tvare kotvy, ktorá má rôznu magnetickú vodivosť, pričom v pozdĺžnej osi  $d$  je vzduchová medzera menšia ako v priečnej osi  $q$ .

Matematický model LMPM je kvalitatívne zhodný s matematickým modelom pre SMPM s permanentnými magnetmi. Pre zostavenie matematického modelu musia byť splnené nasledovné predpoklady, ktoré vychádzajú z teórie elektrického stroja:

- Statorové vinutia sú zapojené do hviezdy,
- trojfázové vinutia statora sú súmerné,
- straty v železe sa zanedbávajú.

Rozdielnosti sú v uvedených parametroch modelu LMPM [1].

### Silová konštanta

$$K_F = \frac{F_m}{i_q} \quad (2.1)$$

### Prevodová konštanta medzi rotačnými a lineárnymi veličinami

$$K_x = \frac{\omega_s}{v_m} = \frac{2\pi \cdot f_s}{v_m} \quad (2.2)$$

Z fyzikálnej interpretácie platí nasledovný vzťah medzi rotačnými a lineárnymi veličinami

$$v_m = 2\tau_p f_s \quad (2.3)$$

$\tau_p$  - pólová rozteč (rozostup) [m]

$f_s$  - frekvencia napájacieho zdroja [Hz] - sieť

potom platí

$$K_x = \frac{\omega_s}{v_m} = \frac{\pi}{\tau_p} \quad (2.4)$$

Matematický model LMPM v rotorovom súradnicovom systéme (d,q) je vyjadrený nasledovnými rovnicami:

Primárna časť (stator)

$$\begin{aligned} u_d &= R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \omega_s \psi_q \\ u_q &= R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_s \psi_d \end{aligned} \quad (2.5)$$

zložky vektora magnetického toku sú vyjadrené nasledovne

$$\begin{aligned} \psi_f &= L_{md} i_f \\ \psi_d &= L_d i_d + \psi_f \\ \psi_q &= L_q i_q \end{aligned} \quad (2.6)$$

Rovnica pre elektromagnetickú silu motora je reprezentovaná vzťahom

$$\begin{aligned} F_m &= \frac{3\pi}{2\tau_p} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3\pi}{2\tau_p} (\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) = \\ &= \frac{K_f}{\psi_f} (\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q) \end{aligned} \quad (2.7)$$

Mechanický systém je potom vyjadrený pohybovou rovnicou

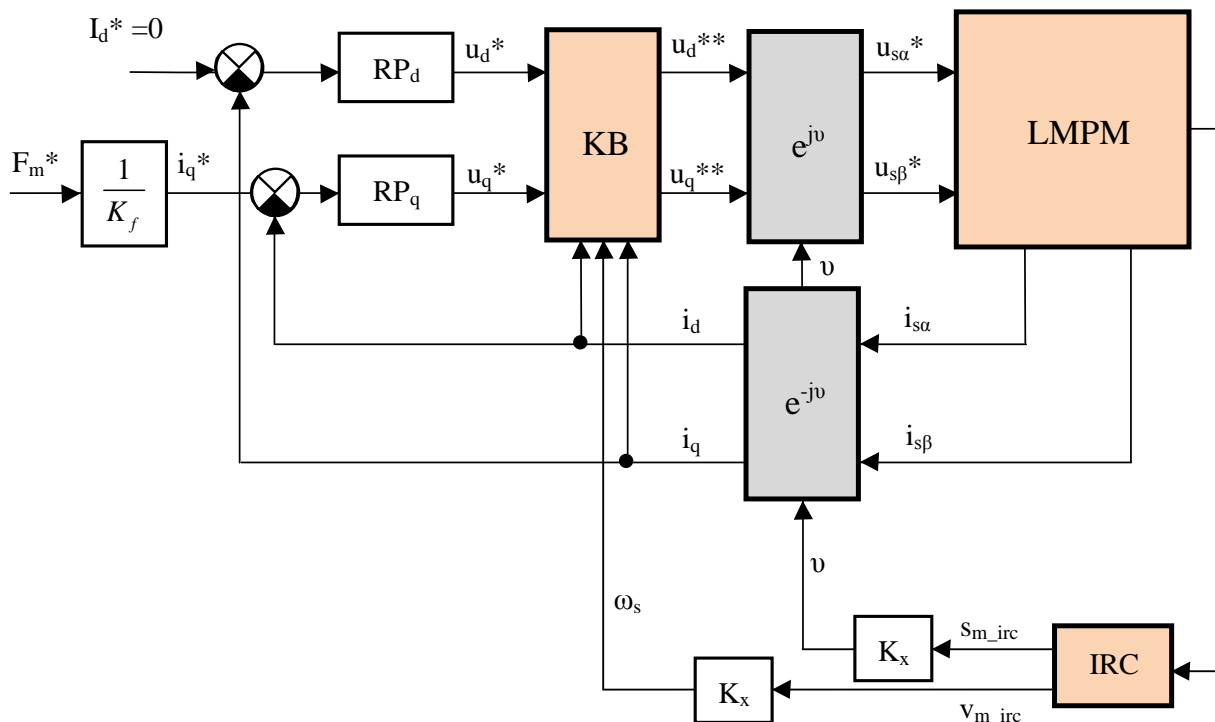
$$F_m - F_z = m \frac{dv_m}{dt} \quad (2.8)$$

Väzobné vzťahy LMPM

$$\omega_s = K_x v_m ; \quad v = K_x s_m \quad (2.9)$$

## 2.2 Štruktúra generátora sily

Generátor sily (GF) predstavuje vo filozofii riadenia lineárnych synchronných motorov s PM základnú štruktúru riadenia zabezpečujúcu dynamické riadenie sily motora. Je uvedený na Obr. 2.2. Obsahuje regulačné obvody prúdu momentotvornej  $I_q$  a tokotvornej zložky vektora statorového prúdu  $I_d$ . V režime konštantného magnetického toku je zložka  $I_d = 0$ . Realizácia štruktúry riadenia GF si vyžaduje aj dve Parkove transformácie – realizujúce pootočenie súradnicového systému z „s“ do „r“ a spätnú z „r“ do „s“ (s - statorový, r - rotorový súradnicový systém). Uhol pootočenia je získavaný priamo snímačom polohy – IRC.



Obr. 2.2 Generátor sily LMPM s riadením silotvornej  $i_q$  a tokotvornej  $i_d$  zložky prúdu  
 Kompenzačný blok KB kompenzuje krížové väzby v modeli lineárneho motora.

### 3 Spätnoväzobné pozorovatele a estimátory

Pozorovatele a estimátory predstavujú nevyhnutnú súčasť riadiacich algoritmov servopohonov. Sú používané v riadiacich štruktúrach bez aj so snímačom polohy. Hlavným cieľom nasadenia estimátorov a pozorovateľov je získať informáciu o stavových veličinách - estimátor vektora magnetického toku, rýchlosti a polohy.

**Estimátor** môžeme definovať ako výpočtový prvok, ktorý je väčšinou založený na matematickom modeli motora. Vstupom sú stavové veličiny (prúd, napätie), ktoré je možné merať priamo v meniči.

Princíp **pozorovateľa** spočíva v kombinovaní meraného spätnoväzobného signálu (zo snímača) s informáciou od riadiaceho systému a tým sa vytvorí pozorovaný signál (odchýlka medzi meranou a odhadovanou veličinou). Takéto pozorované signály môžu byť viac presné, menej náročné na vytvorenie a viac spoľahlivé ako signály čisto zo snímača. Napríklad pozorovateľ polohy môže v riadiacom systéme zvýšiť bezpečnosť riadenia polohy [44].

#### 3.1 Základné rozdelenie spätnoväzobných pozorovateľov

Na základe článkov [48]-[50], ktoré sa opierali o články [46] a [51], sa metódy estimácie polohy delia na:

1. **Metóda základného budenia** (Fundamental Excitations)
  - a. Neadaptívne metódy.

- b. Adaptívne metódy.
- 2. **Metóda vyniklých pólov a injektovania signálu** (Saliency and Signal Injection) – do tejto skupiny patrí niekoľko metód, napríklad jednou z metód estimácie polohy rotora je pridanie vF signálu napätia (prúdu) statora a následné vyhodnotenie vzniknutých efektov magnetickej asymetrie motora na amplitúde zložky prislúchajúceho vektora napätia (prúdu) statora [57] - podrobne spracované v [50] a rozdeľujú sa do kategórií:
  - a. Injektážne metódy.
    - Injektovanie pulzujúceho VF napäťového vektora.
    - Injektovanie rotujúceho VF napäťového vektora.
  - b. Metódy založené na priamom monitorovaní fázového napätia alebo prúdu.
  - c. Metódy dočasného injektovania, ako napríklad INFORM (Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurement).
- 3. **Umelá inteligencia** (Artificial Intelligence) – do tejto skupiny patria neurónové siete, systémy založené na fuzzy logike a fuzzy neurónové siete. Tieto typy metód nevyžadujú poznanie matematického modelu pohonu, vykazujú dobré vlastnosti potlačenia šumu, sú ľahko upravovateľné a rozšírené, dokážu byť robustné voči zmene parametrov a sú menej výpočtovo náročné.

Podrobnejšie bude kladený dôraz na **1. metódu základného budenia**, ktorá sa navyše delí nasledovne:

- a. **Neadaptívne metódy** – podrobne spracované v [48] a rozdeľujú sa do 3 kategórií:
  1. Estimátory polohy s využitím statorových napätí alebo prúdov.
  2. Estimátory polohy založené na pozorovateľovi vektora magnetického toku.
  3. Estimátory polohy založené na pozorovateľovi vektora indukovaného napätia.
- b. **Adaptívne metódy** – podrobne spracované v [49] a rozdeľujú sa do 3 kategórií:
  1. Estimátory polohy založené na referenčnom modeli adaptívneho systému (MRAS).
  2. Estimátory polohy založené na
    - a. Pozorovateľ s redukovaným rádom (Reduced Order Observer).
    - b. Pozorovateľ v kĺzavom režime (Sliding Mode Observer).
    - c. Kalmanov filter.
    - d. Luenbergerov pozorovateľ.
  3. Estimátory polohy s využitím metódy najmenších štvorcov.

## 4 Kompenzácia poruchy LMPM

Modely trenia a metódy kompenzácie rôznych porúch sú jedny z najzávažnejších tém v oblasti vedy a výskumu, o ktorých sa intenzívne pojednáva už veľmi dávno, avšak stále vznikajú zaujímavé problémy komplexného vplyvu trenia a porúch, ktoré je potrebné riešiť [79]. Je všeobecne známe, že ak chceme dosiahnuť primeranú presnosť riadenia pri nízkych rýchlostiach pohybu, musíme zabezpečiť čo najvernejší model trenia. Za posledných desať rokov bolo predstretých niekoľko modelov

kompenzácie dynamického trenia [80],[81] a niekoľko z nich bude rozoberaných v kap.4.1.

## 4.1 Metódy kompenzácie porúch a trenia

Existuje niekoľko druhov metód kompenzácie trenia. Na jeho kompenzáciu sa často používajú metódy založené na znalosti modelu, ale aj bez modelu (podrobnejšie budú opísané v nasledujúcich podkapitolách). Vyvíjajú sa tiež špeciálne metódy na riadenie mechanických systémov obsahujúcich pružnosť. Ďalším typom riadenia, je adaptívne riadenie, ktoré je vhodné na ovládanie systémov s pomalou zmenou parametrov.

Jednu z možností kompenzácie trenia uverejnili Bascetta, Rocco a Magnani v článku [88] rozdelili poruchové veličiny do dvoch skupín, ktoré sú funkciou prúdu a ktoré nie sú od prúdu závislé. Medzi poruchové veličiny, ktoré sú od prúdu závislé patrí reakčná sila (reluctance force). Poruchové veličiny nezávislé na prúde sú porucha vplyvu PM (cogging force) a prúdový ofset. Pri zobrazení do úvahy všetkých vyššie uvedených zložiek poruchy bol v článku prezentovaný celkový model zvlnenej sily (force ripple)

$$f_m = f_m(I, \vartheta) = k_f I + k_f I \delta(\vartheta) + \gamma(\vartheta) \quad (4.1)$$

pozostávajúci z troch zložiek:

- Rovnica zhodná s rovnicou nominálnej sily  $k_f I$ .
- Výraz  $k_f I \delta(\vartheta)$  je súčasťou poruchy počítanej pre všetky zdroje závislé od prúdu cirkulujúceho v rotore motora.
- Výraz  $\gamma(\vartheta)$  nie je závislý od prúdu, ale je závislý na polohe.

Na základe analýzy zložiek zvlnenej sily, autori článku následne zložky identifikovali a kompenzovali na základe priamej kompenzácie poruchy.

V článku [23], v ktorom opisujú poruchovú silu ako vplyv 3 zložiek:

$$F_z = f_f + f_r + f_l \quad (4.2)$$

, kde  $f_f$  predstavuje treciu silu,  $f_r$  zvlnenú silu (force ripple) a  $f_l$  silu záťaže a externú poruchu. Trecia sila je

$$f_f = \left[ f_c + (f_s - f_c) e^{-(x/x_s)^2} + Bx \right] \text{sgn}(x) \quad (4.3)$$

, kde  $f_c$  predstavuje Coulombovo trenie, statické trenie, reprezentuje empirické parametre využívajúce sa na popis Stribeckovho efektu, B značí viskóznou zložku záťaže. Zvlnená sila je charakterizovaná

$$\begin{aligned} f_r &= A_r \sin(\omega_r x + \varphi_r) \\ &= A_{r1} \cos(\omega_r x) + A_{r2} \sin(\omega_r x) \end{aligned} \quad (4.4)$$

, kde  $A_r$ ,  $\omega_r$ ,  $\varphi_r$ ,  $A_{r1}$ ,  $A_{r2}$  sú konštanty. Následne rovnica pre opis poruchovej veličiny má tvar:

$$\begin{aligned}
F_z &= f_f + f_r + f_l \\
&= \left[ f_c + (f_s - f_c) e^{-(x/x_s)^2} + Bx \right] \text{sgn}(x) + \\
&\quad + [A_{r1} \cos(\omega_r x) + A_{r2} \sin(\omega_r x)] + f_l
\end{aligned} \tag{4.5}$$

## 4.2 Luenbergerov pozorovateľ poruchy

Prístup Luenbergerovho pozorovateľa opísal G. Ellis [44], s ktorým sa stotožňujeme aj my v tejto práci, pričom poruchovú silu berieme ako zoskupenie od prúdu závislých aj nezávislých (podľa [88]) zahrňujúc ripple force a cogging force. Kompenzujeme ju pomocou Luenbergerovho pozorovateľa nasledovne:

Predpokladajme, že na vstupe riadenej sústavy pôsobí porucha  $D$ . V takomto prípade výstup korekčného člen reprezentuje pozorovanú hodnotu poruchy  $D_0$  (model pozorovateľa poruchy je na Obr. 4.1). Potom je možné pozorovanú poruchovú veličinu pripočítať k želanej sile na vstupe akčného člena s opačným znamienkom ako vstupuje porucha.

Prenosová funkcia obrazu estimovanej veličiny poruchy je funkciou dvoch obrazov veličín a to akčnej veličiny  $P_c$  a poruchy  $D$ .

$$D_o(s) = P_c(s) \frac{G_p(s)G_s(s) - G_{se}(s)G_{pe}(s)}{1 + G_{co}(s)G_{pe}(s)G_{se}(s)} G_{co}(s) + D(s) \frac{G_p(s)G_s(s)G_{co}(s)}{1 + G_{co}(s)G_{pe}(s)G_{se}(s)} \tag{4.6}$$

Ak platí zhoda

$$\begin{aligned}
G_{pe}(s) &\cong G_p(s) \\
G_{se}(s) &\cong G_s(s)
\end{aligned} \tag{4.7}$$

potom

$$D_o(s) = D(s) \frac{G_p(s)G_s(s)G_{co}(s)}{1 + G_{co}(s)G_p(s)G_s(s)} \tag{4.8}$$

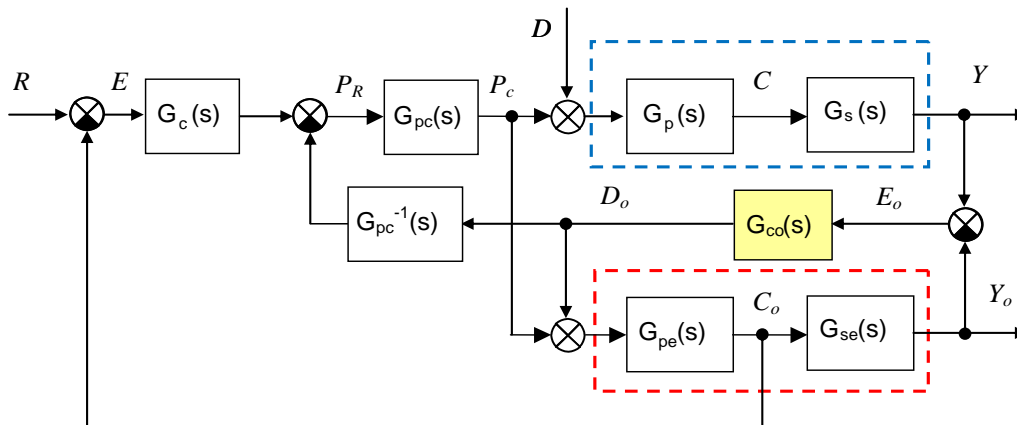
Pri posudzovaní frekvenčného prenosu je možné konštatovať, že platí

$$\frac{G_{co}(s)G_p(s)G_s(s)}{1 + G_{co}(s)G_p(s)G_s(s)} \cong 1 \quad \frac{G_{co}(j\omega)G_p(j\omega)G_s(j\omega)}{1 + G_{co}(j\omega)G_p(j\omega)G_s(j\omega)} \cong 1 \tag{4.9}$$

potom je dobrá zhoda estimovanej a pozorovanej poruchy

$$D_o(s) \cong D(s) \tag{4.10}$$

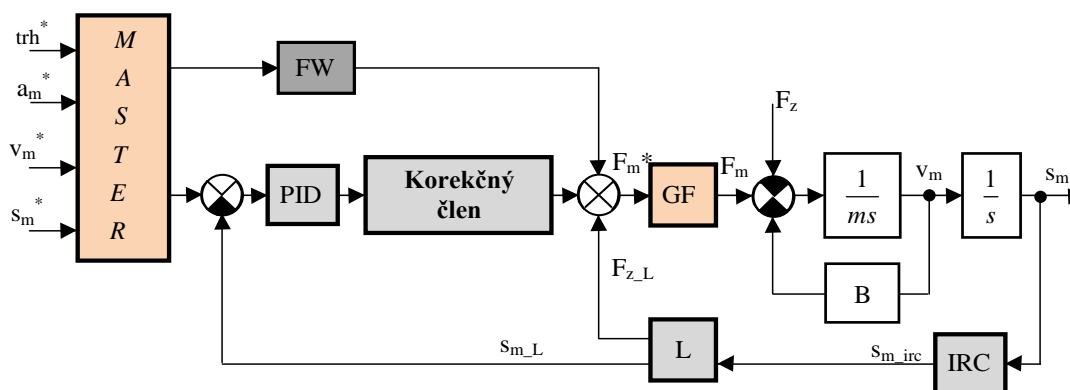
LP sa môže kombinovane použiť aj na pozorovanie a riadenie hlavnej regulovanej veličiny a súčasne aj na kompenzáciu poruchovej veličiny.



Obr. 4.1 Luenbergrov pozorovateľ s kompenzáciou poruchy [44]

## 5 Master-Slave polohový servopohon s LMPM

Kapitola je venovaná teoretickému aj praktickému základu v oblasti polohových servopohonov s LMPM. Pojednáva o jednotlivých častiach polohového servopohonu a sú uvedené jeho štruktúry a metódy riadenia. Simulačné výsledky uvedené v tejto kapitole boli získané zo simulačného modelu na (bloková schéma uvedená na Obr. 5.1) realizovaného v prostredí Matlab-Simulink.

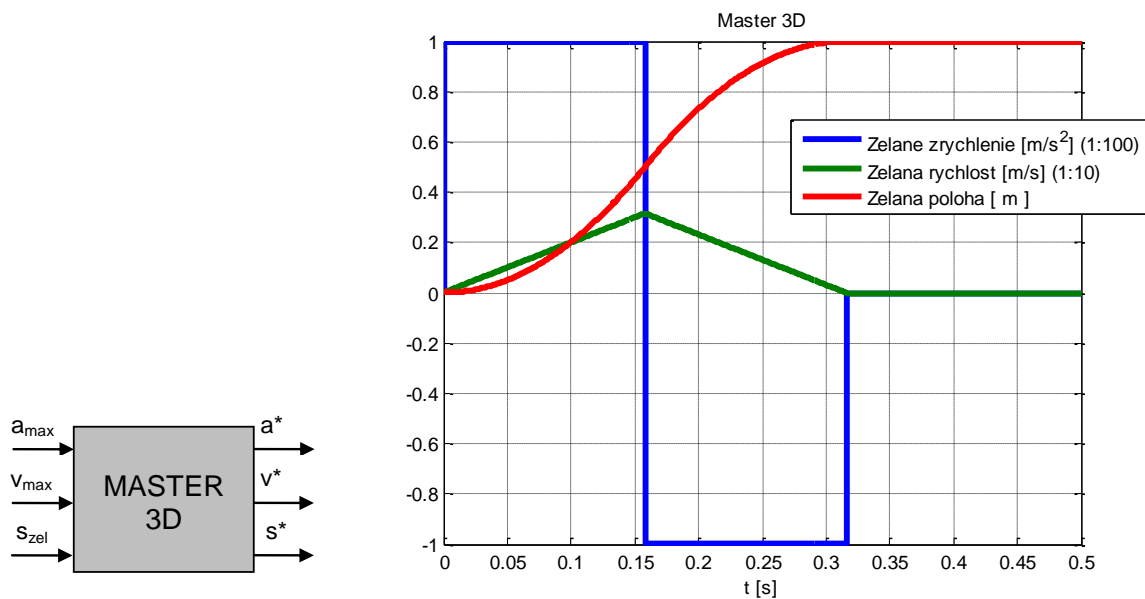


Obr. 5.1 Kompletná bloková schéma polohového servopohonu s Master generátorom a korekčným členom

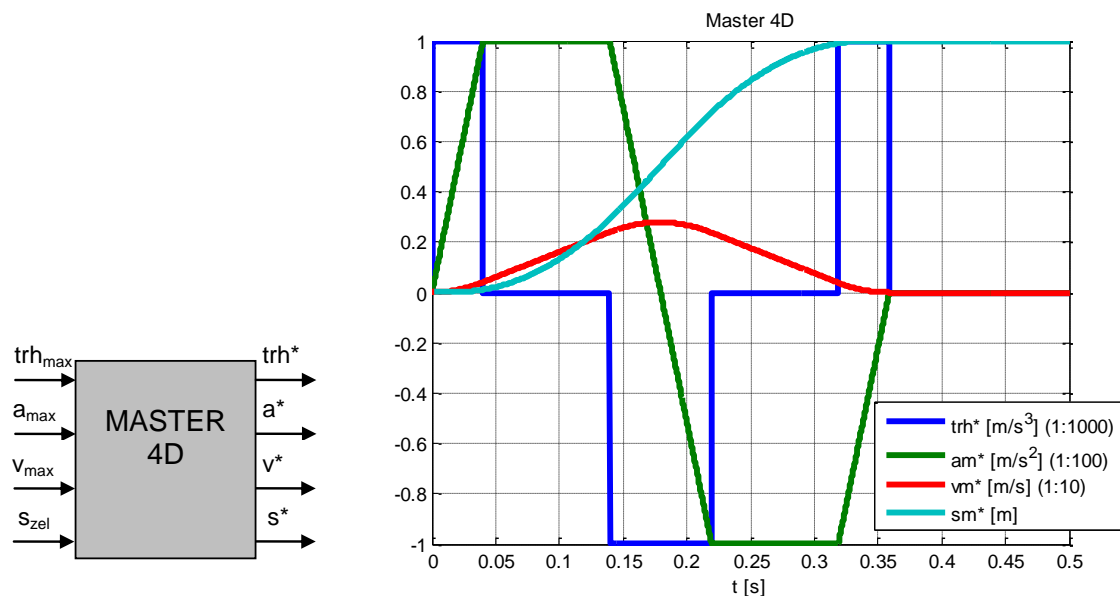
### 5.1 Master generátor vektora riadenia

Úlohou Master generátora je generovať priebehy želaných stavových veličín - vektor riadenia. V prípade polohového servosystému sa generujú stavové veličiny želanej polohy, rýchlosti, zrýchlenia a trhu pri dodržaní ich maximálnych povolených hodnôt. Vo všeobecnosti vektor riadenia môže mať väčší počet zložiek ako je počet merateľných veličín systému. V praxi sú aplikované trojrozmerné a štvorrozmerné vektory riadenia s obdĺžnikovým, lichobežníkovým alebo sínusovým priebehom zrýchlenia. Jeho návrh nie je predmetom tejto práce, využívame blok z knižnice vytvorenej na ústave riadenia a priemyselnej informatiky STU FEI.





Obr. 5.2 3D Master časové priebehy veličín trojrozmerného vektora riadenia

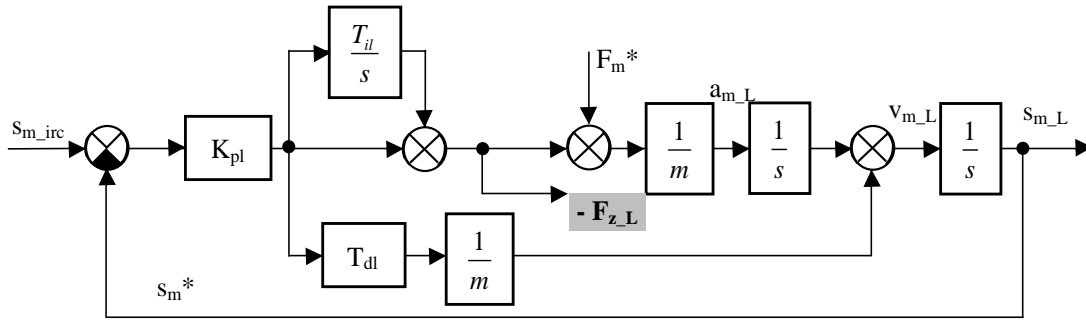


Obr. 5.3 4D Master časové priebehy veličín štvorrozmerného vektora riadenia

Master generátor stavových veličín s vhodne zvolenou a naladenou štruktúrou riadenia prináša vysokú kvalitu riadenia pohybu.

## 5.2 Návrh Luenbergerovho pozorovateľa

Luenbergerov pozorovateľ je pozorovateľ rýchlosti a zrýchlenia. Jeho úlohou je zo známeho priebehu polohy numericky vyhodnotiť rýchlosť a zrýchlenie. Do pozorovateľa vstupuje signál z IRC snímača a želaná sila motora  $F_m^*$ . Na pozorovanie rýchlosti a zrýchlenia existujú rôzne štruktúry algoritmov. V práci je zvolený algoritmus PID so systémom tretieho rádu.



Obr. 5.4 Bloková schéma pozorovateľa PID algoritmu

Prenos uzavretého obvodu je

$$G_U(s) = \frac{s_{m\_L}^*(s)}{s_{m\_irc}(s)} = \frac{\frac{K_{pl}T_{dl}}{m}s^2 + \frac{K_{pl}}{m}s + \frac{K_{pl}}{T_{il}m}}{s^3 + \frac{K_{pl}T_{dl}}{m}s^2 + \frac{K_{pl}}{m}s + \frac{K_{pl}}{T_{il}m}} \quad (5.1)$$

Potom má charakteristický polynóm uzavretého regulačného obvodu tvar

$$N(s) = s^3 + \frac{K_{pl}T_{dl}}{m}s^2 + \frac{K_{pl}}{m}s + \frac{K_{pl}}{T_{il}m}$$

$$N(s) = s^3 + B_2s^2 + B_1s + B_0$$

$$B_2 = \frac{K_{pl}T_{dl}}{m} \quad (5.2)$$

$$B_1 = \frac{K_{pl}}{m}$$

$$B_0 = \frac{K_{pl}}{T_{il}m}$$

Koeficienty PID algoritmu vypočítame metódou rozmiestňovania pólov. Stabilitu nie je potrebné riešiť, pretože je zabezpečená samotným rozmiestnením pólov. Požadovaný polynóm 3. stupňa má 2 komplexne združené póly a jeden jednoduchý pól. Platí :

$$N_{\xi}(s) = (s^2 + 2\xi\omega_0s + \omega_0^2)(s + k\omega_0) = s^3 + B_{20}s^2 + B_{10}s + B_{00}$$

$$B_{20} = \omega_0(2\xi + k)$$

$$B_{10} = \omega_0^2(2\xi k + 1)$$

$$B_{00} = k\omega_0^3 \quad (5.3)$$

Porovnaním koeficientov charakteristického polynómu a želaného polynómu pri rovnakých mocninách získame algebraické rovnice pre výpočet PID koeficientov :

$$N(s) = N_z(s)$$

$$B_2 = \frac{K_{pl} T_{dl}}{m} = B_{20} \quad \rightarrow \quad T_{dl} = \frac{m B_{20}}{K_p} = \frac{B_{20}}{B_{10}}$$

$$B_1 = \frac{K_{pl}}{m} = B_{10} \quad \rightarrow \quad K_{pl} = m B_{10}$$

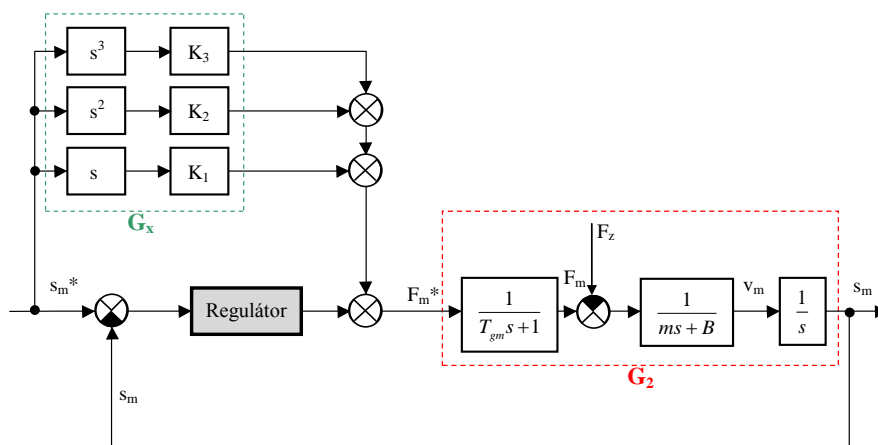
$$B_0 = \frac{K_{pl}}{T_{il} m} = B_{00} \quad \rightarrow \quad T_{il} = \frac{K_{pl}}{m B_{00}} = \frac{B_{10}}{B_{00}}$$
(5.4)

Koeficienty Luenbergerovho pozorovateľa boli navrhnuté v spojitej oblasti, ale realizovaný bol ako diskretný systém. Luenbergerov pozorovateľ je možné použiť buď ako pozorovateľ polohy, alebo rýchlosti, zrýchlenia, či poruchovej veličiny.

### 5.3 Výpočet predkorekčných konštánt

Zavedenie predkorekčných konštánt do regulovanej sústavy vie výrazne zlepšiť presnosť polohovania. Master generátor bude generovať štyri želané veličiny, a to: poloha, rýchlosť, zrýchlenie a trh. Pri počítaní koeficientov predkorekčných konštánt pre Master generátor sa vychádza z podmienky pre dopredné riadenie:

$$G_x(s) = \frac{1}{G_2(s)} \quad (5.5)$$



Obr. 5.5 Bloková schéma polohového servopohonu s PID štruktúrou s označenou predkorekciou Master-4D

Z Obr. 5.5 vyplýva

$$G_2(s) = \frac{1}{T_{gm}s+1} \frac{1}{ms+B} \frac{1}{s} = \frac{1}{T_{gm}ms^3 + (T_{gm}B+m)s^2 + Bs} \quad (5.6)$$

A po dosadení do predchádzajúceho vzorca

$$G_x(s) = \frac{1}{G_2(s)} = T_{gm}ms^3 + (T_{gm}B+m)s^2 + Bs \quad (5.7)$$

Kde

$$\begin{aligned}
 K_1 &= B \\
 K_2 &= T_{gm} B + m \\
 K_3 &= T_{gm} m
 \end{aligned}
 \tag{5.8}$$

sú koeficienty predikčnej väzby, kde  $T_{gm}$  predstavuje časovú konštantu generátora sily, ktorej veľkosť je  $T_{gm} = 0.5\text{ms}$ . Pri použití 3D Master generátora sa využívajú koeficienty predikčnej väzby  $K_1$  a  $K_2$ . Avšak pri použití 4D Master generátora sa využívajú všetky 3 koeficienty predikčnej väzby  $K_1$ ,  $K_2$  aj  $K_3$ .

## 6 Návrh riadenia LMPM pomocou genetických algoritmov a metódy rozmiestňovania pólov (pole placement)

Vychádzajúc z článku [23], bude k štruktúre PID regulátora pridaný aj kompenzačný korekčný člen (lead compensator). Dôvodom použitia korekčného člena je zlepšenie kvality riadenia.

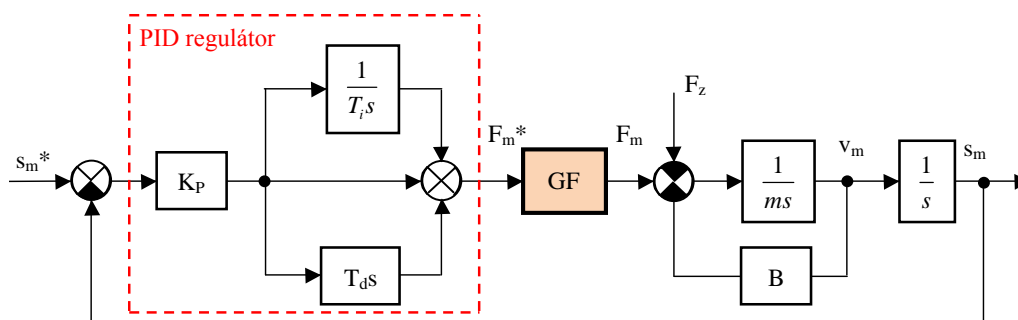
Návrh regulátora bude realizovaný pomocou dvoch metód:

1. Klasickým prístupom prostredníctvom numerickej metódy rozmiestňovania pólov bol navrhnutý regulátor PID (viď kap. Obr. 5.1) Korekčný člen bol navrhnutý osobitne [23],
2. moderným prístupom s využitím prvkov umelej inteligencie – pomocou genetického algoritmu boli navrhnuté súčasne PID + KČ.

### 6.1 Návrh PID regulátora pomocou metódy rozmiestňovania pólov

PID regulátor je v praxi najviac používaným regulátorom, ktorý obsahuje tri paralelne zapojené vetvy. Prvá vetva je proporcionálna, ktorá násobí vstupnú veličinu regulátora nastaviteľným koeficientom. Druhá paralelná vetva integruje a tretia derivuje vstupnú veličinu regulátora.

Na základe analýzy troch štruktúr regulátora polohy (PID, IP\_D a I\_PD) sú v ďalšej časti navrhnuté parametre PID regulátora metódou rozmiestňovania pólov.



Obr. 6.1 Bloková schéma polohového servopohonu s PID regulátorom

Prenosová funkcia PID regulátora zodpovedá tvaru

$$G_R(s) = K_p \left( 1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) = \frac{K_p T_i T_d s^2 + K_p T_i s + K_p}{T_i s} \quad (6.1)$$

Tvar prenosovej funkcie regulovanej sústavy

$$G_S(s) = \frac{1}{ms + B} \cdot \frac{1}{s} = \frac{1}{ms^2 + Bs} \quad (6.2)$$

Prenosová funkcia uzavretého systému

$$G_U(s) = \frac{\frac{K_p T_d}{m} s^2 + \frac{K_p}{m} s + \frac{K_p}{T_i m}}{s^3 + \left( \frac{K_p T_d + B}{m} \right) s^2 + \frac{K_p}{m} s + \frac{K_p}{T_i m}} \quad (6.3)$$

Charakteristický polynóm uzavretého regulačného obvodu

$$N(s) = s^3 + \left( \frac{K_p T_d + B}{m} \right) s^2 + \frac{K_p}{m} s + \frac{K_p}{T_i m}$$

$$N(s) = s^3 + B_2 s^2 + B_1 s + B_0$$

$$B_2 = \frac{K_p T_d + B}{m} \quad (6.4)$$

$$B_1 = \frac{K_p}{m}$$

$$B_0 = \frac{K_p}{T_i m}$$

Želaný charakteristický polynóm nech obsahuje komplexne združené póly a jeden jednoduchý pól.

$$N_z(s) = (s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2)(s + k\omega_0) =$$

$$= s^3 + \omega_0(2\xi + k)s^2 + \omega_0^2(2\xi k + 1)s + k\omega_0^3$$

$$N_z(s) = s^3 + B_{20}s^2 + B_{10}s + B_{00} \quad (6.5)$$

$$B_{20} = \omega_0(2\xi + k)$$

$$B_{10} = \omega_0^2(2\xi k + 1)$$

$$B_{00} = k\omega_0^3$$

Konkrétne hodnoty parametrov PID regulátora, za predpokladu, že koeficienty budú spĺňať podmienku  $K_p, T_i, T_d > 0$ , budú vypočítané porovnaním charakteristického polynómu uzavretého regulačného obvodu  $N(s)$  so želaným polynómom  $N_z(s)$  pri rovnakých mocninách.

$$N(s) = N_z(s)$$

$$B_2 = \frac{K_p T_d + B}{m} = B_{20} \rightarrow T_d = \frac{B_{20} m - B}{K_p}$$

$$B_1 = \frac{K_p}{m} = B_{10} \rightarrow K_p = m B_{10}$$

$$B_0 = \frac{K_p}{T_i m} = B_{00} \rightarrow T_i = \frac{K_p}{m B_{00}}$$
(6.6)

, kde voliteľnými parametrami sú :

- $\omega_0$  – frekvenčné pásmo priepustnosti,
- $\xi$  – tlmenie,
- $k$  – posun jednoduchého pólu.

## 6.2 Experimentálny návrh korekčného člena

Postup pri tejto metóde bol veľmi podobný ako pri predchádzajúcej metóde. Korekčný člen bol navrhnutý z Bodeho charakteristiky otvoreného obvodu bez korekčného člena. Keďže sa maximálna hodnota fázovej charakteristiky  $\varphi_m$  (fázový zdvih) dosahuje pri frekvencii  $\omega_m$  (frekvencia rezu), ktorá je geometrickým stredom intervalu medzi zlomovými bodmi  $\frac{1}{aT_1}$  a  $\frac{1}{T_1}$  amplitúdovej charakteristiky, preto bola

snaha hľadať prepojenie medzi frekvenciou rezu  $\omega_m$  a frekvenčným pásmom priepustnosti  $\omega_0$ . To znamená, že pomocou vzťahu  $\omega_m = x\omega_0$  bol experimentálne menený parameter „x“ tak, aby sa dosiahla čo najmenšia regulačná odchýlka. Prenosová funkcia korekčného člena v spojitnej oblasti zodpovedá vzťahu

$$G_{KC}(s) = \frac{aT_1s + 1}{T_1s + 1}$$
(6.7)

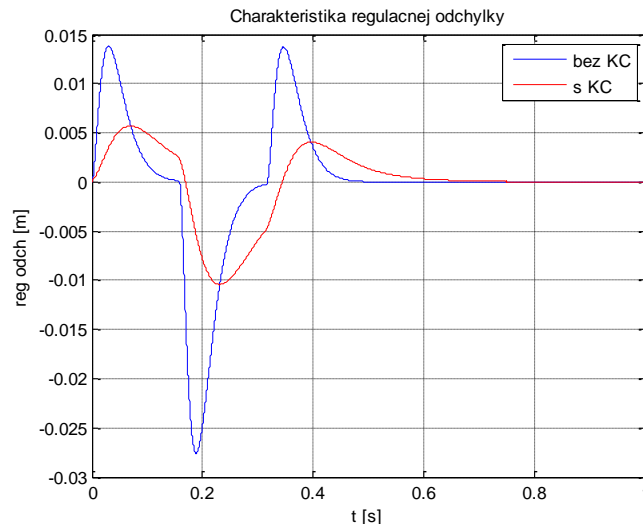
, kde sa parameter „a“ volí z intervalu (10÷20), ktorý bol určený na základe experimentu a parameter  $T_1$  sa vypočíta

$$T_1 = \frac{1}{\omega_m \sqrt{a}}$$
(6.8)

Pre nasledovne nastavené parametre

$$\omega_0 = \omega_m \quad a = 20$$
(6.9)

má regulačná odchýlka generovaná Master generátorom pre PID regulátor v porovnaní s PID a korekčným členom tvar



Obr. 6.2 Časové priebehy veľkosti regulačnej odchýlky s uvažovaním korekčného člena a s využitím len PID regulátora

### 6.3 Návrh riadenia LMPM pomocou genetických algoritmov

Genetické algoritmy patria medzi základné stochastické optimalizačné algoritmy a budú použité na nájdenie optimálnych parametrov regulátora PID, korekčného člena KČ a Luenbergerovho pozorovateľa. Voľba genetických algoritmov bola jednoznačná, kvôli ich vlastnostiam. Je viac ako zrejmé, že GA sú schopné optimálne nastaviť požadované parametre bez náročných matematických výpočtov. Naším prínosom v tejto oblasti je, že pomocou GA navrhne riadenie pre polohový servopohon s LMPM zahrňujúc v prvom kroku PID regulátor a korekčný člen.

Na získanie parametrov regulátora pomocou GA je potrebné zdefinovanie parametrov (génov) už konkrétneho regulátora. Pri diskretnom PID regulátore sú to 3 gény – proporcionálna zložka P, integračná zložka I a derivačná zložka D.

$$G_{PID}(z) = P + I \frac{Tz}{z-1} + D \frac{z-1}{Tz} \quad (6.10)$$

Prvotným rozhodnutím pri výbere parametrov regulátora pomocou GA je, ako budú reprezentované v chromozóme. Keďže hľadáme tri parametre, výsledný chromozóm bude mať tvar

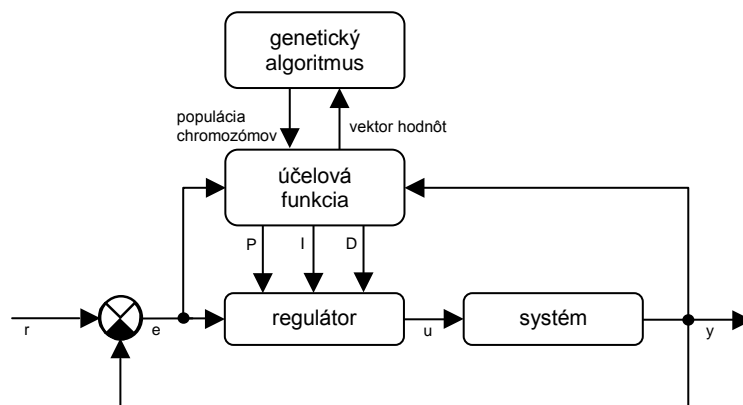
$$r = (P, I, D) \quad (6.11)$$

Ako reprezentáciu týchto parametrov zvolíme reálne číselné hodnoty. Pri použití reálne-číselného kódovania je oproti binárnemu kódovaniu priebeh riešenia stabilnejší, keďže sa hodnoty reálnych čísel menia spojito, úmerne žiadanej veľkosti zmeny. Dôležitou súčasťou je zdefinovanie prehľadávaného priestoru riešenia (počiatočnej populácie), určenie prípustných intervalov hodnôt pre každý gén reťazca. V prípade PID regulátora je populácia reprezentovaná intervalmi  $(P_{\min}, P_{\max}); (I_{\min}, I_{\max}); (D_{\min}, D_{\max})$  zapísaná v tvare matice

$$\text{Populácia} = \begin{pmatrix} P_{\min} & I_{\min} & D_{\min} \\ P_{\max} & I_{\max} & D_{\max} \end{pmatrix} \quad (6.12)$$

Čím užšie je prehľadávaný priestor ohraničený, tým je viac urýchlené riešenie. Aplikovaním genetických operácií poskytuje genetický algoritmus možné parametre regulátora. Každý možný parameter reprezentuje parametre regulátora. Veľkosť populácie môže závisieť od konkrétneho prípadu. Pri malých populáciách nebýva dostatočný priestor na rôznorodosť genetických informácií, pri príliš veľkých populáciách sa už nedosahuje lepšieho efektu a riešenie sa zbytočne predlžuje.

Cieľom účelovej (fitness) funkcie je otestovať každého jedinca a prideliť mu hodnotu založenú na tom, ako dobre jeho parametre regulátora (P, I, D) riadia proces. Pre vyhodnotenie vlastností navrhovaného regulátora je nevyhnutné ho simulačne aplikovať na riadenie systému. Účelová funkcia teda pozostáva z dvoch krokov. Prvým je aplikovanie parametrov do modelu regulátora a následná simulácia systému s regulátorom. Po skokovej zmene vstupného signálu je zaznamenaná v každej perióde vzorkovania odozva systému, ktorá je potom vrátená do kriteriálnej funkcie ako vektor s okamžitými hodnotami odozvy. Druhým krokom je vyčíslenie vhodnej kriteriálnej funkcie, ktorou sa vyhodnocujú vlastnosti daného regulátora (Obr. 6.3)[78].



Obr. 6.3 Návrh diskretného PID regulátora pomocou GA [78]

Účelová fitness funkcia používa odozvu procesu na výpočet chybovej funkcie pre každého člena populácie a vracia vektor obsahujúci účelové hodnoty každého člena populácie. Požadovaným cieľom je minimalizácia regulačnej odchýlky procesu, ktorá je závislá aj od vlastností použitého kritéria. Genetický algoritmus používa účelové hodnoty na priradenie fitness hodnôt k populácii a potom aplikuje genetické operácie na chromozómy novej generácie, ktorú tvoria silnejší kandidáti. Proces je opakovaný pre konečný počet generácií.

V prípade návrhu riadenia môžu byť použité integrálne kritériá kvality regulácie ako napríklad kritérium lineárnej regulačnej plochy

$$I = \int_0^{\infty} [e(t) - e(\infty)] dt \quad (6.13)$$

alebo kritérium absolútnej regulačnej plochy (IAE – The Integral of the Absolute magnitude of the Error)



$$I_{AE} = \int_0^{\infty} |e(t) - e(\infty)| dt \quad (6.14)$$

alebo kritérium kvadratickej regulačnej plochy (ISE - The Integral of the Square of the Error)

$$I_{SE} = \int_0^{\infty} [e(t) - e(\infty)]^2 dt \quad (6.15)$$

kde  $e$  reprezentuje regulačnú odchýlku riadenia. Tieto kritériá vedú k rýchlym regulačným priebehom s miernym preregulovaním. Pre potlačenie preregulovania alebo kmitavosti sa pod integrál zaraďujú aj členy obsahujúce absolútne hodnoty derivácie alebo druhej derivácie regulačnej odchýlky podľa vzťahu:

$$I = \int_0^{\infty} \alpha |e| + \beta |e'| + \gamma |e''| dt \quad (6.16)$$

kde  $\alpha, \beta, \gamma$  sú váhové koeficienty. Derivácie regulačnej odchýlky je možné nahradiť deriváciami výstupu. Zvyšovaním veľkostí  $\beta, \gamma$  v pomere k  $\alpha$  sa potláča preregulovanie a kmitavosť.

### 6.3.1 Návrh regulátora PID a KČ pomocou genetického algoritmu s 3D Master generátorom

Druhou metódou návrhu parametrov pre regulátor bolo použitie genetických algoritmov. Ako už bolo spomenuté vyššie, genetické algoritmy sú algoritmy, ktoré hľadajú optimálne riešenie pre daný problém. Tu hrá svoju rolu fitness funkcia, ktorá by mala byť navrhnutá tak, aby dané riešenie našla. Keďže v našej úlohe je potrebné minimalizovať regulačnú odchýlku a tým zlepšiť presnosť polohovania, preto bola z toho dôvodu zvolená nasledovná rovnica:

$$Fitness = \sum |e| + a \sum |dy| \quad (6.17)$$

Simulácie a konkrétny algoritmus bol riešený v prostredí Matlab Simulink s pridaným toolboxom **Genetic algorithm toolbox** [4]. Tento toolbox nie je štandardnou súčasťou programu Matlab. Môže sa použiť na riešenie reálne-kódovaného hľadania a optimalizovania problémov. Funkcie tohto toolboxu minimalizujú cieľovú funkciu a taktiež môžu byť vyriešené maximalizačné problémy.

#### Proces hľadania

V prvom bode sa vygeneruje náhodná populácia s predefinovaným počtom chromozómov v jednej populácii v rámci predpísaných ohraničení pre parametre regulátora.

$$\begin{aligned}
 \text{Populácia} &= \begin{pmatrix} P_{\min} & I_{\min} & D_{\min} & a_{\min} & a_{2\min} & b_{2\min} \\ P_{\max} & I_{\max} & D_{\max} & a_{\max} & a_{2\max} & b_{2\max} \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & -1 \\ 10000 & 800 & 100 & 20 & 1 & 1 \end{pmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{6.18}$$

Následne sa vyberú podľa fitness funkcie dva najlepšie reťazce do nasledujúcej generácie. Pomocou výberu súťaže sa vyberie väčší počet reťazcov (v našom prípade 18) do ďalšej generácie. Nasledovne sa do populácie aplikuje niekoľko mutácií a krížení na získanie lepšej šance dosiahnuť globálne optimum.

Algoritmus, ktorý využíva vyššie spomenuté metódy, je schopný navrhnúť 6 parametrov pre PID regulátor spolu s korekčným členom. Diskrétne prenosová funkcia pre korekčný člen predstavuje

$$G_{KC} = \frac{a_1 z + a_2}{z + b_2} \tag{6.19}$$

A diskretná prenosová funkcia pre PID regulátor

$$G_{PID}(z) = P + I \frac{Tz}{z-1} + D \frac{z-1}{Tz} \tag{6.20}$$

Tabuľka 6.1 Použité parametre pre optimalizáciu genetickým algoritmom

Počet generácií	100
Počet chromozómov v jednej populácii	30
Počet génov reťazci	3

Obr. 6.5 zobrazuje regulačnú odchýlku získanú, pri rovnako nastavených parametroch, pomocou metódy rozmiestňovania pólov (modrá farba) a pomocou genetických algoritmov (červená farba) s predkorekčnými konštantami a Luenbergerových pozorovateľom. Rozdiel v parametroch získaných pomocou oboch metód sú uvedené v Tab. 6.1.

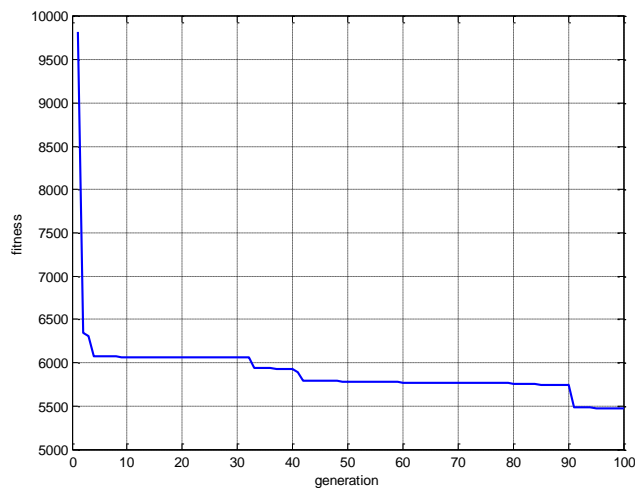
	<b>P</b>	<b>I</b>	<b>D</b>	<b>a<sub>1</sub></b>	<b>a<sub>2</sub></b>	<b>b<sub>2</sub></b>
<b>PP</b>	4737.4	99220	75.3882	20	-19.9454	-0.9454
<b>GA</b>	9487.8	2836.6	149.96	2.8694	-0.8131	-0.6106

Tab. 6.1 Porovnanie parametrov získaných metódou rozmiestňovania pólov a genetickými algoritmi s 3D Master generátorom

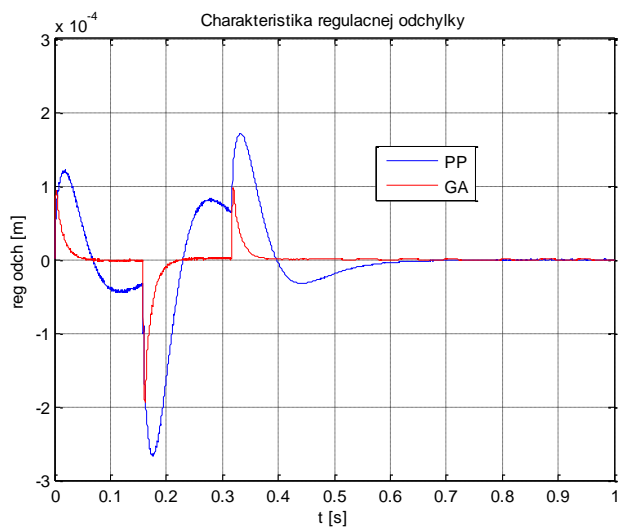
Genetické algoritmy sú veľkým prínosom, keďže sú schopné navrhnúť 6 parametrov (P, I, D, a<sub>1</sub>, a<sub>2</sub>, b<sub>2</sub> – vid' rovnice 7.10 a 7.11) pre PID regulátor spolu s korekčným členom a navyše v diskretnéj forme. Pri nasledovne nastavených parametroch (pre metódu rozmiestňovania pólov) sme získali takéto výstupy Obr. 6.5, Tab. 6.1.

$$\begin{aligned}
 f_0 &= 10 \text{ Hz} & a &= 20 \\
 \xi &= k = 1 & T_1 &= \frac{1}{\omega_m \sqrt{a}} \\
 \omega_0 &= 2\pi f_0 = 62.8 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} & \omega_m &= \omega_0
 \end{aligned}
 \tag{6.21}$$

Nasledujúci obrázok predstavuje progres algoritmu, hľadanie optimálnych výsledkov fitness funkciou.



Obr. 6.4 Konvergencia genetického algoritmu



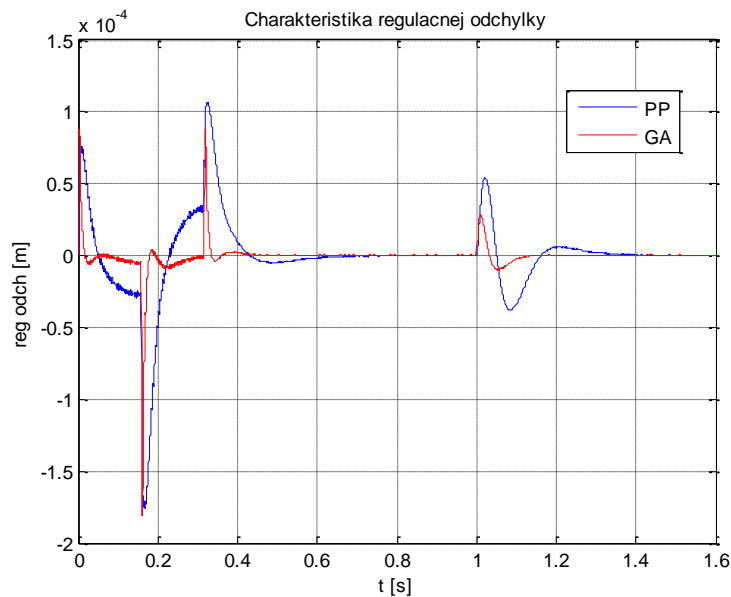
Obr. 6.5 Časové priebehy regulačnej odchyľky získané pomocou metód PP a GA s 3D Master generátorom

## Zhodnotenie

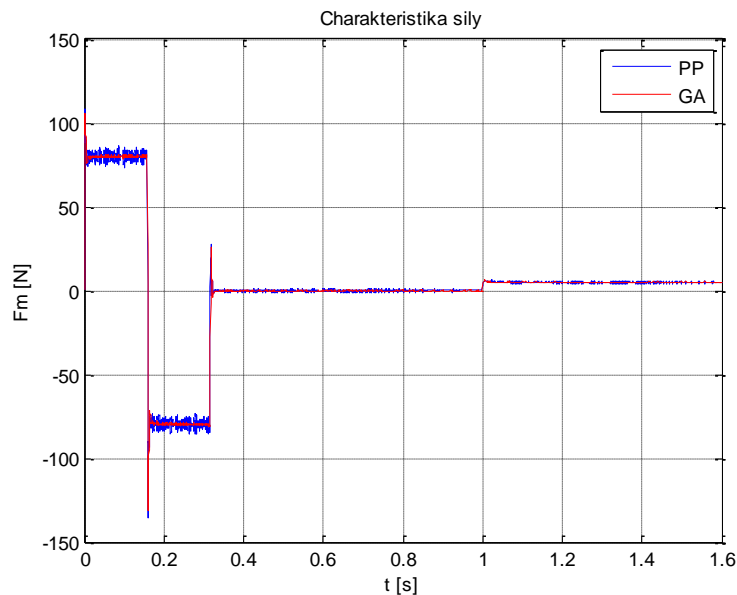
Obr. 6.5 efektne vystihuje rozdiel v presnosti polohovania pri použití dvoch metód návrhu parametrov regulátora, a to metódu rozmiestňovania pólov (PP) a genetické algoritmy (GA). Z obrázku je zrejmé, že genetický algoritmus nielenže navrhol 6 parametrov naraz, ale navyše aj s vyššou presnosťou polohovania, čo predstavuje jednoznačné zlepšenie v tejto oblasti.

### 6.3.2 Kompenzácia poruchovej sily $F_z$ pomocou LP pre 3D Master generátor – porovnanie PP a GA

Táto kapitola je zameraná na porovnanie výsledkov získaných metódou rozmiestňovania pólov a genetickými algoritmi. Sledovanou veličinou v tomto prípade bude poruchová sila  $F_z$ .



Obr. 6.6 Časové priebehy regulačnej odchýlky získané pomocou metód PP a GA ako reakcia na poruchovú silu  $F_z$



Obr. 6.7 Časové priebehy sily získané pomocou metód PP a GA ako reakcia na poruchovú silu  $F_z$

#### Zhodnotenie

Obr. 6.6 a Obr. 6.7 vykresľuje kompenzáciu poruchy na poruchový signál o hodnote 5N vygenerovaný v 1. sekunde. Obrázky porovnávajú časové odozvy regulačnej odchýlky a sily získané pomocou dvoch metód - rozmiestňovanie pólov a genetické algoritmy. Na základe zobrazených priebehov môžeme konštatovať, že GA potlačuje poruchový signál takmer o 50% lepšie.

### 6.3.3 Návrh regulátora PID, KČ a koeficientov Luenbergerovho pozorovateľa pomocou GA so 4D Master generátorom

Vychádzajúc z kap. 6.3 budeme navrhovať koeficienty nielen pre regulátor (PID a KČ), ale navyše aj pre Luenbergerovho pozorovateľa. Navrhnutí 9 parametrov pomocou konvenčných postupov by viedlo k zbytočne zdĺhavým výpočtom. Z tohto dôvodu bola zvolená metóda genetických algoritmov, ktorá tieto parametre navrhla.

Prvý krok spočíva vo vygenerovaní náhodnej populácie s predefinovaným počtom chromozómov v jednej populácii v rámci predpísaných ohraničení pre parametre regulátora.

$$\begin{aligned}
 \text{Populácia} &= \begin{pmatrix} P_{\min} & I_{\min} & D_{\min} & a_{\min} & a_{2\min} & b_{2\min} & K_{p\min} & T_{i\min} & T_{d\min} \\ P_{\max} & I_{\max} & D_{\max} & a_{\max} & a_{2\max} & b_{2\max} & K_{p\max} & T_{i\max} & T_{d\max} \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & -1 & 1 & 0.0001 & 0 \\ 10000 & 2000 & 150 & 20 & 1 & 0 & 9000 & 0.1 & 0.1 \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{6.22}$$

Budú uvedené až dve fitness (optimalizačné) funkcie. Jedna bude minimalizovať dynamickú regulačnú odchýlku sústavy a druhá bude sledovať dynamickú regulačnú odchýlku Luenbergerovho pozorovateľa, aby bola čo najnižšia a v konečnom dôsledku zlepšila presnosť polohovania. Základná fitness funkcia má tvar

$$\text{Fitness} = \sum |e| + a \sum |dy| \tag{6.23}$$

Následne, aby bolo hľadanie optimálneho riešenia presnejšie, svoju úlohu zohráva aj fitness funkcia Luenbergerovho pozorovateľa

$$\text{Fitness}_{\text{Luenberger}} = \sum |e| \tag{6.24}$$

Simulácie a konkrétny algoritmus bol naprogramovaný v prostredí Matlab Simulink s pridaným toolboxom **Genetic algorithm toolbox** [4].

#### Proces hľadania

V prvom bode sa vygeneruje náhodná populácia s predefinovaným počtom chromozómov v jednej populácii v rámci predpísaných ohraničení pre parametre regulátora, korekčného člena a Luenbergerovho pozorovateľa (pre konkrétne hodnoty viď Tabuľka 6.2).

Potom sa vyberú podľa fitness funkcie dva najlepšie reťazce do nasledujúcej generácie. Pomocou výberu súťaže sa vyberie väčší počet reťazcov do ďalšej generácie. Nasledovne sa do populácie aplikuje niekoľko mutácií a krížení na získanie lepšej šance dosiahnuť globálne optimum. Avšak v rámci vnútorného cyklu sa hľadá ďalšie optimálne riešenie, ktoré berie do úvahy regulačnú odchýlku Luenbergerovho pozorovateľa.

Algoritmus, ktorý využíva vyššie spomenuté metódy, je schopný navrhnuť 9 parametrov pre PID regulátor spolu s korekčným členom a Luenbergerovým pozorovateľom. Diskrétné prenosové funkcie sú

$$G_{KC}(z) = \frac{a_1 z + a_2}{z + b_2}$$

$$G_{PID}(z) = P + I \frac{Tz}{z-1} + D \frac{z-1}{Tz} \quad (6.25)$$

$$G_L(z) = K_{pl} \left( 1 + \frac{1}{T_i} \frac{Tz}{z-1} + T_{dl} \frac{z-1}{Tz} \right)$$

Tabuľka 6.2 Použité parametre pre optimalizáciu genetickým algoritmom

Počet generácií	100
Počet chromozómov v jednej populácii	30
Počet génov reťazci	3
Parameter váh „a“	0.7

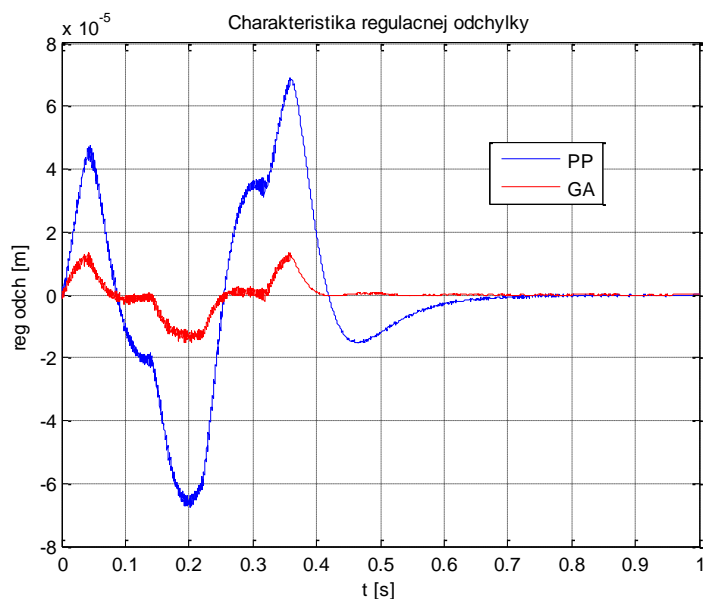
Tab. 6.2 uvádza hodnoty získané oboma metódami, pričom genetický algoritmus bol schopný navrhnúť všetky parametre naraz.

	<b>P</b>	<b>I</b>	<b>D</b>	<b>a<sub>1</sub></b>	<b>a<sub>2</sub></b>	<b>b<sub>2</sub></b>	<b>K<sub>pl</sub></b>	<b>T<sub>il</sub></b>	<b>T<sub>dl</sub></b>
<b>PP</b>	4737.4	99220	75.39	20	-19.95	-0.945	3316.2	0.0334	0.009
<b>GA</b>	6193	61.55	138.4	8	-0.987	-0.293	3916.8	0.0156	0.033

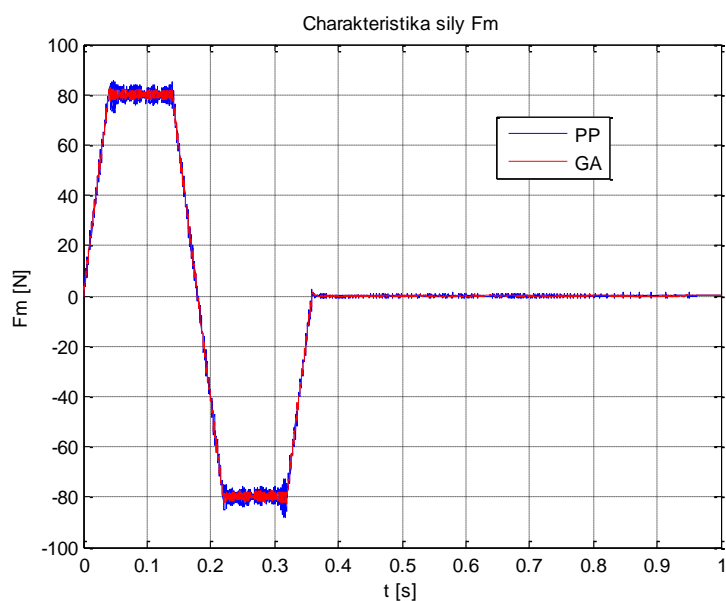
Tab. 6.2 Porovnanie parametrov získaných metódou rozmiestňovania pólov a pomocou genetických algoritmov so 4D Master generátorom

Experiment bol vykonaný s predkorekčnými konštantami a s Luenbergerovým pozorovateľom s parametrami

$$\begin{aligned}
 f_0 &= 10 \text{ Hz} & a &= 20 & trh^* &= 5000 \text{ rad / s}^3; \\
 \xi &= k = 1 & T_1 &= \frac{1}{\omega_m \sqrt{a}} & am^* &= 200 \text{ rad / s}^2; \\
 \omega_0 &= 2\pi f_0 = 62.8 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} & \omega_m &= \omega_0 & vm^* &= 100 \text{ rad / s}; \\
 & & & & sm^* &= 5 \text{ rad};
 \end{aligned} \quad (6.26)$$



Obr. 6.8 Časové priebehy regulačnej odchýlky získané pomocou metód PP a GA so 4D Master generátorom



Obr. 6.9 Časové priebehy sily získané pomocou metód PP a GA so 4D Master generátorom

## Zhodnotenie

Obr. 6.8 a Obr. 6.9 zobrazujú časové priebehy regulačnej odchýlky a sily získané pomocou metódy rozmiestňovania pólov PP a genetických algoritmov GA s použitím 4D Master generátora. Genetický algoritmus bol schopný navrhnuť 9 parametrov naraz a dosiahol vyššiu presnosť polohovania, nižšiu ako je  $10\mu\text{m}$ . Navyše v porovnaní s 3D Master generátorom sa presnosť polohovania zvýšila takmer o rád. Z tohto dôvodu môžeme konštatovať, že aplikácia GA do polohového servopohonu s LMPM viedla k zvýšeniu presnosti, a teda predstavuje značný prínos v tejto oblasti riadenia.

## Záver

Dôraz v dizertačnej práci sa kladie na aplikáciu moderných metód automatického riadenia, ktoré výrazne prispievajú k zlepšeniu kvality riadenia - zlepšenie presnosti polohovania. Cieľom práce bolo navrhnúť štruktúru riadenia polohového servopohonu s lineárnym motorom s permanentnými magnetmi, zabezpečujúcu maximálnu dynamiku a presnosť. V prvom rade bola zvolená rozšírená štruktúra riadenia pozostávajúca z PID regulátora a korekčného člena, ktorá pri programovom riadení Master-Slave zabezpečuje minimálnu dynamickú regulačnú odchýlku polohy. Ďalším rozšírením bola aplikácia Luenbergerovho pozorovateľa polohy a poruchovej veličiny do regulovanej sústavy. Metóda rozmiestňovania pólov bola použitá na návrh PID regulátora a Luenbergerovho pozorovateľa. Parametre korekčného člena boli navrhnuté konvenčnou metódou. Použitie genetických algoritmov na návrh parametrov pre PID regulátor, korekčný člen a Luenbergerovho pozorovateľa viedlo k dosiahnutiu vyššej kvality a presnosti polohovania.

### Prínosy práce:

- Teoretická časť pojednáva o prehľade štruktúr a metód riadenia servopohonov s LMPM. Jednotlivé štruktúry sú rozoberané a tiež sa vyhodnocuje ich relevantnosť voči polohovému servopohonu s LMPM. Sú uvedené aj aplikácie spojené s riadením lineárneho pohonu a aj konkrétny pohon, ktorý bol využitý na simuláciu experimentov. Neoddeliteľnú súčasť predstavuje problematika pozorovateľov a s nimi spojená samostatná časť venovaná kompenzácii poruchovej sily  $F_z$ .
- Experimentálna časť zhodnocuje dosiahnutú presnosť polohovania prostredníctvom experimentov vykonaných na simulačnom modeli s 3D aj 4D Master-Slave dopredným riadením, rozšírenou štruktúrou regulátora (PID + KČ) kompletnou schémou generátora sily (Parkove transformácie, regulátory prúdu, kompenzačný blok) a s Luenbergerovým pozorovateľom v prostredí Matlab-Simulink. Skupina experimentov (kap.5 a kap.6) vykresľuje rozdiel medzi návrhom parametrov metódou rozmiestňovania pólov a pomocou genetických algoritmov. Použitie genetických algoritmov viedlo nielen k presnejšiemu polohovaniu, ale navyše boli genetické algoritmy schopné navrhnuť 9 parametrov (kap.6.3.3) pre polohový servopohon s LMPM s presnosťou nižšou ako  $10\mu\text{m}$ .

Na základe vyššie uvedených experimentov môžeme konštatovať, že voľba genetických algoritmov pri návrhu riadenia polohového servopohonu s LMPM viedla k dosiahnutiu presnejšieho polohovania, a teda predstavuje prínos do tejto oblasti riadenia.



## Splnenie cieľov dizertačnej práce

### 1. Návrh efektívnych štruktúr riadenia polohových servopohonov s lineárnymi motormi s permanentnými magnetmi - LMPM v nadväznosti na výber algoritmov riadenia,

Úvod dizertačnej práce je zameraný na analýzu súčasného stavu v oblasti riadenia servopohonov, pričom výsledky analýzy sú využité na výber efektívnej štruktúry regulácie a výpočet optimálnych parametrov riadiaceho zákona. Na základe detailnej analýzy štruktúr riadenia bol zvolený konvenčný prístup na báze PID regulácie rozšírený o korekčný člen zabezpečujúci stabilitu a kvalitu riadenia. Pre takúto štruktúru riadenia boli získané optimálne parametre riadiaceho zákona a to metódou rozmiestňovania pólov a metódou založenou na genetických algoritmoch, ktorá predstavuje príspevok autorky k využitiu moderných metód riadenia pre polohové servopohony s LMPM.

### 2. návrh efektívnych metód a algoritmov riadenia Master-Slave štruktúry polohových servopohonov s lineárnymi motormi s PM,

Štruktúra riadenia Master-Slave predstavuje inovatívny prístup k modernizácii techník riadenia pre servopohony. Za týmto účelom bola vytvorená programová štruktúra riadenia s 3D a 4D Master generátorom, pričom súčasťou tejto štruktúry bol aj návrh optimálnych predkorekčných koeficientov. Uvedená štruktúra riadenia zabezpečuje vysokú kvalitu riadenia servopohonov pre praktické využitie v priemyselných aplikáciách.

### 3. návrh metód a algoritmov riadenia s pozorovateľom poruchovej veličiny – Luenbergerov pozorovateľ,

Problematika trenia a kompenzácie poruchových veličín predstavuje neoddeliteľnú súčasť vedeckých prístupov predloženej dizertačnej práce. Pre účely kompenzácie vplyvu poruchových veličín, ako je trenie a sila záťaže, bol zabudovaný do štruktúr riadenia Luenbergerov pozorovateľ, ktorý umožnil kompenzovať tieto poruchové signály na vysokej úrovni a tým zabezpečil aj vysokú kvalitu riadenia.

### 4. aplikácia genetických algoritmov pre optimálny návrh parametrov regulátora polohy, korekčného člena (PID+KČ) a Luenbergerovho pozorovateľa, ktorý zabezpečuje minimálnu dynamickú regulačnú odchýlku.

Posledná kapitola dizertačnej práce predstavuje aplikáciu genetických algoritmov na vybraný typ servosystému s cieľom dosiahnuť čo najvyššiu presnosť polohovania. V práci je metóda genetických algoritmov zväčša porovnávaná a zdokumentovaná z hľadiska porovnávania kvality s metódou rozmiestňovania pólov. Na základe tohto porovnania možno jednoznačne dospieť k záveru, že použitie moderných metód riadenia na báze genetických algoritmov výrazne prispelo k dosiahnutiu vysokej presnosti polohovania. Použitie genetických algoritmov umožnilo navrhnúť a vypočítať až 9 parametrov, pričom bola dosiahnutá presnosť nižšia ako  $10\mu\text{m}$  pre polohový servopohon s LMPM.

## 7 Literatúra

- [1] Žalman M., *Akčné členy*, STU Bratislava 2003
- [2] Žalman M., Jovankovič J., *Inteligentné Servosystémy*, Slovenská e-akadémia, n.o. 2007, Bratislava
- [3] Žalman M., prednášky Servosystémy, dostupné na:  
[http://servo.urpi.fe.i.stuba.sk/index.php?option=com\\_content&task=view&id=14&Itemid=26](http://servo.urpi.fe.i.stuba.sk/index.php?option=com_content&task=view&id=14&Itemid=26)
- [4] I.Sekaj, M.Foltin, „Matlab toolbox – Genetické algoritmy,“ Konferencia Matlab 2003. Praha, 2003  
URL: [http://www.kasr.elf.stuba.sk/predmety/avi/GA\\_tbx.pdf](http://www.kasr.elf.stuba.sk/predmety/avi/GA_tbx.pdf)
- [5] Haršányi, L., Murgaš, J., Rosinová, D., Kozáková, A. (1998): *Teória automatického riadenia*, STU Bratislava 1998
- [6] Žalman M., Jovankovič J., Uriček M., „Master-Slave riadenie polohových servopohonov,“ AT&P journal č. 2, 3, 4/2005
- [7] Šturcel J., *Snímače a prevodníky*, Slovenská technická univerzita v Bratislave, Vydavateľstvo STU, 2002
- [8] Sekaj I., *Evolučné výpočty a ich využitie v praxi*. Iris, Bratislava, 2005.
- [9] <http://www.cncdesign.com/>
- [10] <http://www.automation.siemens.com>
- [11] Manuál k motoru Siemens 1FN3050 – 2WC00 – 0EA1, SIMODRIVE Drives Peak load motors of the 1FN3 Configuration Manual 04 2008 en.pdf
- [12] [www.vues.cz](http://www.vues.cz), Lineární motory – cz\_lin-obecne\_020909.pdf
- [13] [http://en.wikipedia.org/wiki/Linear\\_motor](http://en.wikipedia.org/wiki/Linear_motor)
- [14] <http://science.howstuffworks.com/transport/engines-equipment/maglev-train.htm>
- [15] <http://www.mazakusa.com/productpage.asp?lngEquipID=4>
- [16] P. Bilek, P. Brandstetter, “Applications of Artificial Neural Networks in Control of DC Drive”, International Joint Conference CISIS’12-ICEUTE’12-SOCO’12, Springer, 2013 (Advances in Intelligent Systems and Computing)  
URL: [http://link.springer.com/chapter/10.1007%2F978-3-642-33018-6\\_36?LI=true](http://link.springer.com/chapter/10.1007%2F978-3-642-33018-6_36?LI=true)
- [17] P. Fedor, D. Perdukova, Z. Ferkova, “Optimal Input Vector Based Fuzzy Controller Rules Design”, International Joint Conference CISIS’12-ICEUTE’12-SOCO’12, Springer, 2013 (Advances in Intelligent Systems and Computing)  
URL: [http://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-642-33018-6\\_38?null](http://link.springer.com/chapter/10.1007/978-3-642-33018-6_38?null)
- [18] Juha Pyrhonen, Tapani Jokinen, Valéria Hrabovcová: *Design of Rotating Electrical Machines*, John Wiley & Sons, Ltd, 2008
- [19] J. Vittek, S. J. Dodds, *Riadenie elektrických pohonov s vnútenou dynamikou - Forced Dynamics Control of Electric Drives*, Žilinská univerzita v Žiline, 2003
- [20] Alter D.M. and Tsao T.C., „Control of linear motors for machine tool feed drives: design and implementation of  $H^\infty$  optimal feedback control”, ASME J. of Dynamic systems. Measurement and Control, vol. 118, pp 649-658, 1996.  
URL: <http://www.seas.ucla.edu/~ttsao/Publications/Control%20of%20linear%20motors%20for%20machine%20tool...design%20and%20implementation.pdf>
- [21] Buja G. S., Kazmierkowski M. P., “Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors—A survey,” IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no. 4, pp. 744–757, Aug. 2004.  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1318735>
- [22] Finch, J.W.; Giaouris, D., "Controlled AC Electrical Drives," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol.55, no.2, pp.481-491, Feb. 2008

- URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=4401131&isnumber=4444586>
- [23] Zhou Yun-fei, Song Bao, Chen Xue-dong : „Position/force control with a lead compensator for PMLSM drive system“, Springer-Verlag London Limited 2005, 18 November 2005
- URL: <http://www.springerlink.com/content/721j33140x831506/>
- [24] Vukosavic S.N., Levi E., "A method for transient torque response improvement in optimum efficiency induction motor drives," Energy Conversion, IEEE Transactions on , vol.18, no.4, pp. 484- 493, Dec. 2003 doi: 10.1109/TEC.2003.816599
- URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=01247773>
- [25] Takahashi, Isao; Noguchi, Toshihiko; , "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor," Industry Applications, IEEE Transactions on , vol.IA-22, no.5, pp.820-827, Sept. 1986 doi: 10.1109/TIA.1986.4504799
- URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=04504799>
- [26] Tiitinen, P.; Surandra, M., "The Next Generation Motor Control Method, DTC Direct Torque Control," Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996., Proceedings of the 1996 International Conference, vol. 1, pp 37-43
- URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=537279>
- [27] Blaschke F., "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control systems for rotating field machines," Siemens Rev., vol. 39, no. 5, pp. 217-220, 1972.
- [28] Blaschke F., Bohm K., "Verfahren der Felderfassung bei der Regelung stromrichtergespeister asynchronmaschinen," in Proc. 1st IFAC Symp. Control in Power Electronics and Electrical Drives, 1974, pp. 653-649.
- [29] Gabriel, Rupprecht; Leonhard, Werner; Nordby, Craig J., "Field-Oriented Control of a Standard AC Motor Using Microprocessors", Industry Applications, IEEE Transactions on Volume: IA-16 , Issue: 2, 1980, pp 186-192.
- URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4503770>
- [30] Sathikumar S., Vithayathil, Joseph; , "Digital Simulation of Field-Oriented Control of Induction Motor," Industrial Electronics, IEEE Transactions on vol.IE-31, no.2, pp.141-148, May 1984 doi: 10.1109/TIE.1984.350058
- URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=04158513>
- [31] Sangwongwanich S., Okuma S., Uchikawa Y., Ishida M., Iwata K., "Realization of time-optimal single-step velocity response control of field oriented induction machines under the condition of nonsaturation of flux," Industry Applications Society Annual Meeting, 1988., pp 344-351 vol.1.
- URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=90352>
- [32] Tso, S.K.; Wai, L.K., "A New Airgap Flux Controller in Field-Oriented Control of Synchronous-Machine Drives," Industrial Electronics Society, 1988. IECON '88, pp 731-736.
- URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=00665794>
- [33] Rekioua, T.; Meibody Tabar, F.; le Doeuff, R., "A new approach for the field-oriented control of brushless, synchronous, permanent magnet machines," Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1991., pp 46-50.
- URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=00114613>
- [34] Hao Jiang; Gan Zhou; Xueliang Huang; Qinbo Zhou; Qian Zhang, "Field-oriented vector control and simulation of linear motors with Halbach permanent magnets," Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09, pp 1885-1888.
- URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5157703>
- [35] Zhuxin Zhang; Dingxuan Zhao, "Master-slave control strategy of tele-manipulator," Robotics and Biomimetics (ROBIO), 2009 IEEE International Conference, pp 2063-2067
- URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5420515>

- [36] Yunqing Pei; Guibin Jiang; Xu Yang; Zhaoan Wang, "Auto-master-slave control technique of parallel inverters in distributed AC power systems and UPS," Power Electronics Specialists Conference, 2004 PESC, pp 2050-2053  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1355433>
- [37] Yili Fu; Ying Yu; Shuguo Wang, "Master-slave control strategy for abdominal minimally invasive surgery robotic system," Robotics and Biomimetics (ROBIO), 2011 IEEE International Conference, pp 460-466  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6181329>
- [38] Guangjun Liu; Guozhong Bao; Chun Ho Lam; Jin Jiang, "A master-slave approach to aircraft engine bleed flow sharing control," Control Systems Technology, 2005, pp 1100-1106  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1522250>
- [39] Reddy, C.S.R.; Kalavathi, M.S., "Improved performance of a novel SMC-fuzzy controller for DTC brushless DC motor drive for precise speed regulation," Power Electronics and Drive Systems (PEDS), 2011 IEEE Ninth International Conference, pp 873-880  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6147357>
- [40] Zhang D.Q and Panda S.K, 1999, "Chattering-free and fast-response sliding mode controller," IEE-Proc.-Control Theory Appl., pp.171-177, Vol.146, no.2.  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=784762>
- [41] Barrero F , Gonzalez A , Torralba A , Galvan E, and Franquelo L.G , "Speed control of induction motor using a novel fuzzy-sliding mode structure," proceedings of IEEE-IECON'99, pp.1073-1078, Nov., 1999.  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=819357>
- [42] Chung S.K, Lee J.H, Ko J.S, and Youn M.J, "Robust speed control of brushless direct-drive motor using integral variable structure control," IEE Proc.-Electr. Power .Appl., vol.142, no. 6, pp. 361-370, Nov., 1995.  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=488200>
- [43] Tang K.L. and Mulholland R.J., "Comparing fuzzy logic with classical controller designs," IEEE Trans. Syst., Man, Cybern., Vol. 17, pp. 1085-1087, 1987.  
URL: <http://dl.acm.org/citation.cfm?id=40896>
- [44] Ellis G., *Observers in Control Systems*, Academic press, 2002, Elsevier Science (USA)
- [45] Nandam, P.K.; Sen, P.C., "A comparative study of a Luenberger observer and adaptive observer-based variable structure speed control system using a self-controlled synchronous motor," Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume: 37, 1990, pp 127-132  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=52961&tag=1>
- [46] Vas, P., *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, Oxford University Press (UK), 1998.
- [47] Jacek F. Gieras, Mitchell Wing, *Permanent Magnet Motor Technology*, 2nd ed., Marcel Dekker, Inc, 2002.
- [48] Benjak, O.; Gerling, D., „Review of position estimation methods for IPMSM drives without a position sensor part I: Nonadaptive methods," Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on, pp 1-6  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5607978>
- [49] Benjak, O.; Gerling, D., „Review of position estimation methods for IPMSM drives without a position sensor part II: Adaptive methods," Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on, pp 1-6  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5607980>

- [50] Benjak, O.; Gerling, D., „Review of position estimation methods for PMSM drives without a position sensor part III: Methods based on saliency and signal injection,“ *Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2010 International Conference on, pp 873-878  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5663703>
- [51] 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  
URL: <http://lipo.ece.wisc.edu/1994pubs/94-03.PDF>
- [52] R. D. Lorenz, K. W. Van Patten, „High resolution velocity estimation for All-Digital, ac Servo Drives“, *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol.27, No 4, pp. 701-708 july/aug.1991  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=00085485>
- [53] 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 I28, No3 pp.594-599 may/june 1992  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=137444>
- [54] Johnson, C. T. and R. D. Lorentz., „Experimental Identification of Friction and Its Compensation in Precise,“ *Position Controlled Mechanizms. IEEE Trans. on Industry Application*, Vol. 28, No. 6, 1992, November/December.  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=175293>
- [55] Lee, H. S. and Tomizuka M., „Robust Motion Controller Design for High-Accuracy Positioning Systems,“ *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, Vol. 43, No. 1, 1996, February  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=481407>
- [56] D. Schröder, *Elektrische Antriebe - Regelung von Antriebssystemen*. 3th edn., Berlin Heidelberg New York: Springer-Verlag, 2008 (in German)
- [57] G.M Asher, „Sensorless estimation for vector controlled induction motor drives“, *Colloquium on Vector Controlled Revisited* pp. 6/1-6/5, 1998.  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=666520>
- [58] Z. Chen, M. Tomita, S. Ichikawa, S. Doki, S. Okuma, „Sensorless Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor by Estimation of an Extended Electromotive Force“, *IEEE Industry Applications Conference, Conference Record*, pp. 1814-1819, 2000.  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=882126>
- [59] S. Ichikawa, Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, S. Okuma, „Sensorless Control of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor on the Rotating Coordinate Using an Extended Electromotive Force“, *Industrial Electronic Society, ICEON '01*, pp. 1667 – 1672, 2001.  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=975538>
- [60] M. Comanescu, T.D. Batzel, „Reduced Order Observers for Rotor Position Estimation of Nonsalient PMSM“, *IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC '09*, pp. 1346-1351, 2009  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5075378>
- [61] L. Jiaxi, Y. Guijie, L. Tiecei, „A New Approach to Estimated Rotor Position for PMSM Based on Sliding Mode Observer“, *Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS*, pp. 426-431, 2007.  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4412001>
- [62] F. Guihong, L. Yan, L. Juli, Z. Bingyi, „A Position Sensorless Control System of Low Speed and High Torque PMSM Based on Sliding Mode Observer“, *Conference on electrical Machines and Systems, ICEMS*, pp. 974-978, 2007.  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4411948>

- [63] V.C. Ilioudis, N.I. Margaris, „PMSM Sliding Mode Observer for Speed and Position Estimation Using Modified Back EMF“, Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC, pp.1105-1110, 2008  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=04635415>
- [64] S. Caux, M. Fadel, „Kalman Filter and Redundant Observer Comparison for Sensorless PMSM Velocity Control“, IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE, pp. 887-892, 2005.  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1529041>
- [65] A. Titaounine, A. Moussi, F. Benchabane, K. Yahia, „Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor using the Extended Kalman Filter“, Asian Journal of Information Technology 5, Medwell Journals, 2006
- [66] Z. Zheng, Y. Li, M. Fadel, „Sensorless Control of PMSM Based on Extended Kalman Filter“, European Conference on Power Electronics and Applications, EPE, 2007.  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4417275>
- [67] Chih-Jer Lin; Yun-Cheng Tian, “Modeling of a linear motor's stage based on genetic algorithm's identification,” Fluid Power and Mechatronics (FPM), 2011 International Conference, pp 1006-1011  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6045799>
- [68] <http://www.posterus.sk/?p=7993>
- [69] [http://www.compumotor.com/catalog/c75\\_78.pdf](http://www.compumotor.com/catalog/c75_78.pdf)
- [70] Khater, F.; Shaltout, A.; Hendawi, E.; Abu El-Sebah, M.; , "PI controller based on genetic algorithm for PMSM drive system," Industrial Electronics, 2009. ISIE 2009. IEEE International Symposium on , vol., no., pp.250-255, 5-8 July 2009 doi: 10.1109/ISIE.2009.5217925  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5217925&isnumber=5213059>
- [71] Solano, J.; Jones, D.I.; "Parameter determination for a genetic algorithm applied to robot control," Control, 1994. Control '94. International Conference on , vol.1, no., pp.765-770 vol.1, 21-24 March 1994 doi: 10.1049/cp:19940229  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=327048&isnumber=7757>
- [72] Wang, Y.P.; Hur, D.R.; Chung, H.H.; Watson, N.R.; Arrillaga, J.; Matar, S.S.; , "A genetic algorithms approach to design an optimal PI controller for static VAr compensator," *Power System Technology, 2000. Proceedings. PowerCon 2000. International Conference on* , vol.3, no., pp.1557-1562 vol.3, 2000 doi: 10.1109/ICPST.2000.898203  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=898203&isnumber=19429>
- [73] Introduction to Genetic Algorithms, Internet article,  
<http://www.obitko.com/tutorials/genetic-algorithms/biological-background.php>
- [74] <http://www.simplex-cnc.com.au/download/TypesOfLinearMotors.pdf>
- [75] Mitchell M.; *Introduction to genetic algorithms*, MIT Press, 1998
- [76] Zhang G, Furusho J: „Speed Control of Two-Inertia system by PI/PID control“, IEEE, Transactions on industrial electronics, Vol.47, No.3, 2000  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=794627>
- [77] Anderle, V.: Využití principu MASTER\_SLAVE pro řízení elektrických pohonů, Elektrotechnický obzor 72 ,1983 číslo 8
- [78] Jančovič M., Žalman M., Návrh regulátora rychlosti asynchronního motora prostredníctvom genetických algoritmov, AT&P journal PLUS1, 2009  
URL:[http://www.atpjournal.sk/buxus/docs/casopisy/atp\\_plus/plus\\_2009\\_1/ATP\\_journal\\_PLUS\\_1\\_2009.pdf](http://www.atpjournal.sk/buxus/docs/casopisy/atp_plus/plus_2009_1/ATP_journal_PLUS_1_2009.pdf)



- [79] V. Lampaert, *Modelling and control of dry sliding friction in mechanical systems*, Ph.D. dissertation, Mechanical Engineering and Automation, Catholic University of Leuven, Heverlee (Leuven), Belgium, 2003.
- [80] P.-A. Bliman and M. Sorine, "Friction modeling by hysteresis operators," in Proc. Conf. Models of hysteresis, 1991.
- [81] C. Canudas deWit, H. Olsson, K. J. Astrom, and P. Lischinsky, "A new model for control of systems with friction," IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 40, no. 3, pp. 419–425, 1995.  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=376053>
- [82] Eriksson, B. *Optimal Force Control to Improve Hydraulic Drives*. Licentiate Thesis, Damek Research Group, Dept.of Machine Design, Royal Institute of Technology, KTH, Sweden, 1996
- [83] Yu-Feng Li, *Motion Control Subject to Nonlinearities and Flexibility*. Technical Report, Mechatronics Lab, Department of Machine Design, Royal Institute of Technology, KTH, Stockholm, Sweden, 1999
- [84] Lu Lu; Bin Yao; Qingfeng Wang; Zheng Chen, „Adaptive robust control of linear motor systems with dynamic friction compensation using modified LuGre Model,“ Advanced Intelligent Mechatronics, 2008. AIM 2008. IEEE/ASME International Conference on, pp 961-966  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4601791>
- [85] Bin, Yao, Ynu Hong, Chyxiong Hu, Qingfeng Wang, „Precision motion control of linear motor drive systems for micro/nano-positioning“, Proceedings of MNC2007, MicronanoChina07, 2007  
URL: [https://engineering.purdue.edu/~byao/Papers/MNC2007-21310\\_LinearMotor.pdf](https://engineering.purdue.edu/~byao/Papers/MNC2007-21310_LinearMotor.pdf)
- [86] Lu Lu; Zheng Chen; Bin Yao; Qingfeng Wang, „Desired Compensation Adaptive Robust Control of a Linear-Motor-Driven Precision Industrial Gantry With Improved Cogging Force Compensation,“ Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on, Volume:13, 2008, pp 617-624  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4694778>
- [87] Tan, K.K.; Zhao, S., „Adaptive force ripple suppression in iron-core permanent magnet linear motors,“ Intelligent Control, 2002. Proceedings of the 2002 IEEE International Symposium on, pp 266-269  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=1157773>
- [88] Bascetta, L.; Rocco, P.; Magnani, G., „Force Ripple Compensation in Linear Motors Based on Closed-Loop Position-Dependent Identification,“ Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on, Volume:15, 2010, pp 349-359  
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5169985>

## Zoznam publikácií autora

1. Radičová T., „Inteligentný polohový servopohon s LM PM,“ bakalárska práca, STU FEI, 2007
2. Radičová T., „Master-slave polohový servopohon s LM PM bez železa,“ diplomová práca, STU FEI, 2009

ADF Vedecké práce v domácich nekarentovaných časopisoch

Počet záznamov: 1

ADF1 Radičová, Tatiana - Žalman, Milan: Master-Slave Position Servo-Drive Design of Aircode Linear Motor with Permanent Magnets.

In: AT&P Journal Plus. - ISSN 1336-5010. - Č. 1: Systémy automatického riadenia (2010), s. 76-79

AFC Publikované príspevky na zahraničných vedeckých konferenciách

Počet záznamov: 3

AFC1 Radičová, Tatiana - Žalman, Milan: Master Slave LMPM Position Control Using Genetic Algorithms.

In: Soft Computing Models in Industrial and Environmental Applications : 7th International Conference (IEEE <http://soco.usal.es/>), SOCO '12, Ostrava, Czech Republic, September 5-7, 2012. - Heidelberg : Springer, 2013. - (Advances in Intelligent Systems and Computing, Vol. 188). - ISBN 978-3-642-32921-0. - S. 73-82

AFC2 Triaška, Stanislav - Žalman, Milan - Radičová, Tatiana: External Monitoring of Juggler System.

In: Technical Computing Prague 2011 : 19th Annual Conference Proceedings. Prague, Czech Republic, November 8, 2011. - Prague : Institute of Chemical Technology, 2011. - ISBN 978-80-7080-794-1. - CD-Rom

AFC3 Vonkomer, Jakub - Radičová, Tatiana - Žalman, Milan - Suchánek, Miroslav: Fast AC Electric Drive Development Process Using Simulink Code Generation Possibilities. In: Technical Computing Prague 2009 : 17th Annual Conference Proceedings. Prague, Czech Republic, 19.11.2009. - Prague : Humusoft, Ltd., 2009. - ISBN 978-80-7080-733-0. - CD-Rom

AFD Publikované príspevky na domácich vedeckých konferenciách

Počet záznamov: 3

AFD1 Radičová, Tatiana - Žalman, Milan: LMPM Position Control with Luenberger Observer Using Genetic Algorithms. In: Elektro 2012 : 9th International Conference (IEEE <http://www.elektro.uniza.sk/elektro/>), May 21-22, 2012, Žilina - Rajecké Teplice. - Žilina : Elektrotechnická fakulta, Žilinská univerzita, 2012. - ISBN 978-1-4673-1178-6

AFD2 Radičová, Tatiana - Vonkomer, Jakub - Žalman, Milan - Sekaj, Ivan: LMPM Position Controller Parameter Optimization Using Genetic Algorithm. In: Technical Computing Bratislava 2010 : 18th Annual Conference Proceedings. Bratislava, Slovak Republic, 20.10.2010. - Bratislava : RT Systems, 2010. - ISBN 978-80-970519-0-7. - CD-Rom

AFD3 Radičová, Tatiana: Master-Slave Position Servo-Drive Design of AirCore Linear Motor with Permanent Magnets. In: ELITECH'10 : 12th Conference of Doctoral Students. Bratislava, Slovak Republic, 26.5.2010. - Bratislava : STU v Bratislave, 2010. - ISBN 978-80-227-3303-8. - CD-Rom

BDF Odborné práce v domácich nekarentovaných časopisoch

Počet záznamov: 2

BDF1 Radičová, Tatiana - Žalman, Milan: Inteligentné polohové riadenie LMPM 1 - Teoretický



základ. (<http://www.posterus.sk/?p=12340>)

In: Posterus. - ISSN 1338-0087. - Vol. 4, Iss. 12 (2011)

BDF2 Radičová, Tatiana - Žalman, Milan: Inteligentné polohové riadenie LMPM 2 - Riadenie polohového servopohonu. (<http://www.posterus.sk/?p=12382>)

In: Posterus. - ISSN 1338-0087. - Vol. 4, Iss. 12 (2011)