

Ing. Igor Škrlec

Autoreferát dizertačnej práce

Nelineárne riadenie striedavých pohonov v energolúčových rezacích CNC strojoch

na získanie akademickej hodnosti doktor (philosophiae doctor, PhD.)

v doktorandskom študijnom programe: Automatizácia a riadenie

v študijnom odbore: 5.2.14 Automatizácia

Bratislava, 2015

Slovenská technická univerzita
v Bratislave
Fakulta elektrotechniky a informatiky

Ing. Igor Škrlec

Autoreferát dizertačnej práce

Nelineárne riadenie striedavých pohonov v energolúčových rezacích CNC strojoch

na získanie akademickej hodnosti doktor (philosophiae doctor, PhD.)

v doktorandskom študijnom programe: Automatizácia a riadenie

v študijnom odbore: 5.2.14 Automatizácia

Bratislava, 2015

Dizertačná práca bola vypracovaná v externej forme doktorandského štúdia

Na Ústave robotiky a kybernetiky
Fakulty elektrotechniky a informatiky
Slovenskej technickej univerzity v Bratislave

Predkladateľ: Ing. Igor Škrlec
MicroStep, spol. s r. o.
Vajnorská 153, 831 04 Bratislava

Školiteľ: Prof. Ing. Milan Žalman, PhD.
Ústav robotiky a kybernetiky
Fakulty elektrotechniky a informatiky
Slovenskej technickej univerzity v Bratislave

Oponenti: Prof. Ing. Boris Roháč – Il'kiv, PhD.
SjF STU Bratislava

Prof. Ing. Ján Vittek, PhD.
Elektrotechnická fakulta, Žilinská univerzita

Autoreferát bol rozoslaný:

Obhajoba dizertačnej práce sa koná:

Na: Ústave robotiky a kybernetiky
Fakulty elektrotechniky a informatiky
Slovenskej technickej univerzity v Bratislave

Prof. Dr. Ing. Miloš Oravec
Dekan Fakulty elektrotechniky a informatiky
Slovenskej technickej univerzity v Bratislave

Anotácia

Názov

Aplikácia nelineárnych metód riadenia striedavých pohonov v energolúčových rezacích CNC strojoch

Abstrakt

Predložená práca obsahuje stručný prehľad súčasného stavu v oblasti nelineárneho riadenia ser-vopohonov s asynchrónnymi motormi. Zaoberá sa analýzou a syntézou nelineárneho algoritmu riadenia rýchlosti a magnetického toku motora pre aplikácie v systémoch riadenia pohybu ener-golúčových rezacích CNC strojoch. Riadiaci algoritmus je navrhnutý metódou vstupno-výstupnej linearizácie. Informácia o stavovom vektore potrebná na realizáciu riadiaceho algoritmu je získaná prostredníctvom úplného nelineárneho Luenbergerovho pozorovateľa stavu. Vlastnosti systému sú overené sériou simulačných experimentov. Výsledky potvrdzujú že navrhnutý prístup umožňuje rešpektovať požiadavky a obmedzenia vyplývajúce z technológie rezania.

Summary

The work contains an overview of the state-of-the-art in the field of non-linear control of servodrives with induction motors. It comprises analysis and synthesis of a non-linear control algorithm of speed and flux control of induction motor intended for applications in motion control systems of energy-beam CNC cutting machines. The control algorithm is designed using input-output linearization method. The information about machine state vector is acquired from a full-order nonlinear Luenberger observer. Properties of the system are verified by a series of simulation experiments. The results confirm that the proposed approach allows to meet requirements and limitations following from applied cutting technology.

Obsah

1	Úvod	2
1.1	Formulácia cieľa riadenia AM	2
1.2	Štruktúra dizertačnej práce	2
1.3	Ciele dizertačnej práce	4
1.4	Riadenie pohybu v energolúčových rezacích strojoch	4
2	Nelineárne riadenie AM	5
2.1	Prehľad súčasného stavu	5
2.2	Matematický model AM	6
2.3	Charakteristika AM motora ako riadenej sústavy	6
2.4	Spätnoväzbová linearizácia	7
2.5	Aplikácia spätnoväzbovej linearizácie na riadenie AM	8
2.6	Vstupno-stavová linearizácia	9
2.7	Vstupno-výstupná linearizácia	9
2.8	Návrh regulátorov pre systém v normálnom tvare	10
2.9	Normálny tvar modelu prúdovo napájaného AM	11
2.10	Štruktúra regulačných obvodov	12
2.11	Metodika návrhu parametrov regulátorov	12
2.12	Referenčná veľkosť magnetického toku rotora	14
2.13	Vplyv parametrických neurčitostí	16
2.14	Nelineárny Luenbergerov pozorovateľ stavu AM	16
3	Dosiahnuté výsledky	19
3.1	Simulačné experimenty	19
4	Záver	25
5	Publikácie autora	30

1 Úvod

1.1 Formulácia cieľa riadenia AM

Predmetom práce je návrh riadenia pohybovej osi posuvu technologickej hlavy, ktorá je súčasťou systému riadenia pohybu v rovine. Syntéza algoritmu riadenia je vykonaná s cieľom zabezpečiť sledovanie želaných trajektórií zvolených veličín. AM, ktorými sú moment/rýchlosť a modul vektora magnetického toku rotora.

Cieľom riadenia AM je zabezpečiť asymptotické sledovanie referenčných priebehov mechanických veličín (momentu/zrýchlenia, rýchlosti, polohy) za týchto podmienok:

1. Nulové, resp. minimálne interakcie medzi elektromagnetickou a mechanickou časťou (autonómnosť riadenia) realizované prostredníctvom zrušenia väzieb medzi jednotlivými pod-systémami tak, aby každý riadiaci vstup ovplyvňoval iba jeden výstup
2. Dostatočne široké pásmo priepustnosti regulačných slučiek, ktoré umožňuje dosiahnuť požadovanú statickú presnosť a dynamiku regulačného obvodu (minimálna statická a dynamická chyba sledovania referenčných trajektórií).

1.2 Štruktúra dizertačnej práce

Dizertačná práca je rozdelená do šiestich základných kapitol a troch príloh.

Prvá kapitola

Prvá kapitola predstavuje samotný úvod práce. V tejto časti je stručne uvedený rámec riešenej problematiky, sú vytýčené ciele dizertačnej práce a z nich vyplývajúca zvolená štruktúra práce.

Druhá kapitola

Druhá kapitola je venovaná základnému prehľadu literatúry v oblasti dynamického riadenia AM, rekapitulácii poznatkov týkajúcich sa modelu motora a formulácii počiatočných predpokladov potrebných v rámci syntézy algoritmu dynamického riadenia AM. V tejto časti je prezentovaná charakteristika vlastností AM ako riadenej sústavy. Na to nadväzuje zhrnutie koncepcie vektorového riadenia predstavujúceho v súčasnosti klasické riešenie problému dynamického riadenia AM. Záverečná časť kapitoly obsahuje stručný prehľad nelineárnych metód dynamického riadenia AM prostredníctvom základného opisu vybraných algoritmov slúžiaceho ako východisko pre výber metódy syntézy.

Tretia kapitola

Kapitola sa zaoberá analýzou metód spätnoväzbovej linearizácie s cieľom aplikovať tieto metódy na návrh algoritmov riadenia AM. Sú v nej prezentované základné úvahy pre riadenie so sledovaním referenčných trajektórií mnohorozmerných systémov s rešpektovaním špecifických vlastností AM.

V tejto časti sú definované východiská, stanovený rámec a zdôvodnenie a voľba použitej metódy syntézy.

Štvrtá kapitola

V štvrtej kapitole je prezentovaný návrh riadenia AM s využitím metód spätnoväzbovej linearizácie. Na základe analýzy dynamických vlastností riadenej sústavy bola pre potreby syntézy zvolená metóda vstupno-výstupnej linearizácie. V rámci kapitoly je prezentovaný návrh štruktúry a parametrov algoritmu dynamického riadenia AM. Vzhľadom na vlastnosti AM je pozornosť venovaná vplyvu parametrických neurčitostí na správanie sa navrhnutého systému. Významnou časťou tejto kapitoly je návrh nelineárneho pozorovateľa stavu AM.

Kapitoly 3 a 4 spolu úzko súvisia a predstavujú ťažisko práce. Kapitola 3 obsahuje teoretickú analýzu problému a východiskové úvahy, štvrtá kapitola obsahuje samotnú syntézu regulačných obvodov, poznámky k problému generovania referenčných trajektórií pre mechanický a elektromagnetický podsystem.

Piata kapitola

V piatej kapitole sú sumarizované dosiahnuté výsledky s naznačením ďalších možností rozvoja navrhnutých metód. Kapitola obsahuje informácie týkajúce sa implementácie počítačového simulačného modelu regulátorov a riadenej sústavy. Podstatnú časť kapitoly tvoria výsledky simulačných experimentov vo forme grafických priebehov a ich vyhodnotenie.

Šiesta kapitola

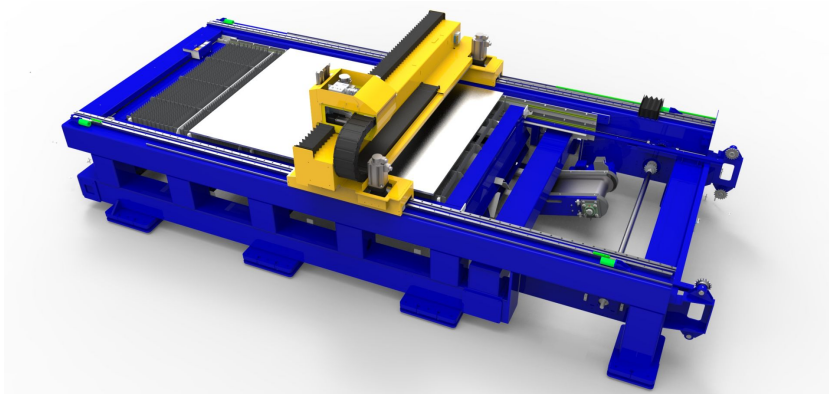
Šiestou kapitolou je samotný záver práce, v ktorom sú zhrnuté dosiahnuté výsledky a naznačené námety pre ďalšiu prácu.

Použitá literatúra

Zoznam použitej literatúry je rozdelený na dve časti. Prvú časť tvorí zoznam prameňov použitých a citovaných v práci, druhá časť obsahuje zoznam prác autora použitých v tejto práci a publikácií, ktoré sa priamo netýkajú témy dizertačnej práce, ilustrujú však pokračujúcu aktivitu autora v oblasti automatizácie a riadenia.

Prílohy

Na záver práce sú vo forme doplnkov súhrnne uvedené základné definície a pojmy použité v texte, a pomocné výpočty použité pri analýze a syntéze.



Obr. 1: Konštrukcia energolúčového CNC stroja s prvkami pohybového systému

1.3 Ciele dizertačnej práce

Ciele dizertačnej práce boli stanovené nasledovne:

1. Spracovať prehľad súčasného stavu v oblasti dynamického riadenia AM,
2. Analyzovať vybrané nelineárne metódy syntézy riadiacich algoritmov vhodné pre dynamické riadenie AM,
3. Výber vhodných metód syntézy riadiaceho algoritmu,
4. Navrhnuť pozorovateľa stavu AM,
5. Navrhnuť algoritmus generovania referenčnej trajektórie veľkosti magnetického toku rotora,
6. Verifikovať vlastnosti navrhnutého riešenia a porovnať ich s inými metódami,

1.4 Riadenie pohybu v energolúčových rezacích strojoch

Významnú úlohu v priemysle hrajú CNC stroje na rezanie polotovarov s využitím energolúčových technológií (plazma, kyslík, laser, vodný lúč). Energolúčové technológie obrábania sa vyznačujú tým, že nástroj je pružný, bez priamej mechanickej interakcie s materiálom. Z hľadiska riadenia pohybu ide zvyčajne o riadenie pohybu v karteziánskom priestore realizovaného minimálne troma pohybovými osami.

Hlavnou úlohou systému riadenia pohybu v rezacích strojoch je presné sledovanie referenčných mechanických premenných v závislosti od technologickej operácie, typu generátora referenčných profilov, pracovného režimu. Vo všeobecnosti ide o sledovanie, resp. obmedzenie polohy, rýchlosti, zrýchlenia a trhu. Vstupné požiadavky pre pohybový systém sú definované v rezacom CNC programe (tzv. reznom pláne), t.j. usporiadanom zozname pohybových (definíciu rezných kontúr) a technologických inštrukcií a v parametroch stroja.

2 Nelineárne riadenie AM

2.1 Prehľad súčasného stavu

Práca je zameraná na metódy vychádzajúce z nelineárnej teórie riadenia, ktorých výstupy sú spojité veličiny. Z prehľadu sú teda vynechané prístupy, ktoré neobsahujú vyjadrený blok modulácie a ktorých výstupom sú diskkrétne signály privedené priamo na výkonové spínacie prvky, ako sú napr. DTC (*direct torque control*, resp. DTFC - *direct torque and flux control*), DSC (*direct self-control*), niektoré verzie riadenia v kľzavom režime apod. Do oblasti záujmu nie sú zaradené ani aplikácie metód patriacich do kategórie tzv. *soft computing*, kam možno zaradiť rôzne varianty fuzzy riadenia, riadenia s využitím umelých neurónových sietí, rôznych evolučných algoritmov, atď.

Nástup riadiacich algoritmov vychádzajúcich z nelineárnej teórie riadenia v oblasti riadenia striedavých pohonov s AM je motivovaný predovšetkým skutočnosťou, že túto triedu riadených sústav možno charakterizovať nasledovne [4], [20]:

1. Dynamika pohonov s AM je výrazne nelineárna.
2. Pohony s AM sú mnohorozmerné systémy, vstupné veličiny majú vektorový charakter (napätie, resp. prúd).
3. Niektoré stavové premenné, predovšetkým rotorové veličiny AM, nie sú priamo merateľné.
4. Parametre systému sa vzhľadom na svoje nominálne hodnoty môžu výrazne meniť.

AM sa vyznačujú tým, že vektor budiaceho magnetického toku reprezentujúci aktuálnu polohu magnetického poľa nie je pevne viazaný na polohu rotora ako je tomu napríklad v prípade SMPM, rozdiel medzi polohami sa označuje ako *sklz*. Dôsledkom je skutočnosť, že riadenie AM je vo všeobecnosti zložitejšie a citlivejšie na zmenu parametrov.

V súčasnosti patria medzi najvýznamnejšie trendy v sledovanej oblasti nelineárneho riadenia pohonov s AM:

- vektorové riadenie (*vector / field oriented control*)
- tvarovanie energie systému / princíp pasivity (*energy shaping design / passivity*)
- metódy „spätného chodu“ (*backstepping and manifold design*)
- riadenie v kľzavom režime (*sliding mode control*)
- spätnoväzobná linearizácia (*feedback linearisation*)
- rozšírená linearizácia (*extended linearisation*)

2.2 Matematický model AM

Východiskom pre odvodenie vhodného modelu je všeobecný matematický model trojfázového AM s kotvou nakrátko v súradnicovom systéme orientovanom na ľubovoľnú vektorovú veličinu motora, ktorý je vzhľadom na stacionárny súradnicový systém natočený o uhol ϑ_a . Pri odvodení boli uvažované štandardné zjednodušujúce predpoklady.

AM s kotvou nakrátko v rýchlostných aplikáciách predstavuje *nelineárnu sústavu 5. rádu*. Opis AM v stavovom priestore, kde stavový vektor je tvorený vektorom $\mathbf{x} = [i_s, \psi_r, \omega]^T$ je vyjadrený:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ \psi_{rx} \\ \psi_{ry} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a i_{sx} + \omega_a i_{sy} + bc \psi_{rx} + b n_p \omega \psi_{ry} \\ -\omega_a i_{sx} - a i_{sy} - b n_p \omega \psi_{rx} + bc \psi_{ry} \\ d i_{sx} - c \psi_{rx} + (\omega_a - n_p \omega) \psi_{ry} \\ d i_{sy} - (\omega_a - n_p \omega) \psi_{rx} - c \psi_{ry} \\ \mu (\psi_{rx} i_{sy} - \psi_{ry} i_{sx}) - \rho m_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{sx} \\ u_{sy} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Za predpokladu, že motor je napájaný zo zdroja prúdu (napr. prúdový menič, napäťový menič s regulačnými slučkami prúdu), dynamika statorového obvodu sa neuplatní a prvé dve rovnice v (1) môžu byť zanedbané. Takýto predpoklad výrazne uľahčuje syntézu regulačných obvodov. Matematický model prúdovo napájaného AM má tvar:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{rx} \\ \psi_{ry} \\ \omega \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -c \psi_{rx} + (\omega_a - n_p \omega) \psi_{ry} \\ -(\omega_a - n_p \omega) \psi_{rx} - c \psi_{ry} \\ -\rho m_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} d & 0 \\ 0 & d \\ -\mu \psi_{ry} & \mu \psi_{rx} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Z hľadiska analýzy a syntézy dynamického riadenia AM majú dominantný význam modely AM v stacionárnej a synchrónnej súradnicovej sústave.

2.3 Charakteristika AM motora ako riadenej sústavy

AM z hľadiska riadenia predstavuje vo všeobecnosti *spojitý nelineárny afinný systém*, t. j. systém lineárny vzhľadom na vstupný vektor. Rovnice AM (1) možno zjednodušene písať v tvare:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{G}(\mathbf{x}) \mathbf{u} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \sum_{i=1}^m \mathbf{g}_i(\mathbf{x}) u_i, \quad \mathbf{x} \in \mathcal{R}^n, \quad \mathbf{u} \in \mathcal{R}^m \quad (3)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}(\mathbf{x}), \quad \mathbf{y} \in \mathcal{R}^l \quad (4)$$

Pre napäťovo napájaný motor vo všeobecnom súradnicovom systéme platí $n = 5$, $m = 2$.

$$\mathbf{x}^u = [i_{sx}, i_{sy}, \psi_{rx}, \psi_{ry}, \omega]^T, \quad \mathbf{u}^u = [u_{sx}, u_{sy}]^T \quad (5)$$

V prípade prúdového napájania sa zložitosť modelu motora redukuje o dva rády ($n = 3$):

$$\mathbf{x}^i = [\psi_{rx}, \psi_{ry}, \omega]^T, \quad \mathbf{u}^i = [i_{sx}, i_{sy}]^T \quad (6)$$

Indexy x a y označujú reálnu a imaginárnu zložku príslušného vektora.

2.4 Spätnoväzbová linearizácia

Metódy založené na spätnoväzbovej linearizácii majú teoretické korene v oblasti diferenciálnej geometrie a sú založené na nelineárnej transformácii stavového modelu riadeného systému na lineárny riaditeľný systém. Výhody metódy možno zhrnúť nasledovne:

- Systematický prístup k analýze a syntéze nelineárnych dynamických systémov
- Syntéza riadenia sa realizuje v lineárnej oblasti a umožňuje tak použiť lineárne metódy syntézy prinášajúce exaktne formulovanú metodiku syntézy
- Dosaiahnutie autonómnych vlastností riadenia mnohorozmerných systémov
- Vyjadrenie modelu systému v normálnom tvare jednoduchšie vedie k adaptívnym, resp. robustným štruktúram

Obmedzenia metódy môžu v určitých prípadoch viesť k problémom pri realizácii uvedeného spôsobu riadenia:

- Návrh algoritmov využíva pomerne zložitý matematický aparát
- Metóda nie je vhodná pre všetky nelineárne systémy (involutívnosť môže byť príliš prísnu podmienkou)
- Metóda vyžaduje mať k dispozícii úplnú stavovú informáciu
- Z princípu metódy vyplýva snaha kompenzovať všetky, aj užitočné nelinearity
- Metóda nezaručuje robustnosť voči chybám modelu, možnosť vzniku problémov so šumom a nemodelovanou dynamikou
- Riešenie môže existovať len v obmedzenej oblasti stavového priestoru
- Akčné veličiny generované algoritmom spätnoväzbovej linearizácie môžu v niektorých oblastiach stavového priestoru spôsobiť problémy súvisiace s obmedzením stavových veličín
- Dynamika núl môže byť v niektorých prípadoch nestabilná (sústava s neminimálnou fázou)

Spätnoväzbová linearizácia je založená na transformácii diferenciálnych rovníc systému do nelineárneho kanonického tvaru riaditeľnosti a následnej linearizácii systému statickou linearizačnou spätnou väzbou. Úlohou je nájsť transformačný vzťah, ktorý transformuje nelineárny dynamický systém do lineárneho systému, pričom nelinearity sú presunuté do transformačných vzťahov a návrh algoritmu riadenia sa vykonáva v lineárnej oblasti. Rozlišujú sa dve základné formy spätnoväzbovej linearizácie:

1. Úplná (vstupno-stavová, presná) linearizácia (*input-state, full, exact linearisation*).
2. Čiastočná (vstupno-výstupná) linearizácia (*input-output, partial linearisation*).

Úplna linearizácia pre MIMO systémy dôsledne implikuje paralelné štruktúry, podmienky realizácie sú však pomerne prísne. Pre mnohé dynamické systémy je možné využiť menej prísne podmienky realizácie algoritmov vstupno-stavovej linearizácie a aplikovať túto metódu. V takom prípade sa dynamický systém môže vyjadriť ako prepojenie dvoch častí: paralelnej štruktúry zodpovedajúcej prípadu úplnej linearizácie a tzv. vnútornej dynamiky.

2.5 Aplikácia spätnoväzbovej linearizácie na riadenie AM

Pri syntéze regulačných obvodov pre AM možno rozlíšiť dva stupne voľnosti:

1. hlavný regulačný kanál (riadenie pohybu, mechanický podsystem)
2. vedľajší regulačný kanál (vnútorný regulačný systém na riadenie budenia, elektromagnetický podsystem)

Hlavný regulačný kanál je predmetom záujmu v systémoch riadenia pohybu a v závislosti od požiadaviek aplikácie sa slúži na riadenie momentu, rýchlosti alebo polohy. Vedľajší kanál sa využíva na zabezpečenie vhodných vnútorných fyzikálnych podmienok pre činnosť stroja. Tieto podmienky sú najčastejšie vyjadrené vo forme požiadaviek na veľkosť vektora magnetického toku.

Metódy spätnoväzbovej linearizácie aplikované na AM je možné klasifikovať na základe rôznych kritérií. Prvým kritériom pre klasifikáciu metód je voľba výstupných premenných. V tejto súvislosti je dôležité si uvedomiť, že v štandardných pohybových aplikáciách nie sú výstupné premenné AM závislé od voľby súradnicového systému.

Pre hlavný regulačný kanál sa možno stretnúť s týmito možnosťami:

1. Riadenie momentu m_m ([23], [24], [22])
2. Riadenie rýchlosti ω ([8], [2], [1], [3], [14], [13], [16], [18], [22])

Vedľajší regulačný kanál zabezpečuje energetické pomery v riadenom systéme. V súvislosti s ním možno teda hovoriť o elektromagnetickom podsysteme, prípadne o budiacom podsysteme. V prevažnej väčšine prípadov je vo vedľajšom regulačnom kanáli využitý modul vektora magnetického toku rotora, či už vo forme absolútnej hodnoty, jej druhej mocniny. Najčastejšie voľby pre vedľajší regulačný kanál možno dokumentovať prácami:

1. Modul magnetického toku rotora $|\psi_r|$ ([2], [1], [8], [13])
2. Druhá mocnina modulu magnetického toku rotora ϕ_r ([23], [24], [22], [14], [18], [16])
3. Druhá mocnina modulu magnetického toku statora $|\psi_s|^2 = \phi_s$ ([7])

Vzhľadom na rozdielne dynamické vlastnosti AM v závislosti od použitého, resp. uvažovaného meniča sa rozlišujú prípady pre rôzne typy napájania:

1. Napät'ové napájanie ([2], [1], [7], [8], [13], [16], [18], [23], [24], [22])
2. Prúdové napájanie ([3], [14])

Okrem toho možno rozlíšiť jednotlivé prístupy na základe použitej orientácie súradnicového systému:

1. Stacionárny súradnicový systém $\omega_a = 0$ ([7], [14], [16], [18], [23], [24], [22])
2. Synchronný súradnicový systém $\omega_a = \omega_{mr}$ ([3], [8], [2], [1], [13])

Niektoré prístupy uvažujú úplný model motora vrátane pohybovej rovnice, iné zas využívajú rozdielnu dynamiku elektromagnetického a mechanického podsystemu [7].

Problém dynamického riadenia AM je v predloženej práci riešený metódami spätnoväzbovej linearizácie. V súvislosti s implementáciou vnútornej *linearizačnej* slučky sú metódy spätnoväzbovej linearizácie sú vo svojej základnej verzii metódami stavového riadenia (*state feedback control*).

Každý návrh algoritmu riadenia pomocou spätnoväzbovej linearizácie pozostáva z dvoch krokov:

1. Linearizácia riadeného nelineárneho systému prostredníctvom nelineárnej stavovej spätnej väzby tak, aby vstupno-stavová, resp. vstupno-výstupná dynamika bola lineárna (vnútorná slučka)
2. Návrh regulátora pre linearizovaný systém s rešpektovaním požiadaviek na stabilitu a kvalitu regulačného pochodu (vonkajšia slučka)

2.6 Vstupno-stavová linearizácia

Aplikácia vstupno-stavovej linearizácie vedie k lineárnemu vzťahu medzi vstupným a stavovým vektorom. Vstupno-stavová linearizácia prostredníctvom nelineárnej stavovej spätnej väzby je založená na transformácii stavového modelu systému na lineárny systém v Brunovského kanonickej forme riaditeľnosti. V prípade, že sú splnené nutné a postačujúce podmienky pre linearizáciu ([10], [9]), hovorí sa aj o *presnej linearizácii*. Hľadajú sa „výstupné“ funkcie tak, aby relatívny stupeň bol rovný rádu systému (aby nevznikla vnútorná dynamika). Voľba týchto funkcií nie je jednoznačná, čo poskytuje pri návrhu istý stupeň voľnosti.

2.7 Vstupno-výstupná linearizácia

Algoritmus vstupno-výstupnej linearizácie zabezpečuje lineárny dynamický vzťah medzi vstupnými a výstupnými veličinami nelineárneho systému. Kľúčovými problémami spojenými s aplikáciou vstupno-výstupnej linearizácie sú:

1. Určenie relatívnych stupňov jednotlivých výstupných kanálov
2. Stabilita internej dynamiky
3. Kompenzácia dôsledkov parametrickej neurčitosti

Stabilita vnútornej dynamiky má významnú úlohu pri návrhu riadiacich algoritmov sledovania výstupných veličín, v prípade systémov s neminimálnou fázou (nestabilnou vnútornou dynamikou) nie je možné realizovať riadenie so sledovaním veličín.

Cieľom procedúry vstupno-výstupnej linearizácie je dosiahnuť zápis matematického modelu dynamickej sústavy v tvare sériového zapojenia integrátorov zo vstupu na výstup:

$$\mathbf{y}^{(r)} = \mathbf{D}(\mathbf{x}) + \mathbf{E}(\mathbf{x}) \mathbf{u} = \mathbf{v} \quad (7)$$

Inverzný vzťah medzi pôvodnou a novou vstupnou veličinou je daný transformačnou rovnicou:

$$\mathbf{u} = \mathbf{E}^{-1}(\mathbf{x}) [\mathbf{v} - \mathbf{D}(\mathbf{x})], \quad \mathbf{E}(\mathbf{x}) \neq 0 \quad (8)$$

Algoritmus vstupno-výstupnej linearizácie možno vyjadriť nasledovne:

1. Nájdenie vektorového relatívneho stupňa $\mathbf{r} = [r_1, \dots, r_m]^T$
2. Kontrola difeomorfizmu
3. Stavová transformácia do normálneho tvaru
4. Overenie stability vnútornej dynamiky (dynamiky núl)
5. Syntéza riadenia, t. j. voľba vstupného vektora \mathbf{v} tak, aby boli splnené zvolené kvalitatívne kritériá a bola zaručená konvergencia výstupných veličín systému k referenčným trajektóriám
6. Transformácia vstupného vektora \mathbf{v} do \mathbf{u}

Pri návrhu sa predpokladá, že referenčné trajektórie jednotlivých výstupných veličín sú r_j -krát spojitě diferencovateľné.

2.8 Návrh regulátorov pre systém v normálnom tvare

Aplikovaním algoritmu vstupno-výstupnej linearizácii bude j -ta linearizovaná časť systému v Brunovského kanonickom tvare riaditeľnosti reprezentovaná sériovým zapojením r_j integrátorov. Pri tom platí predpoklad, že referenčná trajektória má spojitě derivácie podľa času až do rádu $r_j - 1$, $r_j \geq 1$. Pre takýto systém sa navrhne riadenie tak, aby charakteristický polynóm dynamiky regulačnej odchýlky $e_j = y_{j\text{ref}} - y_j$ daný koeficientami c_{ij} j -teho podsystemu bol Hurwitzov polynóm. Bloková schéma riadenia pre j -ty podsystem je znázornená na obr. 2. Charakteristická rovnica uzavretého obvodu má tvar:

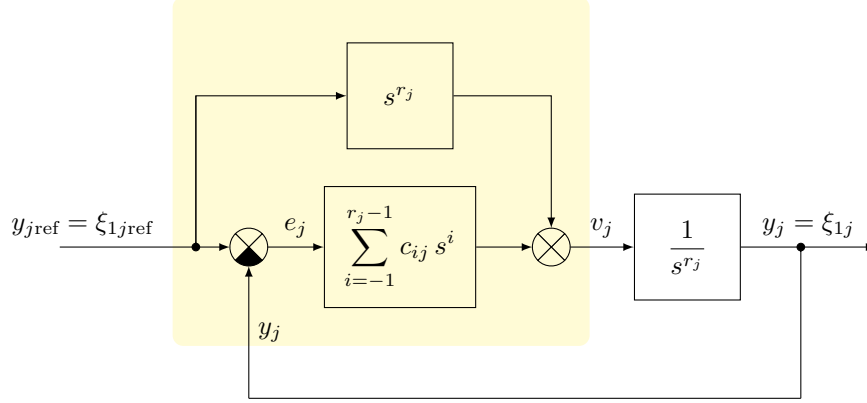
$$s^{r_j} + \sum_{i=0}^{r_j-1} c_{ij} s^i = 0, \quad c_{ij} > 0, \quad j = 1, \dots, m \quad (9)$$

Riadenie pre j -ty podsystem je potom definované diferenciálnou rovnicou:

$$v_j = y_{j\text{ref}}^{(r_j)} + \sum_{i=0}^{r_j-1} c_{ij} e_j^{(i)} = y_{j\text{ref}}^{(r_j)} + \sum_{i=0}^{r_j-1} c_{ij} [y_{j\text{ref}} - y_j]^{(i)} \quad (10)$$

Uvedený algoritmus sa v prípade $r_j = 1$ redukuje na P-regulátor s predkorekciou od prvej derivácie želanéj trajektórie, v prípade $r_j = 2$ je to PD-regulátor s predkorekciou od druhej derivácie želanéj trajektórie. Tento typ riadenia reprezentuje riadenie s využitím doprednej zložky.

Algoritmus je možné modifikovať pridaním I-zložky na odstránenie regulačnej odchýlky v ustálenom stave, ktorá môže vzniknúť v dôsledku zmien parametrov, prítomnosti šumu v signáloch meraných veličín, a pod. V takom prípade index i v rovnici (9) začína od -1 .



Obr. 2: Bloková schéma riadenia s referenčnou trajektóriou pre j -ty linearizovaný podsystem s relatívnym stupňom r_j a prídavnou integračnou zložkou

2.9 Normálny tvar modelu prúdovo napájaného AM

Relatívny stupeň pre riadenie rýchlosti prúdovo napájaného AM je $r = r_1 + r_2 = 1 + 1 = 2$, vnútorná dynamika systému je 1. rádu. Determinant matice autonómnosti je rovný $2\mu d\phi_r$, teda znovu platí, že matica autonómnosti je regulárna v celom stavovom priestore okrem bodov, kde $\psi_r = 0$. Stavová transformácia je v tvare:

$$\begin{bmatrix} \xi_{11}^i \\ \xi_{12}^i \\ \eta_1^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_r \\ \omega \\ \vartheta_{mr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (x_1^i)^2 + (x_2^i)^2 \\ x_3^i \\ \arctg(x_2^i/x_1^i) \end{bmatrix} \quad (11)$$

Determinant Jacobiho matice zobrazenia je v tomto prípade $\det \mathbf{T}_n(\mathbf{x}^i) = -2$, matica je regulárna.

Vnútorná dynamika η_1^i je vyjadrením uhla, teda z hľadiska ohraničenia veľkosti príslušných signálov je stabilná. Linearizačné riadenie $[v_1^i, v_2^i]^T$ je navrhnuté nasledovne:

$$\begin{bmatrix} v_1^i \\ v_2^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{\mathbf{f}} \phi_r(\mathbf{x}^i) \\ L_{\mathbf{f}} \omega(\mathbf{x}^i) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{\mathbf{G}} \phi_r(\mathbf{x}^i) \\ L_{\mathbf{G}} \omega(\mathbf{x}^i) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1^i \\ u_2^i \end{bmatrix} \quad (12)$$

Výsledný linearizovaný systém bude v tvare:

$$\begin{bmatrix} \dot{\xi}_{11}^i \\ \dot{\xi}_{12}^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \xi_{11}^i \\ \xi_{12}^i \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_1^i \\ v_2^i \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\dot{\eta}_1^i = n_p \xi_{12}^i + \frac{d}{\sqrt{\xi_{11}^i}} (\cos \eta_1^i u_2^i - \sin \eta_1^i u_1^i) \quad (14)$$

Pre prípad orientácie súradnicového systému na vektor toku rotora platí, že sa neprejavuje dynamika η_1^i .

2.10 Štruktúra regulačných obvodov

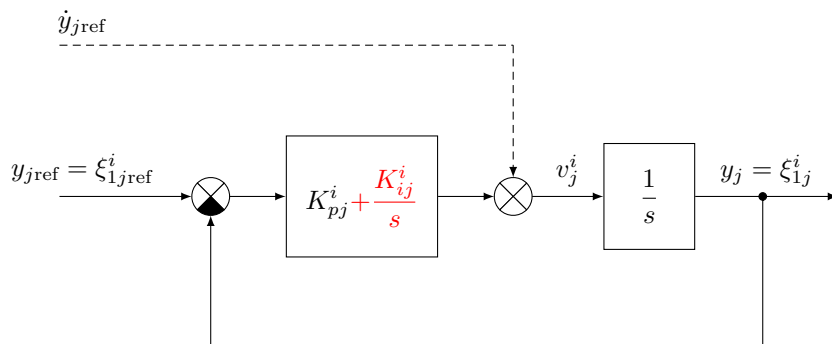
V prípade prúdového napájania ($r_j = 1, j = 1, \dots, 2$) možno vzťah medzi riadiacimi veličinami vyjadriť nasledovne:

$$\begin{bmatrix} v_1^i \\ v_2^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{h}_{1\text{ref}} + K_{p\phi}^i (h_{1\text{ref}} - h_1) + K_{i\phi}^i \int (h_{1\text{ref}} - h_1) dt \\ \dot{h}_{2\text{ref}} + K_{p\omega}^i (h_{2\text{ref}} - h_2) + K_{i\omega}^i \int (h_{2\text{ref}} - h_2) dt \end{bmatrix} \quad (15)$$

Spojité verzie regulačného algoritmu pre $r_j = 1, j = 1, \dots, 2$ bez uvažovania obmedzenia vstupného vektora. Späťne možno pôvodný vstupný vektor u^i vypočítať ako:

$$\begin{bmatrix} u_1^i \\ u_2^i \end{bmatrix} = \frac{1}{L_{g_1} h_1 \cdot L_{g_2} h_2 - L_{g_1} h_2 \cdot L_{g_2} h_1} \begin{bmatrix} L_{g_2} h_2 & -L_{g_2} h_1 \\ -L_{g_1} h_2 & L_{g_1} h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1^i - L_f h_1 \\ v_2^i - L_f h_2 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Rovnica (16) vyjadruje, aké majú byť zložky vektora prúdu v príslušnom súradnicovom systéme, aby bola zabezpečená úloha sledovania referenčných trajektórií výstupných veličín. Algoritmus predstavuje P, resp. PI regulátor s doprednou väzbou (predkorekciou) od derivácie referenčnej trajektórie. Predkorekcia „predpovedá“ vývoj príslušnej veličiny a pôsobí podobne ako derivačná zložka. Predkorekcia že pomáha výrazne znížiť odchýlku sledovania. Prenosová funkcia vzhľadom na riadenie je rovná 1, dynamika odchýlky sledovania je asymptoticky stabilná.

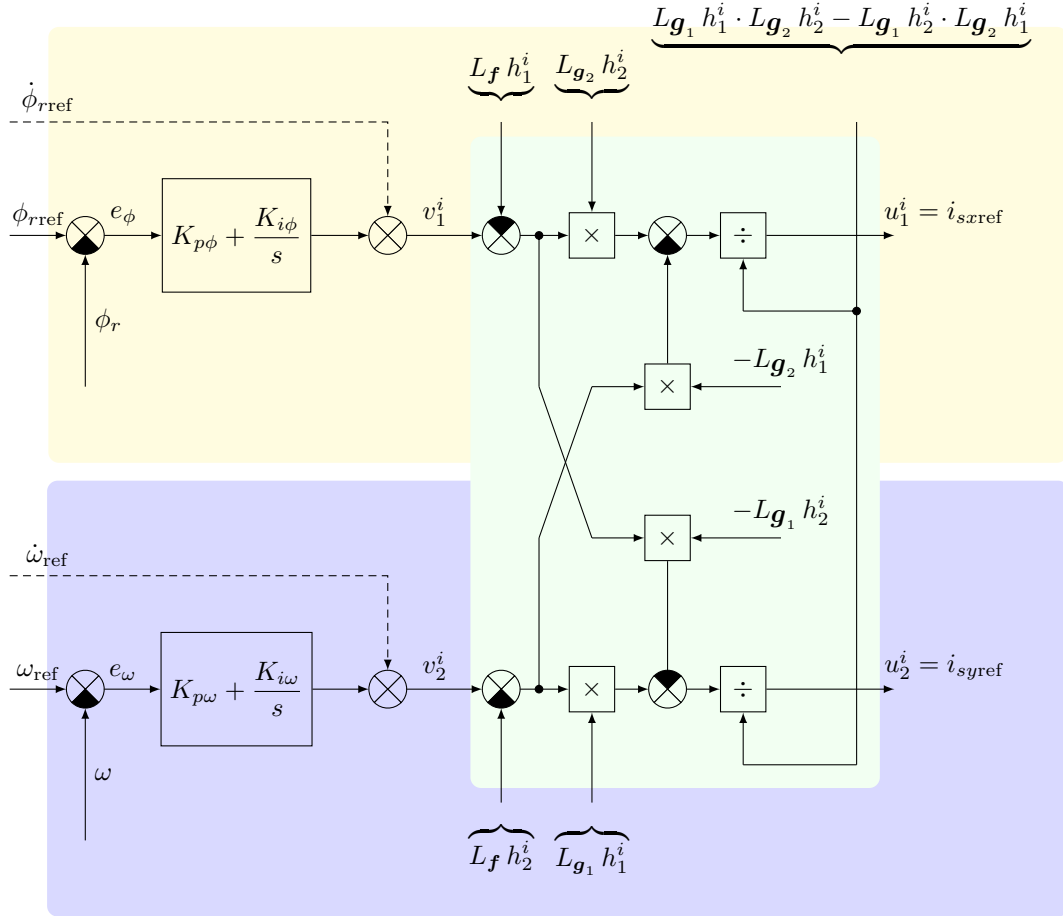


Obr. 3: Bloková schéma riadenia linearizovaného systému pre prípad prúdového napájania s relatívnym stupňom 1 podľa (15)

Základná verzia implementácie algoritmu riadenia magnetického toku rotora a rýchlosti je vizualizovaná na obr. 4. V blokovej schéme sú zvýraznené regulačné kanály toku a rýchlosti a nelineárna časť, ktorá predstavuje kompenzačné krížové väzby vyplývajúce z použitej metódy syntézy. Regulačné kanály bez kompenzačných väzieb zodpovedajú klasickému vektorovému riadeniu.

2.11 Metodika návrhu parametrov regulátorov

Lineárny vstupno-výstupný charakter linearizovaných systémov ponúka možnosť použiť na syntézu regulačných obvodov osvedčené postupy z oblasti lineárnej teórie riadenia, ako sú napr. tvarovanie



Obr. 4: Bloková schéma riadenia linearizovaného systému pre prúdovo napájaný AM realizovaného na základe vzťahov (15) a (16) so zvýraznením regulačných kanálov a kompenzačných väzieb

dynamiky prostredníctvom umiestnenia pólov, prípadne v diskkrétnej časovej oblasti riadenie na konečný počet krokov, a pod. Situácia je ďalej zjednodušená v dôsledku dekompozície systému na SISO podsystémy.

Pri návrhu koeficientov je výhodné použiť metódu umiestnenia pólov uzavretého regulačného obvodu a dosiahnuť tak požadované správanie systému. Ak má viacerozmerný systém eliminované krížové väzby v dôsledku aplikácie autonómneho riadenia, tak maximálne r_j pólov môže byť umiestnených ľubovoľne pre každý autonómny SISO subsystém. Pre celý systém možno ľubovoľne umiestniť r pólov.

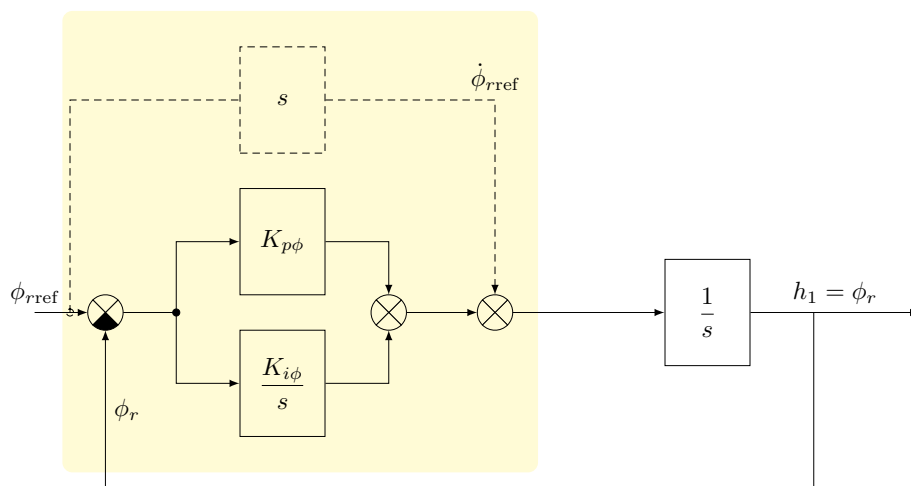
V prípade prúdovo napájaného AM s relatívnym stupňom $r_j = 1$ vychádza P regulátor a charakteristická rovnica bude v tvare:

$$s + c_{0j} = s + K_{pk}^i = 0, \quad j = 1, 2; k = \phi, \omega \quad (17)$$

resp. PI regulátor s charakteristickou rovnicou:

$$s^2 + c_{0j}s + c_{-1j}, \quad K_{pk}^i = c_{0j}, \quad K_{ik}^i = c_{-1j} \quad (18)$$

Voľba koeficientov v tomto prípade predstavuje elementárny problém. Blokové schémy regulačných obvodov v lineárnej oblasti sú zobrazené na obr. 5 a 6.



Obr. 5: Bloková schéma riadenia regulačnej slučky magnetického toku rotora linearizovaného systému v prípade prúdového napájania

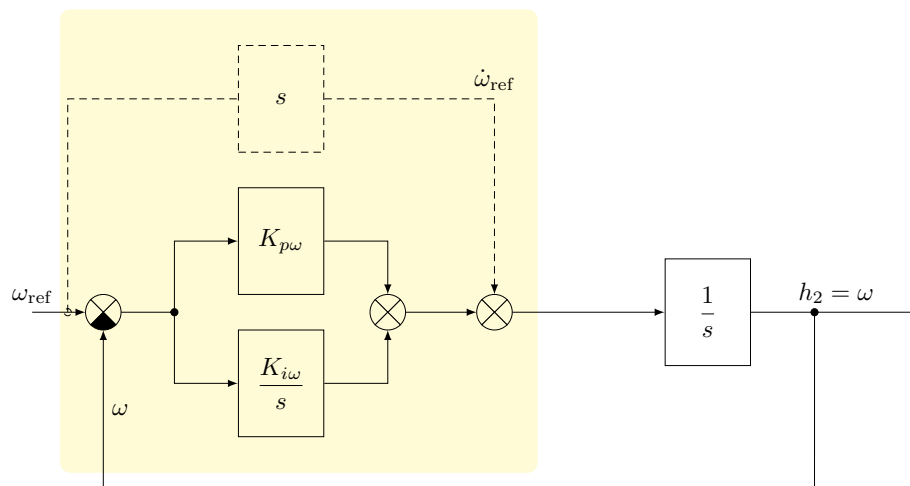
2.12 Referenčná veľkosť magnetického toku rotora

Veľkosť magnetického toku ovplyvňuje parametre pohonu dvojakým spôsobom:

1. Priamo vplýva na dynamické vlastnosti pohonu
2. Ovplyvňuje energetické pomery pohonu

Konkrétnu veľkosť momentu možno dosiahnuť rôznou kombináciou stavových veličín, rôzne kombinácie sa odlišne prejavajú na dynamike a energetických pomeroch v pohone. Okrem toho veľkosť magnetického toku určuje mieru nasýtenia magnetického obvodu motora. Výpočet optimálnej veľkosti toku pre zvolené kritériá vychádza vo väčšine prípadov z modelu motora v ustálenom stave.

Cieľom syntézy trajektórie magnetického toku rotora je nájsť priebeh referenčnej trajektórie magnetického toku v ustálenom stave v závislosti od rýchlosti tak, aby pri daných obmedzeniach modulu napätia a prúdu boli splnené dané kritériá optimálnosti. Kritériami optimálnosti sú najčastejšie maximalizácia momentu motora rešpektujúc obmedzenia napätia a prúdu. AM sa vyznačuje tým, že jeho riadenie v oblasti nad nominálnou rýchlosťou je prirodzené a pomerne jednoducho realizovateľné. Rozšírenie regulačného rozsahu rýchlosti je realizované znižovaním veľkosti



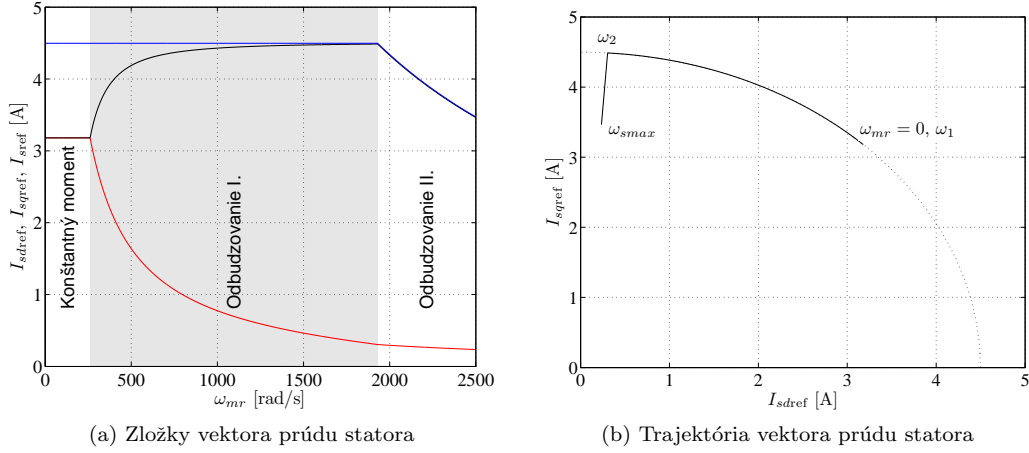
Obr. 6: Bloková schéma riadenia regulačnej slučky rýchlosti linearizovaného systému v prípade prúdového napájania

budiaceho magnetického toku v oblasti nad nominálnou rýchlosťou - *odbudzovaním*. Odbudzovanie teda predstavuje spôsob rešpektovania obmedzenia napätia meniča s uvažovaním vplyvu indukovaného napätia. Pri riešení problému riadenia AM v oblasti odbudzovania je možné vhodnou referenčnou trajektóriou toku dosiahnuť pri daných obmedzeniach maximálny moment motora.

Východiskom pre analýzu vlastností systému v ustálenom stave s uvažovaním obmedzenia napätia a prúdu sú rovnice AM v synchronnej súradnicovej sústave. Pri výpočtoch je potrebné rešpektovať obmedzenia veľkostí napätia a prúdu vyplývajúce z parametrov meniča, motora a spôsobu modulácie vektora napätia. Prúdové obmedzenie je závislé od parametrov meniča a býva zvyčajne 1,5 až 2-násobok nominálnej veľkosti prúdu daného AM a využíva sa najmä pre dynamické režimy.

Pri riadení AM možno v závislosti od rýchlosti rozlíšiť tri základné pracovné oblasti (obr. 7):

1. **Oblasť malých rýchlostí** (základná pracovná oblasť - oblasť konštantného momentu), kde menič disponuje dostatočným napätím na reguláciu vektora prúdu (malá veľkosť indukovaného napätia), v tejto oblasti prejaví sa len obmedzenie veľkosti prúdu.
2. **Oblasť stredných rýchlostí** (oblasť odbudzovania I - oblasť konštantného výkonu). Oblasť stredných rýchlostí začína zvyčajne od nominálnej rýchlosti. Pri vyšších rýchlostiach je v dôsledku pôsobenia indukovaného napätia veľkosť napätia nedostatočná na reguláciu prúdov. V tejto oblasti indukované napätie dosahuje hodnoty, ktoré spôsobujú to, že okrem obmedzenia prúdu sa zároveň prejaví aj obmedzenie napätia.
3. **Oblasť veľkých rýchlostí** (oblasť odbudzovania II - oblasť zníženého výkonu), kde sa dominantným obmedzujúcim prvkom stáva obmedzenie napätia a systém nie je schopný dosiahnuť obmedzenie prúdu. Vtedy je systém charakterizovaný tým, že moment motora je rovný momentu zvratu.



Obr. 7: Priebehy veličín pri odbudzovaní

2.13 Vplyv parametrických neurčitostí

Analytické posúdenie vplyvu parametrických neurčitostí využíva vyjadrenie zmien parametrov $p_1 = c = c_0 + \Delta c$, $p_2 = \mu = \mu_0 + \Delta\mu$. Bude platiť $\Delta\mathbf{f}(\mathbf{x}^i) = \Delta p_1 \mathbf{f}_1(\mathbf{x}^i) + \Delta p_2 \mathbf{f}_2(\mathbf{x}^i)$ a $\Delta\mathbf{G}(\mathbf{x}^i) = \Delta p_1 \mathbf{G}_1(\mathbf{x}^i) + \Delta p_2 \mathbf{G}_2(\mathbf{x}^i)$. Na základe toho bude sa bude linearizovaný systém s riadiacim algoritmom navrhnutým podľa (18) vyznačovať zmenenou dynamikou:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{h}_1 \\ \dot{h}_2 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} v_1^i \\ v_2^i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{h}_{1ref} + K_{p\phi}(h_{1ref} - h_1) \\ \dot{h}_{2ref} + K_{p\omega}(h_{2ref} - h_2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_{i\phi} \int (h_{1ref} - h_1) dt \\ K_{i\omega} \int (h_{2ref} - h_2) dt \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} -2\Delta c \phi_r \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 2L_m \Delta c \psi_{rx} & 2L_m \Delta c \psi_{ry} \\ \Delta\mu \psi_{ry} & -\Delta\mu \psi_{rx} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (19)$$

Vplyv skúmaných parametrických neurčitostí nie je závislý od natočenia (rýchlosti otáčania) súradnicového systému. Je to dôsledkom skutočnosti, že zvolené riadené veličiny sú skalárne a sú dané vzájomnou polohou a veľkosťou vnútorných vektorových veličín, nie sú funkciou absolútnej polohy vektorov.

V regulačnej slučke modulu toku sa parametrické neurčitosti okrem prídavných poruchových signálov prejavajú aj zmenou tvaru sústavy z integrátora na sústavu prvého rádu. Pre regulačnú slučku rýchlosti sa neurčitosti prejavujú vo forme prídavných poruchových signálov vstupujúcich do obvodu. V prípade uvažovaných parametrických neurčitostí vznikajú prídavné krížové väzby.

2.14 Nelineárny Luenbergerov pozorovateľ stavu AM

Systematický návrh nelineárneho pozorovateľa stavu je jedným z prínosov linearizačnej teórie. Úplný nelineárny pozorovateľ Luenbergerovho typu je opísaný rovnicou:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}) + \mathbf{G}(\hat{\mathbf{x}})\mathbf{u} + \mathbf{L}(\hat{\mathbf{x}}) [\mathbf{y} - \mathbf{h}_p(\hat{\mathbf{x}})] \quad (20)$$

Základným prvkom syntézy pozorovateľa je určenie matice zosilnení pozorovateľa $\mathbf{L}(\hat{\mathbf{x}})$ tak, aby vektor odhadu stavov $\hat{\mathbf{x}}$ konvergoval k skutočnému stavovému vektoru \mathbf{x} .

Návrh nelineárneho pozorovateľa stavu vychádza z algoritmu [6]. Aplikácia uvedeného algoritmu pre servopohon s priamo vektorovo riadeným AM bola prezentovaná v [15]. Algoritmus predpokladá, že vektorovú stavovú rovnicu pozorovateľa nelineárneho dynamického systému (20) možno napísať v tvare:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{x}}) + \mathbf{G}(\hat{\mathbf{x}})\mathbf{u} + \mathbf{Q}^{-1}(\hat{\mathbf{x}})\mathbf{K} [\mathbf{y} - \mathbf{h}_p(\hat{\mathbf{x}})] \quad (21)$$

kde $\mathbf{Q}^{-1}(\hat{\mathbf{x}})\mathbf{K} [\mathbf{y} - \mathbf{h}_p(\hat{\mathbf{x}})] = \mathbf{L}(\hat{\mathbf{x}}) [\mathbf{y} - \mathbf{h}_p(\hat{\mathbf{x}})]$ predstavuje väzbu od predikčnej chyby. Matica pozorovateľnosti \mathbf{Q} nelineárneho systému je daná výrazom:

$$\mathbf{Q}(\hat{\mathbf{x}}) = \frac{\partial \mathbf{T}_p(\hat{\mathbf{x}})}{\partial \hat{\mathbf{x}}} \quad (22)$$

Pozorovateľnosť nelineárneho systému je daná hodnotou matice pozorovateľnosti. Pri výpočte zosilnenia väzby od predikčnej chyby sa z matice (22) vyberie štvorcová regulárna podmatica.

Matica \mathbf{K} je konštantná a slúži na nastavenie požadovanej dynamiky zanikania chyby pozorovania. Štruktúra matice \mathbf{K} je nasledovná:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{k}_1 & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{k}_2 & \dots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{k}_l \end{bmatrix} \quad (23)$$

$\mathbf{0}$ sú nulové vektory zodpovedajúcich rozmerov a jednotlivé vektory \mathbf{k}_j sú dané vzťahom:

$$[\lambda^{r_j}, \lambda^{r_j-1}, \dots, 1] \begin{bmatrix} 1 \\ \mathbf{k}_j \end{bmatrix} = (\lambda - \lambda_1) \dots (\lambda - \lambda_{r_j}) \quad (24)$$

kde $\lambda_1, \dots, \lambda_{r_j}$ sú póly pozorovateľa definujúce dynamiku zanikania odchýlky pozorovania.

Použitý algoritmus nelineárneho pozorovateľa pre AM je realizovaný za nasledovných predpokladov:

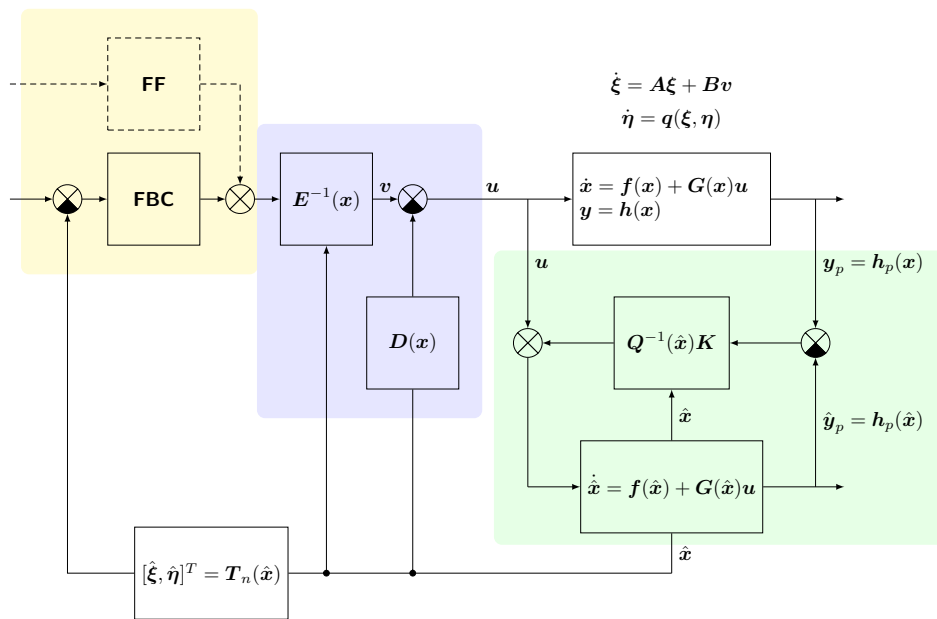
- Znalosť parametrov modelu AM
- Merateľnosť vybraných veličín (napätia, prúdy, rýchlosť, resp. poloha)
- Implementácia pozorovateľa v stacionárnom súradnicovom systéme

Predmetom návrhu parametrov pozorovateľa je vektor vlastných čísel pozorovateľa $\boldsymbol{\lambda}_p = [\lambda_{p1}, \lambda_{p2}, \lambda_{p3}, \lambda_{p4}, \lambda_{p5}]^T$, ktorý definuje dynamiku zanikania chyby pozorovania.

V prípade návrhu riadenia nelineárneho dynamického systému, v ktorom sa namiesto spätnej väzby od skutočných stavov využíva spätná väzba od vhodného stavového pozorovateľa, neplatí tzv. *princíp separability* (*separation principle*). Princíp separability vyjadruje to, že v lineárnych dynamických systémoch možno stabilitu uzavretého obvodu (dynamiku regulačných odchýlok) a

stabilitu pozorovateľa (dynamiku odchýlok odhadu) posudzovať oddelene. Znamená to, že pozorovateľ, ktorý asymptoticky rekonštruje stav nelineárneho systému zaručuje, že daný stavový regulátor na základe stavovej spätnej väzby zostane stabilný, ak sa použije odhadovaný stav namiesto skutočného. V nelineárnych systémoch tento princíp neplatí, dynamika regulačných slučiek je významne ovplyvnená dynamikou pozorovateľa.

Bloková schéma regulačného obvodu s implementáciou nelineárneho pozorovateľa stavu je znázornená na obr. 8.



Obr. 8: Bloková schéma riadenia s nelineárnym pozorovateľom stavu

3 Dosiahnuté výsledky

Z hľadiska pohybového systému je dôležité, aby regulačný obvod rýchlosti s dostatočnou rezervou spĺňal požiadavky na kvalitnú reguláciu. Návrh parametrov regulátora rýchlosti vychádza z požiadavky vyplývajúcej z pohybu technologického nástroja pozdĺž kruhovej kontúry, ktorá vyjadruje požiadavky na pásmo priepustnosti regulačného obvodu rýchlosti:

$$f_{bww} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{a_r}{r_{min}}} = 24,66 \text{ Hz} \quad (25)$$

Frekvencia f_{bww} definuje požiadavky na pásmo priepustnosti rýchlostného obvodu a z nej možno určiť požiadavky na polohu želaných pólov regulačného obvodu rýchlosti. Voľba dvojnásobného pólu vedie k nevlastnej sústave druhého rádu s pomerným tlmením $b = 1$. V prípade dvojnásobného pólu pre zosilnenia regulátora rýchlosti platí:

$$K_{p\omega} = -\frac{\lambda_\omega}{2}; \quad K_{i\omega} = \frac{K_{p\omega}^2}{4} \quad (26)$$

Pre umiestnenie pólov uzavretého regulačného obvodu $\lambda_{\omega_{1,2}} = \lambda_\omega = -150$ vychádza teoretická šírka pásma priepustnosti regulácie rýchlosti 59,2 Hz. Takáto dynamika s rezervou spĺňa požiadavky na pásmo priepustnosti (25).

Regulátor veľkosti magnetického toku je realizovaný podľa blokovej schémy na obr. 5 a má rovnakú štruktúru ako regulátor rýchlosti. Parametre regulátora veľkosti magnetického toku možno vyjadriť podobne ako v prípade regulácie rýchlosti:

$$K_{p\phi} = -\frac{\lambda_\phi}{2}; \quad K_{i\phi} = \frac{K_{p\phi}^2}{4} \quad (27)$$

V simulačných experimentoch sú použité póly uzavretého regulačného obvodu toku rotora $\lambda_{\phi_{1,2}} = \lambda_\phi = -100$.

PI regulátory zložiek vektora prúdu statora sú realizované v synchronnom súradnicovom systéme. Pri návrhu sa členy vyjadrujúce indukované napätia sa neuvažujú. Návrh zosilnení regulátorov zložiek vektora prúdu statora vychádza z metodiky inverznej dynamiky, ktorá predpokladá návrh parametrov regulátorov tak, aby mal prenos uzavretého regulačného obvodu charakter sústavy prvého rádu s náhradnou časovou konštantou T_{wi} , ktorá definuje cieľovú dynamiku uzavretého obvodu. V simulačných experimentoch sa použila náhradná časová konštanta $T_{wi} = 0,25$ ms. Takto zvolená náhradná časová konštanta umožňuje dosiahnuť teoretickú hodnotu pásma priepustnosti:

$$f_{bwi} = \frac{1}{2\pi T_{wi}} = 636,62 \text{ Hz} \quad (28)$$

3.1 Simulačné experimenty

Hlavným cieľom experimentov realizovaných s použitím programu Matlab/SimulinkTM bolo na základe vybraných prípadov demonštrovať vlastnosti rýchlostného servopohonu s AM s aplikovaním algoritmu riadenia navrhnutého na základe vstupno-výstupnej linearizácie. Simulačný model AM bol vytvorený ako úplný nelineárny dynamický model 5. rádu bez uvažovania nasýtenia

magnetického obvodu so zanedbaním strát v železe. Experimenty boli realizované s uvažovaním prúdovo riadeného TMF. Dynamický model TMF sa ve experimentoch neuvažuje.

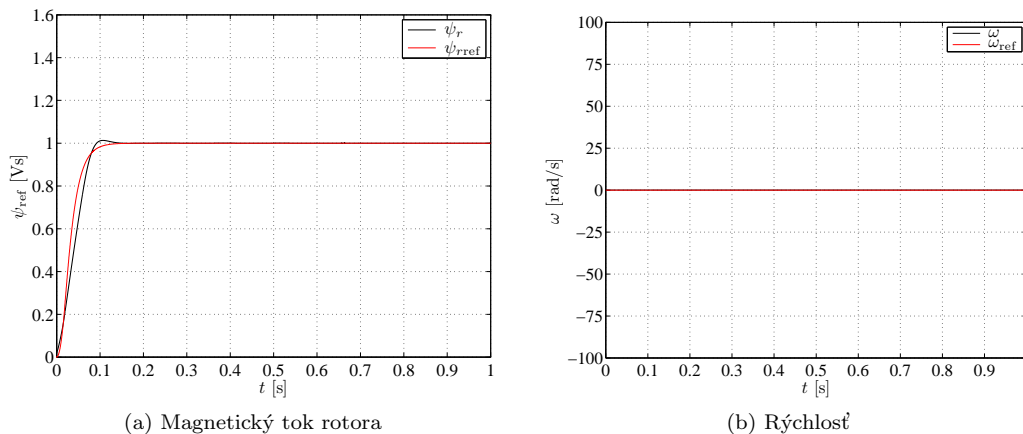
Simulačný model sa skladá z týchto základných častí:

- Generátor referenčných trajektórií (diskrétny systém, perióda vzorkovania $T_{grt} = 0,2$ ms)
- Kompenzačné obvody krížových väzieb vyplývajúce z algoritmu vstupno-výstupnej linearizácie (diskrétny systém v synchronnom súradnicovom systéme, perióda vzorkovania $T_{iol} = 0,2$ ms)
- Regulátor veľkosti magnetického toku rotora (diskrétny systém v synchronnom súradnicovom systéme, perióda vzorkovania $T_{fc} = 0,2$ ms)
- Regulátor rýchlosti (diskrétny systém, perióda vzorkovania $T_{sc} = 0,2$ ms)
- Model AM (spojitý systém v stacionárnom súradnicovom systéme)
- Model spracovania signálu z inkrementálneho snímača polohy (diskrétny systém, perióda vzorkovania $T_{enc} = 0,2$ ms)
- Model regulátorov zložiek vektora prúdu statora (diskrétny systém v synchronnom súradnicovom systéme, perióda vzorkovania $T_{cc} = 0,1$ ms)
- Úplný nelineárny pozorovateľ stavu (diskrétny systém v stacionárnom súradnicovom systéme, perióda vzorkovania $T_{no} = 0,2$ ms)

Okrem toho model obsahuje pomocné bloky:

- Modul spracovania súborov trajektórií generovaných reálnym riadiacim systémom CNC rezacieho stroja
- Modul výpočtu parametrov a priebehu želaných veľkostí magnetického toku rotora v režime odbudzovania
- Modul záznamu a spracovania premenných simulačného modelu
- Lineárny ekvivalent modelu zodpovedajúci linearizovanému systému s identickými regulátormi toku a rýchlosti ako v hlavnom modeli na overenie vlastností

Experimenty predpokladajú meranie dvoch zložiek vektora statorového napätia $[u_{s\alpha}, u_{s\beta}]^T$ a dvoch zložiek vektora statorového prúdu $[i_{s\alpha}, i_{s\beta}]^T$. Meranie zložiek vektora statorového napätia je v súlade so zaužívanou praxou nahradené použitím želaných hodnôt $[u_{s\alpha \text{ ref}}, u_{s\beta \text{ ref}}]^T$, ktoré sú vstupnými premennými TMF. Uhlová rýchlosť otáčania motora ω je vo všetkých experimentoch vyhodnotená z inkrementálneho snímača polohy metódou merania frekvencie a použitá ako spätnoväzbová informácia v regulátore rýchlosti. Rozlíšenie snímača je 10000 impulzov na mechanickú otáčku (základné rozlíšenie je 2500 impulzov na otáčku).



Obr. 9: Priebehy veličín pre $\omega_{\text{ref}}=0$ rad/s (póly $\lambda_{\phi_{1,2}} = -100$, $\lambda_{\omega_{1,2}} = -150$), predpoklad úplnej merateľnosti stavových veličín

Nominálny systém

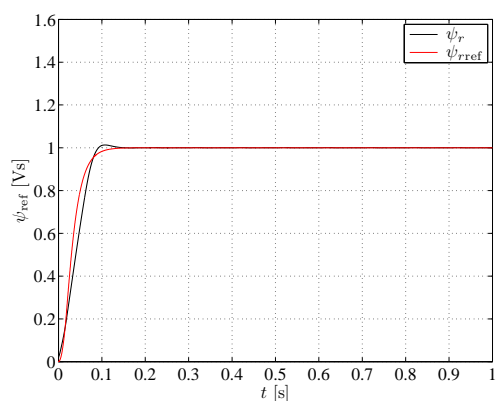
Nominálny systém predpokladá znalosť parametrov stroja a úplnú merateľnosť potrebných stavových premenných. Experiment (obr. 9) vyjadruje situáciu s nulovou želanou rýchlosťou $\omega_{\text{ref}} = 0$ rad/s a nabudením motora na nominálnu hodnotu. Výsledky demonštrujú prakticky nulový vplyv regulácie veľkosti magnetického toku rotora na reguláciu kanál rýchlosti.

Vlastnosti systému pri obdĺžnikovom priebehu dominantnej poruchovej veličiny - záťažného momentu a nulovej želanej rýchlosti sú dokumentované priebehmi na obr. 10. V tomto prípade je zrejmé, že napriek tomu, že ide o situáciu, ktorá v praxi normálne nenastáva. Napriek pôsobeniu do značnej miery syntetického (testovacieho) záťažného momentu s veľkosťou rovnou nominálnemu momentu AM sa regulačné kanály správajú autonómne.

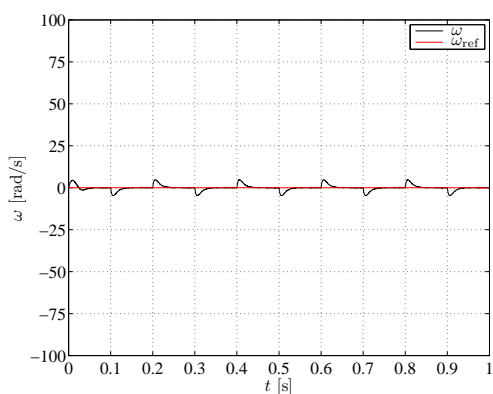
Simulačné experimenty vykonané v tejto časti potvrdzujú, že zvolený algoritmus riadenia spĺňa jednu zo základných požiadaviek, ktorou je autonómnosť riadenia výstupných veličín. Experimenty tiež ukazujú, že krížových väzieb nie je dokonalá, nepatrné vzájomné ovplyvňovanie jednotlivých regulačných kanálov je dôsledkom použitia diskretizovaných algoritmov regulátorov.

Režim odbudzovania

Na overenie autonómnych vlastností algoritmu riadenia boli vykonané experimenty zodpovedajúce práci v oblasti stredných rýchlostí (režim konštantného výkonu) napriek tomu, že tento režim nie je typický pre pohony posuvov rezacích CNC strojov. Algoritmus odbudzovania zodpovedá metóde, ktorá využíva model AM v ustálenom stave a znalosť pracovného bodu motora, obmedzení systému a parametrov motora. Referenčná trajektória veľkosti magnetického toku rotora je v režime odbudzovania premenlivá a je závislá od rýchlosti, čo je vhodné na posúdenie autonómnosti riadenia výstupných veličín systému. Z priebehov vyplýva, že použitý algoritmus spĺňa predpoklady vyjadrené ako požiadavky na nezávislé riadenie magnetického toku a rýchlosti (obr. 11).

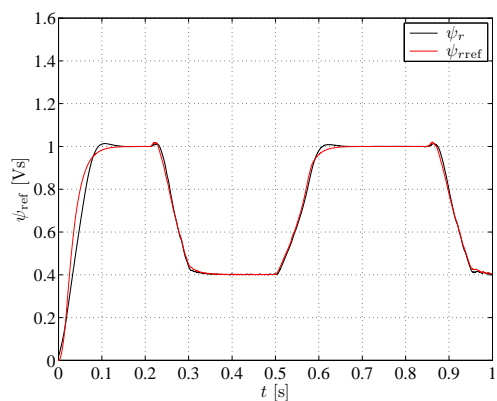


(a) Magnetický tok rotora

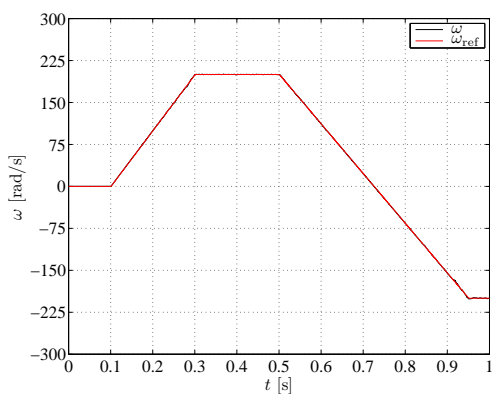


(b) Rýchlosť

Obr. 10: Priebehy veličín pre $\omega_{ref}=0$ rad/s (póly $\lambda_{\phi_{1,2}} = -100$, $\lambda_{\omega_{1,2}} = -150$), predpoklad úplnej merateľnosti stavových veličín pri skokoch záťažného momentu s amplitúdou 10 Nm

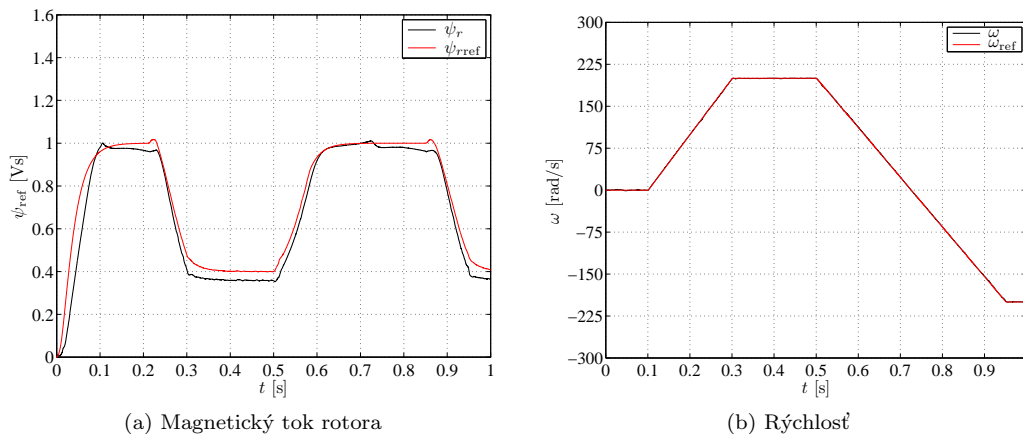


(a) Magnetický tok rotora



(b) Rýchlosť

Obr. 11: Priebehy veličín pri lichobežníkovom referenčnom priebehu rýchlosti s odbudzovaním (póly $\lambda_{\phi_{1,2}} = -100$, $\lambda_{\omega_{1,2}} = -150$), predpoklad úplnej merateľnosti stavových veličín



Obr. 12: Priebehy veličín pri lichobežníkovom referenčnom priebehu rýchlosti (póly $\lambda_{\phi_{1,2}} = -100$, $\lambda_{\omega_{1,2}} = -150$) s nelineárnym pozorovateľom stavu pracujúcim v uzavretej slučke a pólni pozorovateľa $\lambda_{p1} = [-350, -350, -350, -350, -350]^T$

System s úplným nelineárnym pozorovateľom

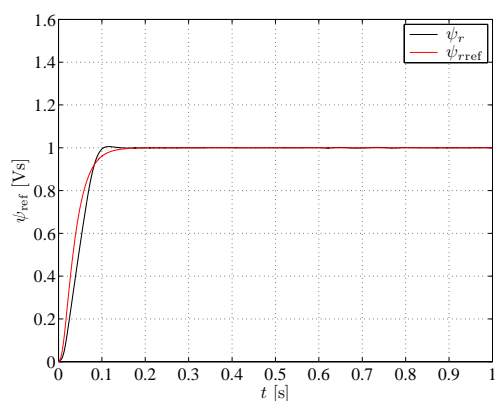
Získanie informácie o stavovom vektore je nutnou podmienkou realizácie pokročilých algoritmov dynamického riadenia AM. Jednou z možností získanie tejto informácie je využitie pozorovateľov stavu. Simulačné experimenty s úplným nelineárnym pozorovateľom stavu ilustrujú použiteľnosť uvedenej metódy syntézy na získanie nevyhnutnej stavovej informácie.

Experimenty s použitím spätnej väzby od odhadu stavového vektora z úplného nelineárneho pozorovateľa sú dokumentovaná priebehmi zobrazenými na obr. 12. Na obrázku sú zobrazené priebehy veličín regulátora pre prípad lichobežníkovej želanej trajektórie rýchlosti a konštantnej želanej veľkosti magnetického toku rotora s prechodom do režimu odbudzovania.

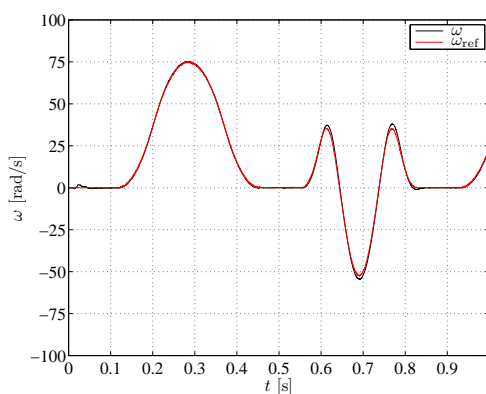
Referenčné trajektórie želanej rýchlosti podľa CNC programov

Vzhľadom na uvažovanú aplikačnú oblasť je zaujímavé overenie vlastností navrhnutého systému riadenia v situáciách, ktoré sa viac približujú skutočnosti. V simulačných experimentoch sú referenčné trajektórie generované reálnym generátorom používaným v CNC rezacích strojoch firmy MicroStep na základe spracovania jednoduchých CNC programov.

Použitý rezací program predstavuje súčiastku pravouhlého tvaru s kruhovými dierami. Okrem kontúr, ktoré vyjadrujú samotný výsledný produkt, program obsahuje aj pomocné technologické kontúry nazývané nábehy a výbehy, ktoré slúžia na prechod technologického lúča od miesta dierovania ku kontúre, resp. od kontúry k miestu vypnutia lúča. Medzi jednotlivými dierami sa vyskytujú úseky nazývané rýchloposuvy, kde sa nástroj presúva nad materiálom. Na obr. 13 sú prezentované priebehy s uvažovaním úplnej merateľnosti stavových premenných, rovnaká situácia ale s využitím stavovej informácie je dokumentovaná na obr. 14. Možno konštatovať vysokú kvalitu riadenia v situácii na obr. 13 a akceptovateľnú kvalitu situácii, ktorej zodpovedajú priebehy na obr. 14.

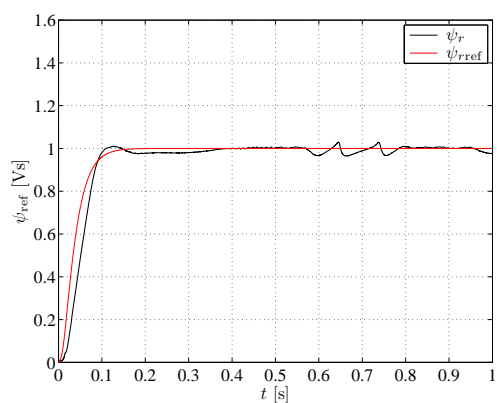


(a) Magnetický tok rotora

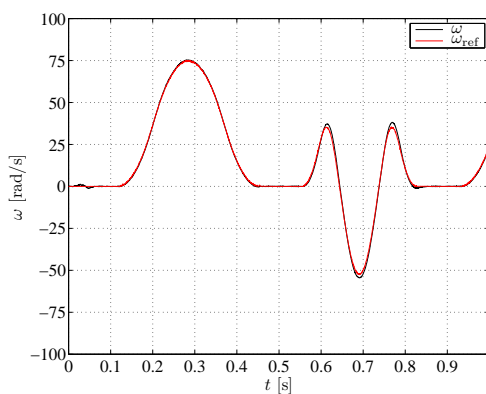


(b) Rýchlosť

Obr. 13: Priebehy veličín pri pohybe podľa CNC programu, (póly $\lambda_{\phi_{1,2}} = -100$, $\lambda_{\omega_{1,2}} = -150$), predpoklad úplnej merateľnosti stavových veličín



(a) Magnetický tok rotora



(b) Rýchlosť

Obr. 14: Priebehy veličín pri pohybe podľa CNC programu, (póly $\lambda_{\phi_{1,2}} = -100$, $\lambda_{\omega_{1,2}} = -150$), spätná väzba z nelineárneho pozorovateľa stavu ($\lambda_p = [-350, -350, -350, -350, -350]^T$)

4 Záver

Hlavným cieľom práce je predstaviť metódu dynamického riadenia AM založenej na spätnoväzbovej linearizácii a posúdiť jej použiteľnosť na riadenie pohybových osí rezacích CNC strojov. Základnou požiadavkou v týchto aplikáciách je schopnosť sledovania zložitých referenčných trajektórií rýchlosti, ktoré vyplývajú z požadovaných rezacích kontúr a veľkosti magnetického toku rotora na zabezpečenie vhodných pracovných podmienok generátora momentu.

Na základe analýzy problematiky bola zvolená metóda syntézy nelineárnych regulačných obvodov, ktorej teoretické pozadie vychádza z diferenciálnej geometrie. Jedným z produktov tejto teórie je prístup označovaný ako spätnoväzbová linearizácia.

Analýza vlastností riadenej sústavy a vybraných metód návrhu viedla k rozhodnutiu zaoberať sa podrobnejšie metódou vstupno-výstupnej linearizácie. Teoretická analýza zvolenej metódy a jej aplikácie na riadenie AM je prezentovaná v kapitole 2. Aplikácia tejto metódy vedie k lineárnemu vzťahu medzi vstupnými a výstupnými veličinami riadeného dynamického systému, čo umožňuje vykonať syntézu regulačných obvodov v lineárnej oblasti.

Na základe teoretickej analýzy a vyhodnotenia výsledkov realizovaných simulačných experimentov možno konštatovať:

1. Zvolená metóda návrhu na báze vstupno-výstupnej linearizácie umožňuje dosiahnuť autonómnosť riadenia rýchlosti a veľkosti magnetického toku rotora AM a je vhodná na použitie v pohybových osiach rezacích CNC strojov. Okrem toho v prípade potreby umožňuje vhodným riadením budenia realizovať pohybové osi so širokým rozsahom pracovných rýchlostí, prípadne optimalizovať pracovné body v prípade požiadavky napr. na maximalizáciu účinnosti pohonu.
2. Použitá metóda je alternatívou k vektorovému riadeniu, ktoré v súčasnosti predstavuje štandardný spôsob dynamického riadenia AM.
3. Regulátory rýchlosti a veľkosti toku sú v dôsledku autonómnosti riadenia schopné sledovať zložité referenčné trajektórie riadených veličín.
4. Syntéza regulátorov sa vykonáva v lineárnej oblasti, čo bolo v práci využité na návrh parametrov regulátorov prostredníctvom umiestnenia pólov uzavretého regulačného obvodu. Metóda je použiteľná pre prípad napäťovo aj prúdovo napájaného AM.
5. V dôsledku univerzálnosti zvolenej metódy môžu byť regulačné obvody navrhnuté a implementované v rôznych súradnicových systémoch
6. Metóda návrhu úplného pozorovateľa stavu je vhodná na získanie dostatočne kvalitnej informácie o stavovom vektore riadeného dynamického systému a tým preklenúť obmedzenú merateľnosť, ktorá je charakteristickou črtou AM. Dynamické vlastnosti pozorovateľa sú definované polohou pólov.

7. Systém regulátor-pozorovateľ je v súlade s teoretickými predpokladmi pomerne citlivý na správnosť hodnôt parametrov matematického modelu AM
8. Diskrétna aproximácia riadiacich obvodov znižuje kvalitu riadenia.
9. Produktom zvolenej metódy je štandardná štruktúra modelu nelineárneho riadeného systému vyjadrená vo forme normálnych tvarov modelu AM pre prípad napäťového a prúdového napájania, ktorá ponúka možnosť zvýšiť kvalitu riadenia v reálnych podmienkach použitím adaptívnych, resp. robustných metód

Prínosy práce možno zhrnúť nasledovne:

- Analýza vlastností dynamického modelu AM.
- Prehľad metód dynamického riadenia AM so zámerom zaradenia zvolenej metódy a objasnenia vzťahov k iným metódam nelineárneho riadenia striedavých pohonov.
- Teoretická analýza použitia zvolenej metódy na riadenie AM a návrh štruktúry regulačných obvodov.
- Syntéza algoritmu riadenia nezávisle od zvoleného súradnicového systému, pre prípad napäťového aj prúdového napájania
- Odvodenie normálnych tvarov modelu AM pre prípad napäťového a prúdového napájania s poukázaním na vzťah k stavovým transformáciám pri vektorovom riadení.
- Odvodenie kompaktných vzťahov pre odbudzovanie v oblasti stredných a veľkých rýchlostí na základe kritéria maximalizácie momentu.
- Analýza vplyvu parametrických neurčitostí na vstupno-výstupnú linearizáciu
- Systematický návrh úplného nelineárneho Luenbergerovho pozorovateľa stavu založeného na formalizme a metódach spätnoväzbovej linearizácie.
- Verifikácia navrhnutých algoritmov riadenia a pozorovania simulačnými experimentami v simulačnom prostredí Matlab/SimulinkTM.

Ciele dizertačnej práce vytýčené v časti 1.3 boli splnené. Hlavným prínosom práce je návrh nelineárneho systému regulátor-pozorovateľ založeného na metódach spätnoväzbovej linearizácie, ktorý je použiteľný v širokom rozsahu rýchlostí.

Zvolená metóda umožňuje splniť hlavnú požiadavku na dynamické riadenie AM, ktorou je autonómnosť riadenia mechanického pod systému (riadenie rýchlosti) a elektromagnetického pod systému (riadenie budenia vyjadreného prostredníctvom veľkosti magnetického toku rotora) a súčasne splniť požiadavky na vysokú dynamiku regulačných procesov.

Vlastnosti navrhnutého systému boli overené na vytvorenom simulačnom modeli. Výsledky simulačných experimentov potvrdzujú vhodnosť zvolenej metódy na syntézu regulačných obvodov pre servopohony s AM.

Napriek známym obmedzeniam metód spätnoväzbovej linearizácie (lokálny charakter algoritmov, existenciu singularít pre nulovú veľkosť budiaceho toku, zložitejšiu realizáciu a netriviálne spôsoby obmedzenia stavových premenných), uvedený prístup predstavuje potenciálne vhodnú metódu dynamického riadenia AM.

Systematický prístup k syntéze algoritmu riadenia umožňuje využiť uvedenú metodiku aj na návrh algoritmu riadenia polohy. V takom prípade použitý aparát musí rešpektovať fakt, že mechanický podsystem sa vyznačuje dynamikou o jeden rád zložitejšou a zvýšenie relatívneho stupňa príslušného výstupu.

Z hľadiska ďalšieho vývoja možno očakávať, že základný algoritmus bude obohatený o ďalšie komponenty, ktoré umožnia eliminovať nevýhody zvoleného prístupu.

Literatúra

- [1] A. Bellini, G. Figalli. Adaptive control with parameter estimation for induction motor drives. *Control Engineering Practice*, Vol. 3, No. 2, pp. 181–188, Feb. 1995. 8, 9
- [2] A. Bellini, G. Figalli, F. Tosti. Linearized model of induction motor drives via nonlinear state feedback decoupling. In *EPE Proceedings*, pp. 36–41, Firenze, 1991. 8, 9
- [3] M. Bodson, J. N. Chiasson, R. T. Novotnak. High-performance induction motor control via input-output linearization. *IEEE Contr. Syst. Mag.*, Vol. 14, No. 4, pp. 25–33, Aug. 1994. 8, 9
- [4] J. N. Chiasson. Dynamic feedback linearization of the induction motor. *IEEE Trans. Aut. Contr.*, Vol. 38, No. 10, pp. 1588–1593, Oct. 1993. 5
- [5] E. Chiricozzi, A. Germani, C. Manes, F. Parasiliti. Deterministic and stochastic observers for electrical drives control. In *Proceedings of the IMACS*, pp. 178–194, Brussels, 1993.
- [6] G. Ciccarella, M. Dalla Mora, A. Germani. A Luenberger-like observer for nonlinear systems. *Int. J. Contr.*, Vol. 57, No. 3, pp. 537–556, Mar. 1993. 17
- [7] A. de Luca, G. Ulivi. Dynamic decoupling of voltage frequency controlled induction motors. In A. Bensoussan, J. L. Lions, editors, *Analysis and Optimization of Systems*, pp. 127–138. Springer-Verlag, Berlin, Sept. 1988. 8, 9
- [8] A. Frick, E. von Westerholt, B. de Fornel. Non-linear control of induction motors via input-output decoupling. *Eur. Trans. on Electr. Power Eng.*, Vol. 4, No. 4, pp. 261–268, July/Aug. 1994. 8, 9
- [9] L. R. Hunt, R. Su, G. Meyer. Design for multi-input nonlinear systems. In R. W. Brockett, R. S. Millman, H. J. Sussmann, editors, *Differential Geometric Control Theory*, pp. 268–298, Boston, 1983. Birkhäuser. 9
- [10] A. Isidori. *Nonlinear Control Systems*. Springer-Verlag, Berlin, 1989. 9
- [11] V. Kalaš et al. *Nelineárne a číslicové servosystémy*. SNTL Alfa, Bratislava, 1986.
- [12] V. Kalaš, L. Jurišica, M. Žalman. *Technická kybernetika elektrických pohonov*. SNTL Alfa, Bratislava, 1978.
- [13] D.-I. Kim, I.-J. Ha, M.-S. Ko. Control of induction motor via feedback linearization with input-output decoupling. *Int. J. Contr.*, Vol. 51, No. 4, pp. 863–883, Apr. 1990. 8, 9
- [14] G.-S. Kim, I.-J. Ha, M.-S. Ko. Control of induction motors for both high dynamic performance and high power efficiency. *IEEE Trans. Ind. Electr.*, Vol. 39, No. 4, pp. 323–333, Aug. 1992. 8, 9

- [15] I. Škrlec, M. Žalman. Direct field-oriented induction motor drive with nonlinear flux observer. In *Proceedings of IFAC Workshop on Motion Control*, pp. 493–500, München, Oct. 1995. 17
- [16] Z. Krzemiński. Nonlinear control of induction motor. In *10th World Congress on Automatic Control Preprints IFAC*, pp. 349–354, 1987. 8, 9
- [17] C. Manes, F. Parasiliti, M. Tursini. A comparative study of rotor flux estimation in induction motors with a nonlinear observer and the extended Kalman filter. In *Proceedings of the IECON*, pp. 2149–2154, Bologna, Sept. 1994.
- [18] R. Marino, S. Peresada, P. Valigi. Adaptive input-output linearizing control of induction motors. *IEEE Trans. Aut. Contr.*, Vol. 38, No. 2, pp. 208–221, Feb. 1993. 8, 9
- [19] J.-J. E. Slotine, W. Li. *Applied Nonlinear Control*. Prentice Hall, 1991.
- [20] D. G. Taylor. Nonlinear control of electric machines: An overview. *IEEE Contr. Syst. Mag.*, Vol. 14, No. 6, pp. 41–51, Dec. 1994. 5
- [21] J. Vittek, S. J. Dodds. *Forced Dynamics Control of Electric Drives*. University of Zilina, 2003.
- [22] T. von Raumer, J. M. Dion, L. Dugard. Adaptive non-linear speed control of induction motors. *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing*, Vol. 7, No. 5, pp. 435–455, Sept./Oct. 1993. 8, 9
- [23] T. von Raumer, J. M. Dion, L. Dugard. Combined nonlinear controller and full order observer design for induction motors. In *Proceedings of the IECON*, pp. 2103–2108, Bologna, Sept. 1994. 8, 9
- [24] T. von Raumer, J. M. Dion, L. Dugard, J. L. Thomas. Applied nonlinear control of induction motor using digital signal processing. *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, Vol. 2, No. 4, pp. 327–335, Dec. 1994. 8, 9

5 Publikácie autora

- ADD1: V. Kalaš, I. Škrlec, S. Almássy, P. Šuda: Design of intelligent robot gripper with stepping motor. *Kybernetika a informatika*, Vol. 5, No. 3, pp. 297-302, 1992.
- ADD2: F. Kováč, I. Škrlec: Principle of fast response state observers for motor drives. *Kybernetika a informatika*, Vol. 5, No.13, pp. 309-314, 1992.
- ACD1: I. Škrlec: Vektorové riadenie asynchrónnych motorov. Študijné texty pripravené v rámci programu EU TEMPUS, projektu JEP - 4354 - 93/2 EUTERICS, 1994.
- ACD2: I. Škrlec: Využitie DSP v systémoch riadenia pohybu. Študijné texty pripravené v rámci programu EU TEMPUS, projektu JEP - 4354 - 93/2 EUTERICS, 1994.
- AFC1: I. Škrlec, M. Žalman: Direct field-oriented induction motor drive with nonlinear flux observer. *Proceedings of IFAC Workshop on Motion Control*, pp. 493-500, München, 1995.
- AFC2: S. Almássy, A. Varga, J. Buša, I. Škrlec, B. Harceg: Integrovaný regulátor turbíny a budenia MicroStep MSRKO2. *Zborník konferencie Nové smery automatizace energetických procesů 98*, Zlín, Česká republika, 1998.
- AFC3: S. Almássy, I. Škrlec: Regulátor vodnej turbíny MicroStep MSRT02. *Zborník konferencie Hydroturbo 98*, str. 217-224, Loučná nad Děsnou, Česká republika, 1998.
- AFD1: S. Almássy, P. Siviček, Ľudmila Popovičová, I. Škrlec, A. Varga: Calculation of stepping motor static characteristics. *Proceedings of International Conference on Electrical Drives and Power Electronics*, Vol. 2, pp. 326-333, Košice, 1992.
- AFD2: M. Čerešňa, M. Žalman, I. Škrlec: Novel methods of speed measurement for high accuracy position drives with an optical encoder. *Proceedings of International Conference on Electrical Drives and Power Electronics*, Vol. 1, pp. 68-72, Košice, 1992.
- AFD3: I. Škrlec, M. Žalman: Decoupling control of induction machines. *Proceedings of International Conference on Electrical Drives and Power Electronics*, pp. 183-188, Stará Lesná, 1996.
- AFD4: M. Žalman, I. Béla, I. Škrlec: Zvyšovanie účinnosti elektrických pohonov. *EE Journal*, Vol. 2, No. 3, str. A8-A10, 1996. *Konferencia Elektrotechnika a energetika '96*, Trenčín, 13. až 15. novembra 1996.
- AFD5: S. Almássy, I. Škrlec, B. Harceg: Nelineárny adaptívny algoritmus riadenia vodnej turbíny. In *Control of Power Systems 2000*, 4th International Conference, pp. 109-114, Bratislava, Slovenská republika, 2000.
- AFD6: S. Almássy, B. Harceg, I. Škrlec: Regulátory turboagregátov MicroStep pre vodné elektrárne. *Zborník prednášok „50 rokov prevádzky II. Vážskej kaskády hať Trenčianske Biskupice - VE Kostolná - VE Nové Mesto - VE Horná Streda“*, str. 207-216, Piešťany, Slovenská republika, 2004.

- AFD7: I. Škrlec, M. Žalman, P. Varga: Tracking control of induction motor drive for machine tools. In *EDPE 2015 18th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics*, Vysoké Tatry, Bratislava, Slovenská republika, 2015. Prijaté na publikáciu.
- ADF1: S. Almássy, I. Škrlec, B. Harceg: Integrovaný regulátor hydroagregátu (1. časť). *ATP Journal*, Vol. 6, No. 1, pp. 46-47, 1999.
- ADF2: S. Almássy, I. Škrlec, B. Harceg: Integrovaný regulátor hydroagregátu (2. časť). *ATP Journal*, Vol. 6, No. 2, str. 17-19, 1999.
- ADF3: S. Almássy, I. Škrlec, B. Harceg: Nelineárny adaptívny algoritmus riadenia vodnej turbíny. *ATP Journal*, Vol. 8, No. 1, str. 68-69, 2001.
- AGI1: A. Varga a kol.: *Riadiace systémy pre CNC rezacie centrá*, 2004. Záverečná správa projektu APVT-99-006802.
- AGI2: A. Varga a kol.: *Stroje pre extrémne rýchle delenie materiálov*, 2006. Záverečná správa projektu APVT-99-022604.
- AGI3: A. Varga a kol.: *Modulárny CO₂ laser s výkonom do 3 kW pre priemyselné aplikácie*, 2009. Záverečná správa projektu APVV-0059-07.
- AGI4: A. Varga a kol.: *Výskum technologických uzlov CNC strojov na priestorové delenie materiálov energolúčovými technológiami*, 2013. Záverečná správa projektu aplikovaného výskumu MŠSR-3804/2010-11

