

VĚDECKÉ SPISY VYSOKÉHO UČENÍ TECHNICKÉHO V BRNĚ

Edice PhD Thesis, sv. 369

ISSN 1213-4198

thesis
?
IS

Ing. Michal Polanský

**Nová metoda ARPDC
pro zvýšení kvality
robustního řízení
nelineárních systémů**

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

Ústav automatizace a měřicí techniky

Ing. Michal Polanský

**NOVÁ METODA ARPDC PRO ZVÝŠENÍ KVALITY
ROBUSTNÍHO ŘÍZENÍ NELINEÁRNÍCH SYSTÉMŮ**

**NEW METHOD ARPDC FOR QUALITY IMPROVEMENT
OF ROBUST CONTROL OF NONLINEAR SYSTEMS**

Zkrácená verze Ph.D. Thesis

Obor: Kybernetika, automatizace a měření

Školitel: Prof. Ing. Petr Vavřín, DrSc.

Oponenti: Prof. Ing. Vilém Srovnal, CSc.
Doc. Ing. Jiří Melichar, CSc.

Datum obhajoby: 12. 12. 2005

Klíčová slova

Robustní řízení, optimální řízení, ARPDC řízení, nelineární systémy, zmírněné podmínky stability, PDC regulátor, Takagi-Sugeno fuzzy systémy, fuzzy observer, kritériální funkce, interpolace regulátorů, lineární maticové nerovnosti, neurčité systémy, rušení, H_∞ řízení.

Keywords

Robust Control, Optimal Control, ARPDC Control Method, Nonlinear Systems, Relaxed Stability Conditions, PDC Controller, Takagi-Sugeno Fuzzy Control, Fuzzy Observer, Criteria Function, Controllers Interpolation, Linear Matrix Inequalities, Uncertain Systems, disturbance, H_∞ control

Práce je k dispozici na Vědeckém oddělení děkanátu FEKT VUT v Brně,
Údolní 53, Brno, 602 00

Obsah

1 ÚVOD.....	5
1.1 Formulace problému	5
1.2 Současný stav problematiky a přínos disertační práce.....	5
2 TAKAGI-SUGENO FUZZY MODELOVÁNÍ A ŘÍZENÍ.....	7
2.1 Takagi-Sugeno fuzzy modely	7
2.2 Paralelně distribuovaná kompenzace a PDC regulátor	8
2.3 Stavový fuzzy observer	8
3 PODMÍNKY STABILITY V T-S FUZZY REGULAČNÍCH SYSTÉMECH	9
3.1 Kvadratická stabilita T-S fuzzy systémů	9
3.2 Analýza stability systémů se stavovým PDC řízením	9
3.3 Analýza stability systému s observerem	12
4 METODA ARPDC PRO ZVÝŠENÍ KVALITY ROBUSTNÍHO ŘÍZENÍ.....	13
4.1 Analýza stability systému s ARPDC řízením	14
5 NÁVRH PDC REGULÁTORŮ A OBSERVERU	15
6 KRITERIÁLNÍ FUNKCE PRO VÝPOČET MÍRY NASAZENÍ ROBUSTNÍHO A OPTIMÁLNÍHO REGULÁTORU	16
6.1 Výpočet váhových koeficientů jednotlivých PDC regulátorů	16
7 METODIKA NÁVRHU ŘÍDÍCÍHO ALGORITMU ARPDC	18
8 EXPERIMENTÁLNÍ OVĚŘENÍ ALGORITMU	19
8.1 Návrh regulátorů, observeru a kritériální funkce	19
8.2 vlastnosti regulace jednotlivých regulátorů	20
8.3 Interpolace regulátorů a ARPDC řízení	20
8.4 Výsledky simulací.....	20
8.4.1 Odezvy stavových veličin	20
8.4.2 Analýza robustnosti a kvality regulace	21
8.4.3 Regulace při rušivém vstupním signálu	23
8.4.4 Vliv parametrů kritériální funkce.....	25
8.4.5 Estimace stavů a regulace s odlišnými počátečními podmínkami	26
9 ZÁVĚR.....	27
10 LITERATURA	30
CURRICULUM VITAE	31
ABSTRAKT	32

1 ÚVOD

1.1 FORMULACE PROBLÉMU

V současnosti neexistuje univerzální metoda pro automatické řízení reálných systémů. Tyto systémy jsou většinou nelineární a obsahují neurčitosti, které mohou změnit vlastnosti řízení či způsobit nestabilitu. Proto se věnuje stále větší pozornost robustnímu řízení, schopnému zajistit stabilitu pro určité spektrum soustav. Tato práce prezentuje novou metodu, která využívá paralelního nasazení robustního a optimálního regulátoru pro zvýšení kvality robustního řízení nelineárních systémů. Příspěvky těchto regulátorů k akčnímu zásahu se interpolují na základě posouzení správnosti modelu a úrovně rušení v systému.

1.2 SOUČASNÝ STAV PROBLEMATIKY A PŘÍNOS DISERTAČNÍ PRÁCE

Dnes již existují metody, které jsou schopny obsáhnout poměrně široké spektrum nelineárních systémů. Patří mezi ně také schéma známé v anglicky psané literatuře jako Parallel Distributed Compensation (PDC). Tato práce přichází s řešením, které může být velmi zajímavé v mnoha aplikacích řízení nelineárních systémů. Zdokonalené robustní PDC řízení, anglicky Advanced Robust PDC (ARPDC) je založeno na interpolaci robustního a optimálního regulátoru. Jeho základní myšlenka je velmi jednoduchá a přirozeně vyplývá z naší každodenní zkušenosti. Princip lze ilustrovat na následujícím příkladu:

Představme si auto jedoucí po nové, zcela prázdné silnici. Auto je v perfektním stavu a tak se řidič může rozhodnout, jakou rychlostí pojedou. Jestli bude spěchat, nebo šetřit benzín. Může tedy auto řídit optimálně.

Pokud řidič přijede do města během dopravní špičky a silnice jsou ve velmi špatném stavu, tak musí jet maximálně opatrně, aby se dokázal vypořádat se všemi situacemi, které mohou nastat. Na rychlost, ani spotřebu se nemůže příliš ohlížet. Tento způsob řízení lze nazvat robustním.

Zdokonalené robustní PDC řízení (ARPDC) lze připodobnit k jízdě na trati, kde se střídají jak prázdné silnice, tak města během dopravních špiček. V prvním případě řidič jede optimálně, ve druhém robustně. Pokud jde o běžný provoz, tak se řidič snaží jak optimalizovat rychlost a spotřebu, tak zvládnout všechny nebezpečné situace. Dalo by se říci, že v určité míře používá jak optimální, tak robustní řízení. Na stejném principu pracuje i ARPDC, kde je robustní regulátor interpolován s optimálním pro dosažení kvalitního řízení při zachování potřebné robustnosti.

Pro ilustraci rozdílu mezi ARPDC a adaptivním řízením je možné použít tentýž příklad. Řidič tentokrát jede po prázdné cestě a začne pršet. Díky svým zkušenostem ví, že do zatáček je třeba vjíždět pomaleji a včas tedy vždy přibrzdí. Jede tedy stále optimálně, ovšem při jiných podmínkách.

Zdokonalené robustní PDC řízení je tedy vhodné pro nelineární systémy s neurčitostmi, pro které je příliš obtížné navrhnout adaptivní regulátor a je nutné použít robustní. Tento algoritmus je schopen, někdy i výrazně, zlepšit kvalitativní

parametry robustní regulace, takže se může přiblížit adaptivnímu řízení. Je také velmi vhodný pro soustavy vystavené rušivým signálům, kde účinně spojuje výhody robustního a optimálního regulátoru.

Pro návrh nelineárních neurčitých regulačních systémů se používá několik různých přístupů. Velmi zajímavé jsou výsledky výzkumu na poli nelineárních Takagi-Sugeno (T-S) fuzzy systémů [11], zvláště pak u PDC fuzzy regulace. V krátkosti lze říci, že stavový prostor nelineárního systému je rozdělen na oblasti, ve kterých je použit lokální lineární model. Tyto lokální modely se pak mezi sebou interpolují tak, aby byl výsledný model systému co nejpřesnější. Pro každý takovýto lokální model je navržen lokální stavový regulátor a výsledný nelineární stavový PDC regulátor pak vznikne interpolací lokálních regulátorů. Principem T-S modelování se podrobněji zabývá kapitola 2.1 a PDC řízením kapitola 2.2.

PDC řízení neurčitých nelineárních systémů je ideální pro realizaci myšlenky zde prezentované metody, neboť princip interpolace lokálních lineárních regulátorů na základě fuzzy pravidel je prakticky totožný s interpolací robustního a optimálního regulátoru. Návrh pomocí LMI je efektivní a umožňuje matematicky prokázat stabilitu řízení, což bývá u nelineárních systémů mnohdy problém. Výhodou je také to, že podmínky stability regulace, známé pro nelineární PDC regulátory, lze použít i pro ARPDC regulátory. Tyto podmínky by však byly zbytečně konzervativní a ani dobře navržený ARPDC regulátor by jim nemusel vyhovět, ačkoliv by byl stabilní. V této práci jsou proto odvozeny také nové podmínky, které konzervatismus snižují. Je třeba říci, že ani u klasických nelineárních PDC regulátorů dnes není známa metoda, která by konzervatismus zcela vyloučila.

Metody dostupné v literatuře jsou vhodné pro návrh regulátorů, ale návrh observerů je zde poněkud opomíjen. Bylo proto nutné odvodit nové podmínky ve tvaru LMI pro návrh nelineárního observeru, které tuto mezeru poněkud vyplňují. Vychází z analogie návrhu regulátoru a observeru a přináší možnost doplnění několika návrhových parametrů.

Bylo nezbytné odvodit podmínky stability ARPDC řízení. Díky zasazení problému do rámce T-S fuzzy systémů řízení byl tento problém automaticky vyřešen standardními postupy běžnými v tomto odvětví. Aplikace těchto postupů by však způsobila značný konzervatismus návrhu. Cílem práce bylo proto také odvození podmínek, které sníží konzervatismus návrhu.

Posouzení míry nasazení robustního a optimálního regulátoru závisí na změně parametrů soustavy a na míře rušení a je definováno speciální kritériální funkcí.

Ověření metody na některém nelineárním systému je posledním, ale rozhodně nejméně důležitým cílem.

Aby se metoda ARPDC mohla rozšířit, je nezbytné zpracovat metodiku návrhu a usnadnit tak její implementaci. Algoritmus je totiž možné aplikovat na velké množství nelineárních systémů a mohl by nalézt četné uplatnění v praktických aplikacích. Toto je však dlouhodobý úkol, jehož naplnění však prověří až čas.

2 TAKAGI-SUGENO FUZZY MODELOVÁNÍ A ŘÍZENÍ

2.1 TAKAGI-SUGENO FUZZY MODEL Y

Takagi-Sugeno fuzzy modely jsou vhodné k reprezentaci nelineárních systémů popsaných následujícím stavovým popisem:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= f(\mathbf{x}(t), \mathbf{w}(t), \mathbf{u}(t)) \\ \mathbf{y}(t) &= g(\mathbf{x}(t), \mathbf{w}(t), \mathbf{u}(t))\end{aligned}\quad (1)$$

kde $\mathbf{x}(t)$ je vektor stavů systému, $\mathbf{w}(t)$ je vektor rušivých signálů a $\mathbf{u}(t)$ je vektor vstupů.

Takagi-Sugeno fuzzy model je vyjádřen pomocí r fuzzy pravidel pro každý z r lokálních lineárních modelů.

Tvar T-S modelu po defuzzyfikaci je možné vyjádřit následujícími vztahy:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(t)) \{ [\mathbf{A}_i + \Delta\mathbf{A}_i] \mathbf{x}(t) + [\mathbf{B}_{1i} + \Delta\mathbf{B}_{1i}] \mathbf{w}(t) + [\mathbf{B}_{2i} + \Delta\mathbf{B}_{2i}] \mathbf{u}(t) \} \\ \mathbf{y}(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(t)) \mathbf{C}_i \mathbf{x}(t)\end{aligned}\quad (2)$$

kde $\mathbf{x}^T(t) = [x_1(t), \dots, x_n(t)]$ je stavový vektor,

$\mathbf{u}^T(t) = [u_1(t), \dots, u_m(t)]$ je vektor vstupů sloužících pro řízení,

$\mathbf{y}^T(t) = [y_1(t), \dots, y_l(t)]$ je vektor výstupů,

$\mathbf{z}^T(t) = [z_1(t), \dots, z_n(t)]$ je vektor proměnných sloužících k rozhodnutí, ve které fuzzy množině se nachází pracovní bod.

$\mathbf{w}^T(t) = [w_1(t), \dots, w_p(t)]$ vyjadřuje rušivé signály vstupující do systému.

$i = 1, 2, \dots, r$ určuje číslo oblasti, r je počet oblastí a tedy také počet fuzzy pravidel, M_j^i je fuzzy množina ($M_j^i(\mathbf{z}(t))$ vyjadřuje stupeň příslušnosti proměnné $z_j(t)$ do oblasti s číslem i). m je počet vstupů a l počet výstupů T-S fuzzy modelu. $\mathbf{A}_i \in \mathfrak{R}^{n \times n}$, $\mathbf{B}_{1i} \in \mathfrak{R}^{n \times m}$, $\mathbf{C}_i \in \mathfrak{R}^{l \times n}$ jsou konstantní reálné matice popisující nominální systém v oblasti s číslem i . Matice $\Delta\mathbf{A}_i$, $\Delta\mathbf{B}_{1i}$ a $\Delta\mathbf{B}_{2i}$ reprezentují neurčitosti v systému i nepřesnosti v modelu. Budeme předpokládat, že neurčitosti ve výstupní matici \mathbf{C}_i buď neexistují, nebo je lze přepočítat na vstup a zahrnout do matic $\Delta\mathbf{B}_{1i}$ a $\Delta\mathbf{B}_{2i}$.

Váhové funkce jednotlivých modelů $h_i(\mathbf{z}(t))$ získáme normalizací funkcí příslušnosti $\mu_i(\mathbf{z})$:

$$h_i(\mathbf{z}(t)) = \frac{\mu_i(\mathbf{z}(t))}{\sum_{i=1}^q \mu_i(\mathbf{z}(t))}, \quad \text{kde } \mu_i(\mathbf{z}(t)) = \prod_{j=1}^n M_j^i(\mathbf{z}(t)). \quad (3)$$

Potom $h_i(\mathbf{z}(t))$ vyjadřuje míru použití i-tého lokálního modelu.

Vždy platí, že $\sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(t)) = 1$.

Takovýto defuzzyfikovaný model může být snadno implementován v Matlabu.

2.2 PARALELNĚ DISTRIBUOVANÁ KOMPENZACE A PDC REGULÁTOR

Metoda paralelně distribuované kompenzace (PDC) nelineárního systému spočívá v návrhu samostatného regulátoru pro každý lokální model T-S systému. Po defuzzifikaci má PDC regulátor tvar:

$$\mathbf{u}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(t)) \mathbf{K}_i \mathbf{x}(t). \quad (4)$$

kde \mathbf{K}_i je zesílení lokálního regulátoru pro i -tou oblast.

Váhové funkce jednotlivých modelů $h_i(\mathbf{z}(t))$ získáme stejným způsobem, jako u T-S modelu. Výsledný systém s PDC regulátorem pak snadno získáme ve tvaru:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i(\mathbf{z}(t)) h_j(\mathbf{z}(t)) [(\mathbf{A}_i + \mathbf{B}_{2i} \mathbf{K}_j) \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{1i} \mathbf{w}(t)] \\ \mathbf{y}(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(t)) \mathbf{C}_i \mathbf{x}(t) \end{aligned} \quad (5)$$

2.3 STAVOVÝ FUZZY OBSERVER

Stavový fuzzy observer slouží k estimaci stavů systému, pokud nejsou dostupné pro měření. V takových případech je nezbytný pro realizaci algoritmu PDC. V případě algoritmu ARPDC se využívá výstupu z observeru také při stanovení míry použití robustního a optimálního regulátoru. Pro tento algoritmus je tedy observer nezbytný vždy. Způsob estimace stavů popisují vztahy:

Po defuzzifikaci má observer tvar:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(t)) \{ \mathbf{A}_i \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_{2i} \mathbf{u}(t) + \mathbf{G}_i [y(t) - \hat{y}(t)] \} \\ \hat{y}(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(t)) \mathbf{C}_i \hat{\mathbf{x}}(t) \end{aligned} \quad (6)$$

kde $\hat{\mathbf{x}}^T(t) = [\hat{x}_1(t), \dots, \hat{x}_n(t)]$ je odhadovaný stavový vektor,

$\hat{y}^T(t) = [\hat{y}_1(t), \dots, \hat{y}_n(t)]$ je vektor odhadnutých výstupů,

\mathbf{G}_i je zesílení observeru pro i -tou oblast.

Narozdíl od modelu nevstupuje do observeru signál $\mathbf{w}(t)$. Později si ukážeme, že tento signál na estimaci stavů vliv má. Akční zásah $\mathbf{u}(t)$ vypočteme ze vztahu

$$\mathbf{u}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(t)) \mathbf{K}_i \hat{\mathbf{x}}(t) \quad (7)$$

Váhové funkce jednotlivých modelů $h_i(\mathbf{z}(t))$ získáme opět stejným způsobem, jako u T-S modelu.

3 PODMÍNKY STABILITY V T-S FUZZY REGULAČNÍCH SYSTÉMECH

3.1 KVADRATICKÁ STABILITA T-S FUZZY SYSTÉMŮ

Definice 1: Systém (2) je kvadraticky stabilní tehdy, pokud existuje pozitivně definitní matice \mathbf{P} a číslo $\varepsilon > 0$ takové, že Lyapunovova funkce

$$\mathbf{V}(\mathbf{x}(t)) = \mathbf{x}^T(t) \mathbf{P} \mathbf{x}(t) \quad (8)$$

má derivaci

$$\dot{\mathbf{V}}(\mathbf{x}(t)) \leq -\varepsilon \mathbf{x}^T(t) \mathbf{x}(t) < 0. \quad (9)$$

Teorém 1: Ekvilibrium spojitého T-S fuzzy systému (2) je asymptoticky stabilní ve velkém, pokud existuje společná pozitivně definitní matice \mathbf{P} taková, že

$$\mathbf{A}_i^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A}_i < 0 \quad (10)$$

pro $i = 1, 2, \dots, r$, tedy pro všechny subsystémy. Podle pravidel pro LMI to znamená, že matice na levé straně je negativně definitní.

3.2 ANALÝZA STABILITY SYSTÉMŮ SE STAVOVÝM PDC ŘÍZENÍM

Teorém 2: Ekvilibrium spojitého řídicího fuzzy systému popsaného (5) je asymptoticky stabilní ve velkém, pokud existuje společná matice $\mathbf{P} > 0$ taková, že

$$\mathbf{F}_{ii}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{F}_{ii} < 0, \quad i = 1, \dots, r \quad (11)$$

$$\left(\frac{\mathbf{F}_{ij} + \mathbf{F}_{ji}}{2} \right)^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \left(\frac{\mathbf{F}_{ij} + \mathbf{F}_{ji}}{2} \right) \leq 0, \quad 1 \leq i < j \leq r \quad (12)$$

Brzy se ukázalo, že mnoho systémů těmto podmínkám nevyhoví, ačkoliv jsou stabilní. Vysokou míru konzervatismu se podařilo snížit autorům Tanaka, Ikeda a Wang až v roce 1998 [9], kdy přišli podmínkami shrnutými v Teorému 3.

Teorém 3: Ekvilibrium spojitého řídicího fuzzy systému (5) je asymptoticky stabilní ve velkém, pokud existují společné matice $\mathbf{P} > 0$ a $\mathbf{Q} > 0$ takové, že

$$\mathbf{F}_{ii}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{F}_{ii} + (s-1) \mathbf{Q} < 0 \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (13)$$

$$\left(\frac{\mathbf{F}_{ij} + \mathbf{F}_{ji}}{2} \right)^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \left(\frac{\mathbf{F}_{ij} + \mathbf{F}_{ji}}{2} \right) - \mathbf{Q} \leq 0 \quad 1 \leq i < j \leq r \quad (14)$$

platí pro maximální počet současně platících fuzzy pravidel $s > 1$ a pro všechna i, j , kromě takových párů (i, j) , pro která $h_i(\mathbf{z}(t))h_j(\mathbf{z}(t)) = 0, \forall t$.

Autoři Kim, E., Lee, H. [3] podmínky dále upravili.

Teorém 4: Ekvilibrium spojitého PDC fuzzy systému popsaného (5) je asymptoticky stabilní ve velkém, pokud existují společně pozitivně definitní matice \mathbf{P} a symetrické matice \mathbf{Q}_{ij} takové, že

$$\mathbf{F}_{ii}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{F}_{ii} < \mathbf{Q}_{ii}, \quad i=1,2,\dots,r, \quad (15)$$

$$\left(\frac{\mathbf{F}_{ij} + \mathbf{F}_{ji}}{2} \right)^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \left(\frac{\mathbf{F}_{ij} + \mathbf{F}_{ji}}{2} \right) \leq \mathbf{Q}_{ij} \quad i < j \leq r, \quad (16)$$

$$[\mathbf{Q}_{ij}]_{r \times r} \leq -\varepsilon \mathbf{I} < 0 \quad (\mathbf{Q}_{ij} = \mathbf{Q}_{ji}) \quad \text{kde } \varepsilon > 0 \quad (17)$$

Nakonec autoři Liu a Zhang, v roce 2003 tyto podmínky ještě upravili a opět snížili konzervatismus a zvýšili počet stupňů volnosti při návrhu regulátoru.

Teorém 5: Ekvilibrium spojitého řídicího fuzzy systému popsaného (5) je asymptoticky stabilní ve velkém, pokud existuje společná pozitivně definitní matice $\mathbf{P} > 0$, symetrické matice \mathbf{Q}_{ii} a matice $\mathbf{Q}_{ij} = \mathbf{Q}_{ji}^T$, takové, že

$$\mathbf{F}_{ii}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{F}_{ii} < \mathbf{Q}_{ii}, \quad i=1,2,\dots,r, \quad (18)$$

$$(\mathbf{F}_{ij} + \mathbf{F}_{ji})^T \mathbf{P} + \mathbf{P} (\mathbf{F}_{ij} + \mathbf{F}_{ji}) \leq \mathbf{Q}_{ij} + \mathbf{Q}_{ij}^T \quad i, j=1,2,\dots,r, \quad (19)$$

$$[\mathbf{Q}_{ij}]_{r \times r} \leq -\varepsilon \mathbf{I} < 0 \quad \text{kde } \varepsilon > 0 \quad (20)$$

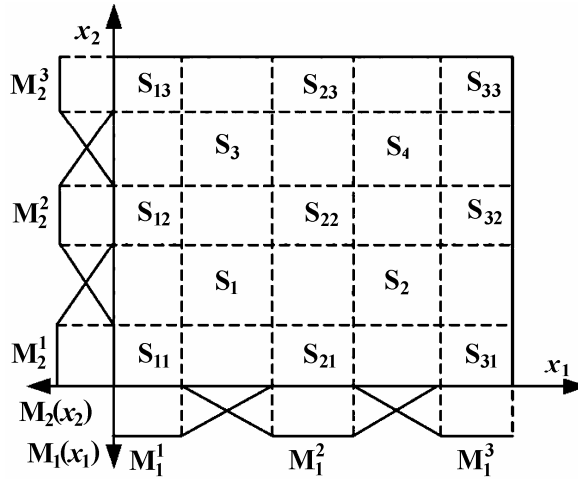
Lze snadno dokázat, že pokud zpětnovazební systém splňuje Teorém 2, pak současně splňuje i Teorém 3. Pokud splní Teorém 3, pak splní i Teorém 4 a splní-li Teorém 4, pak splní i Teorém 5. Podmínky v Teorémech 2-4 jsou tedy speciálním příkladem podmínek Teorému 5. V této práci jsou odvozeny také nové podmínky stability, které dále snižují konzervatismus analýzy stability systémů s PDC a ARPDC řízením.

Jiným směrem při analýze stability se vydali autoři Xiu a Ren (2004), kteří se snažili lépe zakomponovat vliv rozložení lokálních oblastí při analýze stability [12]. Pro svoji metodu předepisují standardní rozložení fuzzy oblastí (Standard Fuzzy Partition (SFP)), jak ukazuje obrázek 2 a zavádí po částech kvadratickou Lyapunovovu funkci (Piecewise Smooth Quadratic (PSQ) Lyapunov function).

$$V(\mathbf{x}(t)) = \mathbf{x}^T(t) \left(\sum_{k=1}^q \lambda_k(\mathbf{x}) \mathbf{P}_k \right) \mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^q \lambda_k(\mathbf{x}) \mathbf{x}^T(t) \mathbf{P}_k \mathbf{x}(t) = \sum_{k=1}^q \lambda_k(\mathbf{x}) V_k(\mathbf{x}(t)) \quad (21)$$

Tyto podmínky stanovují, že pro prokázání stability stačí existence samostatných matic \mathbf{P}_k v částech vstupního prostoru S_k , kde se překrývá nejvíce lokálních lineárních oblastí (Maximal Overlapped-rules Group (MORG)). Tyto oblasti jsou na obrázku 2 označeny S_1, S_2, S_3 a S_4 . Číslo q udává počet těchto oblastí, v příkladu $q = 4$. Charakteristická funkce pro S_k se označuje $\lambda_k(\mathbf{x}(t))$ a udává příslušnost pracovního bodu k oblasti S_k . Je definována

$$\lambda_k(\mathbf{x}(t)) = \begin{cases} 1, & \mathbf{x} \in S_k, \\ 0 & \text{jinak,} \end{cases} \quad \sum_{k=1}^q \lambda_k(\mathbf{x}(t)) = 1. \quad (22)$$



Obrázek 1: Standardní fuzzy rozdělení stavového prostoru (SFP)

Teorém 6: Ekvilibrium spojitého T-S fuzzy systému (2) s rozdělením podle SFP je asymptoticky stabilní ve velkém, pokud existuje společná pozitivně definitní matice \mathbf{P}_k pro každý MORG S_k , $k=1,2,\dots,q$ taková, že

$$\mathbf{A}_i^T \mathbf{P}_k + \mathbf{P}_k \mathbf{A}_i < 0, \quad (23)$$

pro $i \in l_k := \{\text{sekvence čísel pravidel obsažených v } k\text{-tém MORG}\}$.

Teorém 7: Ekvilibrium spojitého T-S fuzzy systému s PDC řízením (5) se standardním rozdělením fuzzy oblastí (SFP) je asymptoticky stabilní ve velkém, pokud existuje společná pozitivně definitní matice \mathbf{P}_k pro každý MORG S_k , $k=1,2,\dots,q$ taková, že

$$\mathbf{F}_{ii}^T \mathbf{P}_k + \mathbf{P}_k \mathbf{F}_{ii} < 0 \quad i \in l_k, \quad (24)$$

$$\left(\frac{\mathbf{F}_{ij} + \mathbf{F}_{ji}}{2} \right)^T \mathbf{P}_k + \mathbf{P}_k \left(\frac{\mathbf{F}_{ij} + \mathbf{F}_{ji}}{2} \right) \leq 0 \quad i < j, \quad i, j \in l_k, \quad (25)$$

Kombinací Teorému 5 a 6 vzniknou zcela nové a v současnosti nejlepší podmínky stability T-S fuzzy systémů s PDC řízením.

Teorém 8: Ekvilibrium spojitého T-S fuzzy systému s PDC řízením (5) se standardním rozdělením fuzzy oblastí (SFP) je asymptoticky stabilní ve velkém, pokud existuje společná pozitivně definitní matice \mathbf{P}_k , symetrické matice \mathbf{Q}_{kii} a matice $\mathbf{Q}_{kij} = \mathbf{Q}_{kji}^T$ pro každý MORG S_k , $k=1,2,\dots,q$ takové, že

$$\mathbf{F}_{ii}^T \mathbf{P}_k + \mathbf{P}_k \mathbf{F}_{ii} < \mathbf{Q}_{kii}, \quad i \in l_k, \quad (26)$$

$$\left(\mathbf{F}_{ij} + \mathbf{F}_{ji} \right)^T \mathbf{P}_k + \mathbf{P}_k \left(\mathbf{F}_{ij} + \mathbf{F}_{ji} \right) \leq \mathbf{Q}_{kij} + \mathbf{Q}_{kij}^T \quad i, j \in l_k \quad (27)$$

$$[\mathbf{Q}_{kij}]_{r \times r} \leq -\varepsilon_k \mathbf{I} < 0 \quad \text{kde } \varepsilon_k > 0 \quad (28)$$

3.3 ANALÝZA STABILITY SYSTÉMU S OBSERVEREM

Podle [7], lze z pohledu stability observer a PDC regulátor vyšetřovat i navrhovat odděleně. Pokud budou oba stabilní, bude stabilní celý regulační systém. Analýza stability systému s fuzzy observerem je analogická k analýze stability systémů s PDC řízením. Bude-li systém s observerem stabilní, tak se chyba odhadu $\mathbf{e}(t)$ bude blížit asymptoticky k nule.

$$\mathbf{e}(t) = \mathbf{x}(t) - \hat{\mathbf{x}}(t) \quad (29)$$

Teorém 9: Zpětnovazební systém s nelineárním fuzzy observerem (6) se standardním rozdělením fuzzy oblastí (SFP) je asymptoticky stabilní ve velkém, pokud existují symetrické matice \mathbf{Q}_{kii} , matice $\mathbf{Q}_{kij} = \mathbf{Q}_{kji}^T$ a společná pozitivně definitní matice \mathbf{Y}_k pro každý MORG S_k , $k=1,2,\dots,q$ takové, že

$$\mathbf{L}_{ii}^T \mathbf{Y}_k + \mathbf{Y}_k \mathbf{L}_{ii} < \mathbf{Q}_{kii}, \quad i \in l_k, \quad (30)$$

$$(\mathbf{L}_{ij} + \mathbf{L}_{ji})^T \mathbf{Y}_k + \mathbf{Y}_k (\mathbf{L}_{ij} + \mathbf{L}_{ji}) \leq \mathbf{Q}_{kij} + \mathbf{Q}_{kij}^T \quad i, j \in l_k \quad (31)$$

$$[\mathbf{Q}_{kij}]_{r \times r} \leq -\varepsilon_k \mathbf{I} < 0 \quad \text{kde } \varepsilon_k > 0 \quad (32)$$

kde $\mathbf{L}_{ij} = \mathbf{A}_i - \mathbf{G}_i \mathbf{C}_j$

4 METODA ARPDC PRO ZVÝŠENÍ KVALITY ROBUSTNÍHO ŘÍZENÍ

Z odvození, která zatím byla provedena, vyplývá, že různé PDC regulátory navržené pro tentýž systém budou mít stejný tvar, budou pracovat ve stejném pracovním bodě v universu a lišit se budou pouze hodnotami zesílení. Lišit se bude samozřejmě také přechodný děj a v neposlední řadě robustnost regulačních systémů vůči parametrickým neurčitostem a rušivým signálům. Jeden regulátor tedy lze optimalizovat podle požadavků na kvalitu řízení a v následujícím textu je nazýván jako „optimální“, druhý s ohledem na robustnost, a nese označení „robustní“. Jejich akční zásah lze pak snadno interpolovat na základě stanovených pravidel pro posouzení validity modelu a rušivých signálů. Zesílení v i -té oblasti universa S má označení \mathbf{K}_{O_i} u optimálního a \mathbf{K}_{R_i} u robustního PDC regulátoru. Metoda ARPDC není omezena na interpolaci pouze dvou regulátorů. V některých případech může být vhodné vložit mezi optimální a robustní regulátor ještě další pomocné PDC regulátory, kterými zajistíme monotónnost změny robustnosti a integrálního kritéria při interpolaci. Pro jednoduchost odvození označme zesílení všech použitých PDC regulátorů $\mathbf{K}_{A_{gi}}$, kde $i=1,\dots,r$, $g=1,\dots,\chi$ a χ je počet všech PDC regulátorů. Budeme předpokládat, že

$$\mathbf{K}_{A_{1i}} = \mathbf{K}_{R_i} \text{ a } \mathbf{K}_{A_{\chi i}} = \mathbf{K}_{O_i}. \quad (33)$$

Při řízení pak budeme interpolovat robustní PDC regulátor $\mathbf{K}_{A_{1i}} = \mathbf{K}_{R_i}$ s prvním pomocným $\mathbf{K}_{A_{2i}}$, dále první pomocný s dalším pomocným $\mathbf{K}_{A_{3i}}$, až nakonec poslední pomocný regulátor $\mathbf{K}_{A_{(\chi-1)i}}$ budeme interpolovat s optimálním $\mathbf{K}_{A_{\chi i}} = \mathbf{K}_{O_i}$.

Po defuzzyfikaci je možné získat výsledný akční zásah ve tvaru

$$\mathbf{u}(t) = \sum_{g=1}^{\chi} h_{A_g}(\mathbf{z}_V(t)) \sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(t)) \mathbf{K}_{A_{gi}} \mathbf{x}(t) \quad (34)$$

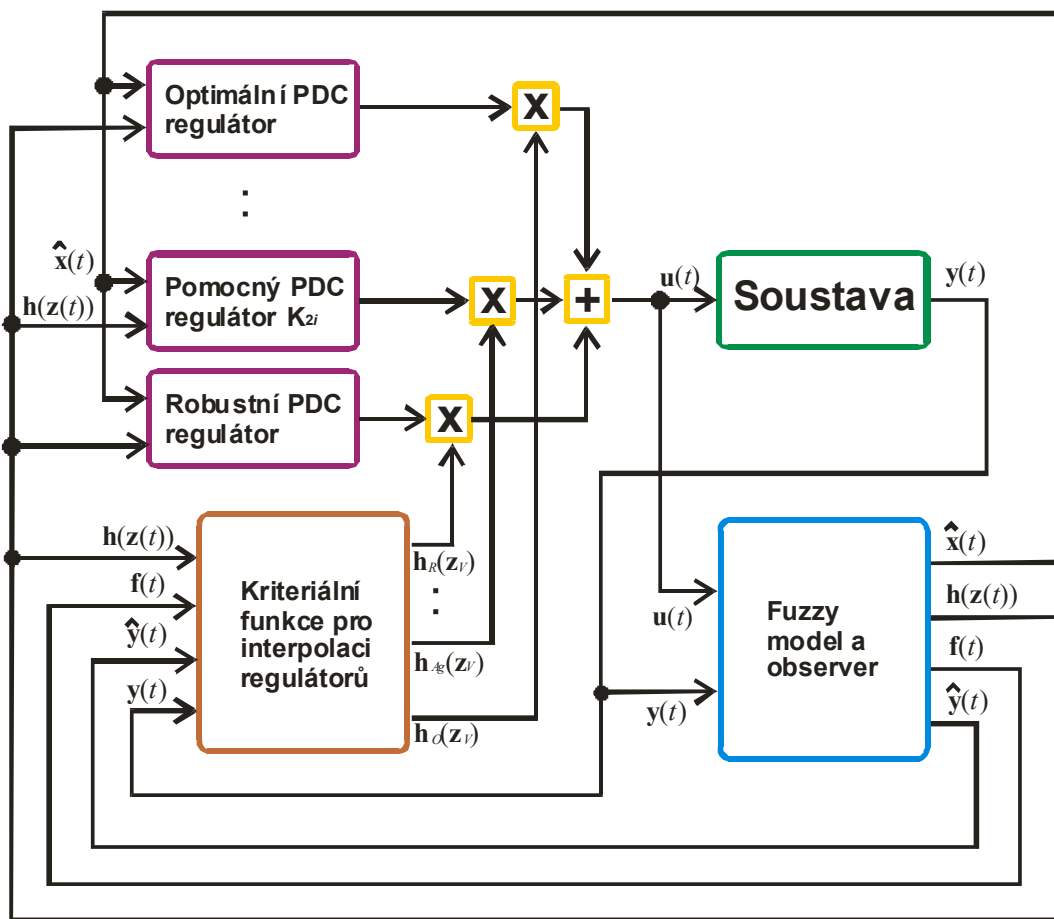
Váhové funkce $h_i(\mathbf{z}(t))$ pochází z T-S fuzzy modelu (2) a jsou získány ve vztahu (3). Váhové funkce $h_{A_g}(\mathbf{z}_V(t))$ jsou získány analogickým způsobem:

$$h_{A_g}(\mathbf{z}_V(t)) = \frac{\mu_{A_g}(\mathbf{z}(t))}{\sum_{g=1}^{\chi} \mu_{A_g}(\mathbf{z}(t))}, \text{ kde } \mu_{A_g}(\mathbf{z}_V(t)) = \prod_{j=1}^{\xi} M_{V_j}^g(\mathbf{z}_V(t)). \quad (35)$$

$h_{A_g}(\mathbf{z}_V(t))$ nyní vyjadřuje míru použití g -tého PDC regulátoru. Pro přehlednost si označme míru použití robustního a optimálního PDC regulátoru

$$h_R(\mathbf{z}_V(t)) = h_{A_1}(\mathbf{z}_V(t)) \text{ a } h_O(\mathbf{z}_V(t)) = h_{A_{\chi}}(\mathbf{z}_V(t)). \quad (36)$$

Schéma celého ARPDC regulačního systému je na obrázku 4.



Obrázek 2: Schéma řízení podle algoritmu ARPDC

4.1 ANALÝZA STABILITY SYSTÉMU S ARPDC ŘÍZENÍM

Teorém 10: Ekvilibrium spojitého T-S fuzzy systému s ARPDC řízením (5) se standardním rozdělením fuzzy oblastí (SFP) je asymptoticky stabilní ve velkém, pokud existuje společná pozitivně definitní matice \mathbf{P}_k , symetrické matice \mathbf{Q}_{kiAg_i} a matice $\mathbf{Q}_{kiAg_j} = \mathbf{Q}_{kjAg_i}^T$, $g=1, \dots, \chi$ pro každý MORG S_k , $k=1, 2, \dots, q$ takové, že

$$\mathbf{F}_{iAg_i}^T \mathbf{P}_k + \mathbf{P}_k \mathbf{F}_{iAg_i} < \mathbf{Q}_{kiAg_i} \quad \text{kde } i \in l_k, \quad k=1, \dots, q \quad (37)$$

$$(\mathbf{F}_{iAg_j} + \mathbf{F}_{jAg_i})^T \mathbf{P}_k + \mathbf{P}_k (\mathbf{F}_{iAg_j} + \mathbf{F}_{jAg_i}) \leq \mathbf{Q}_{kiAg_j} + \mathbf{Q}_{kiAg_j}^T, \quad \text{kde } i, j \in l_k \quad (38)$$

$$\begin{aligned} [\mathbf{Q}_{kiA1j}]_{r \times r} &\leq -\varepsilon_{kA1} \mathbf{I} < 0 \\ \vdots &\quad \quad \quad \vdots \\ [\mathbf{Q}_{kiA\chi j}]_{r \times r} &\leq -\varepsilon_{kA\chi} \mathbf{I} < 0 \end{aligned} \quad \text{kde } \varepsilon_{kAg} > 0 \quad (39)$$

kde $\mathbf{F}_{iAg_j} = \mathbf{A}_i + \mathbf{B}_i \mathbf{K}_{iAg_j}$.

Pokud bychom použili podmínky z Teorému 8, tak bychom museli ještě vyšetřit kombinace s $\mathbf{F}_{iA1j} + \mathbf{F}_{jA2i}$ a $\mathbf{F}_{iA2j} + \mathbf{F}_{jA1i}$, což by podmínky zbytečně zprávnilo.

5 NÁVRH PDC REGULÁTORŮ A OBSERVERU

Pro návrh optimálního regulátoru je v práci použita metoda autorů Li, Wang, Bushnell, Hong a Tanaka [5]. Kritérium kvality regulace je definováno

$$J = \int_0^{\infty} (\mathbf{y}^T(t) \mathbf{W} \mathbf{y}(t) + \mathbf{u}^T(t) \mathbf{R} \mathbf{u}(t)) dt, \quad (40)$$

kde $\mathbf{W} = \mathbf{W}^T > 0$ a $\mathbf{R} = \mathbf{R}^T > 0$ jsou pozitivně definitní matice definující váhu kvadratické odchylky výstupu a kvadrátu akčního zásahu. Výsledek tohoto kritéria závisí také na počátečních podmínkách $\mathbf{x}(0)$. Tato metoda umožňuje také specifikovat doplňující požadavky na řízení, jakými jsou omezení vstupu $\mathbf{u}(t)$, výstupu $\mathbf{y}(t)$, případně velikost útlumu α .

Vhodné metody pro návrh robustního PDC fuzzy regulátoru byly publikovány autory Lee, Jeung a Park v roce 2001 [4] a autory Liu a Zhang v roce 2003 [6]. Autoři Liu a Zhang svoji metodu uvedli společně s podmínkami Teorému 5. Z tohoto Teorému metoda vychází a přidává syntézu regulátoru na základě požadované robustnosti vyjádřené H_{∞} normou. Jde zde navíc o návrh výstupního regulátoru, takže zde najdeme i LMI podmínky pro návrh observeru. Metoda uvedená v [4] vychází z poněkud starších podmínek stability, ale zato umožňuje návrh PDC regulátoru podle požadované robustnosti a útlumu α . Robustnost je zde vyjádřena H_{∞} normou a velikostí parametrických neurčitostí systému.

Pro návrh fuzzy observeru podle specifikace H_{∞} normy byla vyvinuta vlastní metoda, která vychází z analogie PDC regulátoru a stavového fuzzy observeru. Velikost H_{∞} normy $\|\mathbf{T}_{\partial w}\|_{\infty} < \lambda_e$ u observeru, zjednodušeně řečeno, charakterizuje vliv rušení $\mathbf{w}(t)$ na chybu odhadu. Opět je žádoucí, aby tento vliv byl co nejmenší.

Z teorie lineárních systémů víme, že póly observeru (vlastní čísla matice $(\mathbf{A}-\mathbf{G}\mathbf{C})$) by měly ležet co nejvíce nalevo od pólů regulátoru (vlastních čísel matice $(\mathbf{A}+\mathbf{B}\mathbf{K})$). Do metody proto přidáme podmínky, které zajistí umístění pólů observeru do specifikované oblasti. Kromě toho přidáme parametr α a hodnotu normy H_{∞} .

Teorém 18: Stavový fuzzy observer (11) zajistí asymptotickou stabilitu chyby odhadu $\mathbf{e}(t) \rightarrow 0$, velikost H_{∞} normy $\|\mathbf{T}_{\partial w}\|_{\infty} < \lambda_e$ a útlum $\alpha > 0$, pokud budou existovat matice \mathbf{J}_i , \mathbf{Q}_{ii} , $\mathbf{Q}_{ij} = \mathbf{Q}_{ji}^T$, společná matice $\mathbf{P} > 0$ a skaláry $\lambda_e > 0$ a $\alpha > 0$ takové, že

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ii} - \mathbf{Q}_{ii} & \mathbf{Y}\mathbf{B}_{1i} \\ \mathbf{B}_{1i}^T \mathbf{Y} & -\lambda_e^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} < 0 \quad i=1,2,\dots,r, \quad (41)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ij} + \Phi_{ji} - \mathbf{Q}_{ij} - \mathbf{Q}_{ij}^T & \mathbf{Y}\mathbf{B}_{1i} + \mathbf{Y}\mathbf{B}_{1j} \\ \mathbf{B}_{1i}^T \mathbf{Y} + \mathbf{B}_{1j}^T \mathbf{Y} & -2\lambda_e^2 \mathbf{I} \end{bmatrix} \leq 0 \quad i,j=1,\dots,r, i \neq j \quad (42)$$

$$[\mathbf{Q}_{ij}]_{r \times r} \leq -\varepsilon \mathbf{I} < 0 \quad \text{kde } \varepsilon > 0 \quad (43)$$

kde $\Phi_{ij} = \mathbf{A}_i^T \mathbf{Y} - \mathbf{C}_j^T \mathbf{J}_i^T + \mathbf{Y} \mathbf{A}_i - \mathbf{J}_i \mathbf{C}_j + \mathbf{C}_i^T \mathbf{C}_i + 2\alpha \mathbf{Y}$,

6 KRITERIÁLNÍ FUNKCE PRO VÝPOČET MÍRY NASAZENÍ ROBUSTNÍHO A OPTIMÁLNÍHO REGULÁTORU

Narozdíl od adaptivního řízení se ARPDC algoritmus nesnaží průběžně identifikovat soustavu, ale pouze posuzuje validitu modelu a úroveň rušení přicházejícího do systému. Na základě tohoto posouzení pak určí míru nasazení robustního a optimálního regulátoru. Fuzzy observer si pro návrh kritériální funkce rozdělíme následujícím způsobem:

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(t)) \{ \mathbf{A}_i \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_{2i} \mathbf{u}(t) + \mathbf{G}_i [\mathbf{y}(t) - \hat{\mathbf{y}}(t)] \} = \mathbf{f}_m(t) + \mathbf{c}_o(t) \\ \hat{\mathbf{y}}(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(t)) \mathbf{C}_i \hat{\mathbf{x}}(t)\end{aligned}\quad (44)$$

$$\text{pak} \quad \mathbf{f}_m(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(t)) [\mathbf{A}_i \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_{2i} \mathbf{u}(t)] \quad (45)$$

$$\mathbf{c}_o(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(t)) \mathbf{G}_i [\mathbf{y}(t) - \hat{\mathbf{y}}(t)] \quad (46)$$

Modifikací výpočtu korektoru absolutní hodnotou odchylky výstupu získáme:

$$\mathbf{c}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(t)) \mathbf{G}_i |\mathbf{y}(t) - \hat{\mathbf{y}}(t)|. \quad (47)$$

Signály $\mathbf{f}_m(t)$ a $\mathbf{c}(t)$ jsou snadno porovnatelné, protože obsahují stejné veličiny.

6.1 VÝPOČET VÁHOVÝCH KOEFICIENTŮ JEDNOTLIVÝCH PDC REGULÁTORŮ

Nejprve si zavedeme proměnnou $z_v(t)$, ze které budeme odvozovat všechny váhové funkce $h_{Ag}(z_v(t))$, $g=1, \dots, \chi$.

$$\dot{z}_v(t) = \frac{1}{T_d} \left(-z_v(t) + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{k_{ci} c_i^\beta(t)}{|f_{mi}(t)| + k_{ci} c_i^\beta(t) + k_m} \right), \quad (48)$$

kde k_{ci} , $i=1, \dots, n$ je kladný reálný koeficient, který umožňuje zvýšit vliv velikosti i -tého stavu na míru použití robustního regulátoru. Při volbě velkých koeficientů k_{ci} klademe důraz na robustnost řízení, jejich zmenšováním naopak na kvalitu.

Konstanta $0 < k_m < 1$ pouze zajistí, že nedojde k dělení nulou pokud $|f_{mi}(t)| + k_{ci} c_i^\beta(t) = 0$. Exponentem β jsme schopni zvýšit rychlost nasazení robustního regulátoru při vzniku odchylek. Kmitočtový filtr s časovou konstantou T_d má význam pro potlačení vyšších kmitočtů a eliminaci algebraické smyčky.

Váhové koeficienty $h_{Ag}(z_v(t))$ určující míru použití jednotlivých PDC regulátorů získáme interpolací sousedních regulátorů.

Protože funkce $z_v(t)$ nabývá hodnot v intervalu $z_v \in \langle 0; 1 \rangle$, přiřadíme každému regulátoru parametr $s_{Ag} \in \langle 0; 1 \rangle$, $g=1, \dots, \chi$, který určuje, že maximum koeficientu

$h_{A_g}(z_V(t))=1$ nastává při $z_V(t)=s_{A_g}$. Musí platit, že $0=s_{A_1} < \dots < s_{A_g} < \dots < s_{A_\chi} = 1$.
Váhové koeficienty $h_{A_g}(z_V(t))$ jednotlivých PDC regulátorů pak budou

$$h_{A_g}(z_V(t)) = \begin{cases} 0, & \text{pro } z_V < s_{A(g-1)} \\ \frac{z_V - s_{A(g-1)}}{s_{A_g} - s_{A(g-1)}}, & \text{pro } s_{A(g-1)} < z_V < s_{A_g} \\ 1 - \frac{z_V - s_{A_g}}{s_{A(g+1)} - s_{A_g}}, & \text{pro } s_{A_g} < z_V < s_{A(g+1)} \\ 0, & \text{pro } s_{A(g+1)} < z_V \end{cases} \quad (49)$$

Pokud bychom použili pouze robustní a optimální regulátory, pak bude platit

$$h_R(z_V(t)) = z_V(t) \text{ a } h_O(z_V(t)) = 1 - z_V(t). \quad (50)$$

Výhodou této metody výpočtu kriteriální funkce je jednoduchost a možnost snadného nasazení ve velkém množství aplikací. Metoda jistě není zcela univerzální a proto se další výzkum může věnovat jejímu rozšíření o analýzu rušení pomocí stochastických metod, případně důkladnější sledování validity modelu. Vždy však musí být zajištěno, že $h_{A_g}(z_V(t)) \in \langle 0; 1 \rangle$ pro $g = 1, \dots, \chi$ a $\sum_{g=1}^{\chi} h_{A_g}(z_V(t)) = 1$.

7 METODIKA NÁVRHU ŘÍDÍCÍHO ALGORITMU ARPDC

Rozšíření této metody řízení je do velké míry závislé na jednoduchosti implementace do stávajících, či nových řídicích systémů. Návrh regulačního systému s ARPDC sestává z následujících kroků:

- a) Sestavení T-S modelu řízeného systému.
- b) Specifikace požadavků na robustnost a kvalitu přechodného děje.
- c) Návrh robustního regulátoru:
- d) Návrh optimálního, případně pomocných regulátorů:
- e) Návrh fuzzy observeru.
- f) Nastavení parametrů kriteriální funkce pro interpolaci regulátorů a simulace v Matlabu. Pokud regulátor nesplňuje naše požadavky, vrátíme k bodu b).
- g) Po úspěšném splnění všech předchozích bodů můžeme regulátor vyzkoušet na skutečném systému a případně uvést do provozu.

Jestliže soustava časem změní svoje parametry tak, že se výrazně liší od výchozího modelu, pak je vhodné regulátor aktualizovat, aby se dosáhlo vyšší kvality řízení. Při implementaci algoritmu ARPDC do stávajících PDC robustních řídicích systémů se postup zjednoduší, protože nebude třeba navrhovat robustní regulátor, ani sestavovat nový T-S model.

8 EXPERIMENTÁLNÍ OVĚŘENÍ ALGORITMU

Pro ukázkou způsobu použití a vlastností algoritmu ARPDC je zde použit systém inverzního kyvadla popsaného následujícím T-S fuzzy modelem.

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(t)) \{ \mathbf{A}_i \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_{1i} \mathbf{w}(t) + \mathbf{B}_{2i} \mathbf{u}(t) \} \\ \mathbf{y}(t) &= \sum_{i=1}^r h_i(\mathbf{z}(t)) \mathbf{C}_i \mathbf{x}(t)\end{aligned}\quad (51)$$

kde $x_1(t)$ - úhel náklonu vůči svislici [rad],

$x_2(t)$ - úhlová rychlost náklonu [rad/s],

$x_3(t)$ - poloha vozíku vůči cílovému bodu na dráze [m],

$x_4(t)$ - rychlost vozíku [m/s].

Systém můžeme rozdělit na dvě lokální lineární oblasti s maticemi

$$\begin{aligned}\mathbf{A}_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 29.2529 & -0.3149 & 0 & 44.1811 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -1.2637 & -0.0041 & 0 & -16.7096 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{11} = \mathbf{B}_{21} = \begin{bmatrix} 0 \\ -1.928 \\ 0 \\ 0.7292 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{A}_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 22.0587 & -0.2872 & 0 & 20.1425 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -0.4765 & -0.0019 & 0 & -15.236 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{12} = \mathbf{B}_{22} = \begin{bmatrix} 0 \\ -0.879 \\ 0 \\ 0.6649 \end{bmatrix}, \mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix},\end{aligned}$$

Funkce příslušnosti k jednotlivým fuzzy množinám jsou

$$h_1(x_1(t)) = \left\{ 1 - \frac{1}{1 + e^{-7[x_1(t) - \frac{\pi}{6}]}} \right\} \frac{1}{1 + e^{-7[x_1(t) + \frac{\pi}{6}]}}, \quad h_2(x_1(t)) = 1 - h_1(x_1(t)). \quad (52)$$

8.1 NÁVRH REGULÁTORŮ, OBSERVERU A KRITERIÁLNÍ FUNKCE

Zesílení robustního regulátoru: $\mathbf{K}_{R1} = -\mathbf{K1rob} = [258.15 \ 48.61 \ 66.66 \ 75.35]$,

$\mathbf{K}_{R2} = -\mathbf{K2rob} = [382.41 \ 71.97 \ 98.16 \ 100.56]$

Zesílení optimálního regulátoru: $\mathbf{K}_{O1} = -\mathbf{K1opt} = [42.10 \ 6.43 \ 5.29 \ 27.08]$,

$\mathbf{K}_{O2} = -\mathbf{K2opt} = [189.29 \ 34.77 \ 37.46 \ 56.90]$

Zesílení observeru: $\mathbf{G}_1 = \mathbf{G1} = \begin{bmatrix} 297 & 21 \\ 2611 & 2031 \\ 1.3 & 268 \\ 238 & 686 \end{bmatrix}$, $\mathbf{G}_2 = \mathbf{G2} = \begin{bmatrix} 257 & 4.02 \\ 2330 & 1818 \\ 7.18 & 271 \\ 145 & 628 \end{bmatrix}$

Parametry kritériální funkce pro interpolaci regulátorů

$$\dot{h}_R(t) = \frac{1}{T_d} \left(-h_R(t) + \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{k_{ci} c_i^\beta(t)}{|f_{mi}(t)| + k_{ci} c_i^\beta(t) + k_m} \right), \quad h_O(t) = 1 - h_R(t)$$

kde $n = 4$, $T_d = 0.01\text{s}$, $k_{ci} = 10$ pro $i = 1, \dots, n$, $\beta = \text{beta} = 1$, $k_m = 0.01$

8.2 VLASTNOSTI REGULACE JEDNOTLIVÝCH REGULÁTORŮ

Robustní regulátor

Výpočtem pomocí LMI bylo zjištěno, že maximum H_∞ normy je **0.091**.

Byla vypočítána maximální hodnota integrálního kritéria, která činí $J_{max} = 5193$.

Optimální regulátor

Maximum H_∞ normy je **0.366**, tedy čtyřnásobek H_∞ normy robustního regulátoru.

Max. hodnota kritéria $J_{max} = 3334$, což je pokles o 55%.

8.3 INTERPOLACE REGULÁTORŮ A ARPDC ŘÍZENÍ

Velikosti maxima H_∞ normy a integrálního kritéria J při interpolaci obou regulátorů jsou monotónní. To umožňuje použít základní variantu ARPDC, kdy se interpoluje pouze robustní regulátor s optimálním a není nutné pro zajištění monotónnosti průběhu H_∞ normy zavádět další pomocné regulátory.

Dále byla analyzována robustnost regulátorů vůči parametrickým neurčitostem. Protože je velmi obtížné postihnout všechny varianty parametrických neurčitostí v systému, byly matice A_i násobeny koeficientem mul a testována stabilita pomocí odpovídajících LMI podmínek a simulací v Matlabu.

Interval parametru mul vyhovující podmínkám stability podle Teorému 10:

ARPDC řízení: $mul \in (0.99; 1.06)$

Interval mul pro interpolované regulátory vyhovující podmínkám stability podle Teorému 5:

Optimální regulátor: $mul \in (0.92; 1.09)$

$h_R = 0.2:$ $mul \in (0.88; 1.29)$

$h_R = 0.4:$ $mul \in (0.83; 1.49)$

$h_R = 0.6:$ $mul \in (0.77; 1.70)$

$h_R = 0.8:$ $mul \in (0.71; 1.92)$

Robustní regulátor: $mul \in (0.64; 2.14)$

Z vypočtených intervalů by se zdálo, že ARPDC řízení bude stabilní v menším rozsahu, než oba regulátory. Z následujících výsledků však vyplývá, že skutečnost je výrazně jiná a odpovídá našim předpokladům. Při vhodném nastavení kritériální funkce je robustnost ARPDC téměř stejná, jako u robustního regulátoru.

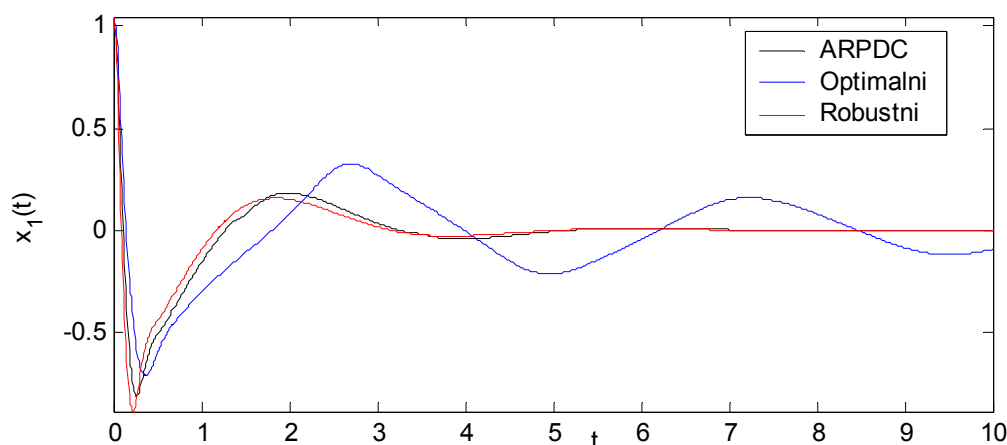
8.4 VÝSLEDKY SIMULACÍ

Následující simulace se snaží ověřit robustnost a kvalitu řízení algoritmu ARPDC a porovnat ji s parametry dosaženými robustním a optimálním regulátorem.

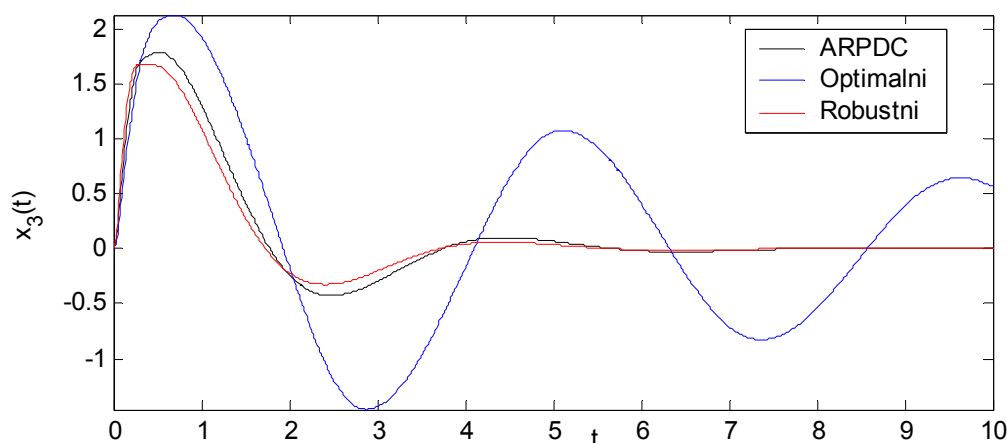
8.4.1 Odezvy stavových veličin

Časové charakteristiky stavů jednotlivých řídicích systémů při původní velikosti matic A_i ($mul=1$) a při stejných počátečních podmínkách systému a modelu jsou si

blízké. Rozdíly odhalí až důkladnější analýza robustnosti a kvality regulace. Pokud vynásobíme matice A_i koeficientem $mul = 1.15$, získáme tyto odezvy výstupů:



Obrázek 3: Odezvy výstupu y_1 všech systémů při koeficientu $mul = 1.15$



Obrázek 4: Odezvy výstupu y_2 všech systémů při koeficientu $mul = 1.15$

8.4.2 Analýza robustnosti a kvality regulace

Velmi významné experimenty shrnuté v tabulce 2 ukazují, že díky interpolaci robustního regulátoru s optimálním výrazně vzrostla kvalita regulace ve velkém rozsahu hodnot koeficientu mul . Robustnost vůči změně parametrů systému přitom zůstala zachována přibližně na stejné úrovni a ve směru k malým hodnotám mul dokonce vzrostla. Pokud bychom potřebovali dosáhnout ještě vyšší robustnosti, můžeme změnit kritériální funkci, podle které se regulátory interpolují. Například při parametrech $k_{ci} = 50$, $i = 1, \dots, 4$ a $\beta = 2$ bude systém stabilní pro $mul \in (0.64; 2.9)$, tedy stejný interval, jako u robustního regulátoru. Kvalita řízení nominálního systému však poklesne ($J = 1381$). K určitému zlepšení vůči robustnímu regulátoru ($J = 1630$) však přesto dojde. Při přesnějším T-S modelu by bylo zlepšení kvality regulace ještě výraznější. U nominálního systému bylo ARPDC řízením dosaženo téměř stejné hodnoty integrálního kritéria J , jako u optimálního a o 30% lepší

hodnoty, než u robustního řízení. Zajímavé také je, že příspěvek odchylky je téměř stejný, jako u robustního řízení, ovšem s téměř o 40% menšími energetickými nároky.

Ani výrazná změna parametrů nepůsobí ARPDC řízení velké problémy. Při $mul = 0.65$ je kvalita ARPDC řízení výrazně vyšší, než řízení robustního, ačkoliv optimální regulátor netlumeně kmitá. Při $mul = 1.4$ se integrální kritéria vyrovnají a rychlost ustálení robustního regulátoru je o něco vyšší, než u ARPDC.

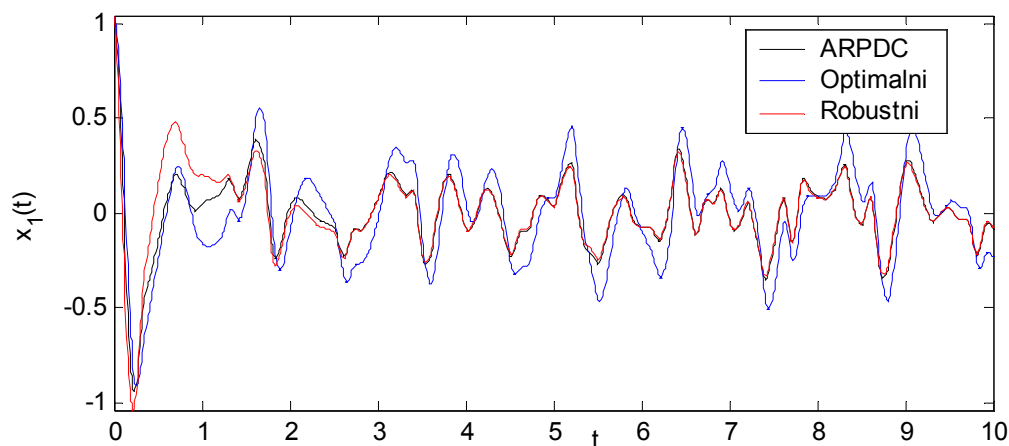
Tabulka 1: Velikost integrálního kritéria J a příspěvků od akčního zásahu (Ju) a odchylky výstupu (Jy) při různých typech řízení a změně parametru mul

mul	ARPDC řízení			Optimální řízení			Robustní řízení		
	J	Ju	Jy	J	Ju	Jy	J	Ju	Jy
0.6	Stabilní			Netlumeně kmitá			Nestabilní		
0.65	1924	1676	248				3014	2729	285
0.7	1595	1367	228				2126	1911	215
0.75	1455	1233	222	1420	1157	263	1824	1618	206
0.8	1383	1163	220	1177	957	220	1687	1479	208
0.9	1305	1081	224	1131	895	236	1618	1390	228
1	1258	1003	255	1226	916	310	1630	1385	245
1.05	1319	1040	279	1370	976	394	1646	1393	253
1.1	1385	1084	301	1677	1117	560	1665	1406	259
1.15	1449	1126	323	2618	1571	1047	1687	1419	268
1.2	1515	1168	347	Stabilní			1714	1438	276
1.3	1658	1255	403	Nestabilní			1774	1478	296
1.4	1822	1350	472				1846	1524	322
1.5	2023	1461	562				1931	1576	355
1.6	2277	1598	679				2034	1636	398
1.7	2605	1773	832				2159	1706	453
1.8	3050	2006	1044				2313	1789	524
1.9	3683	2335	1348				2505	1891	614
2	4650	2835	1815				2747	2017	730
2.1	Stabilní						3058	2177	881
2.2							3464	2386	1078
2.3				4010	2665	1345			
2.4				4769	3053	1716			
2.5	Nestabilní			Stabilní					
2.6									
2.7									
2.8									
2.9									
3									

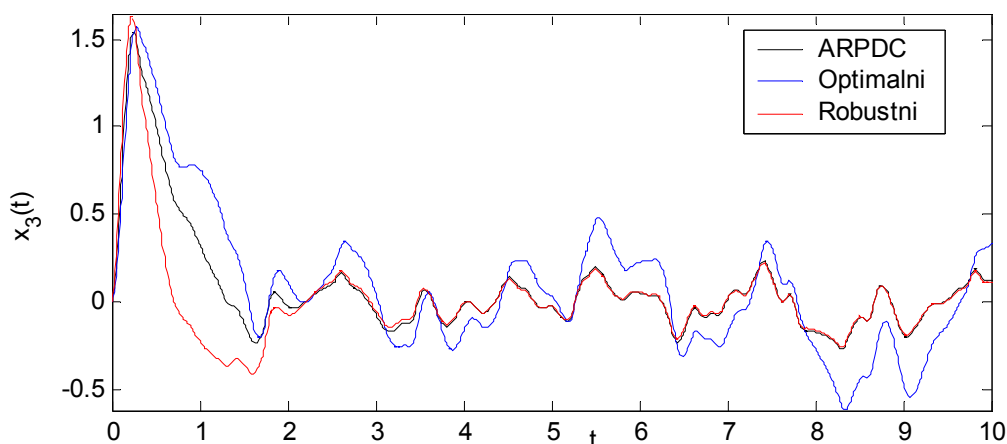
8.4.3 Regulace při rušivém vstupním signálu

Silné rušení:

Na všechny systémy byl přiveden rušivý signál se šumovým výkonem 50. Obrázky 51-54 zobrazují odezvy výstupních veličin u všech systémů.



Obrázek 5: Odezvy výstupu y_1 všech systémů při silném rušení



Obrázek 6: Odezvy výstupu y_2 všech systémů při silném rušení

Z průběhu stavů je dobře patrné, že ARPDC algoritmus řídí zpočátku optimálně a posléze robustně. Dosáhne se tím nižšího počátečního překmitu, než je u robustního řízení při stejném potlačení rušivého signálu. Oproti optimálnímu regulátoru je potlačení rušení přibližně trojnásobné. Robustní řízení spotřebovalo velké množství energie na počáteční přechodný děj, ale díky vysokému útlumu rušení pak integrální kritérium narůstá pomalu. Optimální regulátor sice dosáhl zpočátku nejmenší hodnoty J , ale ta kvůli horšímu potlačení šumů rychle narůstá a brzy přesáhne i hodnotu J robustního řízení. Při vyšších odchylkách stavů jsou

totiž nutné také vyšší akční zásahy na stabilizaci a proto je potlačení šumů optimálním regulačním systémem i energeticky náročnější.

ARPCD algoritmus zde dosahuje rozhodně nejlepších výsledků. Počáteční nárůst kritéria J je výrazně nižší, než u robustního řízení díky vyšší míře použití optimálního regulátoru. Po ustálení je již průběh stavů a tedy i nárůst J totožný s robustním řízením a tento rozdíl už zůstává zachován. Došlo tedy opět ke spojení dobrých vlastností obou regulátorů, které vedlo ke zvýšení kvality regulace.

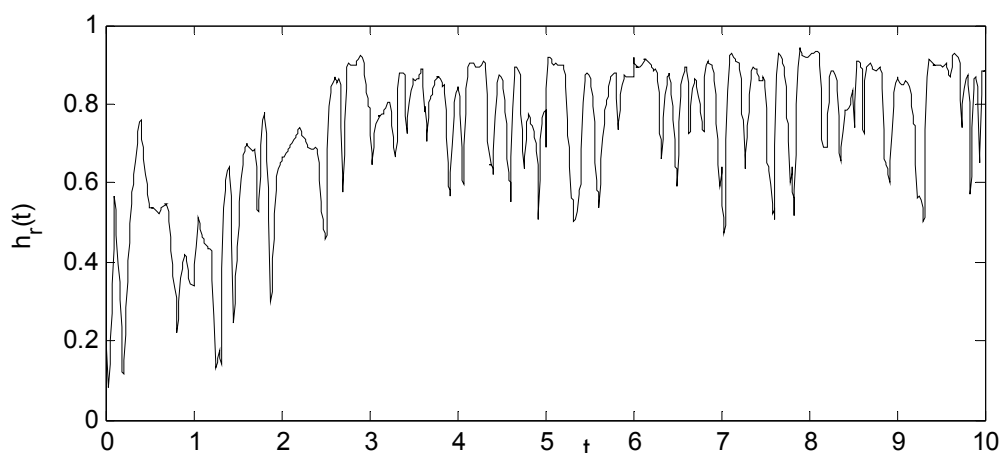
Tabulka 2: Velikost integrálního kritéria J , příspěvků od akčního zásahu (J_u) a odchylky výstupu (J_y) při silném rušení v čase $t = 10s$

ARPCD řízení			Optimální řízení			Robustní řízení		
J	J_u	J_y	J	J_u	J_y	J	J_u	J_y
1891	1756	135	1993	1745	248	2536	2411	125

Slabé rušení:

Při dalších simulacích mělo rušení šumový výkon 0.1. Z průběhů stavových veličin a koeficientu h_R je zřejmé podobné chování algoritmu ARPCD, jako v předchozím případě. Zpočátku je použit převážně optimální regulátor, což zajistí nízkou hodnotu integrálního kritéria J a po odeznění přechodného děje se použije robustní regulátor s vysokou mírou potlačení rušení. Toto chování je dáno principem výpočtu parametru h_R .

Pokud je hodnota $|f_{mi}(t)|$ velká, což se stane při přechodném ději, tak při malém signálu c_i bude použit optimální regulátor. Jakmile se však systém ustálí v okolí počátku, tak i malý signál c_i zajistí použití robustního regulátoru. Signál c_i je dán jednak nepřesností modelu a jednak velikostí rušivých signálů, takže při šumu nikdy nevymizí.



Obrázek 7: Míra použití robustního regulátoru v ARPCD řízení při slabém rušení

Integrální kritéria zde opět potvrdila výrazně vyšší kvalitu řízení algoritmem ARPDC oproti robustnímu řízení. Vzhledem k tomu, že hodnota kritéria J stále roste a to u optimálního regulátoru rychleji, než u ARPDC, bude ARPDC po určité době vykazovat kvalitnější řízení, než optimální regulátor (v tomto případě asi po deseti minutách). ARPDC má tedy smysl nasadit i místo optimálního regulátoru v případě, kdy se pracuje s nominálním systémem, na který působí i malý šum, protože zlepší potlačení šumů a zajistí dlouhodobě nižší energetickou náročnost.

Tabulka 3: Velikost integrálního kritéria J , příspěvků od akčního zásahu (J_u) a odchylky výstupu (J_y) při slabém rušení v čase $t = 10s$

ARPDC řízení			Optimální řízení			Robustní řízení		
J	J_u	J_y	J	J_u	J_y	J	J_u	J_y
1245	996	249	1217	906	311	1621	1380	241

Robustnost vůči rušení:

Zajímavé výsledky byly dosaženy také při testování stability řídicích algoritmů za přítomnosti rušení. Nejnižší odolnost vůči rušivému signálu má v tomto případě překvapivě robustní regulátor. Důvodem jsou vyšší překmity při přechodném ději, ke kterým se přidá ještě rušení. Stal se nestabilním už při šumovém výkonu nastaveném v bloku Sum na hodnotu **144**.

Optimální regulátor sice má nižší počáteční překmity, ale zase hůře potlačuje rušivé signály, takže se rozkmital v pozdější fázi regulace při šumovém výkonu **161**.

ARPDC algoritmus spojuje výhody obou regulátorů, tedy nízké překmity při přechodném ději a vyšší tlumení rušivých signálů. Díky tomu byl stabilní až do šumového výkonu **201** a opět prokázal svou efektivnost.

8.4.4 Vliv parametrů kritériální funkce

Změnou parametrů T_d , k_{ci} a β můžeme nastavit požadované chování kritériální funkce za různých situací a tím měnit vlastnosti ARPDC řízení.

Tabulka 4: Vliv parametrů k_c a β na robustnost a kvalitu ARPDC řízení

beta	k_c	Stabilita s parametrem mul				Vlastnosti nominálního systému			
		mul_{km1}	mul_1	mul_2	mul_{km2}	J	J_u	J_y	$P_{\dot{s}max}$
0.5	1	0.44	0.69	1.35	1.45	1255	964	291	162
	10	0.55	0.62	1.9	2.46	1248	983	265	184
1	1	0.49	0.66	1.5	1.6	1247	967	280	179
	10	0.59	0.6	2.4	2.85	1258	1004	254	201
2	1	0.54	0.63	1.9	2.3	1242	975	267	205
	10	0.62	0.62	2.85	3.2	1287	1037	250	196

Parametry k_{ci} :

Jak již bylo řečeno, slouží tyto koeficienty k posílení vlivu robustního nebo optimálního řízení a představují hlavní nástroj pro nastavení chování algoritmu ARPDC. Během simulací byly všechny koeficienty nastaveny stejně, což odpovídá filosofii návrhu. Při známé citlivosti optimálního regulátoru na změnu určité stavové veličiny je však možné posílit příslušným koeficientem její vliv.

Parametr β :

Tímto parametrem můžeme změnit tvar závislosti koeficientu h_R na chybovém signálu $c(t)$. Pro hodnoty $\beta < 1$ se h_R rychleji dostává k nule a ve větší míře se použije optimální regulátor, při $\beta > 1$ zase k jedničce a dáváme tak důraz na robustnost.

Parametr T_d :

Vysoká hodnota této časové konstanty umožňuje potlačit rychlé změny koeficientu h_R , ale zpravidla zhorší kvalitu regulace, protože neumožní zcela využít výhody ARPDC řízení. V některých situacích by snad vysoká hodnota T_d mohla mít opodstatnění, většinou je však vhodné ji volit co nejmenší.

Parametr k_m :

Podobně, jako T_d má význam pouze pro programovou realizaci algoritmu a je vhodné volit k_m co nejmenší.

Z předchozí tabulky je možné učinit ještě jeden zajímavý závěr. Velikost integrálního kritéria J se s velikostí parametrů k_c a β výrazně nemění a zůstává na úrovni optimálního řízení. Kvalita vůči robustnímu řízení tak vždy výrazně vzrostla.

Odolnost vůči rušení nikde neklesla pod úroveň robustního ani optimálního řízení. V nejlepším případě naopak vzrostla o 41% oproti robustnímu a o 27% oproti optimálnímu řízení. Závěrem této části můžeme poznamenat, že naše kritériální funkce má požadované vlastnosti a správně rozlišuje situace, kde je vhodné použít robustní a kde naopak optimální regulátor.

8.4.5 Estimace stavů a regulace s odlišnými počátečními podmínkami

Pokud observer nemá apriorní informaci o počátečních stavech systému a bude vycházet z nulových počátečních podmínek $\hat{\mathbf{x}}(0)=[0 \ 0 \ 0 \ 0]$, bude samozřejmě regulace inverzního kyvadla obtížná. Může se stát, že se kyvadlo dostane mimo universum T-S fuzzy modelu. U všech tří algoritmů se nejvyšší přípustná odchylka úhlu kyvadla x_1 pohybuje kolem 0.9 rad (ARPDC: 0.86, robustní: 0.87, optimální: 0.91). V reálných systémech by nebylo obtížné provést inicializaci observeru na základě změřených stavů x_1 a x_3 a teprve poté spustit regulaci.

9 ZÁVĚR

V této práci byla představena nová metoda automatického řízení nelineárních systémů, která umožní kvalitní řízení systémů, které vyžadují robustní regulátor. Metoda ARPDC (Advanced Robust Parallel Distributed Compensation) je založena na interpolaci robustního PDC fuzzy regulátoru s optimálním na základě posouzení validity modelu a úrovně rušivých signálů, které do systému vstupují.

V práci byly odvozeny nové podmínky ve tvaru lineárních maticových nerovností, které zaručí stabilitu systému s ARPDC řízením při dosažení v současnosti nejmenší míry konzervatismu.

Zároveň byly odvozeny nové podmínky stability pro T-S fuzzy systémy s PDC regulátorem i pro systémy s nelineárním fuzzy observerem. Tyto podmínky spojily výhody dvou odlišných přístupů při analýze stability, které publikovali Liu a Zhang [6] a Xiu a Ren [12] a mohou výrazně snížit konzervatismus při analýze stability. Mohou také sloužit jako základ pro vývoj metod syntézy PDC regulátorů. Většinu v současnosti odvozených metod pro návrh PDC regulátorů je možné použitím těchto podmínek aktualizovat. Vychází z nich také podmínky pro stabilitu ARPDC řízení.

Cílem práce bylo také vyhledat a vyzkoušet vhodné metody pro návrh optimálního a robustního regulátoru a observeru. Pro návrh optimálního regulátoru se ukázala být vhodná metoda publikovaná v [5], která umožňuje optimalizovat parametry regulátoru podle zadaného integrálního kritéria a zahrnout do návrhu jak požadavky na rychlost přechodného děje, tak na energetickou náročnost řízení.

Návrhem robustních regulátorů se zabývají publikace [4] a [6]. Ve [4] autoři sice používají zastaralé podmínky stability, které jsou poměrně konzervativní, do návrhu však zahrnuli jak optimalizaci H_∞ normy a doplňkového parametru útlumu, tak především parametrické neurčitosti v systému a nepřesnosti v modelu. Díky této vlastnosti je tedy možné ARPDC řízení použít i pro systémy s neurčitostmi. Autoři [6] sice navrhli metodu zohledňující pouze H_∞ normu, použili však vlastní moderní podmínky stability a současně metodu doplňují i o návrh observeru.

Pro experimentální část bylo nutné navrhnout stavový fuzzy observer, ale dostupné metody nedosahovaly žádaných výsledků. Na základě nových podmínek stability a analogie mezi PDC regulátorem a fuzzy observerem proto byly odvozeny nové metody návrhu robustních observerů na základě specifikace H_∞ normy a útlumu, který má vliv na rychlost estimace stavů. Jak bylo odvozeno v [7], z pohledu stability je možné regulátor i observer navrhovat odděleně. Pokud tedy bude stabilní observer i regulátor, pak bude stabilní i celý regulační systém. Rychlost estimace stavů však může mít vliv na velikost dalších parametrů regulace. Bude-li ovšem observer dostatečně rychlý, tak také vliv chyby estimace stavů bude minimální. Vlastní čísla observeru jsou proto umístěna nalevo od největších vlastních čísel smyček s regulátory. PDC regulátory a observer jsou pak navrženy odděleně.

Velkou výhodou všech uvedených metod je použití lineárních maticových nerovností a tedy i možnost velmi efektivního numerického řešení problému metodou konvexní optimalizace včetně minimalizace zvoleného kritéria.

Dalším významným cílem práce bylo sestavení kritériální funkce pro posouzení validity modelu a úrovně rušivých signálů. Tato kritériální funkce je založena na myšlence, že výstup korektoru bude mít stejný rozměr, jako derivace estimovaných stavů a lze je proto snadno porovnat. Navržená kritériální funkce zajistí vyšší míru použití robustního regulátoru při zvýšeném rušení v systému i při nekvalitním modelu. To dokládají i výsledky simulací. Algoritmus je možno dále rozšířit při zachování stanovených pravidel a doplnit tak do výpočtu individuální požadavky na řízení v neobvyklých situacích. Kritériální funkce navíc nabízí možnosti zdůraznění robustního, případně optimálního řízení a obsahuje frekvenční filtr pro zajištění určité kontinuity řízení a filtrování vyšších frekvencí.

Byla zde také zpracována metodika návrhu ARPDPC regulátoru, která usnadní použití této metody pro řízení reálných nelineárních systémů, případně pro vylepšení stávajících robustních regulačních systémů s PDC regulátory.

Celý algoritmus byl vyzkoušen na systému inverzního kyvadla a z provedených simulací je zřejmé, že došlo k výraznému zvýšení kvality regulace robustního regulátoru, respektive robustnosti optimálního regulátoru. K významnému zlepšení došlo také při přivedení rušivého signálu na vstup regulované soustavy. V tomto případě algoritmus ARPDPC dosáhl nejlepších výsledků a ve všech směrech překonal jak optimální, tak robustní regulátor. Spojením výhod robustního a optimálního řízení došlo ke zlepšení kvality přechodného děje, většímu potlačení rušivých signálů a k významné energetické úspoře.

Nevýhodou ARPDPC řízení může být určité zvýšení výpočetní složitosti, což ale při současném stavu techniky nehraje významnou roli.

Vyšší obtížnost návrhu také není nepřekonatelný problém. Jestliže už někdo používá PDC regulátory, pak pro něj nebude obtížné použít ARPDPC. Některé části procesu návrhu regulátoru lze zautomatizovat a celý návrh tak zjednodušit. Přehlednost a široké spektrum možností použití T-S fuzzy modelů a PDC řízení by také mohlo vést k rozšíření ARPDPC algoritmu.

Řídicím systémům s T-S modely je vytykána jedna nevýhoda, a to nutnost mít měřitelné veličiny, na jejichž základě se zjišťuje poloha pracovního bodu v jednotlivých lokálních lineárních oblastech. Jsou to tedy veličiny, na nichž nelineárně závisí chování systému [2]. Tato podmínka je mnohdy obtížně splnitelná. Otázkou však je, jestli existuje jiný algoritmus, který by dokázal takový systém řídit lépe. Z fyzikálního náhledu je zřejmé, že pokud nejsou dostupné stavy, na kterých systém nelineárně závisí, tak bude mít velké problémy libovolný algoritmus.

T-S fuzzy systémy nabízejí několik užitečných vlastností, které z nich činí velmi atraktivní matematický základ pro praktická použití v reálných systémech:

Spojují výhody klasického a fuzzy řízení, což zpřehledňuje model a umožňuje použití znalostí o systému a fyzikálního náhledu pro konstrukci modelu. Model

systemu je možné získat také numericky z odezvy na určitý vstupní signál [1] nebo z matematického popisu, jako například u zde odvozeného inverzního kyvadla.

Umožňují využití nejmodernějších numerických metod konvexní optimalizace na základě lineárních maticových nerovností pro návrh regulátoru podle stanovených kritérií.

Velice důležitá je možnost analýzy stability nelineárních řídicích systémů. Tato vlastnost má významný vliv na rozšíření regulátorů v praktických aplikacích.

Budoucí výzkum v oblasti ARPDC řízení by se měl zaměřit především na snížení konzervatismu metod pro analýzu stability a matematickou verifikaci stability při přítomnosti neurčitostí.

Práce si neklade za cíl vyřešení všech dílčích problémů, které s T-S fuzzy řízením souvisí, či návrh samotných robustních či optimálních regulátorů. Přichází však s metodou jejich interpolace na základě posouzení relevantnosti modelu a rušivých signálů přicházejících do systému. Výsledky provedených simulací ukazují, že touto metodou je možné skloubit výhody obou regulátorů, zvýšit kvalitu regulace a zachovat požadovanou míru robustnosti, což může vést nejen ke zrychlení regulace, ale podle volby optimálního kritéria také k výrazným energetickým úsporám.

Díky uvedeným vlastnostem může být algoritmus ARPDC alternativou k robustnímu a v některých případech i k adaptivnímu řízení a najít široké uplatnění v reálných průmyslových aplikacích.

10 LITERATURA

- [1] Babuška, R. *Fuzzy Modeling and Identification Toolbox for Use with Matlab*. 2001, available from <http://lcewww.et.tudelft.nl/~babuska>
- [2] Kang, H. J. Comments on “Analysis and Design of Fuzzy Controller and Fuzzy Observer”. *IEEE Transaction on Fuzzy Systems*. 1999, vol. 7, no. 6, p. 769
- [3] Kim, E., Lee, H. New approaches to relaxed quadratic stability conditions of fuzzy control systems. *IEEE Transactions on Fuzzy Systems*. 2000, vol. 8, no. 5, p. 523–533
- [4] Lee K.R. Jeung E.T., Park H.B. Robust fuzzy H_∞ control for uncertain nonlinear systems via state feedback: an LMI approach. *Fuzzy Sets and Systems*. 2001, vol. 120, p. 123–134
- [5] Li, J., Wang, O., Bushnell, L., Hong, Y., Tanaka, K. A Fuzzy Logic Approach to Optimal Control of Nonlinear Systems. *International Journal of Fuzzy Systems*. 2000, Vol. 2, No. 3.
- [6] Liu, X., Zhang, Q. New approaches to H_∞ controller designs based on fuzzy observers for T-S fuzzy systems via LMI. *Automatica*. 2003, vol. 39, p. 1571–1582
- [7] Ma, X.J., Sun, Z.Q. Analysis and design of fuzzy controller and fuzzy observer. *IEEE Trans. Fuzzy Systems*. 1998, vol. 6, no. 1, p. 41–51.
- [8] Scherer, C., Weiland, S. *Linear Matrix Inequalities in Control*. 2005, available from <http://www.dcsc.tudelft.nl/~cscherer/2416/lmi05.pdf>
- [9] Tanaka, K., Ikeda, T., Wang, H.O. Fuzzy regulators and fuzzy observers: relaxed stability conditions and LMI-based designs. *IEEE Trans. Fuzzy Systems*. 1998, vol. 4, no. 2, p.250–265.
- [10] Tanaka, K., Sugeno, M. Stability analysis and design of fuzzy control systems. *Fuzzy Sets and Systems*. 1992, vol. 45, no. 2, p.135–156
- [11] Takagi, T., Sugeno, M. Fuzzy identification of systems and its applications to modeling and control. *IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics*. 1985, vol. 1, no. 1, p. 116–132
- [12] Xiu, Z.H., Ren G. Stability analysis and systematic design of Takagi–Sugeno fuzzy control systems. *Fuzzy Sets and Systems*. 2004, Available from www.sciencedirect.com

CURRICULUM VITAE

Jméno: Michal POLANSKÝ
Narozen: 28. září 1975 v Brně
Kontakt: polansky@feec.vutbr.cz

Vzdělání

1995 – 2000 **Vysoké učení technické v Brně,**
Ústav automatizace a měřicí techniky
Obor Kybernetika, automatizace a měření
Státní zkouška – srpen 2000
Diplomová práce – Implementation of the Control and Signal Processing
for a Magnetic Gyrometer on DSP TMS320F243 – zpracována na ESIEE
Paris, France.

2000 – 2003 **Vysoké učení technické v Brně,**
Ústav automatizace a měřicí techniky
Obor Kybernetika a informatika
Rigorózní zkouška – červenec 2002

Zaměstnání

2003 – 2005 **Vysoké učení technické v Brně,**
Ústav automatizace a měřicí techniky
asistent – výuka teorie automatického řízení, teorie systémů, umělé
inteligence, logických řídicích systémů a měření

Jazyky

Angličtina, Francouzština, Ruština

Další zájmy

Fuzzy systémy, konvexní optimalizace, výuka automatického řízení a teorie
systémů, energeticky úsporné systémy

ABSTRAKT

Práce přichází s novou metodou ARPDC (Advanced Robust Parallel Distributed Compensation) pro automatické řízení nelineárních systémů. Tato metoda zvyšuje kvalitu robustní regulace pomocí interpolace robustního a optimálního regulátoru.

Metoda ARPDC vychází z nelineárních Takagi-Sugeno (T-S) fuzzy systémů a řídicího algoritmu PDC (Paralelně distribuované kompenzace). V práci jsou odvozeny podmínky stability, které zaručí stabilitu metody pro nominální systém. Dále je navržena kritériální funkce pro určení míry použití robustního a optimálního regulátoru na základě správnosti modelu a úrovně rušení. Zpracována je také metodika návrhu pro snadnější zavádění metody v praktických aplikacích. Výhody algoritmu jsou demonstrovány na nelineárním modelu inverzního kyvadla. Ukazuje se, že metoda ARPDC může být nejen zajímavou alternativou k robustnímu řízení, ale v některých případech i k adaptivnímu řízení složitých nelineárních soustav.

Významným přínosem práce je také odvození nových podmínek stability T-S fuzzy systémů, které snižují konzervatismus analýzy stability. Na základě těchto nových podmínek je možné přepracovat většinu současných metod návrhu PDC regulátorů a rozšířit tak oblast jejich možného použití na téměř libovolný systém.

V práci je odvozena metoda pro návrh stabilizujícího regulátoru a také nová metoda návrhu nelineárního fuzzy observeru, vycházející z nových podmínek stability. Všechny uvedené metody využívají velmi efektivního numerického řešení pomocí lineárních maticových nerovností (LMI).

Výsledky práce významným způsobem posunují hranice možností nelineárního řízení a mohou vést k zlepšení kvality robustního řízení i ke značným energetickým úsporám při masovém nasazení metody ARPDC v praxi.