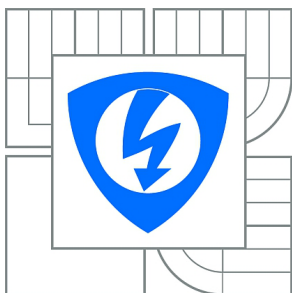


VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY



FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH
TECHNOLOGIÍ
ÚSTAV AUTOMATIZACE A MĚŘICÍ TECHNIKY

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION
DEPARTMENT OF CONTROL AND INSTRUMENTATION

ROBUSTNÍ ŘÍZENÍ ELEKTRICKÝCH POHONŮ

ROBUST CONTROL OF AC ELECTRICAL DRIVES

TEZE - ZKRÁCENÁ VERZE DIZERTAČNÍ PRÁCE
DOCTORAL THESIS - SHORTENED VERSION

AUTOR PRÁCE
AUTHOR

Ing. LUKÁŠ POHL

VEDOUCÍ PRÁCE
SUPERVISOR

doc. Ing. PETR BLAHA, Ph.D.

BRNO 2014

Obsah

1	Úvod	2
2	Současný stav řešení	2
3	Cíle dizertační práce	3
4	Řešení kaskádní regulace otáček PMSM robustními regulátory	4
4.1	LPV model elektrické části PMSM	5
4.2	Syntéza $\mathcal{H}_\infty$ LPV regulátoru proudu	6
4.3	Model mechanické části PMSM	9
4.4	Syntéza $\mathcal{H}_\infty$ regulátoru otáček	10
4.5	Simulace kaskádního regulátoru PMSM	10
5	Řešení kaskádní regulace otáček IM robustními regulátory	13
5.1	LPV model elektrické části IM	13
5.2	Syntéza LPV regulátoru proudu	15
5.3	Model mechanické části IM	16
5.4	Syntéza regulátoru otáček	17
5.5	Simulace kaskádního regulátoru IM	18
6	Závěr	20
	Vlastní publikační činnost	21
	Použitá literatura	22

1 ÚVOD

Jednou z největších výzev robustního řízení elektrických motorů je zajistit nezávislost řízení na vnějších i vnitřních vlivech, které mohou na soustavu působit. Struktura regulované soustavy a neurčitosti ovlivňující soustavu lze zahrnout do návrhových metod robustního řízení. Jednotlivých oblastí teorie robustního řízení je mnoho. Předmětem této dizertační práce jsou $\mathcal{H}_\infty$ metody návrhu robustních regulátorů.

Teoretická část této práce se zabývá syntézou $\mathcal{H}_\infty$ regulátorů pomocí lineárních maticových nerovností. Veškeré matematické nástroje jsou v této práci postupně představeny s cílem vypočítat na obecnou soustavu robustní regulátor. Další rozšíření této $\mathcal{H}_\infty$ metody spočívá ve využití nelineární závislosti $d-q$ rovnic střídavých motorů k vytvoření samo nastavujícího se $\mathcal{H}_\infty$ regulátoru. Struktura parametrického modelu motoru pro syntézu regulátoru je označována jako LPV (Linear Parameter Varying) - lineárně parametricky proměnná struktura. Modifikací $\mathcal{H}_\infty$ metody pro soustavy s LPV strukturou se získá regulátor závislý na stejném parametru jako model soustavy. Vhodnou volbou regulační struktury a rovnic motoru je oproti doposud publikovaným článkům na podobné téma dosaženo mnohem lepšího vyvážení rychlosti, robustnosti a složitosti regulátoru. Všechny předložené výsledky jsou validovány na reálné soustavě.

Značná část dizertační práce se zabývá právě implementací a testováním diskretizovaných robustních $\mathcal{H}_\infty$ regulátorů na reálných motorech. Pro tyto účely byl vyvinut systém pro testování algoritmů v reálném čase založený na platformě dSPACE ds1103. Robustní $\mathcal{H}_\infty$ LPV regulátory byly ověřeny jak na asynchronním motoru tak i na synchronním motoru s permanentními magnety.

2 SOUČASNÝ STAV ŘEŠENÍ

V oblasti řízení elektrických pohonů je možné nalézt několik aplikací $\mathcal{H}_\infty$ metod návrhu robustních regulátorů. První velice oblíbenou metodou návrhu je Loop-shaping design procedure (LSDP) (McFarlane – Glover, 1992). Princip této metody spočívá v robustní stabilizaci regulátoru navrženého metodou tvarování frekvenční charakteristiky otevřené smyčky. Pro systém rozložený nesoudělnou faktorizací existuje explicitní řešení pro výpočet robustních regulátorů zajišťujících nejnižší možnou hodnotu γ . Princip a použití této metody je dobře popsán v knize „Robust control design with MATLAB“ (Gu, 2005). Aplikace LSDP metody je většinou prováděna na linearizovaném modelu asynchronních a synchronních motorů (Acevedo et al., 2008)(Azaiz et al., 2007)(Hsien et al., 1996)(Ban et al., 2009). Nevýhodou této metody je, že dosažená γ je zaručena pouze v blízkém okolí lineární náhrady modelu motoru.

$\mathcal{H}_\infty$ metoda popsaná v článku „State-space solutions to standard $\mathcal{H}_2$ and $\mathcal{H}_\infty$ control problems“ (Doyle et al., 1989), ze které později vycházejí Apkarian a Gahinet, je se značnými úpravami soustavy také použitelná pro návrh robustního regulátoru elektrických pohonů. Hlavní problémem aplikace této metody na motory je nelineární charakter rovnic synchronních a

asynchronních motorů. Jedno z možných řešení tohoto problému je popsáno v článku „Robust Speed Control of an Induction Motor: An Control Theory $\mathcal{H}_\infty$ Approach with Field Orientation and μ -Analysis“ (Bottura et al., 2000). Všechny části stavových rovnic motoru, které se mění s časem (např. otáčky), jsou zde přetransformovány na parametrické neurčitosti. Nevýhodou tohoto postupu je, že použití parametrických neurčitostí způsobuje značný konzervatismus výsledného regulátoru a příliš se nehodí pro rychlé změny neurčité veličiny. Navíc, aby bylo možné dosáhnout požadované stability v celém rozsahu, musí být regulační smyčka značně pomalá. Tato $\mathcal{H}_\infty$ metoda (Doyle et al., 1989) inspirovala několik dalších autorů pracujících s elektrickými pohony (Zheng et al., 2006)(Zhang et al., 2008)(Sil et al., 2009).

Postup, jak odstranit všechny nevýhody vyplývající z rychle se měnící veličiny, je uveden v článku „Self-scheduled $\mathcal{H}_\infty$ control of linear parameter-varying systems: a design example“ (Apkarian et al., 1995). Článek se zabývá gain-scheduling metodou použitelnou na obecnou soustavu s rychle se měnícím parametrem. Syntéza $\mathcal{H}_\infty$ regulátoru spočívá v nalezení jediné Ljapunovy funkce vyhovující všem mezním hodnotám tohoto parametru. Ljapunova funkce je poté dosazena do soustavy LMI, ze které se konvexní optimalizací získají matice regulátorů pro mezní hodnoty parametru. Výsledný akční zásah je složen z váhovaných akčních zásahů mezních regulátorů v závislosti na aktuální hodnotě proměnného parametru. Použití této metody na elektrických pohonech bylo demonstrováno v člancích (Prempain et al., 2002)(Machmoum et al., 2005). Druhý z těchto článků není příliš citovaný, ale popisuje zásadní způsob zápisu rovnic synchronního motoru, který umožňuje použití této metody i na PMSM.

3 CÍLE DIZERTAČNÍ PRÁCE

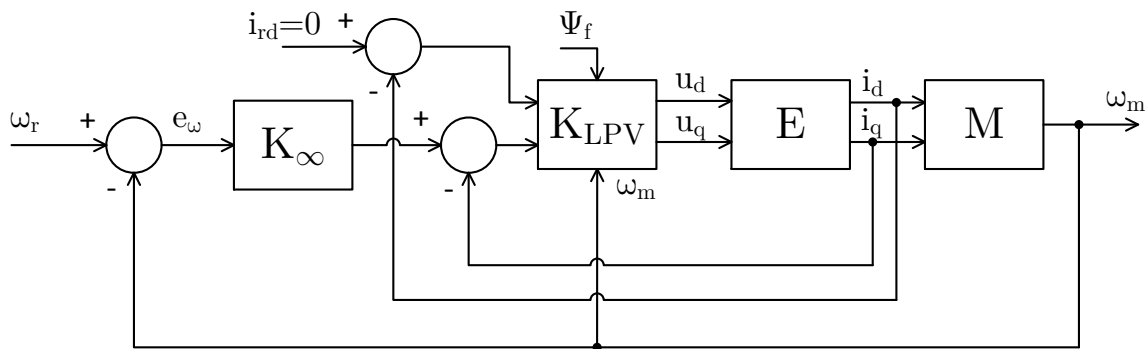
Žádný z výše uvedených článků zcela nevyřešil současné řízení statorových proudů a otáček motoru, které by bylo zároveň dostatečně rychlé a robustní. V této problematice je značný prostor pro inovace s možností publikace odborných článků v impaktovaných časopisech. Střídavé motory jsou hojně nasazovány v praxi a celistvé řešení robustních regulátorů tak má zjevný přínos pro praxi a je žádoucí se touto problematikou zabývat.

Cíle dizertace lze krátce shrnout v následujících bodech:

- Seznámit se se strukturou $d - q$ rovnic elektrických motorů a identifikovat jejich klíčové vlastnosti
- Vytvořit parametrické rovnice elektrických motorů
- Sestavit postup syntézy $\mathcal{H}_\infty$ LPV regulátorů pomocí lineárních maticových nerovností
- Aplikovat syntézu $\mathcal{H}_\infty$ LPV regulátorů na rovnice synchronního a asynchronního motoru
- Vytvořit testovací platformu vhodnou pro rychlé nasazení $\mathcal{H}_\infty$ regulátorů
- Verifikovat teoretické výsledky na reálných motorech

4 ŘEŠENÍ KASKÁDNÍ REGULACE OTÁČEK PMSM ROBUSTNÍMI REGULÁTORY

Jedním z přínosů kaskádní regulační struktury je možnost řídit odděleně různě rychlé stavové veličiny dynamického systému. V případě elektrických strojů se konkrétně jedná o řízení proudu statorem a řízení otáček motoru. Rozdíl v rychlosti elektrické a mechanické části je jak u synchronních tak i asynchronních motorů značně velký. Návrhem robustního regulátoru na mechanickou část do jisté míry zanedbáváme dynamiku rychlejší elektrické části motoru. Zanedbání dynamických vlastností může později způsobit nežádoucí chování regulační smyčky. Dalším přínosem kaskádní regulační struktury je větší možnost ovlivnit průběh a hlavně velikost statorových proudů při implementaci na reálném motoru. Syntéza robustního LPV regulátoru je určena pro lineární parametrické soustavy a bez použití nelineárního omezení vnitřních stavů soustavy nelze do návrhu zahrnout omezení proudů. Při řízení rychlosti PMSM se z těchto důvodů nejčastěji používá kaskádní regulační struktura. Řešení návrhu regulátoru otáček v kaskádním zapojení je rozděleno na dvě části. V prvním kroku je navržen robustní LPV regulátor proudu na parametrickou soustavu tvořenou elektrickou částí PMSM motoru. Chování takto získaného regulátoru je nutné ověřit pro celý rozsah otáček motoru. Jedním z předpokladů návrhu neparametrického robustního regulátoru otáček je, že dynamika vnitřní proudové smyčky nezávisí na proměnném parametru (otáčkách motoru). Dalším zjednodušujícím předpokladem je rychlá odezva celé proudové smyčky. Po potvrzení těchto vlastností můžeme vnitřní smyčku považovat za blízkou ideálnímu zdroji proudu a soustředit se na návrh robustního regulátoru otáček. Druhým krokem návrhu je sestavení modelu mechanické části PMSM a syntéza robustního $\mathcal{H}_\infty$ regulátoru otáček.



Obrázek 1: Kaskádní regulační struktura pro řízení proudu a otáček PMSM (E - elektrická část soustavy, M - mechanická část soustavy)

4.1 LPV model elektrické části PMSM

Elektrický LPV model synchronního motoru s permanentními magnety je odvozen z napěťových rovnic statoru v d - q souřadnicovém systému. Volbou stavového vektoru $x = [i_d, i_q]^T$, vstupních veličin $u = [\Phi_f, u_d, u_q]^T$ a výstupních veličin $y = [i_d, i_q]^T$ se získá stavový popis v rovnici (1).

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -\frac{R_s}{L_d}x_1 + \frac{\omega_m L_q}{L_d}x_2 + \frac{1}{L_d}u_2 \\ \dot{x}_2 &= -\frac{\omega_m L_d}{L_q}x_1 - \frac{R_s}{L_q}x_2 + \frac{1}{L_q}(u_3 - \omega_m u_1) \\ y &= [x_1, x_2]^T\end{aligned}\tag{1}$$

Pro sestavení LPV modelu se ze stavových rovnic vyjmou otáčky ω_m , které se později použijí jako plánovací proměnná (scheduling variable). Výsledkem této úpravy jsou lineární parametrické stavové rovnice, které závisí na ω_m .

$$\begin{aligned}\dot{x} &= (A_1\alpha_1 + A_2\alpha_2)x + (B_1\alpha_1 + B_2\alpha_2)u \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\tag{2}$$

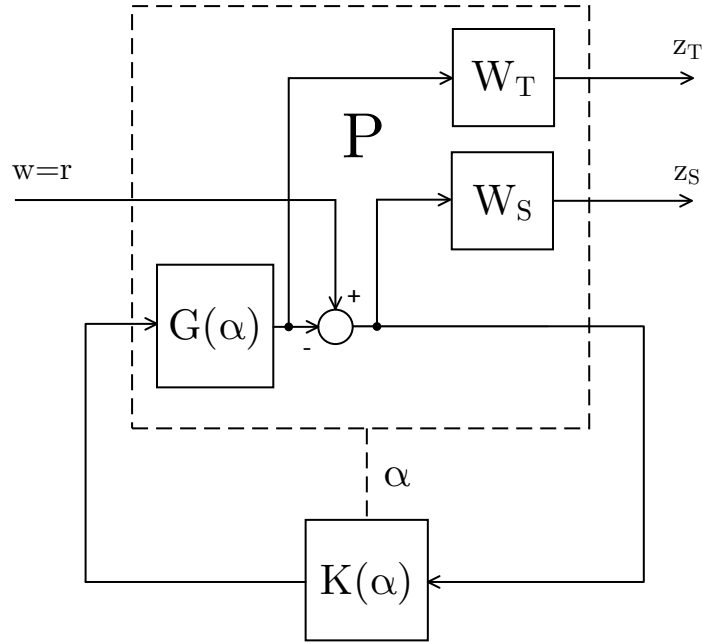
Tvar LPV systému z rovnice (2) je nazýván polytopickým LPV systémem, protože plánovací proměnná nevyjadřuje přímo reálný parametr, ale jeho škálovanou hodnotu v rozsahu $[0 \ 1]$. Systémové matice LPV systému odpovídají původním systémovým maticím v mezních hodnotách plánovací proměnné (ω_m). Vztah mezi reálným parametrem a plánovací proměnnou je v případě jednoho proměnného parametru $\omega_m \in [\omega_{min} \ \omega_{max}]$ definován jako $\omega_m = \alpha_1 \omega_{min} + \alpha_2 \omega_{max}$ pro parametry $\alpha_1, \alpha_2 \in [0 \ 1]$. V každém okamžiku musí platit, že $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$. Systémové matice LPV systému mají následující tvar:

$$\begin{aligned}A_1 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_{min} \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_{min} \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} & B_1 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \\ \omega_{min} \frac{1}{L_q} & 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \\ A_2 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_{max} \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_{max} \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} & B_2 &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \\ \omega_{max} \frac{1}{L_q} & 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \\ C &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} & D &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\end{aligned}$$

Nevýhodou zvolené struktury systémových matic je, že magnetický tok rotoru je brán jako vstupní veličina. Optimalizační algoritmus hledající vhodný regulátor se bude snažit potlačit vliv změn magnetického toku na vlastnosti uzavřeného obvodu. V některých případech jsou požadavky stanovené pomocí váhovacích funkcí tak striktní, že dodatečná neurčitost způsobená změnou magnetického toku může způsobit neřešitelnost optimalizačního problému. Před samotným návrhem regulátoru je proto vhodné škálovat velikost magnetického toku a odpovídajícím způsobem upravit vstupní matici LPV systému.

4.2 Syntéza $\mathcal{H}_\infty$ LPV regulátoru proudu

Cílem optimalizačního algoritmu je nalézt parametrický regulátor minimalizující $\mathcal{H}_\infty$ normu ze vstupů w na výstupy z . Samotná obecná struktura nijak nespécifikuje požadavky na zásobu stability či kvalitu regulace. Tyto požadavky lze vyjádřit připojením některé z váhovacích funkcí do zpětnovazebního regulačního obvodu. Připojením váhovací funkce k citlivostní funkci (Obr. 2) je možné předdefinovat zároveň zásobu stability v modulu, velikost ustálené odchylky i rychlost přechodného děje. Váhovací funkce připojená ke komplementární citlivostní funkci ovlivňuje velikost překmitu přechodného děje.



Obrázek 2: Struktura zpětnovazebního obvodu s váhovanou citlivostní a komplementární citlivostní funkcí

Přenosy váhovacích funkcí tvarujících citlivostní, či komplementární citlivostní funkci by obecně měly být co nejnižšího řádu. Řád výsledného regulátoru je roven řádu soustavy + řádu všech váhovacích funkcí. Výjimku tvoří syntéza redukovaného regulátoru, u které nelze zaručit nalezení globálního minima z důvodu nekonvexnosti problému. Pro snížení řádu regulátoru se často při omezení překmitu přechodného děje používá pouze statická váha komplementární citlivostní funkce. Pro tvarování citlivostní funkce je možné použít dynamickou váhu tvaru (3).

$$W_S = \frac{\frac{1}{M}s + \omega_b}{s + \omega_b A} \quad (3)$$

Pro syntézu regulátoru synchronního motoru byly parametry váhovací funkce zvoleny následovně: $M = 2$ zajistí zásobu stability v modulu 0.5, $A = 0.01$ pro omezení velikosti ustálené

odchylky na 1% z celkové velikosti výstupní veličiny a $\omega_b = 50$ zajistí požadovanou rychlost přechodného děje. Popis vlastností jednotlivých parametrů vah a další tvary váhovacích funkcí lze nalézt v knize „Multivariable Feedback Control“ (Skogestad – Postlethwaite, 2005). Konstrukci systému P z Obr. 2 lze provést buď ručně blokovou algebrou, nebo pomocí `sconnect` funkce Matlabu. Stavový popis systému se všemi váhovacími funkcemi a nadefinovanou zpětnovazební strukturou je nutné pro účel syntézy regulátoru rozdělit na řídicí vstupy/výstupy a vnější vstupy/výstupy. Na rozdíl od běžného obecného tvaru pro syntézu se jedná o popis několika rohových systémů pro mezní hodnoty proměnných parametrů.

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}(t) &= A_i \mathbf{x}(t) + B_{wi} \mathbf{w}(t) + B_{ui} \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{z}(t) &= C_{zi} \mathbf{x}(t) + D_{wzi} \mathbf{w}(t) + D_{uzi} \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= C_{yi} \mathbf{x}(t) + D_{wyi} \mathbf{w}(t) + D_{uyi} \mathbf{u}(t)\end{aligned}\quad (4)$$

Hledaný regulátor má podobný tvar:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}}_k(t) &= A_{ki} \mathbf{x}_k(t) + B_{ki} \mathbf{y}(t) \\ \mathbf{u}(t) &= C_{ki} \mathbf{x}_k(t) + D_{ki} \mathbf{y}(t)\end{aligned}\quad (5)$$

Kde $i = 1, \dots, r$ vyjadřuje index systému pro mezní hodnotu parametru. Syntéza regulátoru probíhá podobně jako v případě neparametrického systému. Prvním krokem syntézy je najít jednu Ljapunovu matici X_{cl} vyhovující pro všechny rohové matice parametrického systému. Pro konvexní optimalizační problém¹ dokazuje existence této matice stabilitu rohových regulátorů pro celý rozsah intervalu proměnného parametru. Počet LMI nutných k vyřešení tohoto problému se zvětšuje s počtem proměnných parametrů ($2r + 1$). Tvar BRL pro parametrický systém je popsán nerovností (6).

$$\begin{bmatrix} A_{cli}^T X_{cl} + X_{cl} A_{cli} & X_{cl} B_{cli} & C_{cli}^T \\ B_{cli}^T X_{cl} & -\gamma I & D_{cli}^T \\ C_{cli} & D_{cli} & -\gamma I \end{bmatrix} < 0, X_{cl} > 0 \quad (6)$$

Kde:

$$\begin{aligned}A_{cli} &= \begin{bmatrix} A_i + B_{ui} D_{ki} C_{yi} & B_{ui} C_{ki} \\ B_{ki} C_{yi} & A_{ki} \end{bmatrix} & B_{cli} &= \begin{bmatrix} B_{wi} + B_{ui} D_{ki} D_{wyi} \\ B_{ki} D_{wyi} \end{bmatrix} \\ C_{cli} &= \begin{bmatrix} C_{zi} + D_{uzi} D_{ki} C_{yi} & D_{uzi} C_{ki} \end{bmatrix} & D_{cli} &= \begin{bmatrix} D_{wzi} + D_{uzi} D_{ki} D_{wyi} \end{bmatrix}\end{aligned}$$

Na soustavu jsou kladeny následující požadavky:

- $D_{uyi} = 0$ - nesplnění této podmínky by znamenalo existenci přímé vazby řídicího vstupu na měřený výstup, BRL (6) by neplatila
- $B_{ui}, C_{yi}, D_{uzi}, D_{wyi}$ jsou nezávislé na proměnném parametru. Závislost by způsobila existenci nekonečně mnoha řešení v BRL (6)

¹Parametrická Bounded Real Lemma (BRL) s affiním, či polytipickým parametrem je konvexním optimalizačním problémem

- A_i, B_{ui} a A_i, C_{yi} jsou říditelné a pozorovatelné. Tato podmínka je již obsažena v BRL samotném.

Řešitelnost této LMI (existence vhodné X_{cl} a γ) je ověřena podobně jako v případě neparametrického systému. Několika úpravami lze nelineární BRL přepsat na $2r + 1$ LMI:

$$\left(\begin{array}{c|c} \mathcal{N}_R & 0 \\ \hline 0 & I \end{array} \right)^T \left(\begin{array}{cc|c} A_i R + R A_i^T & R C_{qi}^T & B_{wi} \\ \hline C_{zi} R & -\gamma I & D_{wzi} \\ \hline B_{wi}^T & D_{wzi}^T & -\gamma I \end{array} \right) \left(\begin{array}{c|c} \mathcal{N}_R & 0 \\ \hline 0 & I \end{array} \right) < 0, i = 1, \dots, r \quad (7)$$

$$\left(\begin{array}{c|c} \mathcal{N}_S & 0 \\ \hline 0 & I \end{array} \right)^T \left(\begin{array}{cc|c} A_i^T S + S A_i & S B_{wi} & C_{zi}^T \\ \hline B_{wi}^T S & -\gamma I & D_{wzi}^T \\ \hline C_{zi} & D_{wzi} & -\gamma I \end{array} \right) \left(\begin{array}{c|c} \mathcal{N}_S & 0 \\ \hline 0 & I \end{array} \right) < 0, i = 1, \dots, r \quad (8)$$

$$\begin{pmatrix} R & I \\ I & S \end{pmatrix} \geq 0 \quad (9)$$

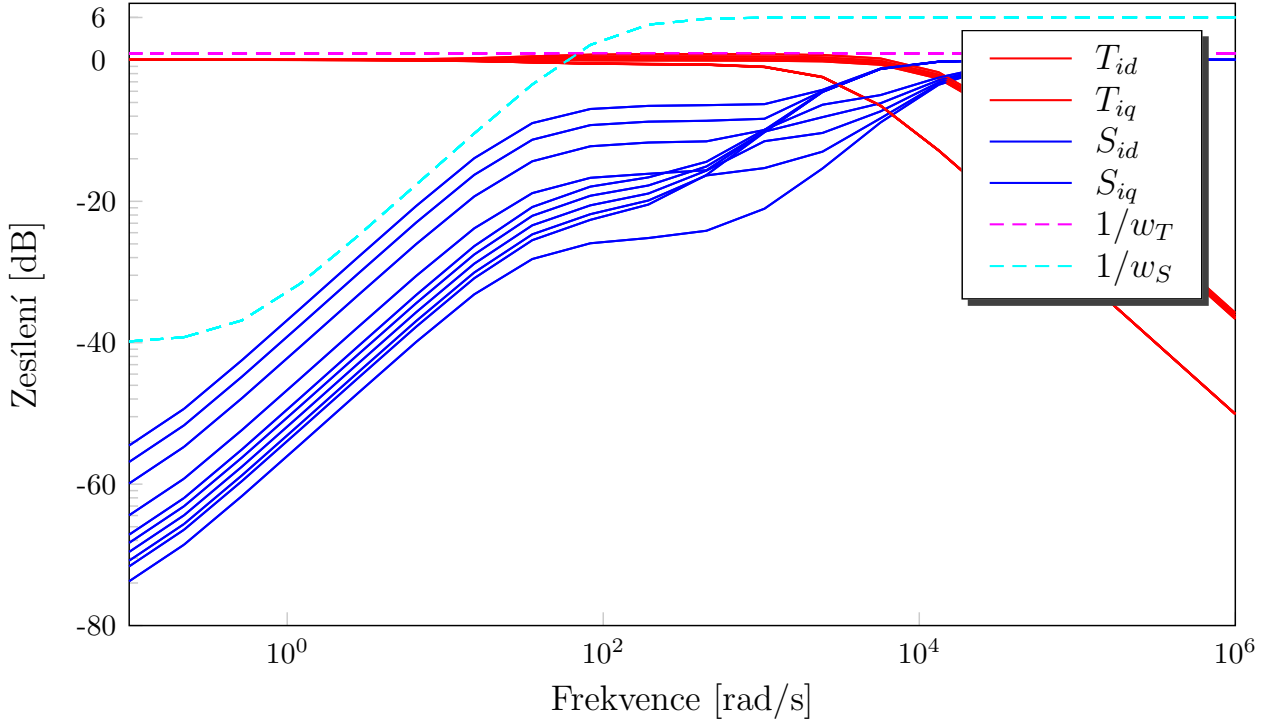
S omezením řádu R a S :

$$\text{rank}(I - RS) \leq k \quad (10)$$

Kde $\mathcal{N}_R$ a $\mathcal{N}_S$ jsou bázemi lineárního zobrazení matic $(B_{ui}^T, D_{u zi}^T), (C_{yi}, D_{w yi})$. Pro optimalizační algoritmus je také vhodné stanovit ještě další omezení. Jedná se o omezení maximální hodnoty vlastních čísel $\bar{\lambda}$ (spectral radius) matic R a S . Podle velikosti vlastních čísel v maticích A_i se musí zvolit odpovídající velikost vzorkování:

$$f > \frac{\bar{\lambda}(A_i)}{2}$$

Po nalezení vhodných matic R a S a skaláru γ se provede rekonstrukce matice X_{cl} . Z řešení R a S se vypočítá $NN^T = S - R^{-1}$. N se dosadí do jednoho z možných tvarů X_{cl} . Ze znalosti X_{cl} je možné rekonstruovat systémové matice regulátoru řešením LMI (6). Parametrický regulátor statorových proudů PMSM se skládá ze dvou dílčích regulátorů pro krajní hodnoty otáček rotoru. Vykreslením průběhů frekvenční charakteristiky singulárních hodnot pro S a T lze ověřit splnění všech požadavků na průběh citlivostní a komplementární citlivostní funkce (Obr. 3). Všechny průběhy citlivostních a komplementárních citlivostních funkcí leží pod hranicemi stanovenými váhovacími funkcemi. Meze stanovené pro rychlost přechodného děje, zásobu stability v modulu a překmit byly dodrženy pro všechny sledované frekvence.



Obrázek 3: Frekvenční charakteristiky singulárních hodnot S a T PMSM s LPV regulátorem proudu pro $\omega_m \in [-110, 110]$

4.3 Model mechanické části PMSM

Elektromagnetický moment synchronního motoru s permanentními magnety je dán rovnicí (11).

$$T_e = \frac{3}{2}p(\Psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q) \quad (11)$$

Volbou nulové přímé složky proudu ($i_d = 0$) se přechází rovnice zjednoduší na tvar (12).

$$T_e = \frac{3}{2}p\Psi_f i_q \quad (12)$$

Otáčky motoru jsou závislé na elektromagnetickém momentu sníženém o hodnotu zátěžového momentu a viskózního tření motoru (Zhang et al., 2006; Bingyou, 2009; Rui-wen et al., 2010).

$$J_m \dot{\omega} = T_e - T_L - b\omega \quad (13)$$

$$\dot{\omega} = \frac{3}{2J_m}p\Psi_f i_q - \frac{T_L}{J_m} - \frac{b}{J_m}\omega \quad (14)$$

Pro syntézu robustního regulátoru otáček je zátěžový moment T_L společně s požadovanou hodnotou otáček r_ω považován za vnější vstupy (w) jejichž vliv má být minimalizován pomocí řídicího vstupu $i_q(u)$. Vnější výstupy určené pro minimalizaci jsou tvořeny výstupy z váhované citlivostní a komplementární citlivostní funkce zpětnovazebního obvodu (z). Měřeným

výstupem vstupujícím do regulátoru je regulační odchylka otáček $e_\omega(y)$. Výsledné systémové matice obecné struktury pro syntézu robustního regulátoru otáček mají následující tvar:

$$\begin{aligned} A &= \begin{bmatrix} -\frac{b}{J_m} \end{bmatrix} & B_w &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{J_m} \end{bmatrix} & B_u &= \begin{bmatrix} \frac{3}{2J_m} p\Psi_f \end{bmatrix} \\ C_y &= \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} & C_z &= \begin{bmatrix} -1 \end{bmatrix} & D &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (15)$$

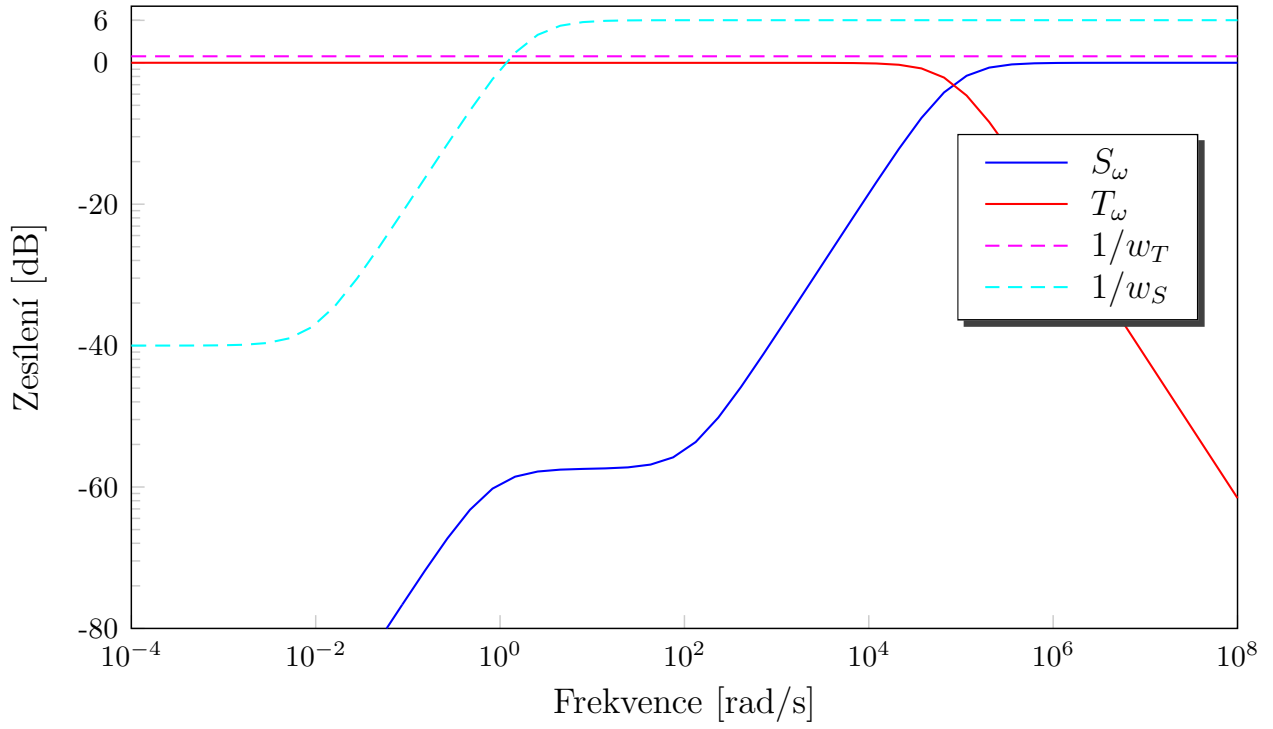
Systémové matice jsou rozděleny podle druhu vstupních a výstupních veličin.

4.4 Syntéza $\mathcal{H}_\infty$ regulátoru otáček

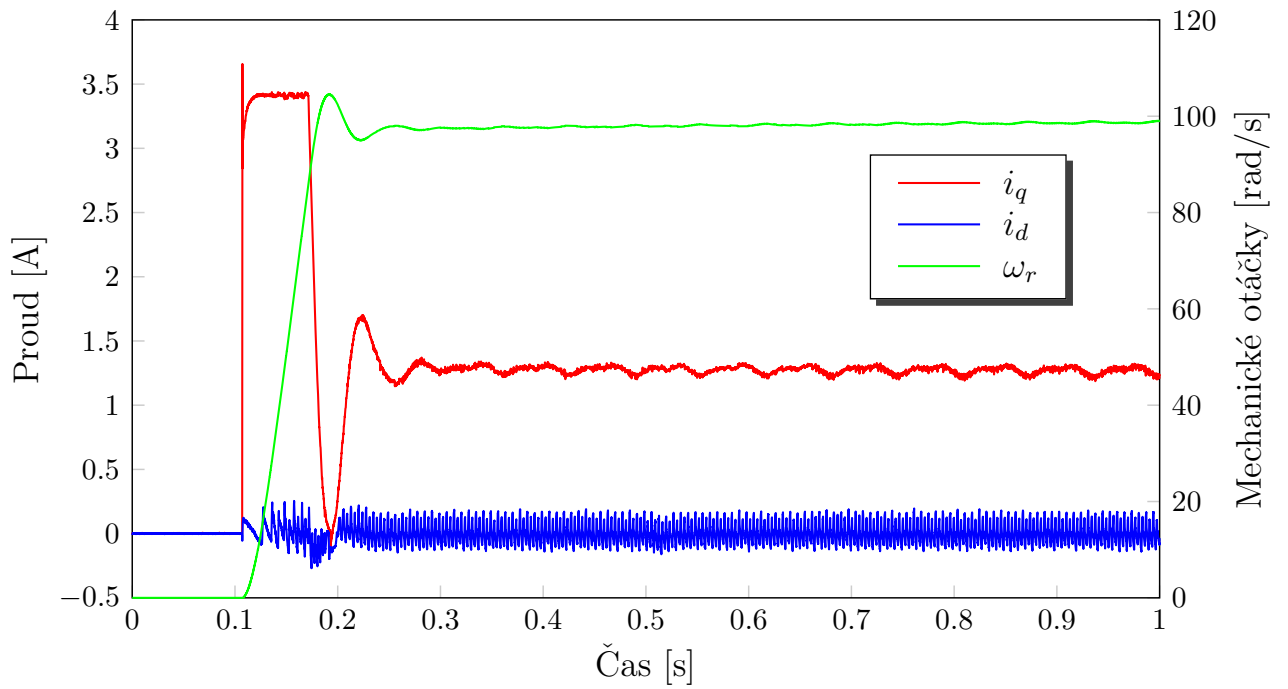
Pro tvarování citlivostní funkce byla použita dynamická váha s přenosem (3). Hodnoty jednotlivých parametrů byly zvoleny následovně: $A = 0.01$, $M = 2$, $\omega_b = 1$. Velikost komplementární citlivostní funkce je omezena statickou váhou o zesílení 0.9. Výpočet regulátoru probíhá podobně jako v případě vnitřního proudového regulátoru. Regulátor otáček na rozdíl od regulátoru proudu není parametrický. Pro získání matice X_{cl} a posléze i systémových matic regulátoru je potřeba vyřešit pouze tři LMI. Vlastnosti získaného regulátoru jsou patrné z frekvenční charakteristiky signulárních hodnot S a T zpětnovazebního obvodu (jeho mechanické části). Na průbězích frekvenční charakteristiky vah a S a T funkcí (Obr. 4) je vidět, že by bylo možné ještě více zrychlit rychlostní regulátor, ale z důvodu implementace a omezení velikosti singulárních hodnot matic regulátoru byla ω_b ponechána na původní hodnotě.

4.5 Simulace kaskádního regulátoru PMSM

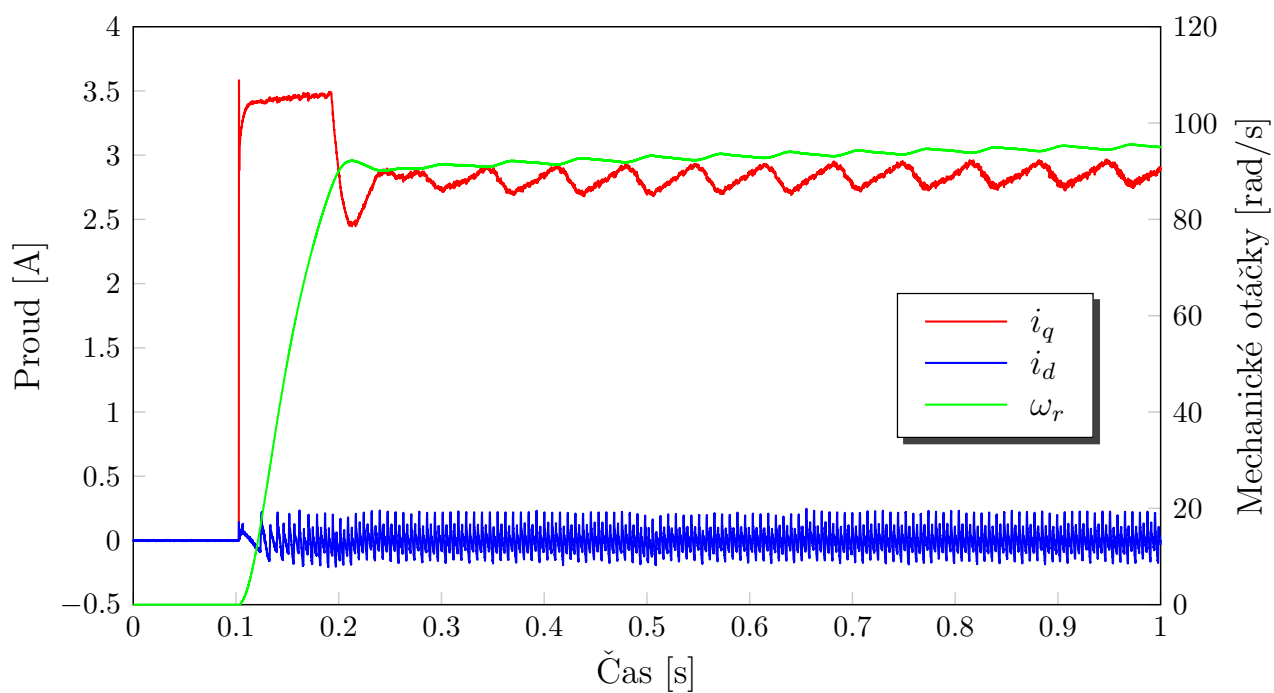
Kaskádní regulační struktura řízení otáček a proudů PMSM byla ověřena jak simulačně, tak i na reálném motoru na platformě dSPACE ds1103. V porovnání s kaskádní PI regulací je robustní regulace schopná rychleji reagovat na změnu zátěže motoru. Další přínos rychlé reakce na změnu zátěže je možné spatřit na obrázcích 5 a 6. S rostoucí zátěží roste vlivem komutace zvlnění momentu zatěžovacího kartáčového DC motoru. Zvlnění zatěžovacího momentu se robustní regulátor snaží vyregulovat změnou elektrického momentu motoru. Ve výsledku je s robustním regulátorem při zatížení DC motorem menší zvlnění otáček motoru než s PI regulátorem.



Obrázek 4: Frekvenční charakteristika singulárních hodnot S a T mechanické části PMSM s $\mathcal{H}_\infty$ regulátorem otáček



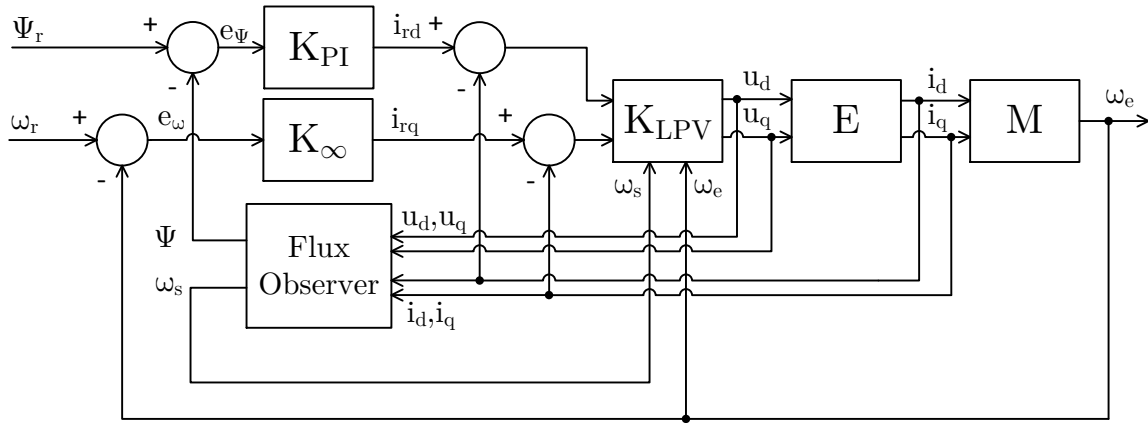
Obrázek 5: Odezva robustního kaskádního $\mathcal{H}_\infty$ regulátoru otáček a LPV regulátoru proudu na skokovou změnu otáček reálného synchronního motoru bez zátěže



Obrázek 6: Odezva robustního kaskádního $\mathcal{H}_\infty$ regulátoru otáček a LPV regulátoru proudu na skokovou změnu otáček reálného synchronního motoru při velké zátěži

5 ŘEŠENÍ KASKÁDNÍ REGULACE OTÁČEK IM ROBUSTNÍMI REGULÁTORY

Regulace otáček asynchronního motoru (IM) je v této kapitole řešena pomocí kaskádní regulační struktury. Kapitola kaskádní regulace otáček IM je rozdělena na dvě hlavní části. První část se zabývá návrhem vnitřního LPV regulátoru proudu. Ve druhé části je popsána syntéza vnějšího $\mathcal{H}_\infty$ regulátoru otáček. Postupy návrhu jednotlivých robustních regulátorů pro asynchronní motor jsou shodné s postupy pro synchronní motor.



Obrázek 7: Kaskádní regulační struktura pro řízení proudu a otáček IM (E - elektrická část soustavy, M - mechanická část soustavy)

5.1 LPV model elektrické části IM

V této sekci jsou uvedeny pouze klíčové body a případné rozdíly oproti návrhu LPV regulátoru proudu synchronního motoru. Z rovnic asynchronního motoru v d-q souřadnicovém systému spojeným s magnetickým tokem rotoru se volbou stavového vektoru $x = [i_{sd}, i_{sq}, \Psi_{rd}, \Psi_{rq}]$, vektoru výstupních veličin $y = [i_{sd}, i_{sq}]$ a vektoru vstupních veličin $u = [u_{sd}, u_{sq}]$ získá následující stavový popis proudové části asynchronního motoru:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= -\frac{R_s L_r + R_r L_m^2}{L_r^2} x_1 + \omega_s \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} x_2 + \frac{R_r L_m}{L_r^2} x_3 + \frac{L_m}{L_r} x_4 + \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} u_1 \\ \dot{x}_2 &= -\omega_s \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} x_1 - \frac{R_s L_r + R_r L_m^2}{L_r^2} x_2 - \frac{L_m}{L_r} x_3 + \frac{R_r L_m}{L_r^2} x_4 + \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} u_2\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\dot{x}_3 &= \frac{R_r L_m}{L_r} x_1 - \frac{R_r}{L_r} x_3 + (\omega_s - \omega_e) x_4 \\
\dot{x}_4 &= \frac{R_r L_m}{L_r} x_2 - \frac{R_r}{L_r} x_4 + (\omega_e - \omega_s) x_3 \\
y &= [x_1, x_2]^T
\end{aligned}$$

Elektrická a synchronní rychlost ω_e , ω_s se zvolí za plánovací proměnné v rozsahu $[-200, 200]$ a $[-220, 220]$, což představuje maximálně 10% skluz. Výsledný LPV systém je podobného tvaru jako v případě proudového regulátoru PMSM (rovnice (2)). Systémové matice jsou oproti PMSM závislé na dvou proměnných parametrech. Podle zvolené formy se bude parametrický systém skládat ze tří (afiní popis), nebo ze čtyř (polytopický popis) systémů. Konstrukcí zpětné vazby od $d - q$ proudů vzniknou systémové matice parametrického (polytopického) systému:

$$\begin{aligned}
A_1 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s L_r + R_r L_m^2}{L_r^2} & \omega_{smin} \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} & \frac{R_r L_m}{L_r^2} & \frac{L_m}{L_r} \\ -\omega_{smin} \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} & -\frac{R_s L_r + R_r L_m^2}{L_r^2} & -\frac{L_m}{L_r} & \frac{R_r L_m}{L_r^2} \\ \frac{R_r L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_{smin} - \omega_{emin} \\ 0 & \frac{R_r L_m}{L_r} & \omega_{emin} - \omega_{smin} & 0 \end{bmatrix} \\
A_2 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s L_r + R_r L_m^2}{L_r^2} & \omega_{smax} \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} & \frac{R_r L_m}{L_r^2} & \frac{L_m}{L_r} \\ -\omega_{smax} \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} & -\frac{R_s L_r + R_r L_m^2}{L_r^2} & -\frac{L_m}{L_r} & \frac{R_r L_m}{L_r^2} \\ \frac{R_r L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_{smax} - \omega_{emin} \\ 0 & \frac{R_r L_m}{L_r} & \omega_{emin} - \omega_{smax} & 0 \end{bmatrix} \\
A_3 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s L_r + R_r L_m^2}{L_r^2} & \omega_{smin} \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} & \frac{R_r L_m}{L_r^2} & \frac{L_m}{L_r} \\ -\omega_{smin} \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} & -\frac{R_s L_r + R_r L_m^2}{L_r^2} & -\frac{L_m}{L_r} & \frac{R_r L_m}{L_r^2} \\ \frac{R_r L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_{smin} - \omega_{emax} \\ 0 & \frac{R_r L_m}{L_r} & \omega_{emax} - \omega_{smin} & 0 \end{bmatrix} \\
A_4 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_s L_r + R_r L_m^2}{L_r^2} & \omega_{smax} \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} & \frac{R_r L_m}{L_r^2} & \frac{L_m}{L_r} \\ -\omega_{smax} \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} & -\frac{R_s L_r + R_r L_m^2}{L_r^2} & -\frac{L_m}{L_r} & \frac{R_r L_m}{L_r^2} \\ \frac{R_r L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_{smax} - \omega_{emax} \\ 0 & \frac{R_r L_m}{L_r} & \omega_{emax} - \omega_{smax} & 0 \end{bmatrix} \\
B_w &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad B_u = \begin{bmatrix} \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} & 0 \\ 0 & \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

$$C_z = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} C_y = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix} D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Matice B_w , B_u , C_z , C_y a D jsou nezávislé na proměnných parametrech a jsou společné pro všechny čtyři rohové systémy obecné regulační struktury. Do této struktury vstupují vnější vstupy $w = [r_{isd}, r_{isq}]$, řídicí vstupy $u = [u_{sd}, u_{sq}]$, a vystupují výstupy pro optimalizaci $z = [i_{sd}, i_{sq}, e_{isd}, e_{isq}]$ a měřené výstupy (vstupy regulátoru) $y = [e_{isd}, e_{isq}]$. Připojením váhovacích funkcí k výstupům z vznikne rozšířená struktura pro syntézu LPV regulátoru proudu asynchronního motoru. Výsledný polytopický model asynchronního motoru je složen ze čtyř váhovaných systémů. Váha jednotlivých systémů je dána aktuální hodnotou obou proměnných parametrů.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= (A_1\alpha_1 + A_2\alpha_2 + A_3\alpha_3 + A_4\alpha_4)x + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \tag{16}$$

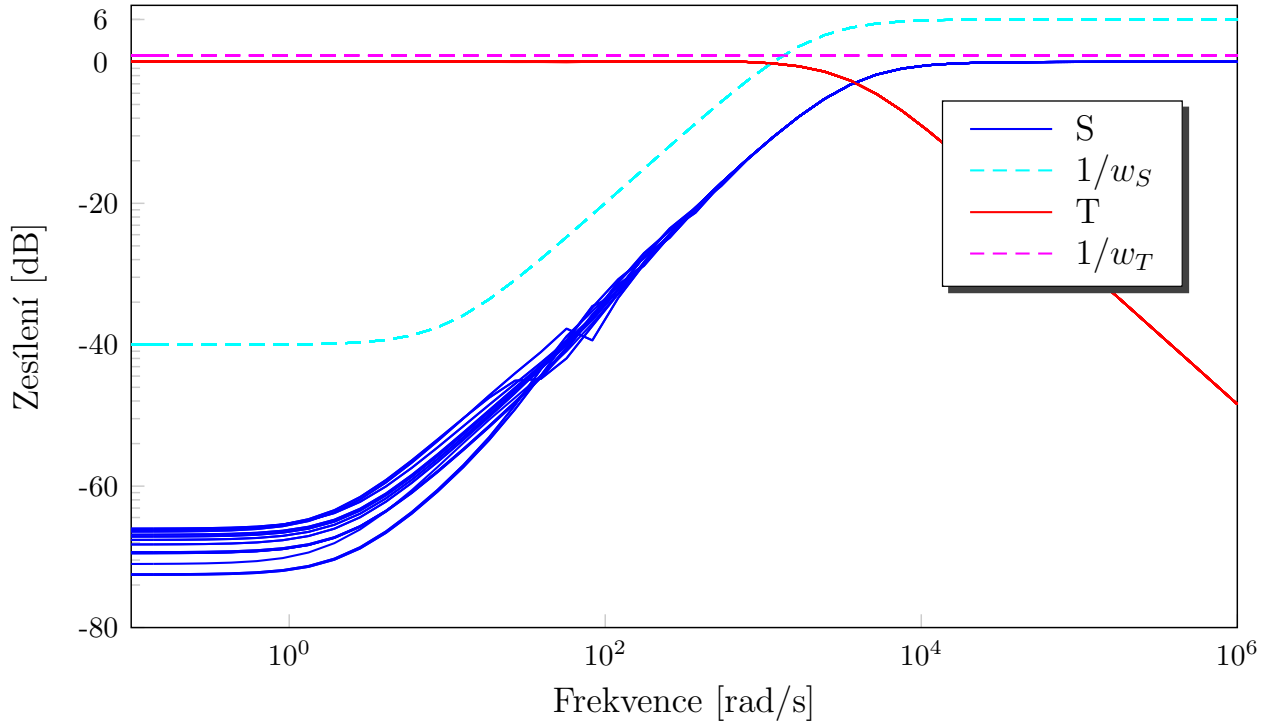
Výpočet parametrů α_1 až α_4 se provede podle aktuální hodnoty otáček motoru a otáček magnetického pole následujícím způsobem:

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= xy & \alpha_2 &= (1-x)y & \alpha_3 &= x(1-y) & \alpha_4 &= (1-x)(1-y) \\ x &= \frac{\omega_{smax} - \omega_s}{\omega_{smax} - \omega_{smin}} & y &= \frac{\omega_{emax} - \omega_e}{\omega_{emax} - \omega_{emin}} \end{aligned}$$

Z předchozích vztahů vyplývá, že matice A_1 je pro mezní hodnoty $[\omega_{smin}, \omega_{emin}]$, A_2 pro mezní hodnoty $[\omega_{smax}, \omega_{emin}]$, A_3 pro mezní hodnoty $[\omega_{smin}, \omega_{emax}]$ a A_4 pro mezní hodnoty $[\omega_{smax}, \omega_{emax}]$.

5.2 Syntéza LPV regulátoru proudu

Tvarování citlivostní a komplementární citlivostní funkce se provádí váhovacími funkcemi stejného tvaru jako v případě synchronního motoru (3). Frekvenční charakteristika singulárních hodnot zpětnovazebního obvodu s výsledným regulátorem je vykreslena na Obr. 8. Hranice stanovené váhami citlivostní a komplementární citlivostní funkce nebyly překročeny v celém rozsahu sledovaných frekvencí.



Obrázek 8: Frekvenční charakteristiky singulárních hodnot S a T elektrické části IM s LPV regulátorem proudu při $\omega_s \in [-220, 220]$ a $\omega_e \in [-200, 200]$

5.3 Model mechanické části IM

Elektromagnetický moment asynchronního motoru je dán rovnicí (17).

$$T_e = \frac{3}{2}p(\Psi_{rd}i_{sq} - \Psi_{rq}i_{sd}) \quad (17)$$

Z elektromagnetického momentu lze vypočítat elektrickou rychlost asynchronního motoru v $d-q$ souřadnicovém systému (18).

$$\dot{\omega}_e = \frac{1}{J} \left[\frac{3}{2}p(\Psi_{rd}i_{sq} - \Psi_{rq}i_{sd}) - T_L - \omega_e \right] \quad (18)$$

U souřadnicového systému spojeného s magnetickým tokem rotoru uvažujeme, že q složka magnetického toku je rovna nule:

$$\dot{\omega}_e = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2}p\bar{\Psi}_{rd}i_{sq} - T_L - B\omega_e \right) \quad (19)$$

Kde B je hodnota viskózního tření a T_L je zatěžovací moment. Stejně jako v případě synchronního motoru se regulace otáček asynchronního motoru zjednoduší, pokud bude mít vnitřní smyčka vlastnosti podobné ideálnímu zdroji proudu. Elektrický moment asynchronního motoru nyní závisí pouze na hodnotě d složky magnetického toku Ψ_{rd} a q složky proudu statoru i_{sq} . Hodnota q složky proudu statoru je brána jako vstupní veličina. Vzhledem k tomu,

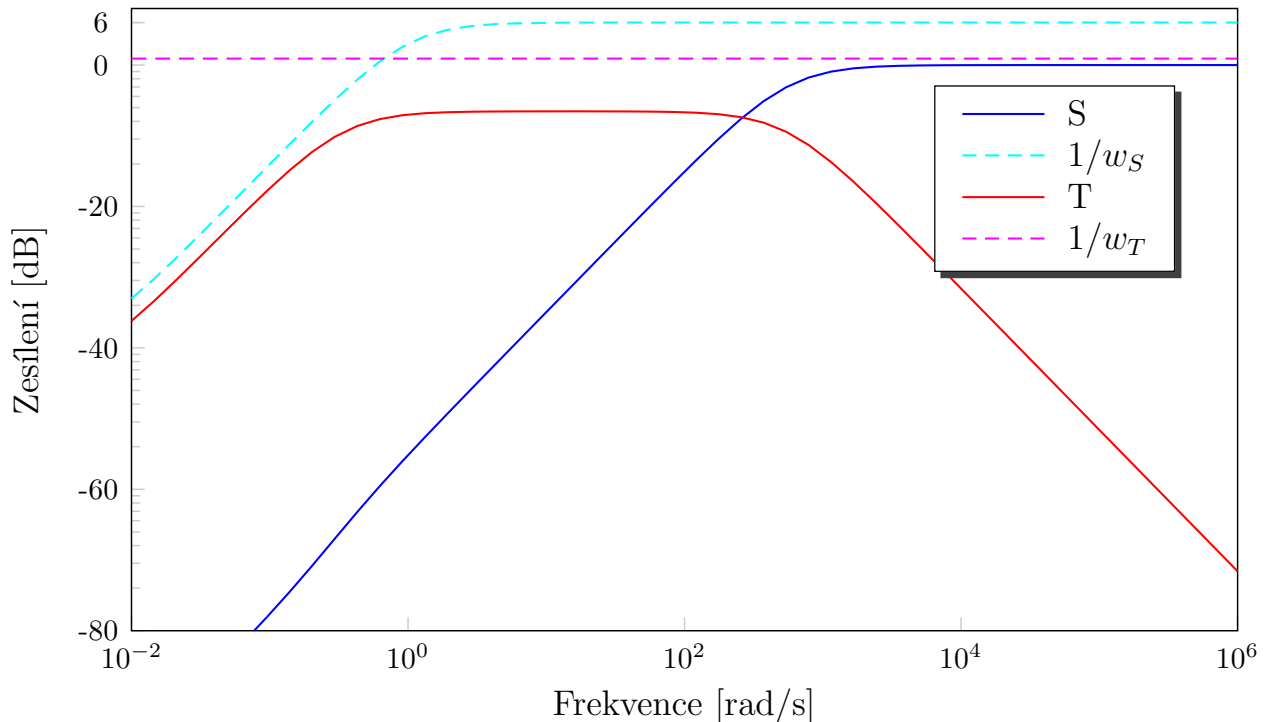
že se obvykle rotor asynchronního motoru budí na konstantní hodnotu, tak můžeme hodnotu Ψ_{rd} považovat za konstantu. Zpětnou vazbou od elektrických otáček motoru se vytvoří obecná regulační struktura s těmito systémovými maticemi:

$$\begin{aligned} A &= \left[-\frac{B}{J_m}\right] B_w = \left[-\frac{1}{J_m} \quad 0\right] B_u = \left[\frac{3}{2}p\bar{\Psi}_{rd}\right] \\ C_z &= \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} C_y = [-1] D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (20)$$

Kde $w = [r_{\omega_e}, T_L]$ jsou vnější vstupy, $u = r_{iq}$ je řídicí vstup, $z = [\omega_e, e_{\omega_e}]$ výstupy pro optimalizaci a $y = e_{\omega_e}$ měřený výstup (vstup regulátoru).

5.4 Syntéza regulátoru otáček

Po syntéze robustního $\mathcal{H}_\infty$ regulátoru otáček na obecnou zpětnovazební strukturu rozšířenou o váhovací funkce lze sestavit zpětnovazební obvod. Frekvenční charakteristika singulárních hodnot citlivostní a komplementární citlivostní funkce zpětnovazebního obvodu s $\mathcal{H}_\infty$ regulátorem otáček je vykreslena na Obr. 9. Hranice stanovené váhami citlivostní a komplementární citlivostní funkce nebyly na žádné frekvenci porušeny.

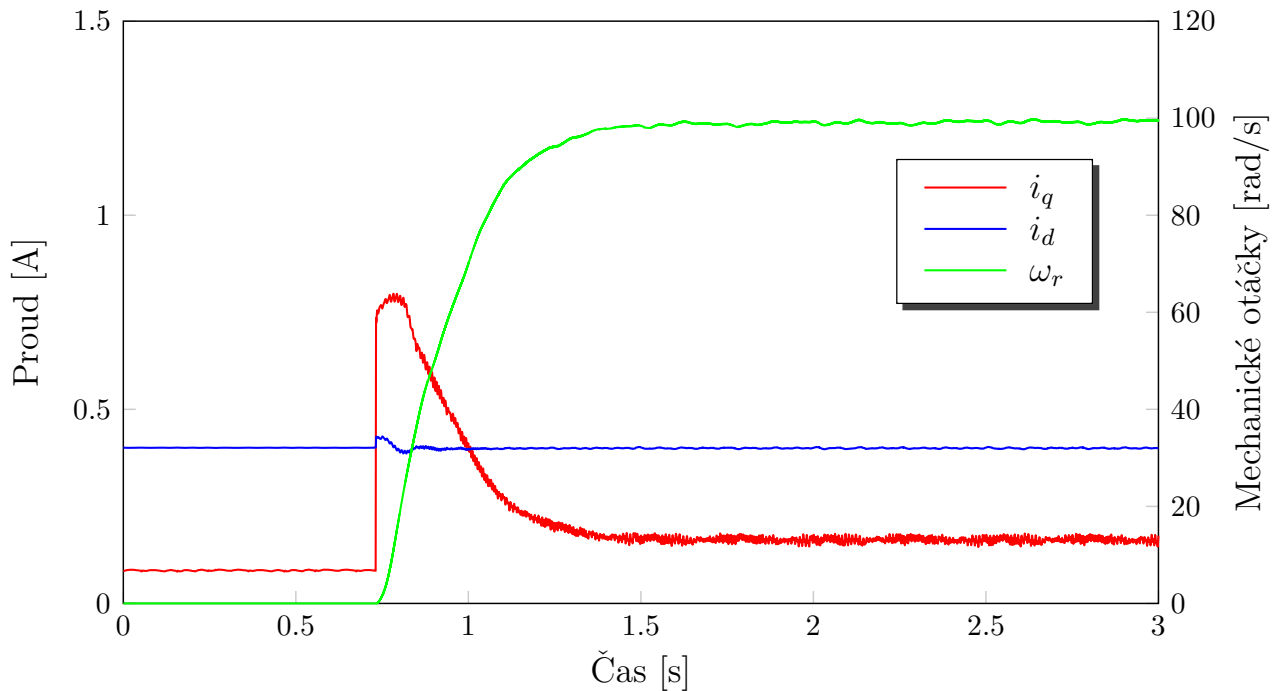


Obrázek 9: Frekvenční charakteristiky singulárních hodnot S a T mechanické části IM s $\mathcal{H}_\infty$ regulátorem otáček

5.5 Simulace kaskádního regulátoru IM

Robustní regulátory byly navrženy na hodnoty reálného asynchronního motoru. Simulace na tomto motoru byly provedeny na platformě dSPACE ds1103 propojené s vysokonapěťovou deskou. Zapojení pro simulace kaskádního regulátoru IM se skládá z LPV regulátoru proudu ve vnitřní smyčce, $\mathcal{H}_\infty$ regulátoru otáček a PI regulátoru toku ve vnější smyčce. Do LPV regulátoru vstupují regulační odchylky $d-q$ proudů, synchronní frekvence ω_s a rychlost rotoru ω_r . Magnetický tok asynchronního motoru nebylo možné měřit přímo na motoru a musel být estimován z hodnot statorového napětí a proudu.

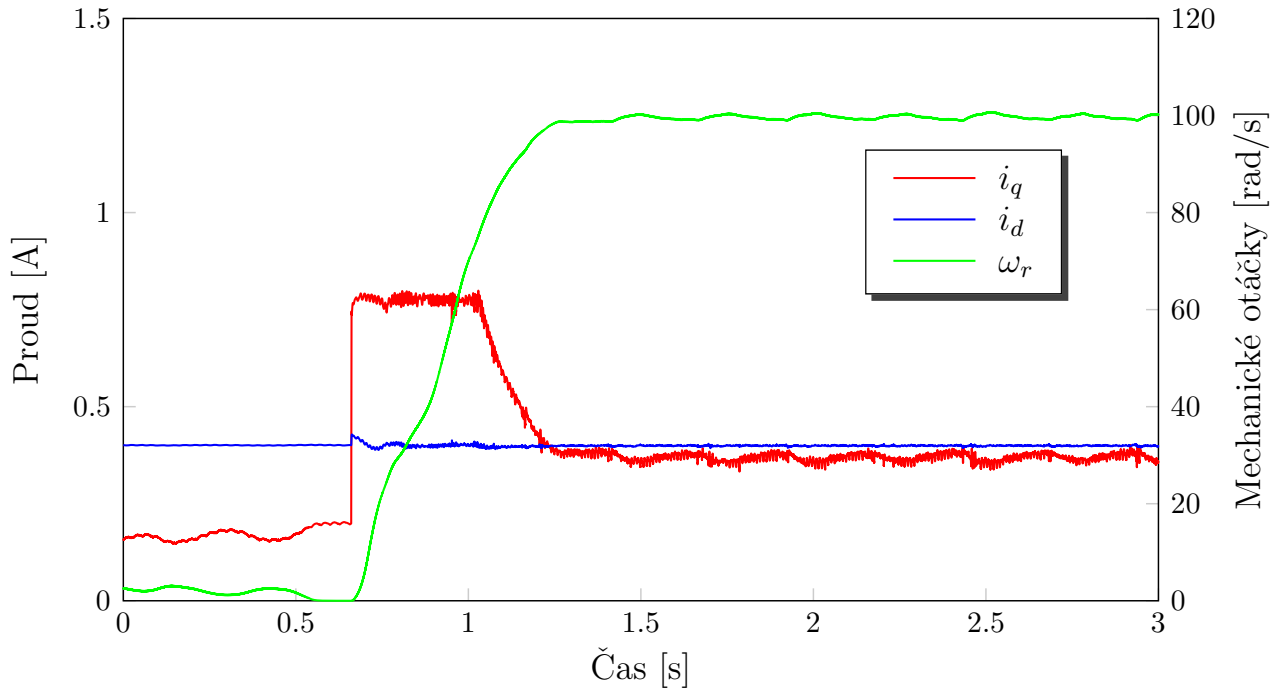
Robustní regulátory byly testovány skokovou změnou požadovaných otáček z nulové hodnoty na 100rad/s . Statické omezení proudu v $d-q$ souřadnicích bylo při maximálních fázových proudech (i_a, i_b, i_c) 1.34A zvoleno 0.774A . Použitím dynamického omezení proudu by bylo možné tuto hodnotu zvýšit až na hodnotu omezení fázových proudů (1.34A), ale pro účely testování při zátěži plně dostačoval proud 0.774A . Odezvy robustních regulátorů v kaskádním zapojení na skokový požadavek otáček jsou zobrazeny v grafech na Obr. 10 a 11.



Obrázek 10: Odezva robustního kaskádního $\mathcal{H}_\infty$ regulátoru otáček a LPV regulátoru proudu na skokovou změnu otáček reálného asynchronního motoru bez zátěže

Na charakteristice zatíženého motoru (Obr. 11) je vidět, že robustní regulátory zajišťují téměř stejnou dobu ustálení otáček motoru bez ohledu na velikosti zatěžovacího momentu. Průběhy $d-q$ proudů jsou při přechodném ději v malé míře ovlivněny vazbou mezi těmito složkami. Vazbu mezi $d-q$ složkami by bylo možné odstranit použitím metody zpětnovazební linearizace. Pro řádné zrušení vazeb je nutné znát přesné hodnoty motoru a změna těchto parametrů by mohla mít dopad na robustnost řízení. I bez použití zpětnovazební linearizace

je robustní LPV regulátor proudu schopný tuto poruchu v krátké době eliminovat.



Obrázek 11: Odezva robustního kaskádního $\mathcal{H}_\infty$ regulátoru otáček a LPV regulátoru proudu na skokovou změnu otáček reálného asynchronního motoru se zátěží

Robustní regulátory zapojené v kaskádní struktuře dokazují, že použitím kombinace LPV regulátoru proudu a $\mathcal{H}_\infty$ regulátoru otáček je možné potlačit vliv zatěžovacího momentu na dynamické vlastnosti regulace otáček elektrických motorů. LPV regulátor proudu zajišťuje nezávislost vnitřní smyčky na otáčkách rotoru a $\mathcal{H}_\infty$ regulátor otáček potlačuje poruchy způsobené změnou zatěžovacího momentu.

6 ZÁVĚR

Po nastudování konvexní optimalizace a teorie lineárních maticových nerovností se podařilo vytvořit program pro syntézu $\mathcal{H}_\infty$ regulátoru pomocí LMI. Z rešerše dostupných literárních zdrojů vyplynulo, že většina článků publikovaných na téma $\mathcal{H}_\infty$ řízení elektrických pohonů řešila problematiku robustního řízení na lineárních náhradách skutečných rovnic motoru. Studium rovnic elektrických motorů a odborných článků byl nalezen odlišný přístup k $\mathcal{H}_\infty$ řízení elektrických pohonů, který spočívá ve využití parametrické závislosti rovnic na otáčkách motoru. Přepsáním rovnic motoru do parametrického tvaru a návrhem parametrického LPV $\mathcal{H}_\infty$ regulátoru se podařilo zlepšit dynamické vlastnosti regulace statorových proudů motoru. Několik autorů již v minulosti úspěšně aplikovalo tuto LPV metodu na synchronní a asynchronní motory (Machmoum et al., 2005; Bottura et al., 2000), kde LPV $\mathcal{H}_\infty$ regulátor sice zajistil robustní řízení statorových proudů ale nebyl schopen zcela potlačit vliv zatěžovacího momentu. Použitím kaskádní regulační struktury s LPV $\mathcal{H}_\infty$ regulátorem proudu a $\mathcal{H}_\infty$ regulátorem otáček bylo dosaženo nejen nezávislosti dynamických vlastností proudové smyčky na otáčkách motoru ale také značného potlačení vlivu zatěžovacího momentu na dynamické vlastnosti otáčkové smyčky motoru. V této práci bylo dokázáno, že správnou volbou váhovacích funkcí pro návrh regulátoru a omezením maximální velikosti vlastních čísel regulátoru lze použít i poměrně složité LPV $\mathcal{H}_\infty$ regulátory pro řízení reálných synchronních a asynchronních motorů. Komplikovaný postup přípravy soustavy a samotné syntézy $\mathcal{H}_\infty$ regulátoru je vyvážen výrazným zlepšením dynamických vlastností regulace. V posledních několika letech se objevují vědecké články na téma optimalizace strukturovaných regulátorů (například se strukturou PID) (Boyd et al., 2014; Apkarian et al., 2007) a přestože výzkum regulátorů s obecnou strukturou není zcela vyčerpán, chtěl bych další výzkum zaměřit na metody syntézy strukturovaných regulátorů. Použitím optimalizačních metod pro nastavení parametrů PID regulátoru by teoreticky mělo být možné přiblížit robustnost PID regulátoru robustnosti $\mathcal{H}_\infty$ regulátoru s obecnou strukturou.

Vlastní publikační činnost

- POHL, L. Návrh regulátoru asynchronního motoru metodou $\mathcal{H}_\infty$ Loopshaping. In *Workshop Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických technologií září 2012*, 2012a.
- POHL, L. Vektorové řízení PMSM na simulační platformě reálného času dSPACE. In *Workshop Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických technologií 2012*, 2012b.
- POHL, L. – BLAHA, P. Linear Parameter Varying Approach To Robust Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor. In *2011 15th IEEE International Conference on Intelligent Engineering Systems (INES)*, s. 287–291. IEEE, 2011.
- POHL, L. – VESELY, L. Robustness Analysis of PMSM LPV Controller. In *Proceedings of DAAAM conference 2011*, 2011.
- POHL, L. – VESELY, L. PMSM control framework with dSPACE real-time control platform. In *2012 16th IEEE International Conference on Intelligent Engineering Systems (INES)*, s. 179–183. IEEE, 2012.
- POHL, L. Syntéza regulátoru asynchronního motoru metodou smíšených citlivostních funkcí. In *Workshop Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických technologií - Sborník příspěvků*. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011a.
- POHL, L. Rapid Control Prototyping for Electric Drives. In *Proceeding of the 18th Conference Student EEICT 2012*, 2012c.
- POHL, L. LPV Approach to Robust Control Of AC Induction Motor. In *Proceedings of the 17th Conference Student EEICT 2011*, 2011b.
- POHL, L. – VESELY, I. – GRAF, M. Real-time implementation of $\mathcal{H}_\infty$ LPV controller for PMSM drive. In *IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, s. 3072–3077. IEEE, 2013.

Použitá literatura

- ACEVEDO, S. S. – GIRALDO, E. – GIRALDO, D. Speed Control of Induction Motor Using Robust Control with LSDP. In *Electronics, Robotics and Automotive Mechanics Conference, 2008. CERMA'08*, s. 350–353. IEEE, 2008.
- APKARIAN, P. On the discretization of LMI-synthesized linear parameter-varying controllers. *Automatica*. 1997, 33, 4, s. 655–661.
- APKARIAN, P. – GAHINET, P. A convex characterization of gain-scheduled $\mathcal{H}_\infty$ controllers. *Automatic Control, IEEE Transactions on*. 1995, 40, 5, s. 853–864.
- APKARIAN, P. – GAHINET, P. – BECKER, G. Self-scheduled $\mathcal{H}_\infty$ control of linear parameter-varying systems: a design example. *Automatica*. 1995, 31, 9, s. 1251–1261.
- APKARIAN, P. – BOMPART, V. – NOLL, D. Non-smooth structured control design with application to PID loop-shaping of a process. *International Journal of Robust and Nonlinear Control*. 2007, 17, 14, s. 1320–1342.
- AZAIZ, A. – RAMDANI, Y. – MEROUFEL, A. Design of Robust Control System for the PMSM Motor. *JOURNAL OF ELECTRICAL ENGINEERING-BRATISLAVA-*. 2007, 58, 6, s. 326.
- BAN, N. et al. A Servo Control System Using the Loop Shaping Design Procedure. *World Academy of Science, Engineering and Technology*. 2009, 60.
- BINGYOU, L. Research on h infinity robust tracking controller for permanent magnet synchronous motor servo system. In *Information Engineering and Computer Science, 2009. ICIECS 2009. International Conference on*, s. 1–5. IEEE, 2009.
- BLAHA, P. *Algoritmy pro bezsnímačové řízení asynchronních motorů*. Habilitační a inaugurační spisy. Vysoké učení technické v Brně. Ústav automatizace a měřicí techniky, 2007. Dostupné z: <<http://aleph.vkol.cz/pub/svk01/00084/95/000849594.htm>>. Habilitation Thesis. ISBN 20080214.
- BOTTURA, C. P. et al. Robust Speed Control of an Induction Motor: An Control Theory $\mathcal{H}_\infty$ Approach with Field Orientation and μ -Analysis. *Power Electronics, IEEE Transactions* 2000, 15, 5, s. 908–915.
- BOYD, S. – HAST, M. – ÅSTRÖM, K. MIMO PID Tuning via Iterated LMI Restriction. *Dosud nepublikováno*. 2014.
- BOYD, S. – VANDENBERGHE, L. *Convex Optimization*. Cambridge University Press, New York, NY, USA, 2004. ISBN 0521833787.

- CHATTOPADHYAY, S. – MITRA, M. – SENGUPTA, S. *Clarke and Park Transform*. Power Systems. Springer Netherlands, 2011. doi: 10.1007/978-94-007-0635-4_12. Dostupné z: <http://dx.doi.org/10.1007/978-94-007-0635-4_12>. ISBN 978-94-007-0634-7.
- CHILALI, M. – GAHINET, P. $\mathcal{H}_\infty$ design with pole placement constraints: an LMI approach. *Automatic Control, IEEE Transactions on*. 1996, 41, 3, s. 358–367.
- DOYLE, J. C. et al. State-space solutions to standard $\mathcal{H}_2$ and $\mathcal{H}_\infty$ control problems. *Automatic Control, IEEE Transactions on*. 1989, 34, 8, s. 831–847.
- DULLERUD, G. – PAGANINI, F. *A Course in Robust Control Theory: A Convex Approach*. Texts in Applied Mathematics. Springer, 2000. ISBN 9780387989457.
- FITA, D. *Field Weakening Control of PMSM*. Addis Ababa University, 2008. Master thesis.
- GAHINET, P. – APKARIAN, P. A linear matrix inequality approach to $\mathcal{H}_\infty$ control. *International journal of robust and nonlinear control*. 1994, 4, 4, s. 421–448.
- GRIMM, G. et al. Antiwindup for stable linear systems with input saturation: an LMI-based synthesis. *Automatic Control, IEEE Transactions on*. 2003, 48, 9, s. 1509–1525.
- GU, D.-W. *Robust control design with MATLAB®*. Springer, 2005.
- HANSELMANN, H. Implementation of digital controllers - A survey. *Automatica*. 1987, 23, 1, s. 7 – 32. ISSN 0005-1098. doi: 10.1016/0005-1098(87)90115-4.
- HSIEN, T.-L. – TSAI, M.-C. – SUN, Y.-Y. Robust speed control of permanent magnet synchronous motors: design and experiments. In *Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1996., Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference on*, 2, s. 1177–1182. IEEE, 1996.
- LYSHEVSKI, S. *Electromechanical Systems, Electric Machines, and Applied Mechatronics*. Electric Power Engineering Series. Taylor & Francis, 1999. Dostupné z: <<http://books.google.cz/books?id=3GYU1N1XKw8C>>. ISBN 9780849322754.
- MACHMOUM, S. – CHEVREL, P. – DARENGOSSE, C. A linear parameter variant $\mathcal{H}_\infty$ controller design for a permanent magnet synchronous machine. *Power Electronics and Applications, 2005* 2005, s. 1–11.
- MACKENROTH, U. *Robust Control Systems: Theory and Case Studies*. Springer, 2004. Dostupné z: <<http://www.google.cz/books?id=xcc6nAF8xUEC>>. ISBN 9783540209294.
- MCFARLANE, D. – GLOVER, K. A loop-shaping design procedure using $\mathcal{H}_\infty$ synthesis. *Automatic Control, IEEE Transactions* 1992, 37, 6.

- NEBORÁK, I. *Modelování a simulace elektrických regulovaných pohonů*. Vysoká škola báňská - Technická univerzita Ostrava, Fakulta elektrotechniky a informatiky, 2002. Dostupné z: <<http://books.google.cz/books?id=119YAgAACAAJ>>. Habilitační práce. ISBN 9788024800837.
- ÖHR, J. *Anti-Windup and Control of Systems With Multiple Input Saturations*. Uppsala University, Sweden, 2003. Dostupné z: <<http://www.calerga.com/contrib/1/PIDWindup.pdf>> ISBN 91-506-1691-9.
- POHL, L. Návrh regulátoru asynchronního motoru metodou $\mathcal{H}_\infty$ Loopshaping. In *Workshop Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických technologií září 2012*, 2012a.
- POHL, L. Vektorové řízení PMSM na simulační platformě reálného času dSPACE. In *Workshop Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických technologií 2012*, 2012b.
- POHL, L. – BLAHA, P. Linear Parameter Varying Approach To Robust Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor. In *2011 15th IEEE International Conference on Intelligent Engineering Systems (INES)*, s. 287–291. IEEE, 2011.
- POHL, L. – VESELY, L. Robustness Analysis of PMSM LPV Controller. In *Proceedings of DAAAM conference 2011*, 2011.
- POHL, L. – VESELY, L. PMSM control framework with dSPACE real-time control platform. In *2012 16th IEEE International Conference on Intelligent Engineering Systems (INES)*, s. 179–183. IEEE, 2012.
- POHL, L. Syntéza regulátoru asynchronního motoru metodou smíšených citlivostních funkcí. In *Workshop Perspektivní projekty vývoje řídicích a senzorických technologií - Sborník příspěvků*. Vysoké učení technické v Brně. Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2011a.
- POHL, L. Rapid Control Prototyping for Electric Drives. In *Proceeding of the 18th Conference Student EEICT 2012*, 2012c.
- POHL, L. LPV Approach to Robust Control Of AC Induction Motor. In *Proceedings of the 17th Conference Student EEICT 2011*, 2011b.
- POHL, L. – VESELY, I. – GRAF, M. Real-time implementation of $\mathcal{H}_\infty$ LPV controller for PMSM drive. In *IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, s. 3072–3077. IEEE, 2013.
- PREMPAIN, E. – POSTLETHWAITE, I. – BENCHAIIB, A. A linear parameter variant $\mathcal{H}_\infty$ control design for an induction motor. *Control Engineering Practice*. 2002, 10, 6, s. 633–644.
- PREMPAIN, E. – POSTLETHWAITE, I. $\mathcal{L}_2$ and $\mathcal{H}_2$ performance analysis and gain-scheduling synthesis for parameter-dependent systems. *Automatica*. 2008, 44, 8, s. 2081–2089.

- PUJOL, A. et al. *Improvements in direct torque control of induction motors*. Universitat Politècnica de Catalunya, 2001. Doctoral thesis.
- RAUTE, R. *Sensorless Control of AC Machines for Low and Zero Speed Operation without Additional Test Signal Injection*. University of Nottingham, 2009. Doctoral thesis.
- RUI-WEN, Y. et al. Design of robust controller for PMSM drivers. In *Electrical and Control Engineering (ICECE), 2010 International Conference on*, s. 3605–3608. IEEE, 2010.
- SCHERER, C. – GAHINET, P. – CHILALI, M. Multiobjective output-feedback control via LMI optimization. *Automatic Control, IEEE Transactions on*. Jul 1997, 42, 7, s. 896–911.
- SCHERER, C. *Theory of robust control*. Delft University of Technology, The Netherlands, 2001a. Dostupné z: <<http://www.imng.uni-stuttgart.de/mst/robust/RCNotes.pdf>>.
- SCHERER, C. W. LPV control and full block multipliers. *Automatica*. 2001b, 37, 3, s. 361–375.
- SIL, A. et al. Design of robust Power System Stabilizer using $\mathcal{H}_\infty$ mixed sensitivity technique. In *Power Systems, 2009. ICPS '09. International Conference on*, s. 1–4, 2009. doi: 10.1109/ICPWS.2009.5442746.
- SKOGESTAD, S. – POSTLETHWAITE, I. *Multivariable feedback control: analysis and design*. John Wiley, 2005. Dostupné z: <<http://books.google.cz/books?id=3dxSAAAAMAAJ>>. ISBN 9780470011676.
- VAS, P. *Sensorless vector and direct torque control*. Monographs in electrical and electronic engineering. Oxford University Press, 1998. Dostupné z: <<http://books.google.cz/books?id=90RSAAAAMAAJ>>. ISBN 9780198564652.
- WEILAND, S. – SCHERER, C. *Linear Matrix Inequalities in Control*, 2000.
- ZHANG, F. et al. Research on $\mathcal{H}_\infty$ mixed sensitivity control of brushless doubly-fed motor. In *Electrical Machines and Systems, 2008. ICEMS 2008. International Conference on*, s. 1531–1534, 2008.
- ZHANG, Y. et al. Load disturbance resistance speed controller design for PMSM. *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*. 2006, 53, 4, s. 1198–1208.
- ZHENG, K. et al. High performance robust linear controller synthesis for an induction motor using a multi-objective hybrid control strategy. *Nonlinear Analysis: Theory, Methods & Applications*. 2006, 65, 11, s. 2061–2081.
- ZHOU, K. et al. *Robust and optimal control*. 40. Prentice Hall New Jersey, 1996.