



Pracoviště: Regionální inovační centrum elektrotechniky

Výzkumná zpráva č.: 22190-028-2013

Stavový regulátor založený na algoritmech prediktivního řízení doplněný dopředným modelem

Druh úkolu: Vědecko-výzkumný
Řešitelé: Ing. Štěpán Janouš, Doc. Ing. Václav Šmídl, Ph.D.
Vedoucí úkolu: prof. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
Počet stran: 24
Datum vydání: Říjen 2013
Revize: 1

práce vznikla s podporou projektu CZ.1.05/2.1.00/03.0094: a s podporou
projektů SGS-2012-071 a GAČR P102/11/0437.

Anotace

Cílem této práce je návrh a optimalizace řídicího algoritmu pro synchronní motory s povrchovými permanentními magnety na rotoru (PMSM), který je snadné implementovat a svými dynamickými vlastnostmi předčí konvenční řídicí strategie založené na PI regulátorech. Při návrhu tohoto algoritmu je využito GPC strategie (Generalized Predictive control), která nabízí zajímavé řešení s výbornými dynamickými vlastnostmi, což je vykoupeno poměrně vysokou výpočetní náročností. Ta může být výrazně snížena řešením algoritmu GPC offline pro vybrané body oblasti pracovních otáček. Díky známé závislosti jednotlivých řešení na otáčkách jsou zbylé řešení pro celou oblast pracovních otáček získány aproximací. Výsledkem je velice jednoduchá struktura stavového regulátoru s adaptivním zesílením, která je díky své jednoduchosti vhodná pro snadnou implementaci. S použitím GPC vyvstává problém s dodržením pevně daných proudových a napěťových omezení. Proto je navržené řízení doplněno o dopředný model (feed-forward) poskytující zadání (set-pointy) pro GPC regulátor. Nastavením penalizačních matic je možné přesně vymezit pracovní oblast pohybující se v blízkosti daných zadání. Díky tomu je navržená regulace schopná dodržet pevná proudová a napěťová omezení při zachování velice dobrých dynamických vlastností. Teoretické předpoklady a vlastnosti navrženého pohonu jsou ověřeny simulacemi a experimenty na postaveném laboratorním prototypu pohonu s PMSM o jmenovitém výkonu 10,7 kW. Výsledky experimentů s navrženou regulací jsou porovnány s konvenčním vektorovým řízením v kartézských souřadnicích využívajícím PI regulátory.

Seznam symbolů a zkratek

PMSM	synchronní motor s povrchovými permanentními magnety na rotoru
MPC	Model predictive control
GPC	Generalized predictive control
R_s	Statorový odpor [ohm]
L_s	Statorová indukčnost [H]
$u_{sd,k}, u_{sq,k}$	Složky vektoru statorového napětí v rotujícím souřadném systému d,q, svázaném s vektorem toku permanentních magnetů [V]
$i_{sd,k}, i_{sq,k}$	Složky vektoru statorového proudu v rotujícím souřadném systému d,q, svázaném s vektorem toku permanentních magnetů [A]
$\omega_{me,k}$	Elektrická rotorová rychlost [rad/s]
$\tau_{l,k}$	Zátěžný moment [Nm]
Q_x, Q_u	Matice penalizací
p	Počet polpárů
Ψ_{pm}	Tok permanentních magnetů
B_f	Koeficient tření
Δt	Vzorkovací perioda
$\bar{X}, \bar{U}$	Zadání (set-point) X, U

Obsah

1	ÚVOD.....	4
2	NAVRŽENÉ ALGORITMY ŘÍZENÍ POHONU.....	5
2.1	Popis stavového regulátoru.....	5
2.2	Ztrátová funkce.....	8
2.3	Dopředný model (Feed-forward).....	9
2.4	Realizace proporčně-integračního charakteru navrženého stavového regulátoru	11
3	SIMULACE A EXPERIMENTÁLNÍ VÝSLEDKY.....	11
3.1	Simulace vlivu chyby jednotlivých parametrů (citlivostní analýza)	12
3.2	Experimentální výsledky	13
3.2.1	Chování navržené regulace v nulových a nízkých rychlostech.....	13
3.2.2	Dynamické vlastnosti navrženého pohonu.....	15
3.2.3	Ověření funkce odbuzování.	17
4	ZÁVĚR.....	19

1 Úvod

Moderní řídicí metody, jako jsou prediktivní řízení [4], jsou velmi častým tématem diskuzí. Představují novou generaci řízení, kde je využíváno znalosti parametrů regulovaného systému a predikce jeho chování na daném horizontu. Čím je délka horizontu predikce delší, tím je výsledek regulace lepší, avšak vyvstává problém se zvyšujícím se množstvím výpočtů, které je nutné provést často ve velice omezeném čase. Doposud se tato metoda řízení využívala pouze v oblastech, kde nejsou kladeny příliš velké nároky na dynamiku, které by díky velké výpočetní náročnosti nebylo možné u klasických metod prediktivního řízení dosáhnout s běžně používaným hardwarem. Implementace řídicího algoritmu založeného na prediktivním řízení s horizontem delším než 1 do reálného průmyslového či trakčního pohonu tak představuje velkou výzvu. Slibný způsob jak snížit výpočetní náročnost je využití GPC [6], [7], [8], [9], [10], algoritmu který patří do podskupiny prediktivních řízení s dlouhým horizontem predikce. Přestože výpočetní náročnost GPC je výrazně menší než u klasických MPC algoritmů, je stále příliš vysoká pro snadnou implementaci v běžných pohonech. U standardního GPC je celý výpočet prováděn online. Jak je ukázáno v [11], jednotlivé zesílení GPC regulátoru závisí na elektrické rotorové rychlosti, a proto mohou být spočítány pro celé spektrum otáček off-line a výsledné hodnoty jednotlivých zesílení jsou získány aproximací. Je však velice problematické dodržet přesně omezení regulovaných a akčních veličin (u elektrických pohonů především omezení proudu a napětí) a zachovat dynamické vlastnosti pohonu.

V [11] je omezení proudů dosaženo využitím přírůstkové formy GPC a nastavení zadání regulátoru jako stav regulátoru v kroku $k-1$. V tomto případě ale dochází ke značnému zhoršení dynamických vlastností regulace.

V této práci je představen způsob, jak je možné využít metodiky GPC (generalized predictive control) s horizontem predikce 4 při návrhu řídicího algoritmu s dynamickými vlastnostmi blížíícími se vlastnostem klasických prediktivních algoritmů avšak s velice jednoduchou strukturou, který je schopný efektivně zvládnout zmíněné omezení proudů a napětí.

2 Navržené algoritmy řízení pohonu

2.1 Popis stavového regulátoru

Základem navrženého stavového regulátoru je diskretizovaný matematický model PMSM v rotujícím souřadném systému d,q (1)

$$x_{(k+1)} = Ax_{(k)} + Bu_{(k)} \quad (1)$$

kde

$$A = \begin{bmatrix} 1 - \left(\frac{R_s}{L_s} \cdot \Delta t\right) & \omega_{me} \cdot \Delta t & 0 & 0 \\ -\omega_{me} \cdot \Delta t & 1 - \left(\frac{R_s}{L_s} \cdot \Delta t\right) & \frac{-\psi_{pm}}{L_s} \cdot \Delta t & 0 \\ 0 & 3\psi_{pm} \Delta t \cdot p^2 / 2J & 1 - \left(\frac{B_f}{J} \cdot \Delta t\right) & \frac{-p}{J} \cdot \Delta t \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

$$x_{(k)} = \begin{bmatrix} i_{sd,k} \\ i_{sq,k} \\ \omega_k \\ \tau_{l,k} \end{bmatrix}, \quad u_k = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \cdot \Delta t & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \cdot \Delta t \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Jednotlivé členy v matici A jsou konstanty s výjimkou členů A_{12} a A_{21} . Ty jsou závislé na elektrické rotorové rychlosti ω_{me} . To naznačuje, že jednotlivá zesílení regulátoru se budou lišit pro různé hodnoty ω_{me} . S pomocí takto formulovaného modelu je možné vyjádřit libovolný počet kroků dopředu.

Predikce chování na zvoleném horizontu je

$$X = f + GU, \quad (2)$$

kde

$$X = \begin{bmatrix} x_k \\ \vdots \\ x_{k+n} \end{bmatrix}, f = \begin{bmatrix} A \\ \vdots \\ A^N \end{bmatrix} x_k, G = \begin{bmatrix} B & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ A^{N-1} \cdot B & \dots & B \end{bmatrix}$$

Optimálního regulačního zásahu je dosaženo minimalizací ztrátové funkce (3)

pomocí metody nejmenších čtverců

$$J_k = \sum_{j=k+1}^{k+N} \left\{ (x_j - \bar{x}_j)^T Q_x (x_j - \bar{x}_j) + (u_j - \bar{u}_j)^T Q_u (u_j - \bar{u}_j) \right\}, \quad (3)$$

kde $\bar{x}_j$ a $\bar{u}_j$ jsou vektory zadání regulátoru a Q_x je váhová matice penalizující odchylku regulovaných veličin od daných zadání a Q_u je váhová matice penalizující odchylky řídicího napětí od daných zadání.

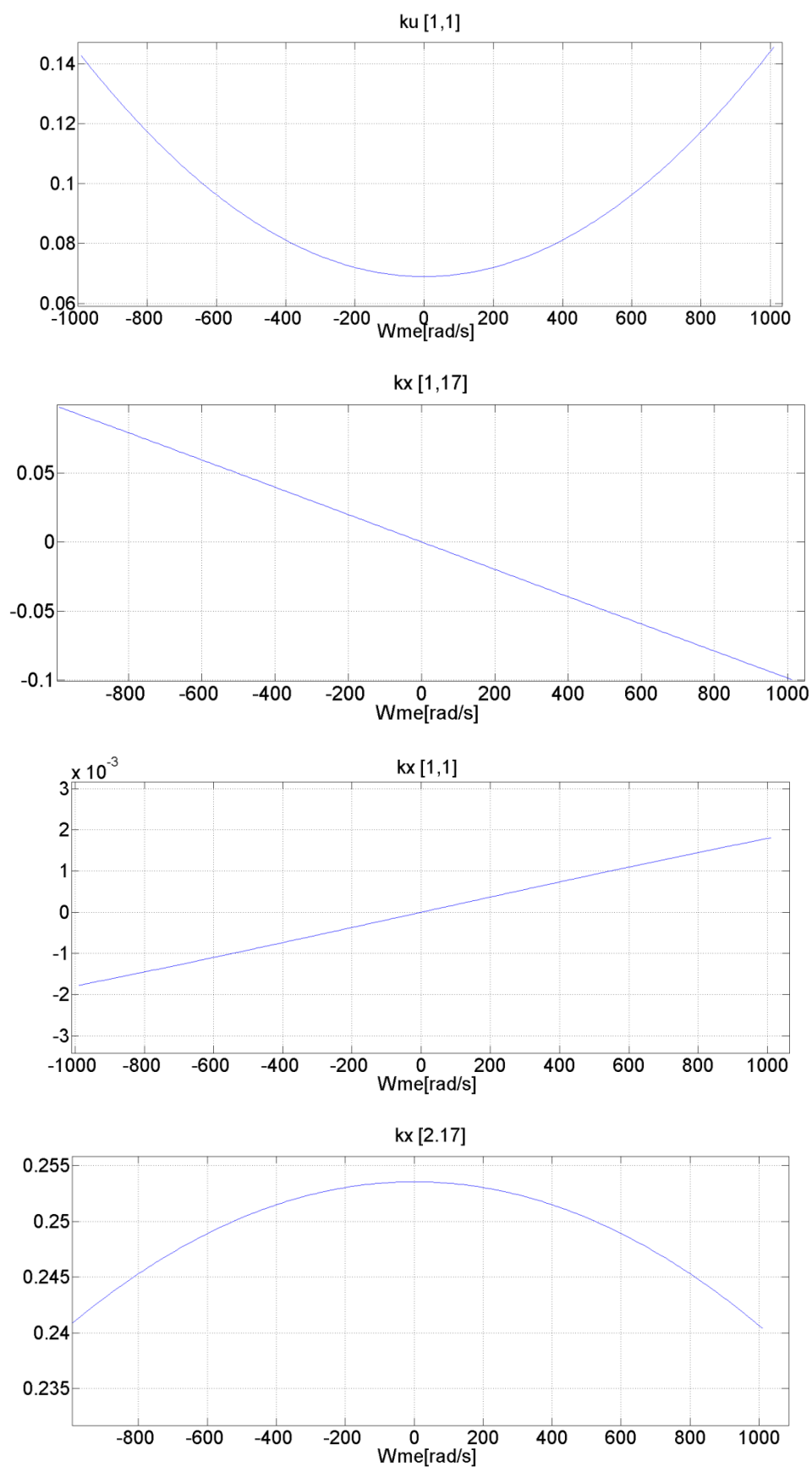
Je zřejmé, že volba horizontu predikce výrazně ovlivní přesnost a výpočetní náročnost celého algoritmu. Se zvyšující se délkou horizontu predikce N se zvyšuje přesnost regulačního algoritmu, avšak zároveň roste jeho výpočetní náročnost a nároky na paměť [4]. Proto je hodnota N zpravidla volena jako kompromis mezi těmito parametry (U MPC algoritmů je hodnota N zpravidla volena 2-10). V této práci byla hodnota horizontu predikce zvolena $N = 4$ a vhodnost této volby je ověřena v kapitole 3. Optimální řízení nalezené minimalizací ztrátové funkce (3) je definované vztahem (4)

$$U = D G^T Q_x (\bar{X} - f) + D(Q_u \bar{U}), \quad (4)$$

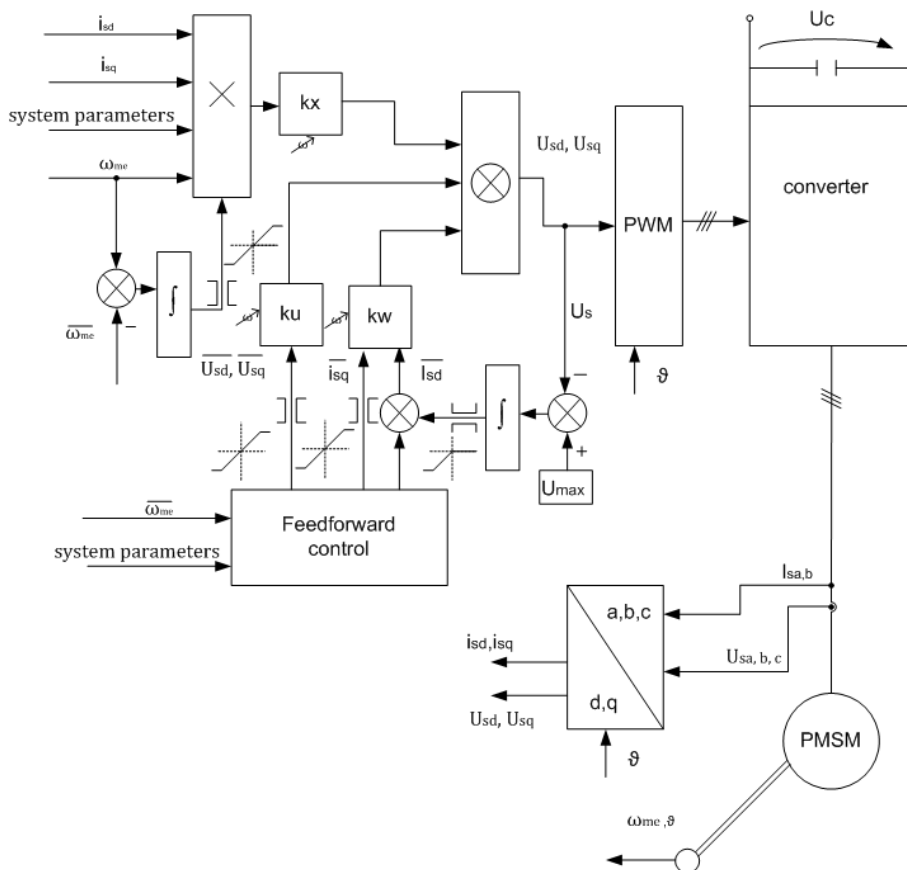
kde $D = (G^T Q_x G + Q_u)^{-1}$, $\bar{X}$ a $\bar{U}$ jsou vektory zadání. Pro optimalizaci je využito vektoru řídicích napětí na celém horizontu N , avšak pro řízení je využito pouze prvního kroku (5)

$$u_k = k_w \bar{x}_k - k_x x_k + k_u \bar{u}_k. \quad (5)$$

Konstanty k_w , k_x a k_u jsou závislé na rotorové rychlosti ω_{me} (Obr. 1) a je možné je předpočítat offline pro vybrané hodnoty rotorové rychlosti a matice zesílení pro celé rychlostní spektrum jsou získány aproximací. Kompletní schéma navržené regulace je na Obr. 2



Obr. 1 Vizualizace vybraných zesílení a jejich závislosti na rotorové rychlosti ω_{me}



Obr. 2 blokové schéma pohonu s PMSM a navrženým regulátorem

2.2 Ztrátová funkce

Výsledkem minimalizace kvadratické ztrátové funkce (3) je vektor výstupních napětí na horizontu N. Standardně jsou žádané hodnoty (set-pointy) nastaveny na 0. Hodnoty všech regulovaných resp. akčních veličin mohou být kdekoli v intervalu $x_k, (u_k) \in (-max ; max)$, který je daný specifickým nastavením penalizačních matic Q_u a Q_x (jak je ukázáno na Obr. 3).

Nastavení jednotlivých penalizací může být velice obtížné. Když jsou penalizace nastaveny příliš malé, hodnoty akčních veličin mohou být mimo rozsah daný možnostmi pohonu. Když jsou hodnoty penalizací příliš velké, sníží se dynamika pohonu, protože regulátor operuje s hodnotami akčních veličin příliš blízko nulového zadání.

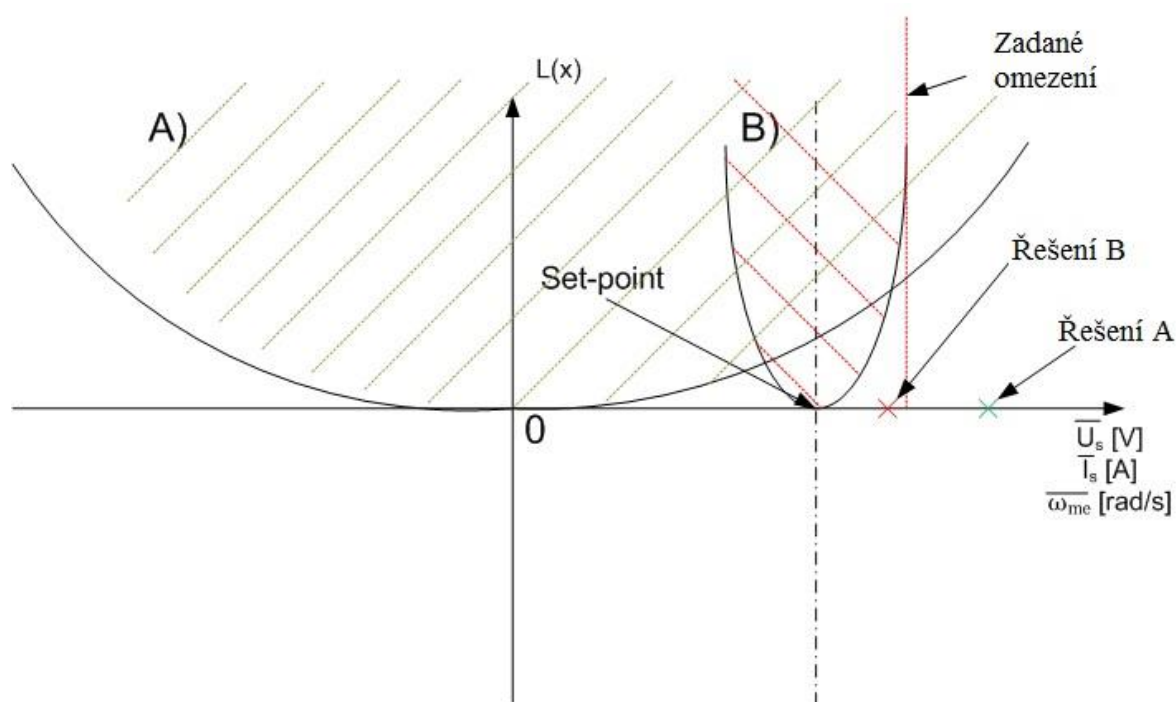
Díky existenci analytického řešení minimalizace kvadratické ztrátové funkce (3), je možné měnit zadání regulovaných a akčních veličin $\bar{x}_k, \bar{u}_k$. K tomu je využito dopředného modelu, který je popsán v následující kapitole.

2.3 Dopředný model (Feed-forward)

Dopředný model předpočítávající zadání řídicího napětí je s výhodou využíván poměrně často v klasických regulačních strategiích založených na PI regulaci. Příznivý vliv dopředného modelu je detailně analyzován a vysvětlen např. v [1], [2].

Podobný vliv na výsledek regulace lze očekávat při použití dopředného modelu v kombinaci s GPC strategií. Jak již bylo naznačeno výše u algoritmu založeného na GPC, přináší dopředný model další výhodu. Při znalosti zadání jednotlivých veličin je možné nastavit vyšší hodnoty penalizací. Pracovní oblast regulátoru se pak pohybuje blízko daného zadání a je tak možné vhodnou volbou zadání a hodnoty penalizací vymežit pracovní oblast, respektující zadané omezení.

Obr. 3



Obr. 3 Ilustrace vlivu penalizací:

- A) zadání je 0, hodnota penalizace je nízká a výsledný regulační zásah řešení A je mimo omezenou oblast;
 B) zadání je známé, hodnota penalizace je vysoká a výsledný regulační zásah řešení B patří do omezené pracovní oblasti.

Navržený dopředný model je založen na zjednodušeném matematickém modelu PMSM a skládá se ze dvou oddělených částí.

První část počítá zadání proudů.

Hodnota zadání momentové složky proudu $\overline{I_{sq}}$ je spočítána z momentové rovnice (6)

$$\frac{d\omega}{dt} \approx \frac{M_\omega}{J} = \frac{1}{J} k_p p \psi_{pm} \overline{I_{sq}} - \frac{M_z}{J} \Rightarrow \overline{I_{sq}} = \frac{\overline{\omega_{me(k)}} - \overline{\omega_{me(k-1)}}}{\Delta t} \frac{J}{k_p p \psi_{pm}} + \frac{M_z}{k_p p \psi_{pm}} \quad (6)$$

Která je omezená podle

$$|\overline{I_{sq}}| < \sqrt{I_{s \max}^2 - \overline{I_{sd}}^2} \quad (7)$$

zadání tokové složky proudu $\overline{I_{sd}}$ je získán úpravou napěťové rovnice pro stator za předpokladu limitace maximálního dosažitelného napětí střídače $|\overline{u_s}| < U_{s \max}$

$$\begin{aligned} U_s &= (L_s \overline{I_{sd}} + \psi_{pm}) \overline{\omega_{me}} p + R_s \overline{I_{sq}} \Rightarrow \\ \Rightarrow \overline{I_{sd}} &= \frac{U_{s \max} - p \psi_{pm} \overline{\omega_{me}} - R_s \overline{I_{sq}}}{L_s \overline{\omega_{me}}} \end{aligned} \quad (8)$$

Která je omezena podle

$$|\overline{I_{sd}}| < I_{s \max} \quad (9)$$

Druhá část počítá zadání řídicích napětí $\overline{u_q}$ a $\overline{u_d}$ podle (10), (11)

$$\overline{u_d} = R \overline{I_{sd}} - \omega L_{sq} \overline{I_{sq}} \quad (10)$$

$$\overline{u_q} = R \overline{I_{sq}} - \omega L_{sq} \overline{I_{sd}} + \omega \psi_r \quad (11)$$

2.4 Realizace *proporčně-integračního charakteru navrženého stavového regulátoru*

Jak je patrné z (5), navržený stavový regulátor obsahuje sadu zesílení pro celou pracovní oblast rotorových rychlostí. Má tedy adaptivně proporční charakter. Doplněním matematického modelu o rovnici integrace libovolné regulované veličiny lze snadno docílit proporčně integračního charakteru. Protože zadání pro proudy a napětí jsou dopředným modelem spočítány s určitou nepřesností, danou především nepřesným zadáním parametrů a jejich změnami vlivem okolních podmínek, je matematický model (1) doplněn pouze o rovnici integrace odchylky elektrické rychlosti ω_{me} kompletní schéma navržené regulace je na Obr. 2 a finální matematický model je pak ve tvaru (12):

$$x_{(k+1)} = Ax_{(k)} + Bu_{(k)}, \quad (12)$$

kde

$$A = \begin{bmatrix} 1 - \left(\frac{R_s}{L_s} \cdot \Delta t\right) & \omega_{me} \cdot \Delta t & 0 & 0 & 0 \\ -\omega_{me} \cdot \Delta t & 1 - \left(\frac{R_s}{L_s} \cdot \Delta t\right) & \frac{-\psi_{pm}}{L_s} \cdot \Delta t & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3p^2}{2J} \cdot \Delta t & 1 - \left(\frac{B_f}{J} \cdot \Delta t\right) & \frac{-p}{J} \cdot \Delta t & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \Delta t & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

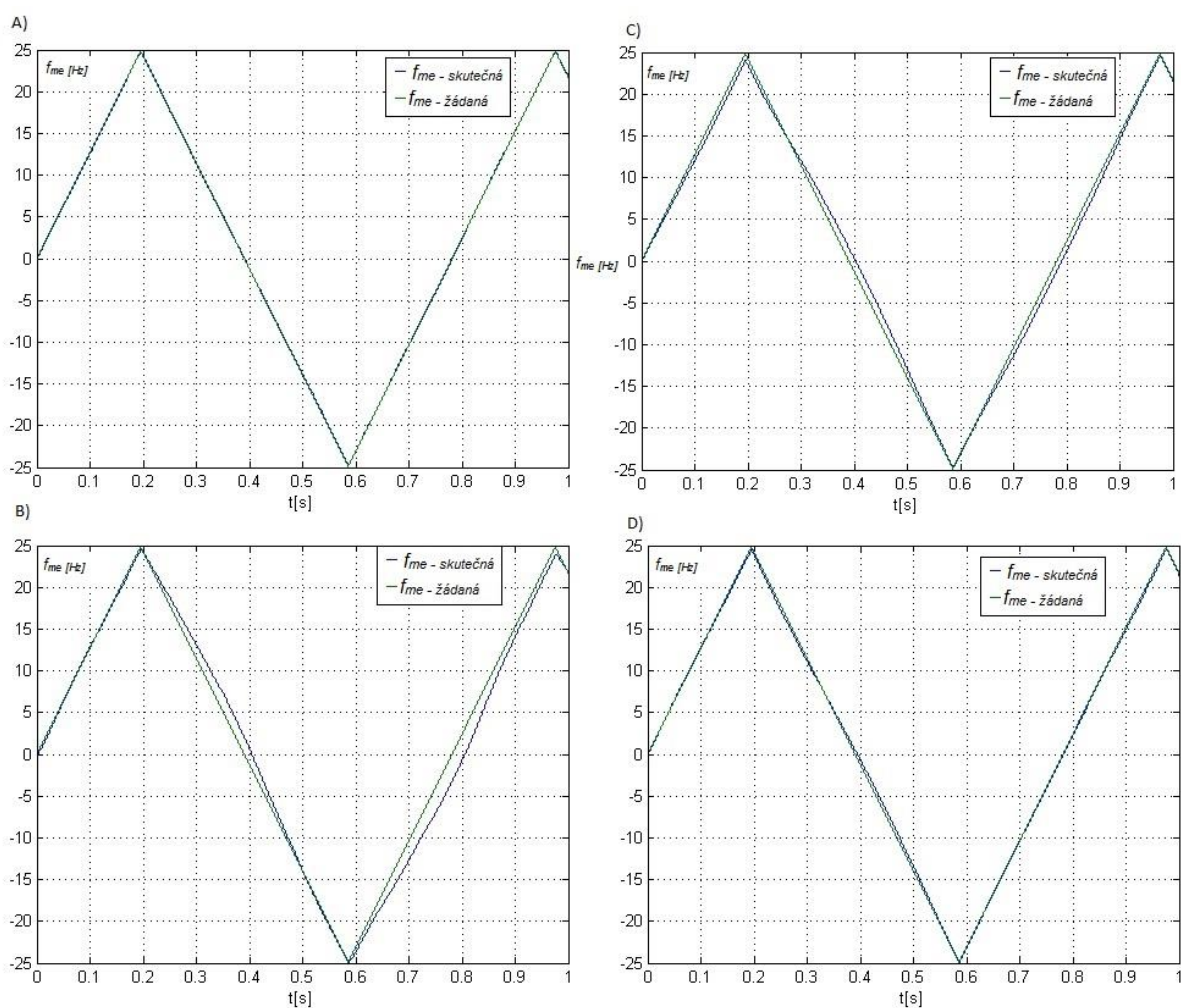
$$x_{(k)} = \begin{bmatrix} i_{sd,k} \\ i_{sq,k} \\ \omega_{me,k} \\ \tau_{l,k} \\ \int \omega_{me} \end{bmatrix}, \quad u_k = \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \cdot \Delta t & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \cdot \Delta t \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

3 Simulace a experimentální výsledky

Teoretické předpoklady a vlastnosti pohonu s navrženým stavovým regulátorem byly ověřeny jak simulacemi, tak experimenty na postaveném laboratorním modelu pohonu s PMSM o jmenovitém výkonu 10,7 kW.

3.1 Simulace vlivu chyby jednotlivých parametrů (citlivostní analýza)

Dopředný model je založen na matematickém modelu PMSM (12), a proto je pro přesný výpočet zadání jednotlivých veličin nutné znát parametry řízeného pohonu co nejpřesněji. Vliv nepřesného určení vybraných parametrů na funkci navržené regulace, při konstantním nastavení penalizačních matic, je patrný z výsledků simulací na Obr. 4.



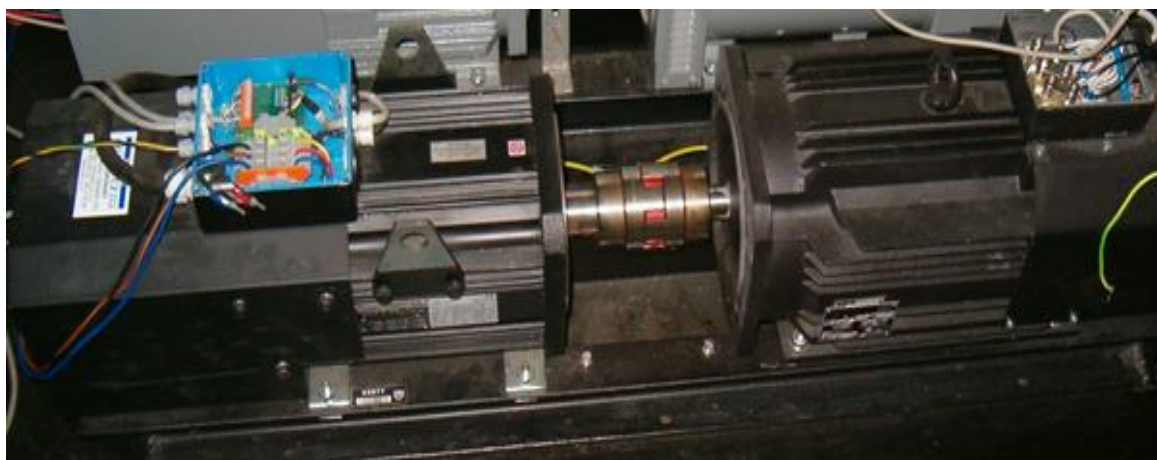
Obr. 4 Simulace vlivu jednotlivých parametrů na funkci navržené regulace při pevném nastavení penalizačních matic; požadovaná el. rotorová rychlost $f_{me} = \pm 25 \text{ Hz}$,

A) $R_s = R_{s_skutečná}$, $L_s = L_{s_skutečná}$; B) $R_s = R_{s_skutečná}$, $L_s = 0,1 \times L_{s_skutečná}$;

C) $R_s = R_{s_skutečná}$, $L_s = 10 \times L_{s_skutečná}$ D) $R_s = 10 \times R_{s_skutečná}$, $L_s = L_{s_skutečná}$,

3.2 Experimentální výsledky

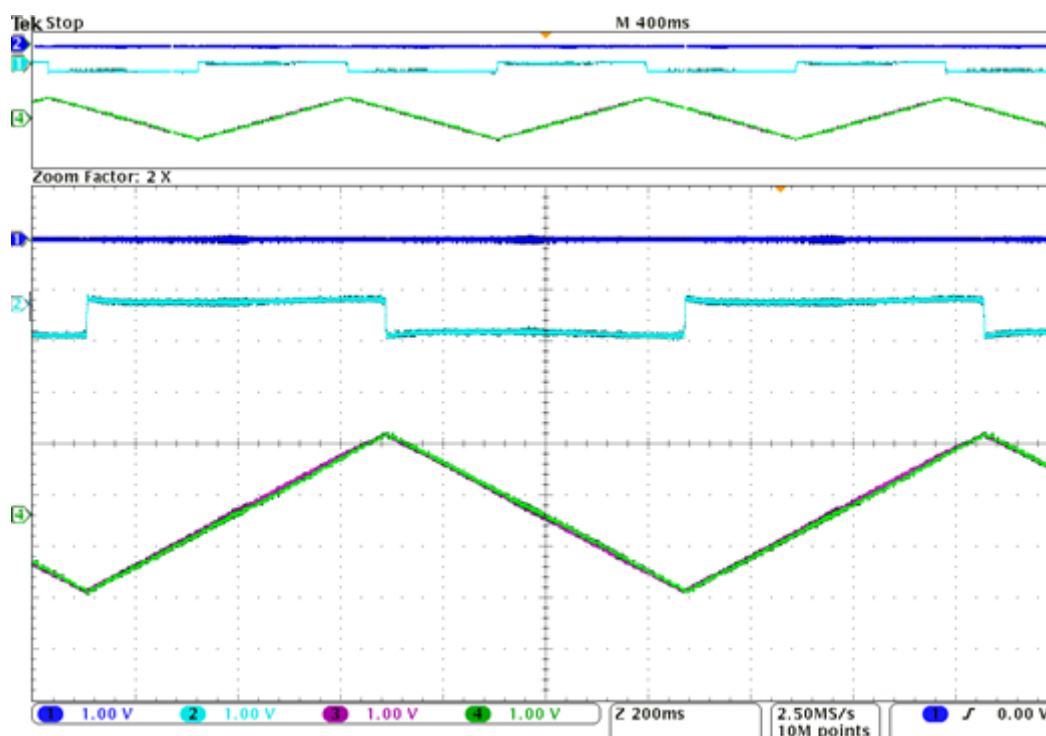
Byla provedena řada experimentů na postaveném laboratorním modelu pohonu s PMSM o výkonu 10,7 kW (Obr. 5), při kterých byly ověřeny dynamické vlastnosti navrhnutého řídicího algoritmu a funkce v režimu odbuzování. Výsledky jsou v této kapitole porovnávány s konvenčním vektorovým řízením v kartézských souřadnicích, které má velmi dobré dynamické vlastnosti a je v současnosti považováno za průmyslový standard pro nejnáročnější pohony.



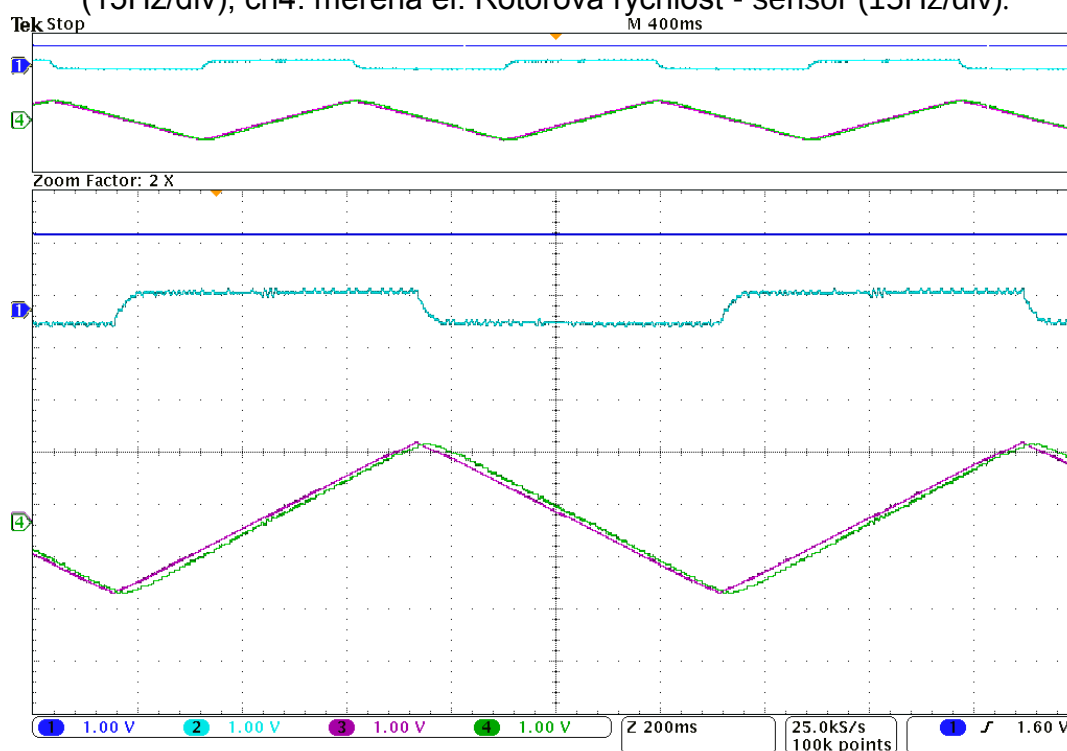
Obr. 5 Testovací soustrojí s PMSM (vlevo) o výkonu 10,7 kW

3.2.1 Chování navržené regulace v nulových a nízkých rychlostech

Na Obr. 6 je výsledek experimentu, kdy byl zadán požadavek na pilový průběh požadované rychlosti $f_{me} = \pm 25 \text{ Hz}$, s relativně dlouhou periodou. Cílem tohoto experimentu je ukázat chování navrženého pohonu při nízkých rychlostech resp. Vliv nepřesnosti matematického modelu v nulových a nízkých rychlostech, V tomto regionu otáček je zpravidla u metod založených na matematickém modelu nejvíce patrný vliv, mimo jiné, mrtvých časů a PWM modulace. Srovnání s klasickým vektorovým řízením je na Obr. 7.



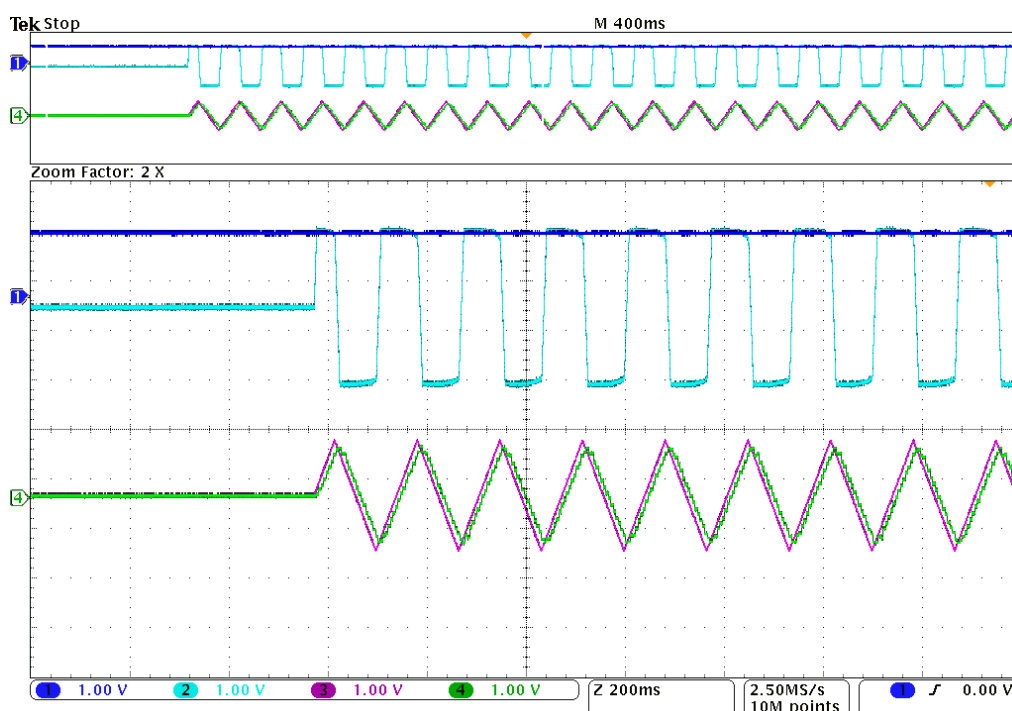
Obr. 6 Pilový průběh rychlosti s použitím GPC; požadovaná el. rotorová rychlost $f_{me} = \pm 25\text{Hz}$, ch1: i_{sq} (25A/div), ch2: i_{sd} (25A/div), ch3: požadovaná el. rotorová rychlost (15Hz/div), ch4: měřená el. Rotorová rychlost - sensor (15Hz/div).



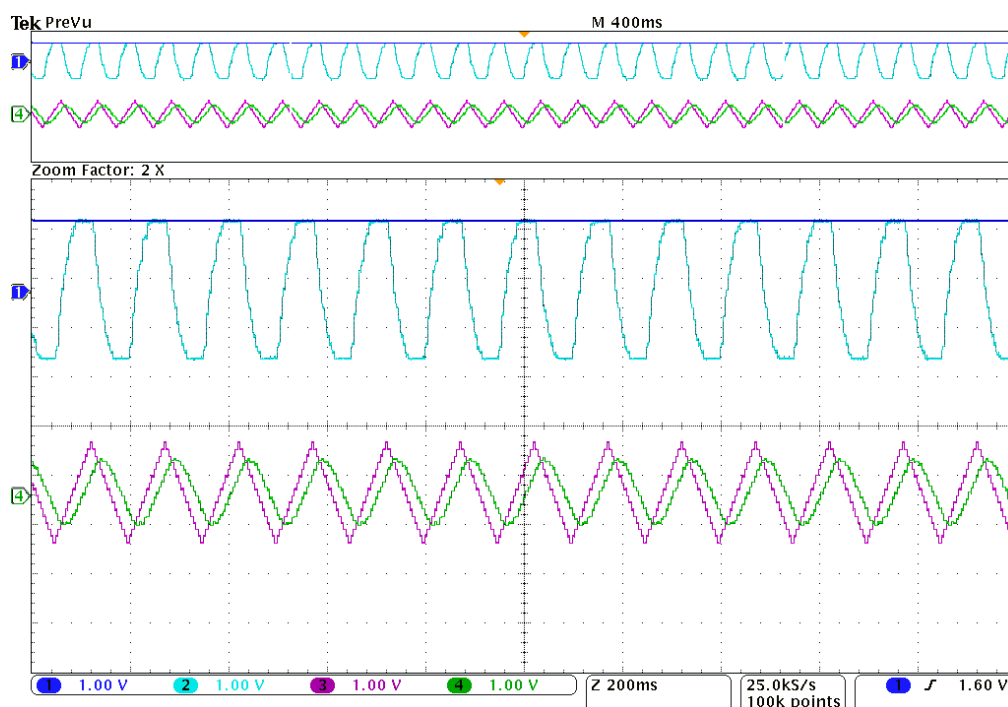
Obr. 7 Pilový průběh rychlosti s použitím vektorové řízení; požadovaná el. rotorová rychlost $f_{me} = \pm 25\text{Hz}$, ch1: i_{sq} (25A/div), ch2: i_{sd} (25A/div), ch3: požadovaná el. rotorová rychlost (15Hz/div), ch4: měřená el. Rotorová rychlost - sensor (15Hz/div).

3.2.2 Dynamické vlastnosti navrženého pohonu

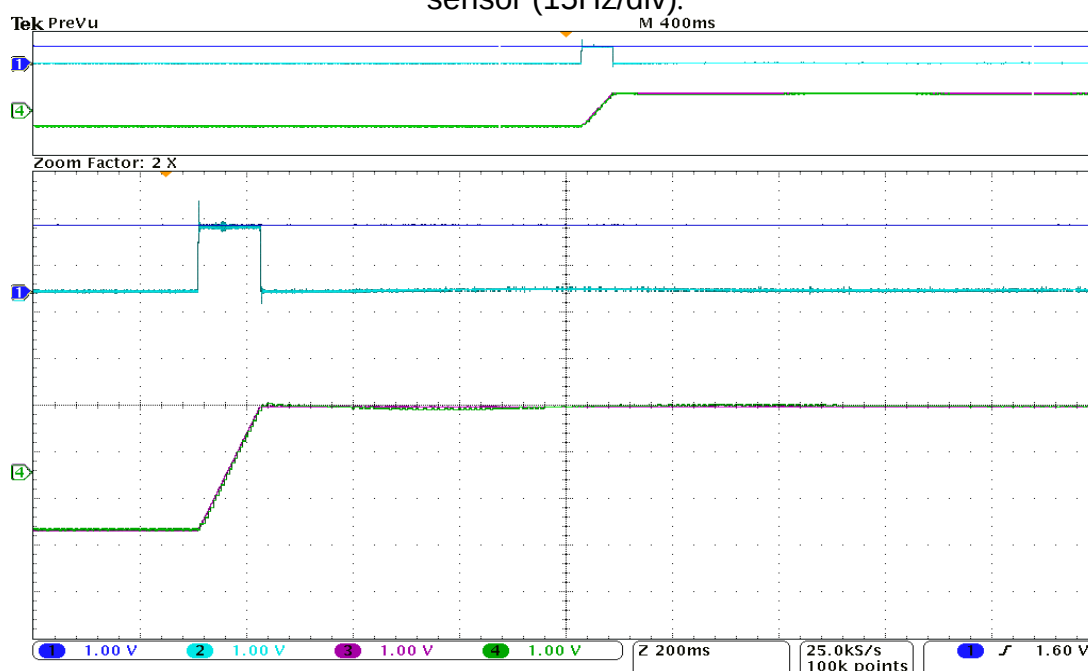
Byla provedena řada experimentů, která má za úkol ověřit dynamické vlastnosti navrženého pohonu a schopnost dodržet pevně daná proudová omezení. Na Obr. 8 je pilový průběh zadávané rychlosti $f_{me} = \pm 20\text{Hz}$, kde je pohon vystaven maximálnímu zrychlení. Na Obr. 10 je reverzace z $f_{me} = -20\text{Hz}$ na $f_{me} = 20\text{Hz}$ opět s maximálním možným zrychlením. Pro srovnání byly experimenty zopakovány s vektorovým řízením (viz Obr. 9 a Obr. 11)



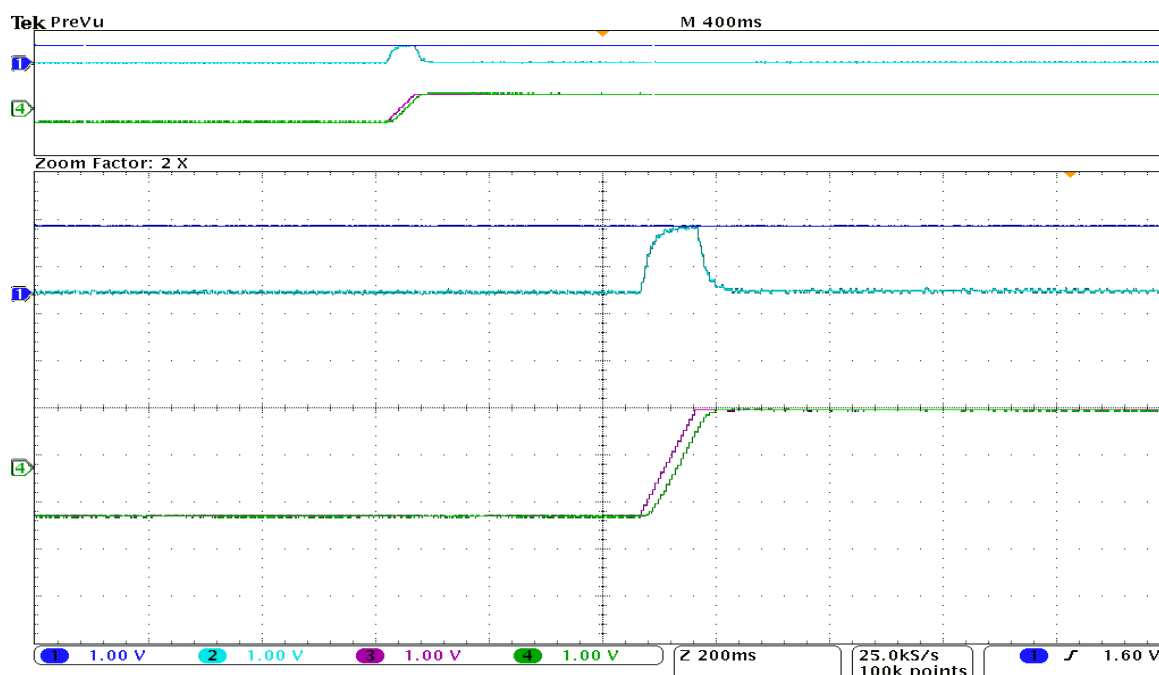
Obr. 8 Pilový průběh rychlosti s použitím GPC; požadovaná el. rotorová rychlost $f_{me} = \pm 20\text{Hz}$, ch1: isq (25A/div), ch2: maximální hodnota isq (25A/div), ch3: požadovaná el. rotorová rychlost (15Hz/div), ch4: měřená el. Rotorová rychlost - sensor (15Hz/div).



Obr. 9 Pilový průběh rychlosti s použitím vektorového řízení; požadovaná el. rotorová rychlost $f_{me} = \pm 20\text{Hz}$, ch1: i_{sq} (25A/div), ch2: maximální hodnota i_{sq} (25A/div), ch3: požadovaná el. rotorová rychlost (15Hz/div), ch4: měřená el. Rotorová rychlost - sensor (15Hz/div).



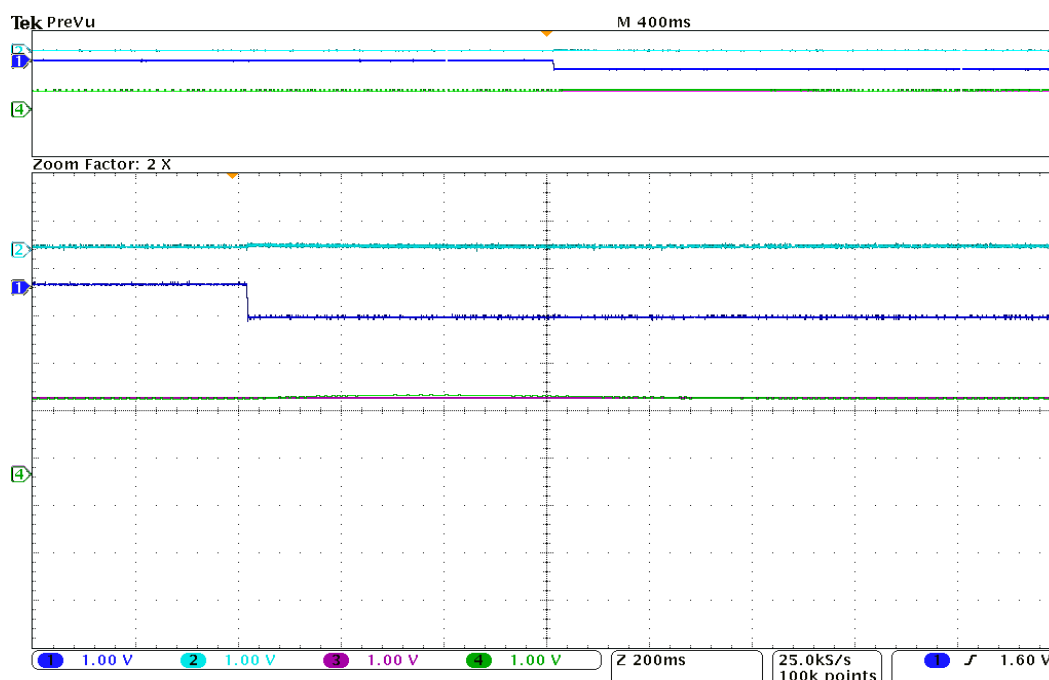
Obr. 10 reverzace rychlosti s použitím GPC; požadovaná el. rotorová rychlost $f_{me} = \pm 20\text{Hz}$, ch1: i_{sq} (25A/div), ch2: maximální hodnota i_{sq} (25A/div), ch3: požadovaná el. rotorová rychlost (15Hz/div), ch4: měřená el. Rotorová rychlost - sensor (15Hz/div).



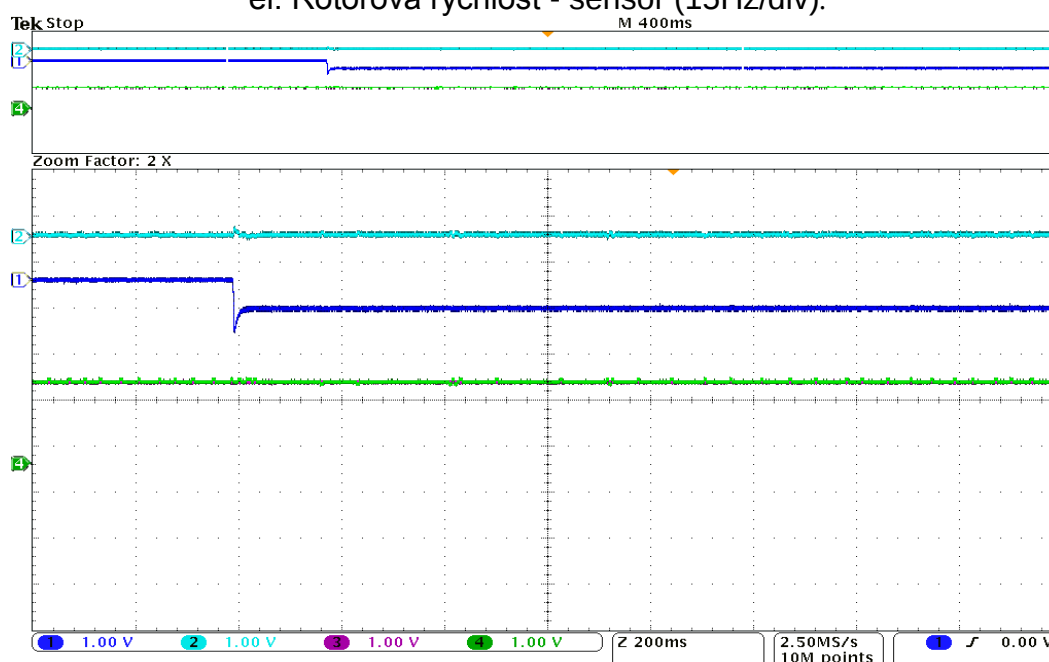
Obr. 11 reverzace rychlosti s použitím vektorového řízení; požadovaná el. rotorová rychlost $f_{me} = \pm 20\text{Hz}$, ch1: i_{sq} (25A/div), ch2: maximální hodnota i_{sq} (25A/div), ch3: požadovaná el. rotorová rychlost (15Hz/div), ch4: měřená el. Rotorová rychlost - sensor (15Hz/div).

3.2.3 Ověření funkce odbuzování.

Na Obr. 12 je výsledek experimentu, kdy bylo při konstantní rychlosti a zatížení skokově sníženo napětí ve stejnosměrném obvodu z 200V na 40V. Tento experiment má za úkol prověřit schopnost odbuzování navrženého pohonu a zároveň schopnost reagovat řádným způsobem na pokles napětí ve stejnosměrném obvodu, což představuje zejména pro trakční pohony velmi náročný úkol. Pro srovnání byl tento experiment proveden také s vektorovým řízením na Obr. 13.



Obr. 12 Přechod do režimu odbuzování vyvolaný skokovým poklesem napětí ve stejnosměrném obvodu z 200V na 40V (GPC); ch1: i_{sd} (25A/div), ch2: maximální hodnota i_{sq} (25A/div), ch3: požadovaná el. rotorová rychlost (15Hz/div), ch4: měřená el. Rotorová rychlost - sensor (15Hz/div).



Obr. 13 Přechod do režimu odbuzování vyvolaný poklesem napětí ve stejnosměrném obvodu z 200V na 40V (Vektorové řízení); ch1: i_{sd} (25A/div), ch2: i_{sq} (25A/div), ch3: požadovaná el. rotorová rychlost (15Hz/div), ch4: měřená el. Rotorová rychlost - sensor (15Hz/div).

4 Závěr

Klasická kaskádní struktura vektorového řízení byla v navrženém řízení nahrazena stavovým regulátorem založeným na GPC strategii doplněným o dopředný model. Výsledkem je proporční respektive proporčně integrační regulátor skládající se z matic zesílení pro jednotlivé stavové resp. akční veličiny (viz (5)). Díky své jednoduché struktuře představuje navržený regulátor kompromis mezi konvenčními regulačními strukturami založenými na PI regulátorech a sofistikovanějšími moderními prediktivními regulátory. Navržený dopředný model, založený na zjednodušeném matematickém modelu, slouží k výpočtu zadání jednotlivých regulovaných resp. akčních veličin a specifickým nastavením penalizací je možné precizně vytyčit pracovní oblast stavového regulátoru. Díky tomu je, oproti klasickým GPC architektuám, navržený regulátor schopný snadno zvládnout proudová a napěťová omezení, která jsou pro správnou funkci pohonu zásadní. Protože je celá regulační struktura založena na matematickém modelu regulovaného pohonu, je zřejmé, že výsledek regulace bude do jisté míry citlivý na změnu parametrů respektive nepřesnost parametrů pohonu.

V simulacích (Obr. 4) byla provedena citlivostní analýza nepřesností vybraných parametrů. Z výsledků je zřejmé, že pro stejné nastavení penalizačních matic je největší chyby regulace dosaženo v blízkosti nulových otáček, a to zejména při chybě statorové indukčnosti L_s , což je pravděpodobně způsobeno zejména mrtvými časy a úbytky napětí na polovodičových součástkách. Tyto chyby lze dále do určité míry kompenzovat například nastavením penalizačních matic, spolu s vhodnou kompenzací.

Pro ověření teoretických předpokladů a vlastností navrženého pohonu byly provedeny experimenty na postaveném laboratorním modelu pohonu s PMSM o výkonu 10,7 kW. Z výsledků vyplývá, že pohon je schopný účinně dodržet zadaná omezení proudu a dynamické vlastnosti regulace předčí konvenční běžně používané regulační struktury s PI. Díky použitému dopřednému modelu je regulátor schopný regulace i v režimu odbuzování (Obr. 11) a k odstranění vlivu nepřesností parametru při výpočtu zadání I_{sd} je regulační architektura doplněna o integrační část odbuzovacího regulátoru (viz. Obr. 2). Funkčnost pohonu v režimu odbuzování je pak

patrná z experimentu, kdy je pohon při konstantních otáčkách a zatížení vystaven extrémnímu poklesu napětí ve stejnosměrném obvodu, což odpovídá poklesu napětí v troleji a z hlediska dynamiky pohonu představuje jeden z nejnáročnějších přechodových dějů.

Literatura

- [1] Peroutka, Z.; Zeman, K.; Krus, F.; Kosta, F.; , "New generation of trams with gearless wheel PMSM drives: From simple diagnostics to sensorless control," *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), 2010 14th International* , vol., no., pp.S10-31-S10-36, 6-8 Sept. 2010, doi: 10.1109/EPEPEMC.2010.5606529
- [2] Mohamed, Y.A.-R.I.; Radwan, A.A.A.; Lee, T.K.; , "Decoupled Reference-Voltage-Based Active DC-Link Stabilization for PMSM Drives With Tight-Speed Regulation," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* , vol.59, no.12, pp.4523-4536, Dec. 2012
doi: 10.1109/TIE.2011.2182013
- [3] P.E. Gill, and W. Murray, "Numerically stable methods for quadratic programming", *Mathematical Programming* 14, North-Holland Publishing, Comp. 1978, pp. 349-372.P.E. Gill, and W. Murray,
- [4] Linder, A.; Kennel, R.; , "Model Predictive Control for Electrical Drives," *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th* , vol., no., pp.1793-1799, 16-16 June 2005
doi: 10.1109/PESC.2005.1581874
- [5] A. Linder, R. Kanchan, R. Kennel, and P. Stolze, *Model-Based Predictive Control of Electric Drives*. Göttingen, Germany: CuvillierVerlag, 2010.
- [6] D.W.Clarke, C.Mohtadi, P.S.Tuffs, Generalized Predictive control Part I. The Basic Algorithm, *Automatica*, Vol. 23, No. 2, 1987, pp. 137-148
- [7] D.W.Clarke, C.Mohtadi, P.S.Tuffs, Generalized Predictive control Part II. Extensions and Interpretations, *Automatica*, Vol. 23, No. 2, 1987, pp. 149-160
- [8] Tsang, T.T.C.; Clarke, D.W.; , "Generalised predictive control with input constraints," *Control Theory and Applications, IEE Proceedings D* , vol.135, no.6, pp. 451- 460, Nov 1988

- [9] Kennel, R.; Linder, A.; Linke, M.; , "Generalized predictive control (GPC)-ready for use in drive applications?," *Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual* , vol.4, no., pp.1839-1844 vol. 4, 2001, doi: 10.1109/PESC.2001.954389
- [10] Clarke, D.W.; , "Application of generalized predictive control to industrial processes," *Control Systems Magazine, IEEE* , vol.8, no.2, pp.49-55, April 1988, doi: 10.1109/37.1874
- [11] Belda, K.; Vošmik, D.; , "Speed Control of PMSM Drives by Generalized Predictive Algorithms", *IEEE Industrial Electronics, IECON 2012 - 38th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol., no., pp.2002-2007, 25.-28. 10 2012, ISBN 978-1-4673-2420-5
- [12] Tsang, T.T.C.; Clarke, D.W.; , "Generalised predictive control with input constraints," *Control Theory and Applications, IEE Proceedings D* , vol.135, no.6, pp. 451- 460, Nov 1988
- [13] Soloway, D.; Haley, P.J.; , "Neural generalized predictive control," *Intelligent Control, 1996., Proceedings of the 1996 IEEE International Symposium on* , vol., no., pp.277-282, 15-18 Sep 1996doi: 10.1109/ISIC.1996.55621
- [14] Janous, S.; Peroutka, Z., "Analysis of open-loop model-based sensorless control of PMSM drive," *Applied Electronics (AE), 2012 International Conference on* , vol., no., pp.123,126, 5-7 Sept. 2012
- [15] JANOUS, Š., ŠMÍDL, V., PEROUTKA, Z. Feed-Forward Guided Generalized Predictive Control of PMSM Drive. In *ISIE Symposium DVD Proceedings*. IEEE, 2013.

Seznam obrázků

Obr. 1 Vizualizace vybraných zesílení a jejich závislosti na rotorové rychlosti ω_{me}	7
Obr. 2 blokové schéma pohonu s PMSM a navrženým regulátorem.....	8
Obr. 3 Ilustrace vlivu penalizací: A) zadání je 0, hodnota penalizace je nízká a výsledný regulační zásah řešení A je mimo omezenou oblast; B) zadání je známé, hodnota penalizace je vysoká a výsledný regulační zásah řešení B patří do omezené pracovní oblasti.	9
Obr. 4 Simulace vlivu jednotlivých parametrů na funkci navržené regulace při pevném nastavení penalizačních matic; požadovaná el. rotorová rychlost $f_{me}=\pm 25\text{Hz}$, A) $R_s = R_{s_skutečná}$, $L_s = L_{s_skutečná}$; B) $R_s = R_{s_skutečná}$, $L_s = 0,1 \times L_{s_skutečná}$;	12
Obr. 5 Testovací soustrojí s PMSM (vlevo) o výkonu 10,7 kW.....	13
Obr. 6 Pilový průběh rychlosti s použitím GPC; požadovaná el. rotorová rychlost $f_{me}=\pm 25\text{Hz}$, ch1: i_{sq} (25A/div), ch2: i_{sd} (25A/div), ch3: požadovaná el. rotorová rychlost (15Hz/div), ch4: měřená el. Rotorová rychlost - sensor (15Hz/div)..	14
Obr. 8 Pilový průběh rychlosti s použitím GPC; požadovaná el. rotorová rychlost $f_{me}=\pm 20\text{Hz}$, ch1: i_{sq} (25A/div), ch2: maximální hodnota i_{sq} (25A/div), ch3: požadovaná el. rotorová rychlost (15Hz/div), ch4: měřená el. Rotorová rychlost - sensor (15Hz/div).	15
Obr. 9 Pilový průběh rychlosti s použitím vektorového řízení; požadovaná el. rotorová rychlost $f_{me}=\pm 20\text{Hz}$, ch1: i_{sq} (25A/div), ch2: maximální hodnota i_{sq} (25A/div), ch3: požadovaná el. rotorová rychlost (15Hz/div), ch4: měřená el. Rotorová rychlost - sensor (15Hz/div).....	16
Obr. 10 reverzace rychlosti s použitím GPC; požadovaná el. rotorová rychlost $f_{me}=\pm 20\text{Hz}$, ch1: i_{sq} (25A/div), ch2: maximální hodnota i_{sq} (25A/div), ch3: požadovaná el. rotorová rychlost (15Hz/div), ch4: měřená el. Rotorová rychlost - sensor (15Hz/div).....	16
Obr. 11 reverzace rychlosti s použitím vektorového řízení; požadovaná el. rotorová rychlost $f_{me}=\pm 20\text{Hz}$, ch1: i_{sq} (25A/div), ch2: maximální hodnota i_{sq} (25A/div), ch3: požadovaná el. rotorová rychlost (15Hz/div), ch4: měřená el. Rotorová rychlost - sensor (15Hz/div).....	17

Obr. 12 Přechod do režimu odbuzování vyvolaný skokovým poklesem napětí ve stejnosměrném obvodu z 200V na 40V (GPC); ch1: i_{sd} (25A/div), ch2: maximální hodnota i_{sq} (25A/div), ch3: požadovaná el. rotorová rychlost (15Hz/div), ch4: měřená el. Rotorová rychlost - sensor (15Hz/div)..... 18

Obr. 13 Přechod do režimu odbuzování vyvolaný poklesem napětí ve stejnosměrném obvodu z 200V na 40V (Vektorové řízení); ch1: i_{sd} (25A/div), ch2: i_{sq} (25A/div), ch3: požadovaná el. rotorová rychlost (15Hz/div), ch4: měřená el. Rotorová rychlost - sensor (15Hz/div)..... 18

Historie revizí

Rev.	Kapitola	Popis změny	Datum Jméno / Odd.
1	Všechny	Publikování dokumentu	10.10.2013 Janouš / KEV