

VĚDECKÉ SPISY VYSOKÉHO UČENÍ TECHNICKÉHO V BRNĚ

Edice Habilitační a inaugurační spisy, sv. 449

ISSN 1213-418X

Pavel Václavek

**ALGORITMY PREDIKTIVNÍHO ŘÍZENÍ
STRÍDAVÝCH ELEKTRICKÝCH POHONŮ**

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ
Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií
Ústav automatizace a měřicí techniky

Doc. Ing. Pavel Václavek, Ph.D.

**ALGORITMY PREDIKTIVNÍHO ŘÍZENÍ STŘÍDAVÝCH
ELEKTRICKÝCH POHONŮ**

AC DRIVES PREDICTIVE CONTROL ALGORITHMS

TEZE PŘEDNÁŠKY K PROFESORSKÉMU JMENOVACÍMU ŘÍZENÍ
V OBORU
TECHNICKÁ KYBERNETIKA



BRNO 2013

KLÍČOVÁ SLOVA

asynchronní motor, synchronní motor, vektorové řízení, prediktivní řízení, diskretizace nelineárního systému

KEYWORDS

AC induction machine, synchronous machine, vector control, predictive control, non-linear systems discretization

OBSAH

PŘEDSTAVENÍ AUTORA	4
1 ÚVOD	5
2 MODELOVÁNÍ STRÍDAVÝCH MOTORŮ	5
2.1 Komplexorové pojetí veličin	5
2.2 Model asynchronního motoru	7
3 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ	9
3.1 Algoritmus vektorového řízení	9
3.2 Vlastnosti vektorového řízení a další užívané algoritmy	13
4 PREDIKTIVNÍ ŘÍZENÍ S MODELEM	14
4.1 Princip prediktivního řízení	14
4.2 Aplikace MPC pro pohony	15
4.3 Diskretizace modelu	22
5 ZÁVĚR	27
LITERATURA	28
ABSTRACT	30

PŘEDSTAVENÍ AUTORA

Pavel Václavek se narodil v roce 1970 v Prostějově. V roce 1993 absolvoval inženýrské studium na fakultě elektrotechniky VUT v Brně, obor Technická kybernetika. Následně v roce 1998 absolvoval inženýrské studium na fakultě podnikatelské VUT v Brně, obor Ekonomika a řízení průmyslu. V roce 2001 pak absolvoval doktorské studium na fakultě elektrotechniky a informatiky VUT v Brně, obor Kybernetika a informatika, a obhájil disertační práci na téma *Modelování dynamických systémů s použitím ortonormálních bázeových funkcí*. V roce 2006 obhájil habilitační práci na téma *Estimace rychlosti pro bezsnímačové řízení pohonů s asynchronními motory* a habilitoval se v oboru Technická kybernetika.



Již 19 let se podílí na výzkumné a pedagogické činnosti Ústavu automatizace a měřicí techniky, Fakulty elektrotechniky a komunikačních technologií, Vysokého učení technického v Brně, kde od roku 2007 působí jako docent. Od roku 2011 je rovněž vedoucím skupiny *Materiály pro senzory a systémy řízení technologických procesů* v rámci Středoevropského technologického institutu.

Ve vědecko-výzkumné činnosti se zaměřuje zejména na algoritmy automatického řízení, modelování dynamických systémů, nelineární dynamické systémy a aplikace moderní teorie řízení v oblasti pokročilých řídicích systémů střídavých pohonů. Byl řešitelem projektu GA ČR *Algoritmy inteligentního řízení elektrických pohonů s indukčními a synchronními motory*, v současnosti je řešitelem projektu GA ČR *Inteligentní algoritmy prediktivního a robustního řízení elektrických pohonů* a projektu centra kompetence TA ČR *Centrum aplikované kybernetiky 3*. V letech 2010-2012 působil jako hlavní manažer rozsáhlého vzdělávacího projektu OP VK *Centrum pro rozvoj výzkumu pokročilých řídicích a senzorických technologií*. Je národním koordinátorem projektů FP7 JTI ENIAC *Nanoelectronics for Electric Vehicles Intelligent Failsafe PowerTrain* a FP7 JTI ARTEMIS *Adaptive Cooperative Control of Urban Systems*.

Pedagogická činnost autora je pak orientována na výuku automatického řízení nelineárních systémů, modelování a systémů diskrétních událostí. Je garantem předmětů magisterského studia *Regulace a řízení 2*, *Modelování a simulace* a předmětů magisterského studia *Systémy diskrétních událostí*, *Teorie systémů*. Od roku 2007 je členem oborové rady doktorského studia VUT FEKT – obor Matematika v elektroinženýrství, od roku 2010 pak předsedou oborové rady doktorského studia VUT FEKT – obor Kybernetika, automatizace a měření. Od roku 2013 je členem oborové rady doktorského studijního programu ČVUT FEL Elektrotechnika a informatika oboru Umělá inteligence a biokybernetika.

Je IEEE senior member, kde je od roku 2006 členem výboru československé sekce IEEE Control Systems Society Chapter. V letech 2008-2013 působil v odborných poradních orgánech GA ČR, od roku 2011 je členem kontrolní rady TA ČR.

1 ÚVOD

S elektrickými pohony se dnes setkáváme v nejrůznějších aplikacích od průmyslu až po malé domácí spotřebiče. V řadě aplikací, které byly dříve doménou především stejnosměrných motorů, se stále více prosazují pohony s třífázovými asynchronními a synchronními motory. Je to způsobeno tím, že pokročilý vývoj výkonové elektroniky a mikroprocesorů pro řídicí systémy umožnil nasazení spolehlivých a cenově dostupných měničů pro třífázové motory, pomocí kterých lze dosáhnout plynulé a přesné regulace otáček a polohy pohonu. V moderních aplikacích elektrických pohonů tak dokážeme spojit výhody třífázových motorů (relativně jednoduchá konstrukce, vysoká spolehlivost) s jedinečnými vlastnostmi stejnosměrných motorů (plynulá regulace otáček a mechanického momentu).

Základní principy dnes používaných algoritmů řízení pohonů s asynchronními motory jsou známy již více než 40 let [2]. Během této doby byly původní algoritmy značně zdokonaleny a byla vytvořena řada jejich modifikací. Tyto algoritmy však převážně zůstávají založeny na klasickém pojetí kaskádní regulace s využitím lineárních nebo relových regulátorů. I když je takové řešení dlouholetou praxí ověřené, má i významné nevýhody, týkající se především problematického nastavování regulátorů v kaskádní struktuře a řešení omezení daných pro jednotlivé veličiny v regulačním obvodu.

Jedním ze směrů, které mohou kvalitativně posunout algoritmy řízení elektrických pohonů je nasazení algoritmů prediktivního řízení s modelem. Následující text popisuje základní postupy v aplikaci prediktivního řízení v oblasti elektrických pohonů. Jako příklad bude demonstrována možnost prediktivního řízení pohonu s asynchronním motorem.

2 MODELOVÁNÍ STŘÍDAVÝCH MOTORŮ

2.1 Komplexorové pojetí veličin

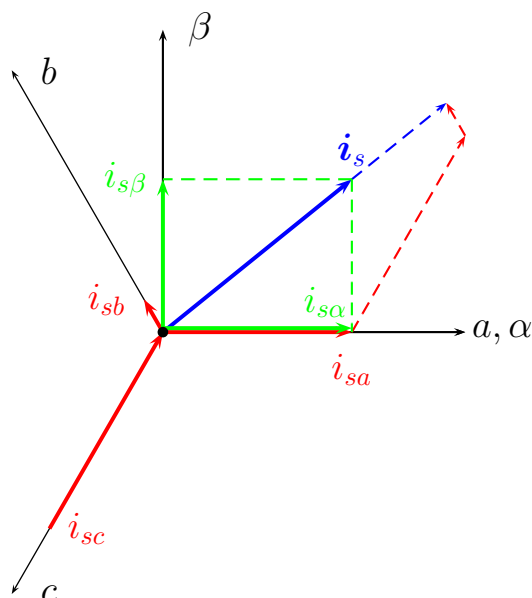
Při analýze chování asynchronního motoru budeme využívat symbolického komplexního popisu jednotlivých elektrických a magnetických veličin. Tento přístup nám umožní výrazné zjednodušení popisu motoru, vzhledem k tomu, že místo práce s veličinami ve vícefázové soustavě budeme sledovat pouze chování komplexorů jednotlivých veličin.

Vzhledem k tomu, že budeme popisovat symetricky uspořádaný stroj a dále budeme předpokládat, že je vinutí statoru zapojeno do trojúhelníku, případně do hvězdy bez připojeného středu, musí platit pro proudy jednotlivých fází

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0. \quad (2.1)$$

Komplexor statorového proudu zavedeme vztahem

$$\mathbf{i}_s = \frac{2}{3}(i_{sa} + i_{sb}e^{j2\pi/3} + i_{sc}e^{j4\pi/3}). \quad (2.2)$$



Obrázek 2.1: Grafická reprezentace konstrukce komplexoru statorového proudu

Pro proud jednotlivých fází pak můžeme za podmínky (2.1) naopak napsat

$$\begin{aligned} i_{sa} &= \Re\{\mathbf{i}_s\} \\ i_{sb} &= \Re\{\mathbf{i}_s e^{j4\pi/3}\} \\ i_{sc} &= \Re\{\mathbf{i}_s e^{j2\pi/3}\}. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Grafický význam konstrukce komplexoru statorového proudu je patrný z obr. 2.1

Uvážíme-li (2.1) dostaneme z (2.2)

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_s &= \frac{2}{3} \left[i_{sa} \left(1 - e^{j4\pi/3} \right) + i_{sb} \left(e^{j2\pi/3} - e^{j4\pi/3} \right) \right] = i_{sa} + j \left(\frac{1}{\sqrt{3}} i_{sa} + \frac{2}{\sqrt{3}} i_{sb} \right) \\ &= i_{s\alpha} + j i_{s\beta}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Získali jsme tak transformační vztahy mezi veličinou vyjádřenou v třífázové a dvoufázové soustavě

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= i_{sa} \\ i_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}} i_{sa} + \frac{2}{\sqrt{3}} i_{sb}. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Inverzní transformaci odvodíme z (2.3)

$$\begin{aligned} i_{sa} &= i_{s\alpha} \\ i_{sb} &= -\frac{1}{2} i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\beta} \\ i_{sc} &= -\frac{1}{2} i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\beta}. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Vztahy (2.5) a (2.6) definují tak zvanou *Clarkovu a inverzní Clarkovu transformaci*, která umožňuje vzájemný převod vyjádření veličin mezi tří a dvou fázovou soustavou.

Pojmenování *Clarkova transformace* je poněkud chybné. Tuto transformaci zavedla Edith Clarková [6] a správné pojmenování v českém jazyce je tedy spíše *Clarkové transformace*.

V některých případech potřebujeme provést transformaci daného komplexoru do jiného souřadnicového systému, který je pootočen o úhel ϑ^k , jak je ukázáno na obr. 2.2. Je zřejmé, že pro komplexor statorového proudu v novém souřadnicovém systému bude platit

$$\mathbf{i}_s^k = \mathbf{i}_s e^{-j\vartheta^k} = i_{sx}^k + j i_{sy}^k \quad (2.7)$$

a naopak

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{i}_s^k e^{j\vartheta^k} = i_{s\alpha} + j i_{s\beta}. \quad (2.8)$$

Lehce určíme, že platí

$$\begin{aligned} i_{sx}^k &= i_{s\alpha} \cos \vartheta^k + i_{s\beta} \sin \vartheta^k \\ i_{sy}^k &= -i_{s\alpha} \sin \vartheta^k + i_{s\beta} \cos \vartheta^k \end{aligned} \quad (2.9)$$

a

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= i_{sx}^k \cos \vartheta^k - i_{sy}^k \sin \vartheta^k \\ i_{s\beta} &= i_{sx}^k \sin \vartheta^k + i_{sy}^k \cos \vartheta^k. \end{aligned} \quad (2.10)$$

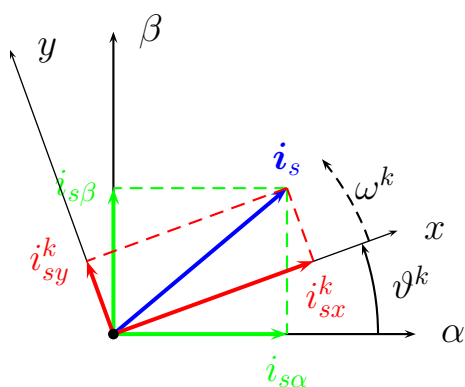
Transformace definované vztahy (2.9) a (2.10) se nazývají *Parkova a inverzní Parkova transformace* [15] a jsou využívány především v algoritmech vektorového řízení motoru.

Analogické vztahy jako pro komplexor statorového proudu platí rovněž pro komplexor statorového napětí \mathbf{u}_s a magnetických toků.

2.2 Model asynchronního motoru

Klasický tvar modelu asynchronního motoru s kotvou nakrátko byl navržen již v roce 1959 [13] a v řadě aplikací je používán dodnes.

Za předpokladu, že magnetizační ztráty jsou zanedbatelné, lze s využitím Kirchoffových zákonů pro obvod statoru a rotoru odvodit vztahy pro komplexory magnetic-



Obrázek 2.2: Vyjádření komplexoru v obecném souřadnicovém systému

kého toku statoru Ψ_s a rotoru Ψ_r

$$\begin{aligned}\frac{d\Psi_s}{dt} &= \mathbf{u}_s - R_s \mathbf{i}_s \\ \frac{d\Psi_r}{dt} &= j\omega_e \Psi_r - R_r \mathbf{i}_r,\end{aligned}\tag{2.11}$$

kde R_s, R_r jsou odpory vinutí statoru a rotoru, \mathbf{i}_r je proud vinutí rotoru a ω_e je elektrická úhlová rychlost rotoru, přičemž $\omega_e = z_p \omega$, kde z_p je počet pólových dvojic motoru a ω je mechanická úhlová rychlost rotoru. Magnetické toky jsou svázány s příslušnými proudy rovnicemi

$$\begin{aligned}\Psi_s &= L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r \\ \Psi_r &= L_m \mathbf{i}_s + L_r \mathbf{i}_r,\end{aligned}\tag{2.12}$$

kde L_m je magnetizační indukčnost, $L_s = L_m + L_{s\sigma}$ je indukčnost statoru, $L_r = L_m + L_{r\sigma}$ je indukčnost rotoru, přičemž $L_{s\sigma}$ a $L_{r\sigma}$ jsou rozptylové indukčnosti statoru a rotoru. Mechanický moment T_e vyvolaný na rotoru je možné vyjádřit více způsoby[5], nicméně nejčastěji používaným je tvar

$$T_e = \frac{3}{2} z_p \Im\{\mathbf{i}_s \overline{\Psi_s}\}.\tag{2.13}$$

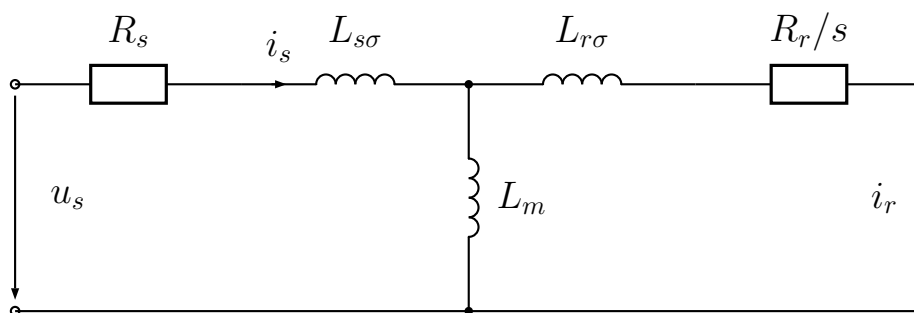
Úhlová rychlost rotoru ω je pak určena vztahem

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(T_e - T_L).\tag{2.14}$$

Shrňme-li uvedené vztahy, dostaneme model asynchronního motoru ve tvaru

$$\begin{aligned}\frac{d\Psi_s}{dt} &= \mathbf{u}_s - R_s \mathbf{i}_s \\ \frac{d\Psi_r}{dt} &= j\omega_e \Psi_r - R_r \mathbf{i}_r \\ \omega_e &= z_p \omega \\ \Psi_s &= L_s \mathbf{i}_s + L_m \mathbf{i}_r \\ \Psi_r &= L_m \mathbf{i}_s + L_r \mathbf{i}_r \\ T_e &= \frac{3}{2} z_p \Im\{\mathbf{i}_s \overline{\Psi_s}\} \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{1}{J}(T_e - T_L).\end{aligned}\tag{2.15}$$

Strukturě popsané rovnicemi (2.15) odpovídá v ustáleném stavu náhradní elektrické schéma [23], které je uvedeno na obr. 2.3. Vidíme, že náhradní schéma má podobu T-článku, což vede k běžně užívanému označení tohoto modelu jako *T-model*.



Obrázek 2.3: Náhradní elektrické schema pro T-model asynchronního motoru

3 VEKTOROVÉ ŘÍZENÍ

3.1 Algoritmus vektorového řízení

V aplikacích, které kladou velké nároky na dynamické vlastnosti pohonu s asynchronním motorem, je obvykle používán tak zvaný algoritmus vektorového řízení [14, 5] a to konkrétně ve verzi s orientací na rotorový magnetický tok. Z hlediska použitého principu řízení není algoritmus nijak nový [2]. V posledním desetiletí však dochází stále k jeho většímu rozšíření, což je způsobeno především rozvojem cenově dostupných procesorů s dostatečným výpočetním výkonem pro realizaci algoritmu.

Pro výklad algoritmu vektorového řízení musíme nejdříve objasnit, jak ovlivní volba souřadnicového systému tvar rovnic modelu asynchronního motoru. Pokusme se nejdříve vyjádřit rovnice (2.11) v souřadnicovém systému, který je pootočen vzhledem ke statorovým souřadnicím o úhel ϑ_k . Transformace jednotlivých veličin je dána vztahy analogickými k (2.8), jejichž dosazením do (2.11) dostaneme

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_s^k}{dt} e^{j\vartheta_k} + j\Psi_s^k \frac{d\vartheta_k}{dt} e^{j\vartheta_k} &= \mathbf{u}_s^k e^{j\vartheta_k} - R_s \mathbf{i}_s^k e^{j\vartheta_k} \\ \frac{d\Psi_r^k}{dt} e^{j\vartheta_k} + j\Psi_r^k \frac{d\vartheta_k}{dt} e^{j\vartheta_k} &= j\omega_e \Psi_r^k e^{j\vartheta_k} - R_r \mathbf{i}_r^k e^{j\vartheta_k}. \end{aligned} \quad (3.1)$$

Podělením obou stran rovnice výrazem $e^{j\vartheta_k}$ a zavedením úhlové rychlosti otáčení souřadnicového systému

$$\omega_k = \frac{d\vartheta_k}{dt} \quad (3.2)$$

pak obdržíme

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_s^k}{dt} &= \mathbf{u}_s^k - R_s \mathbf{i}_s^k - j\omega_k \Psi_s^k \\ \frac{d\Psi_r^k}{dt} &= j(\omega_e - \omega_k) \Psi_r^k - R_r \mathbf{i}_r^k. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Obdobně určíme rovněž transformovaný tvar rovnic (2.12)

$$\begin{aligned} \Psi_s^k &= L_s \mathbf{i}_s^k + L_m \mathbf{i}_r^k \\ \Psi_r^k &= L_m \mathbf{i}_s^k + L_r \mathbf{i}_r^k \end{aligned} \quad (3.4)$$

a elektromechanického momentu

$$T_e = \frac{3}{2} z_p \Im \{ \mathbf{i}_s \overline{\Psi_s} \} = \frac{3}{2} z_p \Im \{ \mathbf{i}_s^k e^{j\vartheta_k} \overline{\Psi_s^k} e^{-j\vartheta_k} \} = \frac{3}{2} z_p \Im \{ \mathbf{i}_s^k \overline{\Psi_s^k} \}. \quad (3.5)$$

Nyní budeme předpokládat, že zavedeme takový souřadnicový systém dq , který se bude otáčet synchronní rychlostí se statorovou úhlovou rychlostí $\omega_k = \omega_f$. V tomto souřadnicovém systému pak bude platit

$$\frac{d\Psi_s^{dq}}{dt} = \mathbf{u}_s^{dq} - R_s \mathbf{i}_s^{dq} - j\omega_f \Psi_s^{dq} \quad (3.6a)$$

$$\frac{d\Psi_r^{dq}}{dt} = -js\omega_f \Psi_r^{dq} - R_r \mathbf{i}_r^{dq} \quad (3.6b)$$

$$\Psi_s^{dq} = L_s \mathbf{i}_s^{dq} + L_m \mathbf{i}_r^{dq} \quad (3.7a)$$

$$\Psi_r^{dq} = L_m \mathbf{i}_s^{dq} + L_r \mathbf{i}_r^{dq}. \quad (3.7b)$$

V případě, že budeme předpokládat takové řízení, které udržuje konstantní velikost magnetického toku rotoru (a tedy v rotujících souřadnicích je komplexor Ψ_r^{dq} konstantní), získáme po rozkladu rovnice (3.6b) na jednotlivé složky vztahy pro reálnou

$$R_r i_{rd} = s\omega_f \Psi_{rq} \quad (3.8)$$

a imaginární část

$$R_r i_{rq} = -s\omega_f \Psi_{rd}. \quad (3.9)$$

Obdobně rozložením (3.7b) dostaneme

$$\Psi_{rd} = L_m i_{sd} + L_r i_{rd} \quad (3.10a)$$

$$\Psi_{rq} = L_m i_{sq} + L_r i_{rq}. \quad (3.10b)$$

Zvolme rotující souřadnicový systém dq tak, že osu d položíme do aktuálního směru komplexoru rotorového toku Ψ_r . Je zřejmé, že v tomto případě bude platit

$$\Psi_{rq} = 0 \quad (3.11)$$

a

$$|\Psi_r^{dq}| = |\Psi_{rd}|. \quad (3.12)$$

Z rovnice (3.8) je pak zřejmé, že bude platit zároveň

$$i_{rd} = 0. \quad (3.13)$$

Dosazením (3.13) do (3.10a) pak dostaneme

$$\Psi_{rd} = L_m i_{sd}. \quad (3.14)$$

Pro elektromechanický moment platí podle (3.5)

$$T_e = \frac{3}{2} z_p \Im \{ \mathbf{i}_s^{dq} \overline{\Psi_s^{dq}} \}, \quad (3.15)$$

což lze upravit dosazením za Ψ_s^{dq} z (3.7a) a za i_s^{dq} z (3.7b) na tvar

$$T_e = -\frac{3}{2}z_p \Im\{i_r^{dq} \overline{\Psi_r^{dq}}\} = \frac{3}{2}z_p(i_{rd}\Psi_{rq} - i_{rq}\Psi_{rd}). \quad (3.16)$$

Dosazením (3.11) do (3.10b) dostaneme vztah pro q složku rotorového proudu

$$i_{rq} = -\frac{L_m}{L_r}i_{sq}. \quad (3.17)$$

Dosadíme-li nyní (3.17) a (3.11) do (3.16), můžeme zjednodušit vztah pro výpočet momentu

$$T_e = \frac{3}{2}z_p \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} i_{sq}. \quad (3.18)$$

Vztahy (3.14) a (3.18) představují velmi významný závěr. Z rovnice (3.14) vidíme, že velikost rotorového magnetického toku je závislá pouze na složce proudu i_{sd} , zatímco rovnice (3.18) říká, že mechanický moment je za předpokladu konstantního magnetického toku závislý pouze na složce i_{sq} statorového proudu. Formálně tak dostáváme stejné chování jako v případě stejnosměrného motoru s cizím buzením. Možnost nezávisle řídit magnetický tok (buzení) a moment motoru výrazně zjednodušuje návrh regulátoru. Významná je rovněž skutečnost, že z pohledu vstupních signálů i_{sd}, i_{sq} se bude pohon chovat jako lineární systém.

Při reálné aplikaci není většinou použit zdroj proudu, ale napětí. Musíme se proto detailněji zabývat řízením statorových proudů i_{sd}, i_{sq} prostřednictvím složek statorového napětí u_{sd}, u_{sq} . Nejdříve upravíme model motoru tak, aby jednou ze stavových veličin byl statorový proud. Z rovnic (3.7a) a (3.7b) vyjádříme statorový tok

$$\Psi_s^{dq} = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_s^{dq} + \frac{L_m}{L_r} \Psi_r^{dq} \quad (3.19)$$

a rotorový proud

$$i_r^{dq} = \frac{1}{L_r} \Psi_r^{dq} - \frac{L_m}{L_r} i_s^{dq}. \quad (3.20)$$

Derivujme rovnici (3.19) podle času, čímž dostaneme

$$\frac{d\Psi_s^{dq}}{dt} = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \frac{di_s^{dq}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Psi_r^{dq}}{dt} \quad (3.21)$$

a po dosazení (3.6a),(3.6b) a (3.19)

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_s^{dq} - R_s \mathbf{i}_s^{dq} - j\omega_f \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \mathbf{i}_s^{dq} - j\omega_f \frac{L_m}{L_r} \Psi_r^{dq} = \\ = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \frac{d\mathbf{i}_s^{dq}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \left[-js\omega_f \Psi_r^{dq} - R_r \left(\frac{1}{L_r} \Psi_r^{dq} - \frac{L_m}{L_r} \mathbf{i}_s^{dq} \right) \right]. \end{aligned} \quad (3.22)$$

Tento vztah lze převést do tvaru

$$\mathbf{u}_s^{dq} = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \frac{d\mathbf{i}_s^{dq}}{dt} + \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) \mathbf{i}_s^{dq} + j\omega_f \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \mathbf{i}_s^{dq} + \frac{L_m}{L_r} \left(j\omega_e - \frac{R_r}{L_r} \right) \Psi_r^{dq}. \quad (3.23)$$

Po rozložení na jednotlivé složky s uvážením platnosti (3.11) dostaneme

$$\begin{aligned} u_{sd} &= \left[\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) i_{sd} \right] + \\ &\quad + \left[-\omega_f \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Psi_{rd} \right] \\ u_{sq} &= \left[\frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) i_{sq} \right] + \\ &\quad + \left[\omega_f \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_{sd} + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} \right]. \end{aligned} \quad (3.24)$$

Vidíme, že diferenciální rovnice popisující vývoj složky i_{sd} statorového proudu je křížově vázána se složkou i_{sq} a naopak. Rovnice navíc obsahují nelinearitu v podobě násobení otáček s dalšími veličinami. Tato skutečnost by značně komplikovala návrh regulátorů proudů. V tomto případě však lze najít snadno řešení provedením tak zvaného „decouplingu“ [14] (jedná se v podstatě o metodu zpětnovazební linearizace [12]). Statorová napětí rozložíme na lineární složku a na složku obsahující nelinearitu a křížové vazby

$$\begin{aligned} u_{sd} &= u_{sd}^{linear} + u_{sd}^{decouple} \\ u_{sq} &= u_{sq}^{linear} + u_{sq}^{decouple}, \end{aligned} \quad (3.25)$$

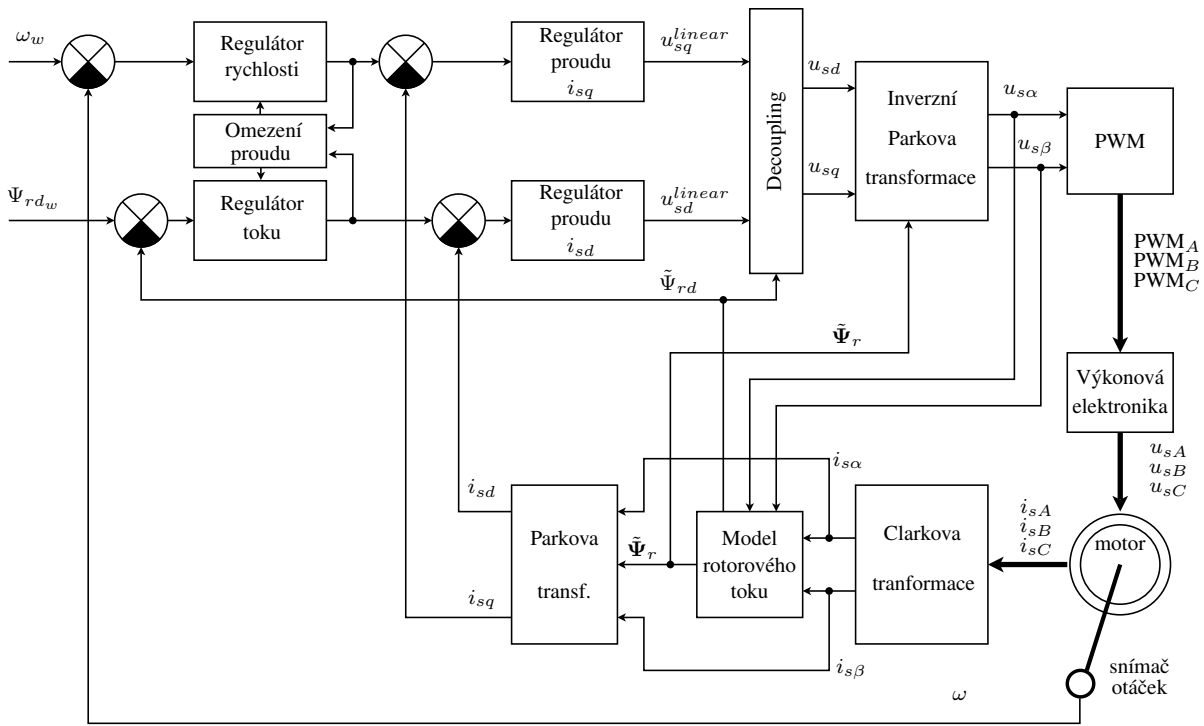
kde lineární část je

$$\begin{aligned} u_{sd}^{linear} &= \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) i_{sd} \\ u_{sq}^{linear} &= \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \right) i_{sq} \end{aligned} \quad (3.26)$$

a část odpovídající decouplingu

$$\begin{aligned} u_{sd}^{decouple} &= -\omega_f \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Psi_{rd} \\ u_{sq}^{decouple} &= \omega_f \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_{sd} + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd}. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Rovnice (3.26) představují dva oddělené lineární systémy prvního řádu se vstupy u_{sd}^{linear} , u_{sq}^{linear} , které je možné řídit běžným PI případně PID algoritmem. Složku řízení



Obrázek 3.1: Blokové schéma vektorového řízení s orientací na rotorový magnetický tok

nutnou k linearizaci a oddělení obou složek proudu určují rovnice (3.27). Výsledné řízení pak zvolíme jako součet obou složek (3.25). Blokové schéma celého řídicího systému založeného na algoritmu vektorového řízení je zobrazeno na obr. 3.1.

3.2 Vlastnosti vektorového řízení a další užívané algoritmy

Vektorové řízení s orientací na magnetický tok rotoru umožňuje velmi přesné řízení momentu a tím i otáček stroje a je proto dnes využíváno prakticky ve všech náročnějších aplikacích s asynchronními motory i synchronními motory. Problém jeho nasazení spočívá především v následujících bodech:

- v každém okamžiku musí být známa poloha komplexoru magnetického toku rotoru Ψ_r , tak, aby bylo možné zorientovat souřadnicový systém dq – je nutné použít snímače magnetického toku, nebo magnetický tok odhadovat pomocí modelu [18, 10, 19];
- řídicí systém musí být vybaven měřením statorového proudu, který bude řízen;
- v reálném čase musí být prováděna Parkova a inverzní Parkova transformace pro přepočítávání veličin mezi statorovým $\alpha\beta$ a rotujícím dq souřadnicovým systémem – výpočet obsahuje goniometrické funkce, jejichž implementace na mikroprocesorech může být problematická.

Praktická realizace vektorového řízení vyžaduje řešení otázek limitace statorového napětí a proudu, jakož i řízení velikosti magnetického toku pro dosažení vysokých otáček (tak zvané odbuzování)[14].

Pomineme-li výše uvedené implementační problémy, které jsou relativně snadno řešitelné, komplikovanou otázkou zůstává i nastavení jednotlivých regulátorů v kaskádní řídicí struktuře. Zatímco z pohledu praktických aplikací jsou požadavky na řízení dány spíše sadou omezení a požadovaných dynamických vlastností, přímé promítnutí těchto vlastností do nastavení lineárních regulátorů není jednoznačné.

Jistým řešením je nasazení algoritmů založených na relovém řízení, jako je Direct Torque Control[17] nebo Direct Self Control[7], případně algoritmů využívajících řízení v klouzavém režimu[8]. I když tyto algoritmy zjednodušují implementaci řízení střídavých pohonů a rovněž umožňují jednodušší nastavení regulátorů, nelze s nimi dosáhnout významně lepší kvality regulace vzhledem ke skutečnosti, že nepracují plně s informacemi o pohonu, které jsou dostupné.

4 PREDIKTIVNÍ ŘÍZENÍ S MODELEM

4.1 Princip prediktivního řízení

Klasické řídicí struktury ať již s PI nebo PID regulátory, případně s relovými regulátory, fakticky řeší minimalizaci regulační odchylky na základě její aktuální hodnoty, trendu její změny (derivace), případně její kumulativní hodnoty (integrace). Ačkoli se tyto regulátory dlouhodobě osvědčily v průmyslových aplikacích zejména s ohledem na jejich jednoduchost a robustnost, jejich použití ve složitějších aplikacích nemusí vždy vést k ideálnímu výsledku.

Jak v technických úlohách tak i mimo ně je často pro úspěšné dosažení cíle rozhodování založené nejen na zhodnocení okamžité situace, ale i odhadu budoucího vývoje problému. Příkladem může být vedení šachové partie. Šachista se při hře nerozhoduje jen podle aktuální situace, ale odhaduje vývoj hry dopředu a zvolený tah nesměřuje k okamžitému přínosu, ale spíše k dosažení výhodnější pozice v budoucnosti (lze obětovat figuru, pozice se může zdánlivě chvilkově zhoršit, výhoda nastává později). Je zřejmé, že ideálního výsledku by bylo dosaženo, kdyby dokázal šachista vyhodnotit veškeré tahy až do konce hry, což vzhledem ke složitosti úlohy není obvykle možné a musí se omezit na odhad vývoje na několik tahů dopředu.

Z velmi podobné úvahy, jako je příklad šachisty, vychází i rodina algoritmů prediktivního řízení s modelem (Model Predictive Control - MPC). Ve skupině MPC algoritmů je pak často využíván přístup založený na klouzavém horizontu. Dopad akčních zásahů na řízený systém je odhadnut na klouzavém horizontu konečné délky, zhodnocen podle zvoleného kritéria a následně vybrán průběh řízení, který nejlépe odpovídá zvolenému kritériu. Pro řízení je využit jen první krok ze zvoleného průběhu řízení, přičemž v dalším kroku je řízení počítáno zcela znovu tak, aby bylo možné reagovat na nově získané informace z řízeného systému.

Předpokládejme dynamický systém s diskrétním časem popsany stavovou rovnicí

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)), \quad (4.1)$$

kde \mathbf{x} je vektor stavu systému a \mathbf{u} je vektor vstupů. Chování systému můžeme ohodnotit pomocí kriteriální funkce

$$\begin{aligned} J_n(k) = & \mathbf{x}(k+n)^T \mathbf{P} \mathbf{x}(k+n) + \sum_{j=0}^{n-1} \mathbf{x}(k+j)^T \mathbf{Q} \mathbf{x}(k+j) + \\ & + \sum_{j=0}^{n-1} \mathbf{u}(k+j)^T \mathbf{R} \mathbf{u}(k+j). \end{aligned} \quad (4.2)$$

kde n je délka predikčního horizontu a matice \mathbf{P} , \mathbf{Q} , \mathbf{R} jsou váhové matice penalizující stav systému na konci predikčního intervalu, stav systému na predikčním intervalu a vstupy systému (fakticky se jedná o penalizaci akčního zásahu). Obvykle je třeba zvážit i omezení hodnot stavových $\mathbf{x} \in \mathcal{X}$ a vstupních veličin $\mathbf{u} \in \mathcal{U}$. Prediktivní řízení pak může být chápáno jako optimalizační úloha jejímž cílem je minimalizace kriteriální funkce (4.2) s ohledem na omezení

$$\begin{aligned} \forall j \in \langle 1, n \rangle \quad & \mathbf{x}(k+j) \in \mathcal{X} \\ \forall j \in \langle 0, n-1 \rangle \quad & \mathbf{u}(k+j) \in \mathcal{U} \\ \forall j \in \langle 0, n-1 \rangle \quad & \mathbf{x}(k+j+1) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(k+j), \mathbf{u}(k+j)). \end{aligned} \quad (4.3)$$

Po nalezení optima je pak jako akční veličina použita první hodnota ze sekvence řízení $\mathbf{u}(k)$, přičemž v dalším kroku řízení se celý výpočet opakuje. V případě, kdy lze systém popsat lineárním modelem

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A} \mathbf{x}(k) + \mathbf{B} \mathbf{u}(k) \quad (4.4)$$

a rovněž omezení stavových veličin a vstupů systému jsou lineární

$$\begin{aligned} \mathbf{G} \mathbf{u}(k) & \leq g \\ \mathbf{H} \mathbf{x}(k) & \leq h, \end{aligned} \quad (4.5)$$

Lze tuto optimalizační úlohu výpočetně efektivně řešit pomocí kvadratického programování [1] a rovněž praktická implementace algoritmu je relativně snadno proveditelná. Pokud není požadavek linearity úlohy splněn, jedná se výrazně komplikovanější problém, který je nutno řešit použitím linearizačních technik nebo specializovaných optimalizačních algoritmů vhodných pro nelineární úlohy.

4.2 Aplikace MPC pro pohony

Možnost aplikace MPC pro elektrické pohony bude v následující části ukázána na příkladu řízení asynchronního motoru.

Model asynchronního motoru (2.15) lze upravit do výpočetně výhodnějšího tvaru s menším počtem parametrů [18] použitím substituce

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_s(t) &= \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \mathbf{i}'_s(t) \\ \Psi_r(t) &= \frac{L_r}{L_m} \Psi'_r(t), \end{aligned} \quad (4.6)$$

kdy po úpravě dostaneme model ve tvaru

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{i}'_s(t)}{dt} &= \mathbf{u}_s(t) - \xi_1 \mathbf{i}'_s(t) + (\xi_2 - j\omega_e(t)) \Psi'_r(t) \\ \frac{d\Psi'_r(t)}{dt} &= -(\xi_2 - j\omega_e(t)) \Psi'_r(t) + \xi_3 \mathbf{i}'_s(t) \\ T_e(t) &= \xi_T \Im\{\mathbf{i}'_s(t) \overline{\Psi'_r(t)}\} \\ \frac{d\omega_e(t)}{dt} &= \frac{z_p}{J} (T_e(t) - T_L(t)), \end{aligned} \quad (4.7)$$

kde

$$\begin{aligned} \xi_1 &= \frac{R_s L_r^2 + L_m^2 R_r}{L_s L_r^2 - L_m^2 L_r} \\ \xi_2 &= \frac{R_r}{L_r} \\ \xi_3 &= \frac{R_r L_m^2}{L_s L_r^2 - L_m^2 L_r} \\ \xi_T &= \frac{3}{2} z_p \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2}. \end{aligned} \quad (4.8)$$

Použitím Parkovy transformace a za předpokladu konstantní nebo pomalu se měnící velikosti magnetického toku následně můžeme vyjádřit model v rotujícím souřadnicovém systému spojeném s rotorovým magnetickým tokem

$$\begin{aligned} \frac{di'_{sd}(t)}{dt} &= u_{sd}(t) - \xi_1 i'_{sd}(t) + \left[\omega_e(t) + \xi_3 \frac{i'_{sq}(t)}{\Psi'_{rd}(t)} \right] i'_{sq}(t) + \xi_2 \Psi'_{rd}(t) \\ \frac{di'_{sq}(t)}{dt} &= u_{sq}(t) - \xi_1 i'_{sq}(t) - \left[\omega_e(t) + \xi_3 \frac{i'_{sq}(t)}{\Psi'_{rd}(t)} \right] i'_{sd}(t) - \Psi'_{rd}(t) \omega_e(t) \\ \frac{d\Psi'_{sd}(t)}{dt} &= \xi_3 i'_{sd}(t) - \xi_2 \Psi'_{rd}(t) \\ \frac{d\omega_e(t)}{dt} &= \frac{z_p}{J} \left[\xi_T \Psi'_{rd}(t) i'_{sq}(t) - T_L(t) \right]. \end{aligned} \quad (4.9)$$

Výhodou volby rotujícího souřadnicového systému dq pro modelování a následně řízení motoru je v tomto případě zejména možnost snadného vyjádření velikosti rotorového magnetického toku, která může být řízena na žádanou hodnotu.

Vzhledem k tomu, že algoritmy MPC pracují v diskretním čase, je dále nutno model převést do tvaru diferenčních rovnic v diskretním čase. Problematika diskretizace bude detailněji diskutována v další kapitole. Standardním přístupem je použití aproximace derivace Eulerovou metodou, kdy získáme časově diskretní model ve tvaru

$$\begin{aligned}
i'_{sd}(k+1) &= i'_{sd}(k) + \tau \left(u_{sd}(k) - \xi_1 i'_{sd}(k) + \left[\omega_e(k) + \xi_3 \frac{i'_{sq}(k)}{\Psi'_{rd}(k)} \right] i'_{sq}(k) + \xi_2 \Psi'_{rd}(k) \right) \\
i'_{sq}(k+1) &= i'_{sq}(k) + \tau \left(u_{sq}(k) - \xi_1 i'_{sq}(k) - \left[\omega_e(k) + \xi_3 \frac{i'_{sq}(k)}{\Psi'_{rd}(k)} \right] i'_{sd}(k) - \Psi'_{rd}(k) \omega_e(k) \right) \\
\Psi'_{sd}(k+1) &= \Psi'_{sd}(k) + \tau \xi_3 i'_{sd}(k) - \tau \xi_2 \Psi'_{rd}(k) \\
\omega_e(k+1) &= \omega_e(k) + \tau \frac{z_p}{J} \left[\xi_T \Psi'_{rd}(k) i'_{sq}(k) - T_L(k) \right].
\end{aligned} \tag{4.10}$$

kde τ je vzorkovací perioda. Je zřejmé, že výsledný model obsahuje řadu nelineárních výrazů (násobení a dělení stavových proměnných) a v případě přímého použití pro prediktivní řízení by nebylo možné využít výpočetně přijatelný algoritmus kvadratického programování. Model lze však linearizovat tak, že jsou nelineární členy považovány za měřené poruchy

$$\boldsymbol{\varepsilon}(k) = \begin{bmatrix} \varepsilon_1(k) \\ \varepsilon_2(k) \\ \varepsilon_3(k) \\ \varepsilon_4(k) \\ \varepsilon_5(k) \\ \varepsilon_6(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Psi'_{rd}(k) \omega_e(k) \\ i'_{sd}(k) \omega_e(k) \\ i'_{sq}(k) \omega_e(k) \\ \Psi'_{rd}(k) i'_{sq}(k) \\ \frac{i'_{sq}(k)^2}{\Psi'_{rd}(k)} \\ \frac{i'_{sd}(k) i'_{sq}(k)}{\Psi'_{rd}(k)} \end{bmatrix}, \tag{4.11}$$

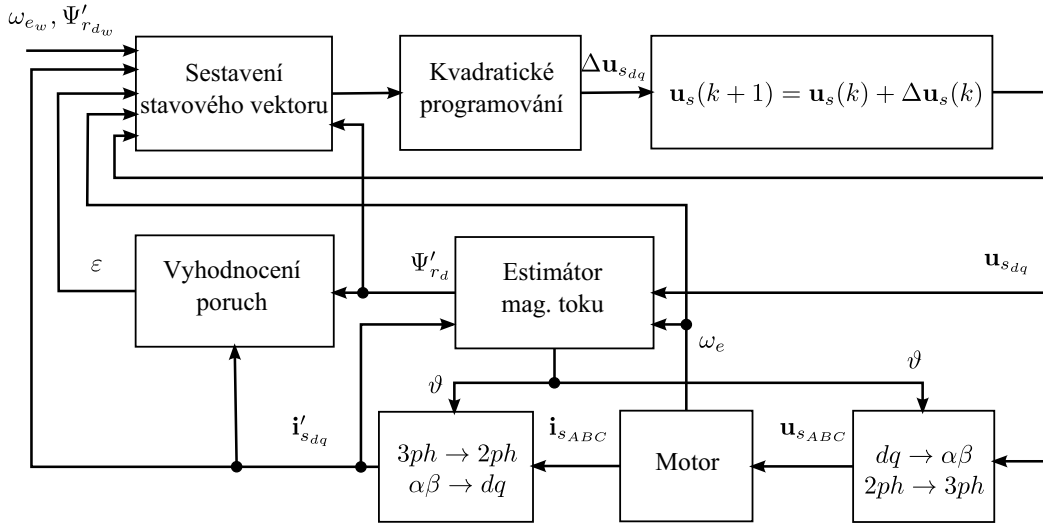
kdy model motoru přejde do tvaru

$$\begin{bmatrix} \boldsymbol{x}(k+1) \\ \boldsymbol{\varepsilon}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \boldsymbol{S} & \boldsymbol{\mathcal{E}} \\ \mathbf{0} & \boldsymbol{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \boldsymbol{x}(k) \\ \boldsymbol{\varepsilon}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \boldsymbol{B} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \boldsymbol{u}(k), \tag{4.12}$$

přičemž $\boldsymbol{x}(k) = [i'_{sd}(k) \ i'_{sq}(k) \ \Psi'_{rd}(k) \ \omega_e(k)]^T$, \boldsymbol{I} je jednotková matice, $\boldsymbol{u}(k) = [u_{sd}(k) \ u_{sq}(k) \ T_L(k)]^T$ a dále platí

$$\boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} \tau & 0 & 0 \\ 0 & \tau & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\tau \frac{z_p}{J} \end{bmatrix} \tag{4.13}$$

$$\boldsymbol{S} = \begin{bmatrix} 1 - \tau \xi_1 & 0 & \tau \xi_2 & 0 \\ 0 & 1 - \tau \xi_1 & 0 & 0 \\ \tau \xi_3 & 0 & 1 - \tau \xi_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{4.14}$$



Obrázek 4.1: Struktura řízení s MPC algoritmem

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \tau & 0 & \tau\xi_3 & 0 \\ -\tau & -\tau & 0 & 0 & 0 & -\tau\xi_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tau\xi_T \frac{z_p}{J} & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (4.15)$$

Obvyklý přístup k měřeným poruchám ε je založen na jejich vyhodnocení vždy na začátku predikčního horizontu, přičemž jsou po celý predikční horizont považovány za konstantní. I když je předpoklad konstantních měřených poruch často postačující pro funkčnost prediktivního algoritmu [3], má i svá omezení. Poruchy ε_1 a ε_4 přímo souvisí se zpětným indukovaným napětím a momentem motoru, přičemž předpoklad jejich konstantní hodnoty na predikčním horizontu pak výrazně zhoršuje dynamické vlastnosti řízení. Lze odvodit [20], že pro vývoj hodnot těchto poruch přibližně platí

$$\begin{aligned} \varepsilon_1(k+1) &\approx \varepsilon_1(k) + \omega_e(k) [\Psi'_{rd}(k+1) - \Psi'_{rd}(k)] \\ \varepsilon_4(k+1) &\approx \varepsilon_4(k) + \Psi'_{rd}(k) [i'_{sq}(k+1) - i'_{sq}(k)]. \end{aligned} \quad (4.16)$$

Další otázkou je realizace sledování žádané hodnoty. Definice MPC problému, tak jak byla dosud diskutována, představuje řízení systému do počátku stavového prostoru, z praktického hlediska je však třeba zajistit sledování proměnné žádané hodnoty. Tohoto cíle lze dosáhnout rozšířením stavového vektoru o žádanou hodnotu regulovaných veličin a úpravou váhové matice \mathbf{Q} tak, aby docházelo k penalizaci regulační odchylky. Rovněž je žádoucí, aby regulátor obsahoval astatismus a tím umožňoval narozdíl od prostého stavového regulátoru kompenzaci poruch. Tohoto efektu je možné dosáhnout zařazením sumačního članku na vstup řízené soustavy

$$\mathbf{u}_{sdq}(k+1) = \mathbf{u}_{sdq}(k) + \Delta \mathbf{u}_{sdq}(k), \quad (4.17)$$

přičemž výstupem regulátoru pak budou přírůstky akční veličiny $\Delta \mathbf{u}_{sdq}(k) = [\Delta u_{sd}(k) \quad \Delta u_{sq}(k)]$. Pro jednoduchost bude dále uvažováno řízení pohonu při nulovém zátěžném momentu $T_L = 0$, přičemž v reálných aplikacích by bylo

nutno jej považovat za další měřenou poruchu a odhadovat estimátorem momentu. S uvážením všech uvedených úprav je model pro návrh řízení popsán ve tvaru

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \boldsymbol{\varepsilon}(k+1) \\ \mathbf{w}(k+1) \\ \mathbf{u}_{sdq}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S} & \boldsymbol{\varepsilon} & \mathbf{0} & \mathbf{B}_u \\ \mathbf{S}' & \boldsymbol{\varepsilon}' & \mathbf{0} & \mathbf{B}_\varepsilon \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \boldsymbol{\varepsilon}(k) \\ \mathbf{w}(k) \\ \mathbf{u}_{sdq}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{I} \end{bmatrix} \Delta \mathbf{u}_{sdq}(k), \quad (4.18)$$

kde $\mathbf{w}(k) = [\omega_{e_w}(k) \ \Psi'_{rdw}(k)]^T$ je vektor žádaných hodnot úhlové rychlosti a velikosti přepočteného rotorového magnetického toku, dále platí

$$\mathbf{S}' = \begin{bmatrix} \tau \xi_3 \omega_e(k) & 0 & -\tau \xi_2 \omega_e(k) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\tau \xi_1 \Psi'_{rd}(k) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

$$\boldsymbol{\varepsilon}' = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ -\tau \Psi'_{rd}(k) & -\tau \Psi'_{rd}(k) & 0 & 1 & 0 & \tau \xi_3 \Psi'_{rd}(k) \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

$$\mathbf{B}_u = \begin{bmatrix} \tau & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tau & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (4.21)$$

$$\mathbf{B}_\varepsilon = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \Psi'_{rd}(k) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T. \quad (4.22)$$

Matice \mathbf{S}' , $\boldsymbol{\varepsilon}'$ and \mathbf{B}_ε ovlivňující odhad změn měřených poruch na predikčním horizontu jsou stále závislé na stavových proměnných a tedy i výsledný systém musí být řešen jako systém s proměnnými parametry. Vzhledem k relativně pomalým změnám těchto parametrů je však daná úloha přijatelně výpočetně řešitelná aproximací po částech afinním systémem. Pro dosažení sledování žádané hodnoty jsou pak váhové

matice P, Q, R zvoleny jako

$$P = Q = \begin{bmatrix} q_{i_d} & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_{i_q} & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_{\Psi} & 0 & 0 & \dots & 0 & -q_{\Psi} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_{\omega} & 0 & \dots & -q_{\omega} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & -q_{\omega} & 0 & \dots & q_{\omega} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -q_{\Psi} & 0 & 0 & \dots & 0 & q_{\Psi} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (4.23)$$

kde q_{i_d} a q_{i_q} penalizují statorový proud, zatímco q_{Ψ} a q_{ω} jsou váhy regulačních odchylek úhlové rychlosti a rotorového magnetického toku. Poslední částí MPC úlohy je definice omezení. V případě asynchronního motoru mají tato omezení typicky podobu limitace statorového napětí a proudu

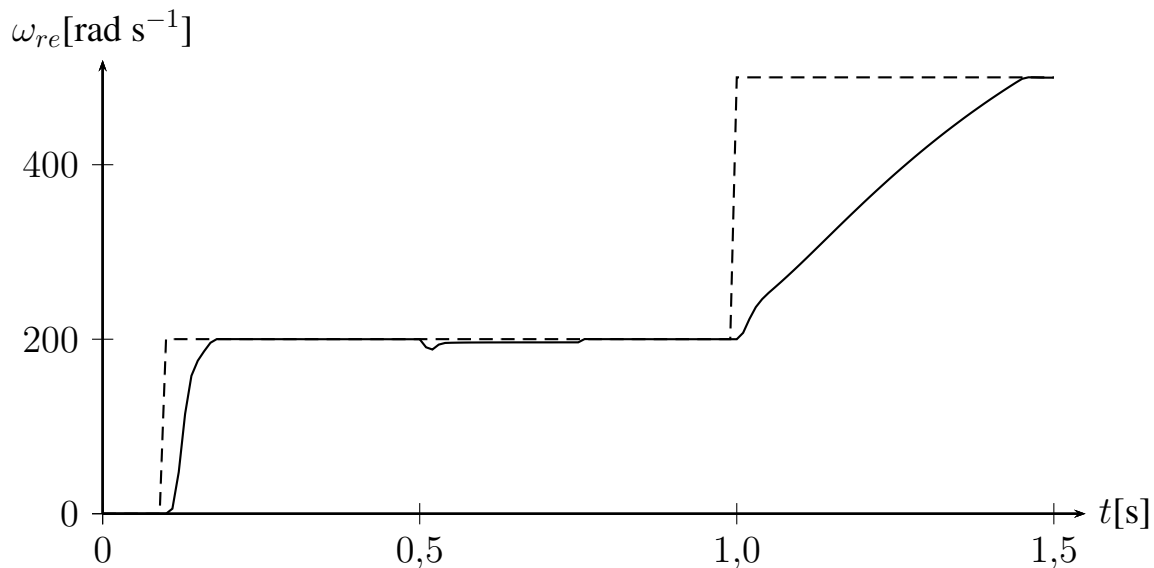
$$\begin{aligned} u_{s_d}^2 + u_{s_q}^2 &\leq U_{max}^2 \\ i_{s_d}^2 + i_{s_q}^2 &\leq I_{max}^2. \end{aligned} \quad (4.24)$$

I přes to, že oblast vymezená těmito omezeními je konvexní, jedná se o značný implementační problém, protože výpočetně efektivní kvadratické programování umožňuje pouze omezení lineární. Řešením je náhrada kružnic vymežující omezení v (4.24) mnohoúhelníkem [21].

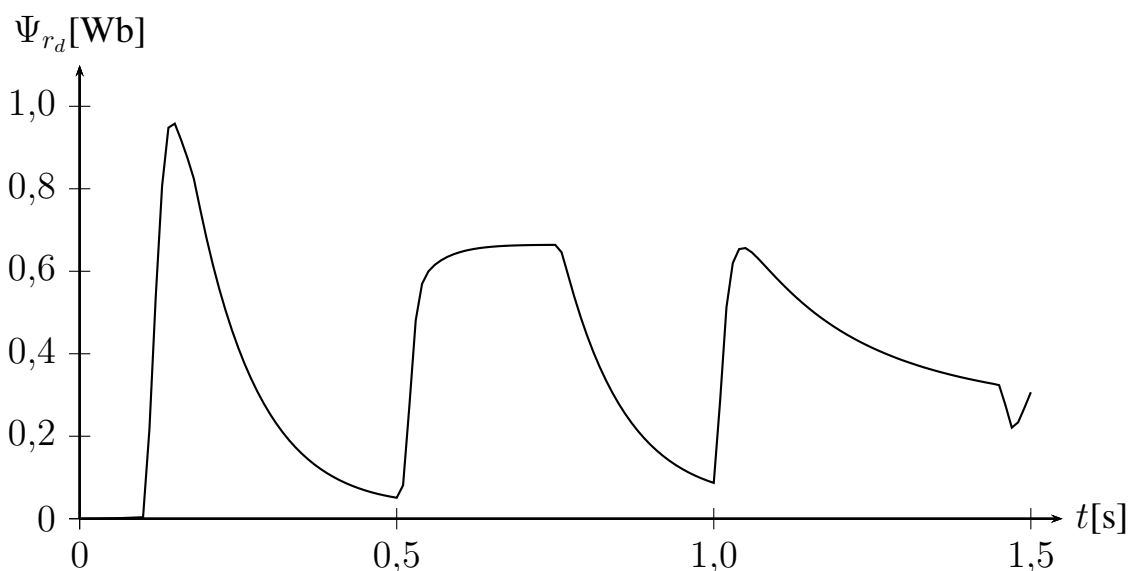
Vlastnosti prediktivního řízení demonstrují simulační výsledky v prostředí Matlab-Simulink za použití Multi-Parametric Toolboxu. V simulačním experimentu byl řízen malý asynchronní motor s parametry uvedenými v tab. 4.1. Koefficienty váhových matic byly zvoleny $q_{i_d} = q_{i_q} = 10^{-4}$, $q_{\Psi} = q_{\omega} = 10^6$, $r_{\Delta u_d} = 10$, $r_{\Delta u_q} = 10^{-3}$. Délka predikčního horizontu byla nastavena na $n = 8$ kroků při vzorkovací periodě $\tau = 1\text{ms}$. Statorové napětí bylo limitováno omezením $U_{max} = 200\text{V}$.

Tabulka 4.1: Parametry asynchronního motoru

Parametr	Hodnota	Jednotka
Statorová indukčnost L_s	1.537	H
Rotorová indukčnost L_r	1.537	H
Vzájemná indukčnost L_m	1.407	H
Odpor statoru R_s	31	Ω
Odpor rotoru R_r	28	Ω
Moment setrvačnosti J	0.001	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$
Počet pólových dvojic z_p	2	



Obrázek 4.2: Úhlová rychlost rotoru (plná čára) a její žádaná hodnota (čárkovaná čára)



Obrázek 4.3: Velikost rotorového magnetického toku

Žádaná hodnota elektrické úhlové rychlosti rotoru byla nastavena v čase 0.1s na 200 rad.s^{-1} a následně v čase 1,0s změněna na 500 rad.s^{-1} . Zatěžovací moment byl na počátku experimentu nulový, na časovém intervalu od 0,5s do 0,75s byl jako porucha aplikován zatěžovací moment $0,5 \text{ Nm}$.

Na obr. 4.5 je zachycena odezva rychlosti rotoru na změny žádané hodnoty. Je zřejmé, že řídicí algoritmus dokáže zajistit sledování změn žádané hodnoty. Po změně žádané hodnoty na 500 rad.s^{-1} je dosaženo otáček výrazně nad nominálními otáčkami motoru, kdy je prováděno automatické snižování velikosti rotorového magnetického toku (odbuzení). Rovněž porucha v podobě zátěžného momentu je rychle a poměrně dobře vykompenzována, i když použitý algoritmus nepoužíval estimátor zatěžovacího momentu, jehož doplnění by ještě více zlepšilo odezvu na změnu zatěžovacího momentu.

Průběh velikosti rotorového magnetického toku je zachycen na obr. 4.3. Je třeba si všimnout, že velikost rotorového toku je automaticky řízena v závislosti na velikosti momentu, který má stroj tvořit. V okamžicích, kdy dochází k akceleraci pohonu nebo je třeba kompenzovat poruchu v podobě zátěžného momentu, je tok zvýšen, v časech, kdy není moment požadován, je tok automaticky snížen, dojde i ke snížení statorového proudu a tím i ztrát.

Je rovněž patrné, že v oblasti vysokých otáček dochází k automatickému snížení velikosti toku (odbuzování), tak aby statorové napětí nepřekročilo danou maximální hodnotu. Zatímco MPC algoritmus je schopen odbuzování provádět automaticky, v případě klasického pojetí vektorového řízení založeného na kaskádní řídicí struktuře je nutno odbuzování řešit dalším samostatným algoritmem.

V některých aplikacích by mohla takto automatická volba velikosti toku způsobit zpomalení odezvy na změnu žádané hodnoty rychlosti, což je na obr. 4.5 dobře patrné jako prodleva po změně žádané hodnoty rychlosti. Pokud je takové chování významně nežádoucí, je možné jej eliminovat vhodnou volbou žádané hodnoty toku a výrazným zvýšením penalizace regulační odchylky toku. Pak bude tok udržován na zvolené velikosti avšak tím bude znemožněno i automatické odbuzování pro dosažení vysokých otáček.

4.3 Diskretizace modelu

Jak již bylo zmíněno v předchozí kapitole, jednou z otázek návrhu prediktivního řízení je získání modelu řízeného systému v diskrétním čase. Pokud je systém popsán soustavou nelineárních diferenciálních rovnic ve spojitém čase, není obvykle možné určit jeho diskrétní ekvivalent analytickým výpočtem. Obvykle je pak nutno přistoupit k diskretizaci založené na numerické aproximaci derivace.

Eulerova aproximace

Nejjednodušší metodou diskretizace nelineárních systémů je použití Eulerovy aproximace, pro kterou existují dvě varianty. První z nich je zpětná Eulerova aproximace

$$\dot{\mathbf{x}}(t_k) \approx \frac{\mathbf{x}(t_k) - \mathbf{x}(t_{k-1})}{\tau}, \quad (4.25)$$

kde $\tau = t_k - t_{k-1}$ je vzorkovací perioda. V tomto případě dostaneme diskretizaci nelineárního systému

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) \quad (4.26)$$

ve tvaru

$$\mathbf{x}(t_k) = \mathbf{x}(t_{k-1}) + \tau \dot{\mathbf{x}}(t_k) = \mathbf{x}(t_{k-1}) + \tau \mathbf{f}(\mathbf{x}(t_k), \mathbf{u}(t_k)). \quad (4.27)$$

Zpětná Eulerova aproximace je implicitní metodou. (4.27) musí být vyřešena pro $\mathbf{x}(t_k)$, což je v případě nelineárního systému obvykle značně obtížné nebo i nemožné.

Druhou možností je přímá Eulerova aproximace

$$\dot{\mathbf{x}}(t_k) \approx \frac{\mathbf{x}(t_{k+1}) - \mathbf{x}(t_k)}{\tau}. \quad (4.28)$$

Diskretizace je pak získána ve formě explicitního zápisu

$$\mathbf{x}(t_{k+1}) = \mathbf{x}(t_k) + \tau \dot{\mathbf{x}}(t_k) = \mathbf{x}(t_k) + \tau \mathbf{f}(\mathbf{x}(t_k), \mathbf{u}(t_k)) \quad (4.29)$$

nebo jinak zapsáno

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{x}(k) + \tau \mathbf{f}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)), \quad (4.30)$$

kde $\mathbf{x}(k) = \mathbf{x}(t_k) = \mathbf{x}(kT)$. Tato diskretizační metoda je široce používána pro získání modelu nelineárních dynamických systémů s diskrétním časem. Důvodem jejího použití je zejména velmi snadné odvození diskrétního ekvivalentu a rovněž nenáročná a výpočetně jednoduchá implementace.

Model asynchronního motoru v diskrétním čase dostaneme aplikací (4.30) na (4.7)

$$\begin{aligned} \mathbf{i}'_s(k+1) &= \mathbf{i}'_s(k) + \\ &\quad + \tau [\mathbf{u}_s(k) - \xi_1 \mathbf{i}'_s(k) + (\xi_2 - j\omega_e(k)) \Psi'_r(k)] \\ \Psi'_r(k+1) &= \Psi'_r(k) + \tau [-(\xi_2 - j\omega_e(k)) \Psi'_r(k) + \xi_3 \mathbf{i}'_s(k)] \\ \omega_e(k+1) &= \omega_e(k) + \tau \frac{z_p}{J} \left(\xi_T \Im \{ \mathbf{i}'_s(t) \overline{\Psi'_r(t)} \} - T_L(t) \right). \end{aligned} \quad (4.31)$$

Model (4.31) lze velmi snadno implementovat, je však třeba zvážit jeho omezenou přesnost danou Eulerovou aproximací derivace, která selhává v případě rychle se měnících signálů. Dalším problémem je šíření signálu ze vstupu modelu (statorové napětí \mathbf{u}_s) na řízený výstup (úhlová rychlost ω_e). Pokud v kroku k dojde ke změně vstupu $\mathbf{u}_s(k)$, pouze statorový proud \mathbf{i}'_s bude ovlivněn v kroku $k+1$, rotorový magnetický tok Ψ'_r bude změněn v kroku $k+2$ a až v kroku $k+3$ se plně projeví na výstupu ω_e . Je tedy zřejmé, že je zapotřebí nejméně tří kroků výpočtu, než se projeví změna hodnoty vstupu na výstupu. Toto zpoždění může znamenat významnou komplikaci při použití modelu pro prediktivní řízení a patrně povede k nutnosti použití delšího predikčního horizontu.

Taylorova řada

Výše uvedený problém může být vyřešen použitím pokročilejšího diskretizačního schématu, např. diskretizace metodou Runge-Kutta [11]. Jinou možností je využití myšlenky rozvoje stavu systému do Taylorovy řady [16]. Stavový vektor $\mathbf{x}(t_{k+1})$ může být rozložen do Taylorovy řady

$$\mathbf{x}(t_{k+1}) = \mathbf{x}(t_k + \tau) = \mathbf{x}(t_k) + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\tau^i}{i!} \left. \frac{d^i \mathbf{x}(t)}{dt^i} \right|_{t=t_k}. \quad (4.32)$$

Za předpokladu, že vstupy systému jsou konstantní během periody vzorkování τ (tvarovač nultého řádu na vstupu) dostaneme z (4.26)

$$\begin{aligned}
 \mathbf{D}^1(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) &= \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) \\
 \mathbf{D}^2(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) &= \frac{d^2\mathbf{x}(t)}{dt^2} = \frac{d}{dt}\mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) = \\
 &= \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial \mathbf{x}} \right|_t \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} + \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial \mathbf{u}} \right|_t \frac{d\mathbf{u}(t)}{dt} = \\
 &= \left. \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial \mathbf{x}} \right|_t \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) \\
 \mathbf{D}^i(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)) &= \left. \frac{\partial \mathbf{D}^{i-1}(\mathbf{x}, \mathbf{u})}{\partial \mathbf{x}} \right|_t \mathbf{f}(\mathbf{x}(t), \mathbf{u}(t)).
 \end{aligned} \tag{4.33}$$

Taylorovu řadu (4.32) pak lze zapsat jako

$$\mathbf{x}(t_{k+1}) = \mathbf{x}(t_k) + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\tau^i}{i!} \mathbf{D}^i(\mathbf{x}(t_k), \mathbf{u}(t_k)) \tag{4.34}$$

nebo

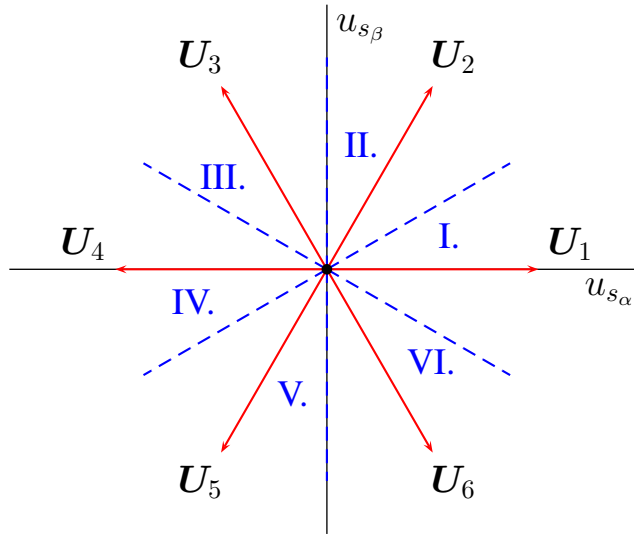
$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{x}(k) + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\tau^i}{i!} \mathbf{D}^i(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)). \tag{4.35}$$

Vztah (4.35) je přesným diskrétním ekvivalentem původního systému se spojitým časem (4.26). Omezením na konečný počet členů řady pak dostáváme aproximaci

$$\mathbf{x}(k+1) \approx \mathbf{x}(k) + \sum_{i=1}^{n_a} \frac{\tau^i}{i!} \mathbf{D}^i(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)). \tag{4.36}$$

Všimněme si, že pro $n_a = 1$ tento zápis odpovídá Eulerově přímé metodě (4.30). Při praktickém použití je nutné zvolit přiměřeně vysoký řád aproximace n tak, aby bylo dosaženo požadované přesnosti aproximace při udržení přijatelné výpočetní náročnosti.

Nyní aplikujeme (4.36) na model asynchronního motoru. Nejdříve je nutné model rozložit na reálnou a imaginární část, protože člen určující moment stroje v modelu



Obrázek 4.4: Vektory statorového napětí

není holomorfní funkcí a není komplexně diferencovatelný

$$\begin{aligned}
 \frac{di'_{s\alpha}(t)}{dt} &= u_{s\alpha}(t) - \xi_1 i'_{s\alpha}(t) + \xi_2 \Psi'_{r\alpha}(t) + \omega_e(t) \Psi'_{r\beta}(t) \\
 \frac{di'_{s\beta}(t)}{dt} &= u_{s\beta}(t) - \xi_1 i'_{s\beta}(t) + \xi_2 \Psi'_{r\beta}(t) - \omega_e(t) \Psi'_{r\alpha}(t) \\
 \frac{d\Psi'_{r\alpha}(t)}{dt} &= \xi_3 i'_{s\alpha}(t) - \xi_2 \Psi'_{r\alpha}(t) - \omega_e(t) \Psi'_{r\beta}(t) \\
 \frac{d\Psi'_{r\beta}(t)}{dt} &= \xi_3 i'_{s\beta}(t) - \xi_2 \Psi'_{r\beta}(t) + \omega_e(t) \Psi'_{r\alpha}(t) \\
 \frac{d\omega_e(t)}{dt} &= \frac{z_p}{J} \left[\xi_T (i'_{s\beta}(t) \Psi'_{r\alpha}(t) - i'_{s\alpha}(t) \Psi'_{r\beta}(t)) - T_L(t) \right],
 \end{aligned} \tag{4.37}$$

kde $\mathbf{u}_s = u_{s\alpha} + ju_{s\beta}$, $\mathbf{i}'_s = i'_{s\alpha} + ji'_{s\beta}$, $\Psi'_r = \Psi'_{r\alpha} + j\Psi'_{r\beta}$. Následně aplikujeme (4.36) na model (4.37) při zvoleném řádu aproximace $n = 2$. Teoreticky je možné použít i vyšší řád aproximace pro dosažení vyšší přesnosti, avšak výsledkem je větší počet nelineárních členů a celková složitost modelu, což působí problémy při praktické realizaci algoritmu prediktivního řízení. Výsledný tvar modelu zde není uveden z důvodu omezení rozsahu a lze jej nalézt v [22], kde je i ukázáno, že v tomto případě je dosaženo rychlejšího přenosu změny vstupu na výstup, když $\omega_e(k+1)$ přímo závisí $\mathbf{u}_s(k)$. Změna statorového napětí se tak projeví na výstupní veličině hned během jednoho kroku výpočtu modelu.

Vliv volby modelu lze demonstrovat na jiném přístupu k prediktivnímu řízení, než byl použit v předchozí kapitole. Místo řízení nabývajícího hodnoty ze spojitě množiny $\mathbf{u}_s \in \mathbb{R}^n$ budeme uvažovat diskrétní množinu napěťových vektorů

$$\mathbf{u}_s \in \mathbb{U} = \{\mathbf{U}_0, \mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_r\}, \tag{4.38}$$

kde $U_0 = 0, \forall m \in \langle 1, r \rangle U_m = U_{max} e^{j\frac{2\pi}{r}(m-1)}$. Pro třífázový dvojúrovňový měnič lze dosáhnout v každém kroku řízení celkem osmi stavů sepnutí výkonových prvků, které vedou na sedm různých vektorů napětí a tedy $r = 6$ (dva stavy odpovídají nulovému vektoru napětí, šest nenulových vektorů), obr. 4.4. Na predikčním horizontu délky n musí být pak vyhodnoceny všechny možné sekvence řízení, jejichž počet je $(r + 1)^n$. V praktických aplikacích mohou být některé sekvence řízení vyřazeny z vyhodnocení za použití heuristik, pokud je zřejmé, že nemohou vést k minimalizaci kritéria. Základní princip algoritmu může být popsán posloupností kroků:

1. jsou určeny aktuální hodnoty stavového vektoru $\mathbf{x}(k)$ (změřeny, nebo odhadnuty estimátorem);
2. pomocí znalostních pravidel (např. když je regulační odchylka rychlosti rotoru velká kladná, neuvažují se jako vhodné sekvence zahájené akčním zásahem, který snižuje moment) je sestavena množina řídicích sekvencí $\mathbb{U}_{seq} \subseteq \mathbb{U}^n$;
3. pro každou řídicí sekvenci $\mathbf{u}_{seq} = (\mathbf{u}_s(k), \mathbf{u}_s(k+1), \dots, \mathbf{u}_s(k+n-1)) \in \mathbb{U}_{seq}$ je pomocí modelu motoru vypočten odpovídající segment stavové trajektorie $\mathbf{x}_s(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}_{seq}) = (\mathbf{x}(k+1), \mathbf{x}(k+2), \dots, \mathbf{x}(k+n))$;
4. všechny sekvence řízení, které vedou na takový segment stavové trajektorie, který porušuje některé z omezení (omezení napětí a proudu statoru, omezení momentu,...) jsou odstraněny z \mathbb{U}_s ;
5. je vybrána sekvence řízení, která minimalizuje zvolené kritérium

$$\mathbf{u}_{seqmin} = \arg \min_{\mathbf{u}_{seq} \in \mathbb{U}_{seq}} J(\mathbf{x}_s(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}_{seq}), \mathbf{u}_{seq}, \omega_w, |\Psi_r|_w); \quad (4.39)$$

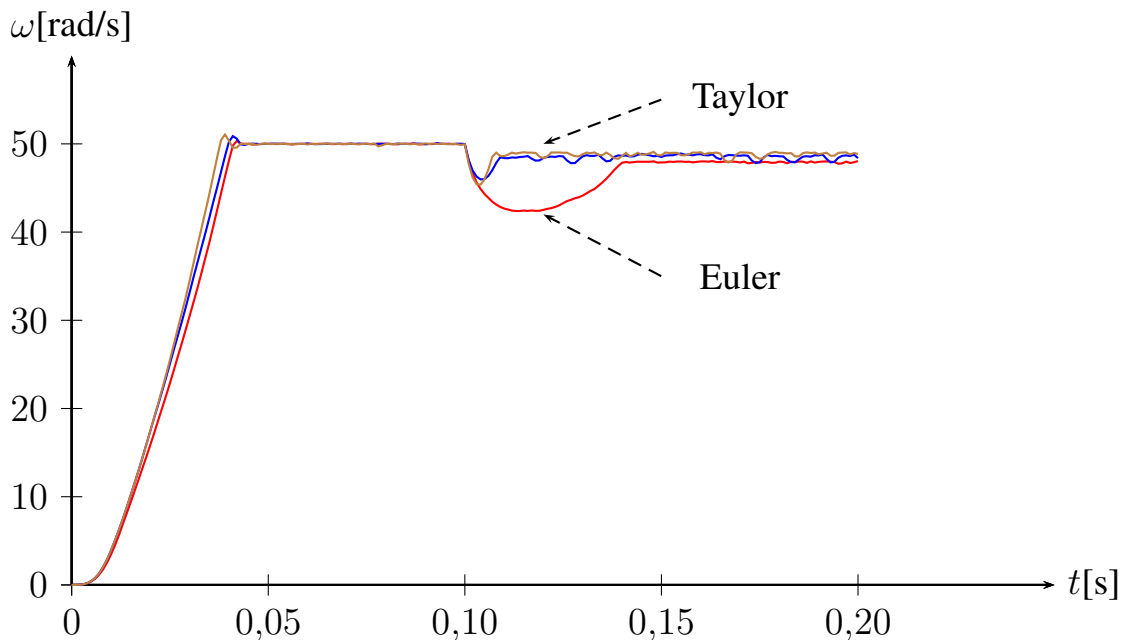
6. první krok řízení ze sekvence \mathbf{u}_{seqmin} je použit jako hodnota akčního zásahu a celý postup je opakován od kroku 1.

Zatěžovací moment T_L lze považovat za měřenou poruchu, pak je obvykle určen pomocí estimátoru momentu [4, 9], nebo může být chápán jako neznámá porucha, v tom případě jeho velikost není uvažována během predikce průběhu stavové trajektorie.

Dopad použitého modelu na řízení byl simulačně ověřen na stejném pohonu jako v předchozí kapitole. Použitá kritériální funkce penalizovala regulační odchylky magnetického toku a rychlosti rotoru, rovněž byl penalizován celkový statorový proud, přičemž její tvar byl

$$J = \sum_{i=1}^n [K_\omega(\omega(k+i) - \omega_w)^2 + K_\Psi(|\Psi_r(k+i)| - |\Psi_{r_w}|)^2 + K_i|\mathbf{i}_s(k+i)|^2], \quad (4.40)$$

kde n délka predikčního horizontu, $\omega(k+i)$, $\Psi_r(k+i)$ a $\mathbf{i}_s(k+i)$ představují úhlovou rychlost rotoru, rotorový magnetický tok a statorový proud, ω_w and $|\Psi_{r_w}|$ jsou žádané



Obrázek 4.5: Porovnání řízení rychlosti rotoru (červená $n = 3$ Euler, modrá $n = 2$ Taylorova řada, hnědá $n = 3$ Taylorova řada)

hodnoty rychlosti rotoru a velikosti rotorového magnetického toku, K_ω , K_Ψ a K_i jsou váhy. Dále byla předpokládána omezení $|\dot{i}_s(k+i)| \leq i_{max}$ a $|\Psi_r(k+i)| \leq \Psi_{max}$.

Při prvním experimentu byl použit model získaný diskretizací Eulerovou metodou (4.31) a predikční horizont délky $n = 3$. Váhy v kriteriální funkci byly zvoleny $K_\omega = 1000$, $K_\Psi = 100$, $K_i = 1$, vzorkovací perioda $\tau = 500\mu s$ a omezení $i_{max} = 2A$, $\Psi_{max} = 1,5Wb$, $U_{max} = 200V$. Úhlová rychlost rotoru a velikost rotorového magnetického toku byly řízeny na žádané hodnoty $\omega_w = 50 \text{ rad/s}$ a $\Psi_{r_w} = 1Wb$. Motor startoval z nulových počátečních podmínek. V čase 0,1s došlo ke skokové změně zátěžného momentu na $T_L = 2Nm$. Stejný experiment byl následně proveden s modelem diskretizovaným použitím rozvoje do Taylorovy řady řádem 2 avšak s kratším predikčním horizontem $n = 2$ a $n = 1$. Srovnání odezvy úhlové rychlosti motoru je zachyceno na obr. 4.5.

Je zřejmé, že algoritmus využívající modelu diskretizovaného rozvojem do Taylorovy řady dosahuje lepších dynamických vlastností a zejména výrazně lépe kompenzuje poruchu v podobě zátěžného momentu. Tato diskretizace dosahuje lepších výsledků i při použití kratšího predikčního horizontu, což zásadně snižuje výpočetní náročnost celého algoritmu prediktivního řízení. Uvedený experiment dokladuje, že vhodná volba modelu a postupu získání jeho diskrétního ekvivalentu je zásadním předpokladem úspěšné realizace prediktivního řízení.

5 ZÁVĚR

Algoritmy prediktivního řízení představují velmi slibný směr vývoje moderních algoritmů řízení elektrických pohonů. Na rozdíl od tradičních algoritmů poskytují kvalitativně nové možnosti zejména v oblasti nastavování regulátoru, kdy je možné přímo definovat požadavky na chování pohonu, které jsou automaticky promítnuty do průběhu akčních zásahů.

Na pracovišti autora byla simulačně ověřena řada možných realizací prediktivního řízení elektrických pohonů. Poslední výsledky týmu na VUT FEKT ÚAMT umožnily rovněž experimentální ověření vybraných prediktivních algoritmů řízení synchronního motoru v laboratorních podmínkách. Z pohledu praktického nasazení je v dnešní době omezujícím faktorem vysoká výpočetní náročnost těchto algoritmů ve srovnání s možnostmi reálně používaných hardwarových prostředků. Prediktivní řízení tedy nalezne v blízké budoucnosti nasazení zejména v oblasti pohonů vysokých výkonů, kde cena řídicího systému nemusí být limitujícím faktorem a naopak výsledná aplikace může těžit z možností prediktivních algoritmů. Lze však očekávat, že s růstem výpočetního výkonu používaných procesorů se budou algoritmy prediktivního řízení rozšiřovat i do dalších aplikačních oblastí.

LITERATURA

- [1] BEMPORAD, A., MORARI, M., DUA, V., PISTIKOPOULOS, E. The explicit linear quadratic regulator for constrained systems. *Automatica*, sv. 38, č. 1, s. 3–20, Jan 2002.
- [2] BLASCHKE, F. The principle of field orientation as applied to the new transvector closed loop control system for rotating field machines. *Siemens Review*, sv. 39, č. 5, s. 217–220, 1972.
- [3] BOLOGNANI, S., PERETTI, L., ZIGLIOTTO, M. Design and implementation of model predictive control for electrical motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, sv. 56, č. 6, s. 1925–1936, Jun 2009.
- [4] BUSAWON, K., YAHOU, H., HAMMOURI, A., GRELET, G. A nonlinear observer for induction motors. *The European Physical Journal Applied Physics*, sv. 15, č. 3, s. 181–188, Sep 2001.
- [5] ČAHA, Z., ČERNÝ, M. *Elektrické pohony*. SNTL, Praha, 1990.
- [6] CLARKE, E. *Circuit Analysis of AC Power Systems.*, sv. 1 Willey, New York, 1943.
- [7] DEPENBROCK, M. Direct self-control (dsc) of inverter-fed induction machine. *IEEE Transactions on Power Electronics*, sv. 3, č. 4, s. 420–429, October 1988.
- [8] GOH, K. B., DUNNIGAN, M. W., WILLIAMS, B. W. Application of robust chattering-reduction sliding mode control techniques for position control of a vector-controlled induction machine with non-linear friction dynamics. *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering*, sv. 219, č. 8, s. 577–590, Jun 2005.
- [9] GUZINSKI, J., ABU-RUB, H., DIGUET, M., KRZEMINSKI, Z., LEWICKI, A. Speed and load torque observer application in high-speed train electric drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, sv. 57, č. 2, s. 565–574, Feb 2010.

- [10] HERMAN, I., VACLAVEK, P. Load torque and moment of inertia observability analysis for alternating current drive sensorless control. In *Proceedings of IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, s. 1854–1859, 2012.
- [11] HERTY, M., PARESCHI, L. Implicit-explicit runge-kutta schemes for numerical discretization of optimal control problems. *Arxiv preprint arXiv:1202.1166*, s. 1–21, 2012.
- [12] KHALLIL, H. K. *Nonlinear Systems*. Prentice Hall, 3 vydání, 2002.
- [13] KOVÁCS, K. P., RÁCZ, I. *Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen.*, sv. I,II. Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, Budapest, 1959.
- [14] LEPKA, J. 3-Phase AC Induction Motor Vector Control Using 56F805. Designer reference manual drm023/d, Freescale Semiconductor, Inc., 2003.
- [15] PARK, R. Two-reaction theory of synchronous machines. *AIEE Transactions*, sv. 48, s. 716–727, 1929.
- [16] PARK, J., CHONG, K., KAZANTZIS, N. Time-discretization of non-affine nonlinear system with delayed input using taylor-series. *Journal of Mechanical*, sv. 18, č. 8, 2004.
- [17] TAKAHASHI, I., OHMORI, Y. High-performance direct torque control of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, sv. 25, č. 2, s. 257–264, March 1989.
- [18] VACLAVEK, P., BLAHA, P. Lyapunov-function-based flux and speed observer for ac induction motor sensorless control and parameters estimation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, sv. 53, č. 1, s. 138–145, 2006.
- [19] VACLAVEK, P., BLAHA, P. Ac drives observability analysis. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013, v tisku.
- [20] VACLAVEK, P., BLAHA, P. Field weakening implementation in ac induction machine predictive control. In *Proceedings of the 9th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, s. 171–176, 2011.
- [21] VACLAVEK, P., BLAHA, P. Field weakening in pmsm model based predictive control. In *PECon2010 - 2010 IEEE International Conference on Power and Energy*, s. 330–335, 2010.
- [22] VACLAVEK, P., BLAHA, P. Enhanced discrete time model for ac induction machine model predictive control. In *Proceedings of IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, s. 5025–5030, 2012.
- [23] VAS, P. *Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Drives*. Clarendon Press, 1993.

ABSTRACT

AC induction motors became very popular for motion control applications due to their simple and reliable construction. Control of drives based on AC induction motors is a quite complex task. In most high-performance applications classical vector control is currently used. While this control method is usually reliable it has some limitations especially in controllers tuning and constraints handling. New control methods like Model Predictive Control become feasible in connection with increasing computational power of controller hardware. The thesis are focused mainly on the AC induction machine control method based on model predictive control including field weakening strategy. The proposed control algorithm has been proved and successfully verified in simulation. The thesis also deals with enhanced discrete time AC induction machine model which can be used for efficient predictive control implementation. The other objective is discussion of prediction horizon length on the drive control performance.