

# Přehled metod pro bezsenzorové řízení synchronních motorů s permanentními magnety

## 1. ÚVOD

Jednou z alternativ k dnešním průmyslovým asynchronním motorům je synchronní motor s permanentními magnety (PMSM, Permanent Magnet Synchronous Motor). Tyto stroje jsou dostupné ve výkonech 760 kW a používají se u vysokorychlostních vlaků (TGV), ale existují i vyšší výkony a to až do 2.5 MW [25]. Jelikož však asynchronní motory dosahují vysoké efektivity ve středních výkonech, hlavní nasazení PMSM je stále v oblastech pod 10 kW [12]. V této oblasti se uchytily díky dobrému poměru velikosti a výkonu, jednoduchému řízení, efektivitě a spolehlivosti. Snižující se cena magnetů ze vzácných zemin zvyšuje jejich uplatnění v širokém spektru aplikací.

Pro řízení PMSM s rychlou dynamikou nebo s neznámou zátěží je nutné znát aktuální polohu rotoru, která může být získána pomocí polohového senzoru jako je resolver nebo optický enkóder. Většina řídicích strategií dále vyžaduje i znalost proudů ze dvou fází [1]. Pro tyto účely slouží snímače proudu, které jsou častou součástí zpětnovazebního řízení i u jiných typů pohonů a jejich cena není příliš vysoká. To však neplatí pro senzory polohy, které se svou cenou přibližují i samotné ceně motoru menšího výkonu [1]. Jejich další nevýhodou je nutnost začlenění do konstrukce motoru, což zvyšuje jeho rozměry, a dále pak vysoká citlivost vůči mechanickým vlivům a vyšším teplotám, což zabraňuje jejich použití ve zhoršených podmínkách. Použití optického senzoru vyžaduje další speciální elektronické obvody a to zvláště pak u případů, kdy řídicí jednotka není v bezprostřední blízkosti motoru [11]. Všechny tyto nevýhody mají za následek zhoršenou konkurenceschopnost tohoto typu pohonu v porovnání s běžně rozšířenými motory a snižuje jejich možnost nasazení např. pro domácí aplikace a v energetickém a automobilovém průmyslu.

Z těchto důvodů bylo za posledních 20 let vyvinuto několik metod, které umožňují stanovení polohy rotoru bez nutnosti použití senzoru polohy. Tato rešerše se tedy zabývá přehledem bezsenzorových metod řízení PMSM. Je však vhodné podotknout, že se v případě těchto metod i nadále počítá s použitím např. snímače proudu. Vzhledem k tomu, že se nejedná o první rešerši zabývající se bezsenzorovým řízením PMSM, čtenář může také nahlédnout do zahraničních zdrojů, které se více či méně zabývají uvedenými technikami [8], [9], [10], [11], [12] a [13]. Pro všeobecný přehled o motorech s permanentními magnety je možné nahlédnout do literatury [1], [2].

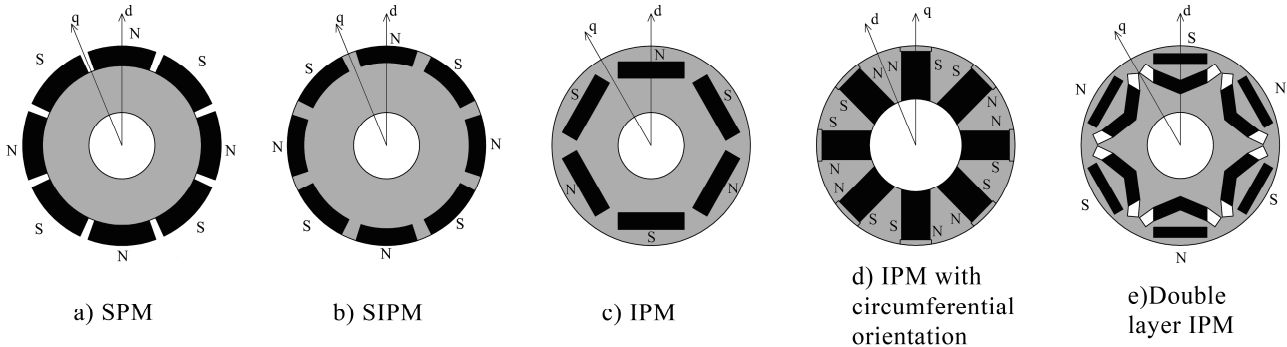
Motory s permanentními magnety lze rozdělit na 2 základní typy. Prvním typem je již zmíněný PMSM, a druhým je tzv. stejnosměrný motor s permanentními magnety a elektronickou komutací (PMBDCM, Permanent Magnet Brushless DC Motor). Jak již jejich název napovídá, liší se ve způsobu napájení a také produkci indukovaného napětí (back-EMF). PMSM mají indukované napětí (back-EMF) sinusového tvaru a pro produkci konstantního momentu vyžadují sinusový průběh proudů ve statorovém vinutí, zatímco PMBDCM mají obdélníkový průběh indukovaného napětí (back-EMF) a jejich stator je napájen stejnosměrnými proudy obdélníkového tvaru. I když jsou principy některých metod bezsenzorového řízení těchto dvou typů motorů obdobné, některé naopak nelze využít vůbec, a tak se tato rešerše zaměřuje jen na první typ motoru, tedy PMSM. Čtenář se zájmem o bezsenzorové řízení PMBDCM může využít literaturu [1].

Protože se technické výrazy ve škole i v praxi objevují často v angličtině, aby nedošlo k nedorozumění při českém překladu daného termínu, autor se bude snažit zapisovat tyto termíny i v jazyce anglickém.

## 2. KONSTRUKČNÍ PŘEVODENÍ PMSM

Zabudování permanentních magnetů do rotoru je možné několika způsoby [1], [2], [12] a některé z těchto způsobů lze vidět na obr. 1:

- Magnety umístěné na povrchu rotoru (Surface PM (SPM) rotor)
- Magnety zapuštěné v povrchu rotoru (Surface inset (SIPM) rotor)
- Magnety umístěné uvnitř rotoru (Interior PM (IPM) rotor)
- Magnety umístěné uvnitř rotoru se symetrickým rozmištěním (IPM rotor with circumferential orientation)
- Dvojitá vrstva magnetů umístěných uvnitř rotoru (Interior double-layer PM rotor)



Obrázek 1 Umístění permanentních magnetů v PMSM

Existuje mnoho dalších způsobů umístění magnetů, mezi nimiž je možné se setkat i uspořádáním typu Hallbach array [1]. Dané uspořádání se promítne do modelu stroje, maximálních otáček a volbě bezsenzorového řízení. Je to dáno tím, že způsob uspořádání magnetů má vliv na magnetickou asymetrii rotoru (tzv. saliency). V každém z těchto rotorů lze zavést dvě elektrické osy. První je v přímém směru magnetického toku magnetem, tak jak je zřejmé z Obr. 2, a je tedy nazývána jako  $d$ -osa (direct axis). Druhou osou je  $q$ -osa (quadrature axis), která je posunuta vůči první o fázový posuv  $90^\circ$ . V případě, že je rotor natočen tak, aby byla  $d$ -osa rotoru shodná s osou statorového vinutí, tedy  $\theta_r=0$ , dostal by se rotor do pozice s nejnižší indukčností vinutí, jež je označována jako indukčnost  $L_d$  (direct axis inductance). Po dalším otáčení rotoru proti směru hodinových ručiček o  $90^\circ$  by magnetický tok začal procházet čistě jen skrze materiál rotoru a vzduchovou mezeru. V této pozici je indukčnost  $d$ -osy statoru nejvyšší a je označována jako indukčnost  $L_q$  (quadrature axis inductance). Pokud by se rotor dále pohyboval proti směru hodinových ručiček, indukčnost by opět klesala na hodnotu  $L_d$ .

Lze tedy vidět, že indukčnost je funkcí polohy rotoru. Při uvažování symetričnosti je vlastní indukčnost  $L_{dq}=L_{qd}$  a její hodnota je nejvyšší, když je poloha  $q$ -osy mezi 2 fázemi. Dále platí pravidlo, že v případě magneticky asymetrického rotoru (saliency rotor) je  $L_q > L_d$ . Na základě této fyzikální reality lze usoudit, jaký stupeň asymetričnosti může u rotorů z Obr. 1 nastat. Rozdíl mezi  $L_d$  a  $L_q$  u SPM rotoru (obr. 1a, b) se pohybuje okolo 5%-15% [1], díky čemuž je možné tento rozdíl zanedbat, tedy  $L_d \approx L_q$ , a rotor je tak označován jako magneticky symetrický (non-salient). Naopak u IPM rotorů (obr. 1c, d, e) se může hodnota indukčnosti lišit o 200% a výše [1], rozdíl mezi  $L_d$  a  $L_q$  nelze zanedbat, a rotory jsou označovány jako magneticky asymetrické (salient).

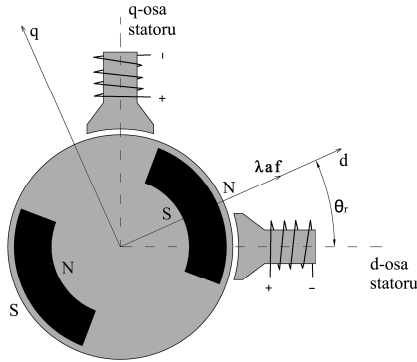
Konstrukce statoru se vyskytuje ve dvou provedeních (obr. 3). První provedení se vyznačuje koncentrovaným vinutím (fractional-slot PM motor) a druhé distribuovaným vinutím (PMSM with overlapped or distributed winding). Volba konstrukce motoru a typu rotoru tak má vliv na parametry motoru, jako jsou zvlnění momentu při nižších otáčkách (torque ripple), reluktanční moment (reluctance torque), odpor a indukčnost vinutí a další.

## 3. MODEL PMSM

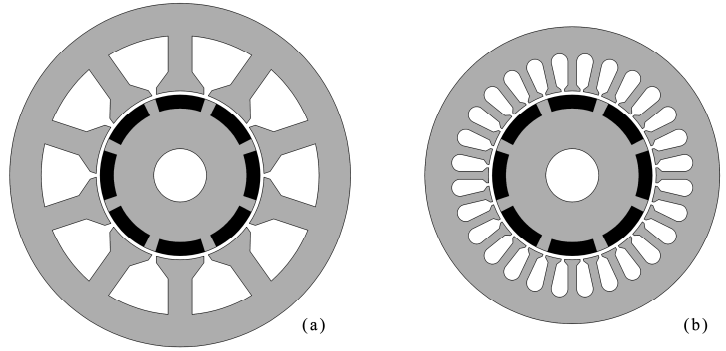
Matematický model PMSM vychází z jeho konstrukce. Pro jeho odvození lze vycházet z provedení pro fázové vinutí na obr. 2, které je jen s menšími úpravami a rozšířeními stejné jako odvození pro třífázovou soustavu [4]. Model vychází z následujících předpokladů [1]:

- Statorové vinutí je vyvážené, tedy se stejným počtem závitů v každé fázi a se sinusově rozloženým magnetomotorickým napětím.
- Rozložení indukčnosti má sinusový charakter v závislosti na poloze rotoru

3. Změna parametrů v důsledku termálního efektu je zanedbána stejně tak jako saturace.



Obrázek 2 Vliv konstrukce rotoru na vlastní indukčnost



Obrázek 3 Konstruktivní řešení statoru - (a) koncentrované vinutí, (b) distribuované vinutí

Statorové napětí lze vyjádřit jako [1]:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_q & 0 \\ 0 & R_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

kde  $R_q$  a  $R_d$  jsou odpory jednotlivých vinutí v q- a d- ose, ve kterých protéká proud  $i_{qs}$  a  $i_{ds}$ , a  $\lambda_{qs}$  a  $\lambda_{ds}$  jsou spřažené magnetické toky (flux linkages) od permanentního magnetu indukované v jednotlivých fázích vinutí. Za předpokladu, že je rotorový magnetický tok od permanentních magnetů (armature flux linkage)  $\lambda_{af}$  soustředěn podél osy d rotoru, lze vyjádřit spřažené magnetické toky v q- a d- ose statoru jako:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{qq} & L_{qd} \\ L_{dq} & L_{dd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \lambda_{af} \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Po dosazení do předchozí rovnice 3.1 a předpokladu, že  $R_q=R_d=R_s$ , lze napětí vyjádřit jako:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{qq} & L_{qd} \\ L_{dq} & L_{dd} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{qq} & L_{qd} \\ L_{dq} & L_{dd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \lambda_{af} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

V předchozí kapitole byl uveden způsob odvození indukčností  $L_d$  a  $L_q$ . Pomocí nich lze nyní vyjádřit vlastní a vzájemné indukčnosti, které jsou funkcí pozice rotoru:

$$L_{qq} = L_1 + L_2 \cos(2\theta_r) \quad (3.4)$$

$$L_{dd} = L_1 - L_2 \cos(2\theta_r) \quad (3.5)$$

$$L_1 = \frac{1}{2}(L_q + L_d) \quad (3.6)$$

$$L_2 = \frac{1}{2}(L_q - L_d) \quad (3.7)$$

$$L_{qd} = L_{dq} = \frac{1}{2}(L_d - L_q) \sin(2\theta_r) = -L_2 \sin(2\theta_r) \quad (3.8)$$

Po dosazení do rovnice 3.3 a provedení derivací, má napětí v ose q- a d- statoru následující podobu:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 + L_2 \cos(2\theta_r) & -L_2 \sin(2\theta_r) \\ -L_2 \sin(2\theta_r) & L_1 - L_2 \cos(2\theta_r) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + 2\omega_r L_2 \begin{bmatrix} -\sin(2\theta_r) & -\cos(2\theta_r) \\ -\cos(2\theta_r) & \sin(2\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \lambda_{af} \omega_r \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

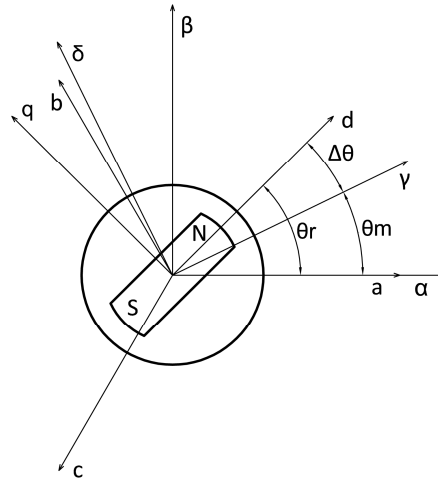
kde  $\omega_r$  je úhlová rychlost rotoru. Tento formální zápis je vyjádření pro obecný model PMSM. Lze si všimnout, že třetí člen je čistě závislý na magnetické asymetrii (saliency) motoru. A tak pro PMSM s magnety na povrchu rotoru (non-salient SPMSM), díky  $L_d \approx L_q$ , přejde rovnice 3.9 do tvaru:

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_1 & 0 \\ 0 & L_1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \lambda_{af} \omega_r \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Při zpětném nahlédnutí na předchozí rovnici 3.9 a zvážení jejích členů lze usoudit, že neposkytuje příliš dobrý pohled do dynamiky stroje. Obsahuje členy závislé na poloze rotoru a nelze tak sestavit jednoduchý náhradní obvod stroje.

Z těchto důvodů se pro popis modelu PMSM využívá několik souřadnicových soustav (obr. 4):

- i.  $abc$  – souřadnicová soustava pro trojfázové vinutí statoru, stacionární.
- ii.  $\alpha\beta$  – nahrazuje třífázovou soustavu  $abc$  dvoufázovou soustavou, stacionární.
- iii.  $qdo$  – spjata s rotorem, vůči soustavě  $abc$  i  $\alpha\beta$  je tak vždy pman otočena o úhel  $\theta_r$ . Tento úhel se využívá pro sledování regulačních dějů PMSM, jelikož nese informaci o poloze rotoru. Je tedy nestacionární a rotuje úhlovou rychlostí  $\omega_r = \theta'_r$ .
- iv.  $\gamma\delta$  – označuje polohu rotoru v modelu PMSM. Vůči skutečné poloze rotoru a soustavě  $qdo$  je posunuta o úhel  $\Delta\theta$ , a vůči soustavě  $abc$  a  $\alpha\beta$  je posunuta o úhel  $\theta_m$ . V řízení se používá např. pro estimaci polohy rotoru, kde se úhel  $\Delta\theta$  snažíme vynulovat a tím přiblížit skutečné poloze rotoru. Stejně jako  $qdo$  je nestacionární a rotuje úhlovou rychlostí  $\omega_m = \theta'_m$ .



Obrázek 4 Transformace souřadnic

V následujícím textu bude předveden způsob, jak lze veličiny z jedné soustavy do druhé přenášet pomocí transformací. Pokud je vinutí složeno ze tří fází, lze ho zapsat pomocí souřadnicové soustavy  $abc$ . Protože je však indukčnost cívek závislá na poloze rotoru, je jednodušší model stroje vyjádřit stejně jako u jiných synchronních strojů pomocí souřadnic vztahovaných k rotoru, tedy v souřadnicové soustavě  $qdo$ . Toho lze docílit pomocí Parkovy transformační matice (Park transformation), kde se d-osa zpožďuje za fází  $a$  o úhel  $\theta_r$  [1]:

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \\ i_0 \end{bmatrix} = [T_{abc}] i_{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_r) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

kde  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  a  $i_{cs}$  jsou proudy v příslušných fázích statoru,  $T$  je transformační matice a  $i_{qs}^r$ ,  $i_{ds}^r$  a  $i_0$  jsou transformované proudy do soustavy rotoru. Odtud dále budou všechny veličiny v rotorových souřadnicích opatřeny pro rozlišení od statorových horním indexem  $r$ . Pro danou transformaci musí platit, že fázový posuv mezi proměnnými je stejný a mají stejnou velikost. Rovněž se předpokládá, že počet závitů v jednotlivých fázích je také stejný. Proto je třetí tzv. nulovací sekvence proudů  $i_0$  (zero sequence component) ve výsledku rovna nule, neprodukuje žádné výsledné magnetické pole a lineárně závislá na  $i_{abc}$ . Transformace pro průběhy napětí je obdobná [1]:

$$\begin{bmatrix} v_{qd0}^r \end{bmatrix} = [T_{abc}] v_{abc} \quad (3.12)$$

Zpětná transformace je pak možná pro např. průběhy proudů ve statorovém vinutí jako [1]:

$$[i_{abc}] = [T_{abc}]^{-1} [i_{qd0}^r] \quad (3.13)$$

V tomto případě opět platí stejné podmínky pro proměnné v soustavě  $abc$ , jelikož pro získání 3 proměnných z 2 je nutná lineární závislost, kde třetí proměnná je záporným součtem dvou předchozích. Pokud by tato závislost neplatila, bylo by nutné znát další proměnou (nulovací sekvenci), se kterou by bylo možné soustavu  $abc$  získat.

V tomto formálním zápisu uvedená transformace nezaručuje invariantnost výkonů, a tak vstupní výkon je nutné vyjádřit jako [1]:

$$p_i = \frac{3}{2} [(v_{qs}^r i_{qs}^r + v_{ds}^r i_{ds}^r) + 2v_0 i_0] \quad (3.14)$$

kteřá pro vyvážené třífázové napětí přejde do tvaru bez nulovací sekvence:

$$p_i = \frac{3}{2} [v_{qs}^r i_{qs}^r + v_{ds}^r i_{ds}^r] \quad (3.15)$$

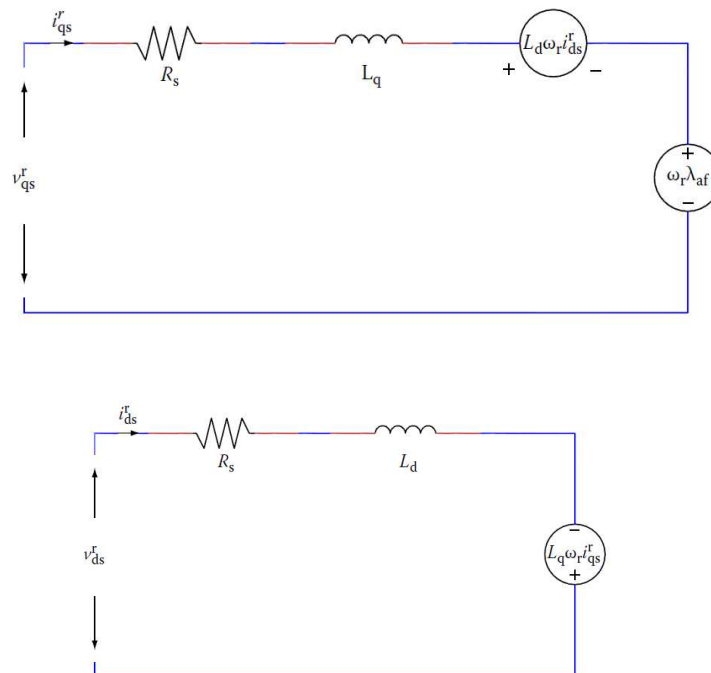
Původní rovnici 3.3 ve statorových souřadnicích  $q$ - $d$ - pro dvoufázovou soustavu lze převést do rotorových souřadnic  $q^r$ - a  $d^r$ - pomocí jiné transformační matice:

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^r \\ v_{ds}^r \end{bmatrix} = [T^r]^{-1} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Postupnými úpravami pak rovnice 3.3 přejde do tvaru:

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^r \\ v_{ds}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_q p & \omega_r L_d \\ -\omega_r L_q & R_s + L_d p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_r \lambda_{af} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

V této formě se již neobjevuje závislost indukčností na poloze rotoru (tedy  $L_q = konst.$  a  $L_d = konst.$ ), jelikož je souřadnicová soustava spjata se samotným rotorem. Zároveň platí, že v případě rovnovážného stavu, kdy se nemění rychlost motoru ani žádný z proudů, je soustava lineární.



Obrázek 5 Náhradní schéma PMSM

Jednou z velice důležitých výstupních proměnných je také moment. Ten lze odvodit pomocí dosazení průběhů napětí z rovnice 3.17 do rovnice vstupního výkonu 3.15:

$$p_i = \frac{3}{2} \left\{ \underbrace{R_s \left[ (i_{qs}^r)^2 + (i_{ds}^r)^2 \right]}_{\text{odporové ztráty}} + \underbrace{\left[ L_q i_{qs}^r \frac{d}{dt} i_{qs}^r + L_d i_{ds}^r \frac{d}{dt} i_{ds}^r \right]}_{\text{rychlost přeměny uložené elektromagnetické energie}} + \underbrace{\omega_r i_{qs}^r \left[ \lambda_{af} + (L_d - L_q) i_{ds}^r \right]}_{\text{výkon ve vzduchové mezeře}} \right\} \quad (3.18)$$

kde význam násobitele 3/2 zůstává stejný a stále tedy slouží k zachování poměru výkonů při transformaci z třífázové do dvoufázové soustavy. Protože je známo, že výkon ve vzduchové mezeře je součinem mechanické rychlosti rotoru a momentu ve vzduchové mezeře (air gap torque), lze moment ve vzduchové mezeře odvodit z:

$$\omega_m T_e = \frac{3}{2} \left\{ \omega_r i_{qs}^r \left[ \lambda_{af} + (L_d - L_q) i_{ds}^r \right] \right\} \quad (3.19)$$

a jestliže závislost mezi mechanickou rychlostí a elektrickou rychlostí je:

$$\omega_r = \frac{P}{2} \omega_{rm} \quad (3.20)$$

kde  $P$  udává počet pólů stroje, pak elektromagnetický moment je získán jako:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[ \lambda_{af} + (L_d - L_q) i_{ds}^r \right] i_{qs}^r \quad (\text{N} \cdot \text{m}) \quad (3.21)$$

Pro účely vektorového řízení lze vyjádřit elektromagnetický moment i ve formě vycházející z velikosti statorového proudu  $i_s$  a zátěžného úhlu  $\delta$  (torque angle) jako [1]:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[ \lambda_{af} i_s \sin \delta + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \sin(2\delta) \right] \quad (\text{N} \cdot \text{m}) \quad (3.22)$$

ve kterém je statorový proud  $i_s$  vyjádřen z:

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} = i_s \begin{bmatrix} \sin \delta \\ \cos \delta \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Úhel  $\delta$  představuje zátěžný úhel, tedy úhel mezi rotorovým polem  $\lambda_{af}$  a fázorem statorového proudu  $i_s$ . Platí pro něj, že pro danou zátěž je konstantní a jeho role je taková, že udává, zda motor pracuje v motorickém či generátorovém režimu. Pro účely řízení pomocí strategie odbuzování (flux-weakening) je uvedena rovnice pro vzájemný magnetický tok (mutual flux), jenž je výsledkem rotorového a statorového magnetického toku [1]:

$$\lambda_m = \sqrt{(\lambda_{af} + L_d i_{ds}^r)^2 + (L_q i_{qs}^r)^2} \quad (\text{Wb} - \text{závit}) \quad (3.24)$$

Tím by se dal základní přehled o modelu PMSM ukončit. Stále zbývají další důležité kapitoly pojednávající o náhradním obvodu, momentové charakteristice v ustáleném stavu, dynamické simulaci, linearizaci a dalších, které jsou nutné pro pochopení řízení PMSM. Avšak hlavní náplní této rešerše jsou bezsenzorové metody řízení PMSM, a tak je čtenář odkázán na příslušnou literaturu [1]. Dále také existuje další možnost transformací mezi jednotlivými souřadnicovými soustavami a je možné je nalézt např. v [4] a [8].

#### 4. BEZSENZOROVÉ METODY ŘÍZENÍ PMSM

V literatuře [1], [8], [11] a [13] lze nalézt obecné dělení strategií pro bezsenzorové metody řízení PMSM, z nichž jedním je [8]:

1. S použitím základních budících signálů
  - a) Neadaptivní
  - b) Adaptivní
2. S použitím vysokofrekvenčních signálů a metody založené na magnetické asymetrii (saliency)
3. S použitím umělé inteligence

Toto obecné rozdělení lze dále dělit podle principu použitého v dané metodě. Grafické znázornění rozdělení dle literatury [11] s částečnou úpravou lze vidět na obr. 5. V [11] a [12] jsou metody s použitím základních signálů děleny jako metody s otevřenou a uzavřenou smyčkou (open loop, closed loop). [11] a [8] definují metody s otevřenou smyčkou a neadaptivní metody jako takové, u kterých není použit interní mechanismus pro úpravu modelu stroje. V [12] se tato definice liší v tom, že metody s otevřenou smyčkou definuje jako takové, ve kterých není použita zpětná vazba od polohy rotoru, tedy poloha rotoru není hledanou veličinou a motor je řízen pomocí veličin, které jsou pouze závislé na této poloze rotoru (nejčastěji tedy magnetický tok a indukované napětí).

Dle [5] existuje dvojnásobná možnost implementace estimátoru – v otevřené a uzavřené smyčce. V tomto případě platí stejný princip jako v [11] a [8], tedy jestliže je ve zpětné vazbě použita estimační odchylka k úpravě odezvy estimátoru, pak se jedná o implementaci estimátoru v uzavřené smyčce. Tento estimátor je pak označován jako pozorovatel (observer).

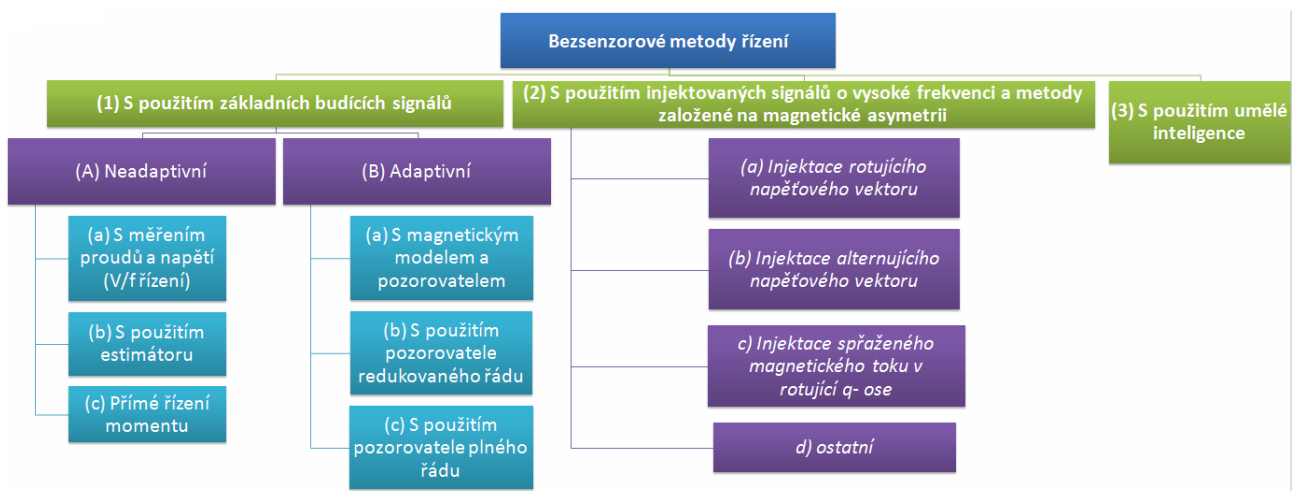
Z hlediska řízení se otevřená smyčka často používá pro rozběh motoru podle předem daného algoritmu a poté se přechází na uzavřenou smyčku. U některých metod uvedených v neadaptivní části s použitím estimátoru lze metodu rošířit o estimaci s použitím pozorovatele (observer-based estimator), čímž se z de facto neadaptivní metody stává metoda adaptivní. Proto by měl čtenář brát dané rozdělení do podkapitol pouze orientačně.

Ne všechny metody je možné použít pro řízení momentu a rychlosti motoru v plném rozsahu jeho otáček. Je to způsobeno samotnou podstatou funkce motoru a použité metody, kde např. u metod využívajících snímaných indukovaných napětí - pokud jsou indukovaná napětí či změřené proudy příliš nízké - není možné úspěšně řídit motor při nízkých otáčkách. Další problémy, které se v daných strategiích řízení objevují, jsou změny parametrů motoru v důsledku tepla a odporů ve stroji. Těmito a dalšími problémy tak vzniká důležitá otázka stability motoru, kterou je nutné se u řízení zabývat. Podrobnější informace k této problematice lze nalézt v literatuře [15], [16], [17] a [18] společně dalšími odkazy. V následujícím textu budou představeny jednotlivé strategie a metody bezsenzorového řízení s objasněním jejich principu.

##### 1) S použitím základních budících signálů

###### A) Neadaptivní

Tyto metody používají k řízení motoru měření proudů, napětí z jednotlivých fází motoru nebo měření indukovaného napětí (emf). Pro řízení vycházejí ze základního modelu PMSM. Neadaptivním řízením se pak rozumí, že v řídicím algoritmu není použita zpětná vazba od polohy rotoru nebo jiných signálů, která by provedla korekci modelu stroje. Metody lze využít převážně u aplikací s malým výkonem, kde se očekávají nízké náklady použité pro implementaci, tedy např. u pump, ventilátorů a kompresorů. Metody založené na estimaci mají použitelnější, stejně tak metody s přímým řízením momentu.



Obrázek 6 Rozdělení bezsenzorových metod řízení PMSM

a) S měřením proudů a napětí (V/f řízení)

K optimálnímu řízení efektivnosti pohonu lze použít více přístupů, z nich 2 jsou [19] [20]:

- i. Metoda minimálního výkonu, která využívá měření příkonu pohonu a algoritmus, který upraví řídicí proměnou, což je nejčastěji amplituda referenčního napětí
- ii. Minimalizace ztrát pomocí účinníku (PF, Power Factor), kde pro danou kombinaci rychlosti a momentu je použito optimální napětí a proud

Jedna ze základních metod pro řízení s otevřenou smyčkou využívá prvního přístupu a snímání vstupního proudu (DC-link) na vstupu do frekvenčního měniče [19]. Pokud je PMSM napájen konstantním napětím, lze snímaný proud vyjádřit jako součet jeho konstantní složky a jeho minimální odchylky (perturbation component) [19]:

$$i_{dc} = I_0 + \Delta i_{dc} \quad (4.1)$$

Tento signál je použit v algoritmu, který vypočte koeficient tlumení k úpravě napájení. Snímání vstupního proudu, který není filtrován, využívá i druhý přístup [20]. Z fázového diagramu PMSM lze vyjádřit účinník  $PF$  jako vztah mezi fázorem napětí a proudu statoru, jenž jsou vůči sobě posunuty o úhel  $\phi$ , tedy jako [20]:

$$PF = \cos \phi \quad (4.2)$$

Z principu mohou nastat 3 možnosti:

- i.  $PF=1$ , tedy statorové napětí a proud jsou ve fázi
- ii.  $PF<1$ , statorové napětí je vysoké a statorový proud je fázově posunut za statorovým napětím
- iii.  $PF<1$ , statorové napětí je nízké, a tak statorový proud je fázově posunut před statorovým napětím

Záznamy průběhu proudu pro dané možnosti lze nalézt v příslušné literatuře. Optimálním případem je pak první možnost, kde  $PF=1$ . V důsledku malých změn zatížení, a protože není známa pozice rotoru, mohou nastat potíže se stabilitou z důsledků oscilace proudů a rychlosti. Stability lze dosáhnout úpravou řízení referenční úhlové rychlosti měniče a to tak, že pokud dojde k poklesu filtrovaného proudu, referenční úhlová rychlost se zvýší a naopak. Regulační smyčka u metody účinníku byla rozšířena v [21] pomocí PI regulátoru pro řízení napětí a došlo tak ke zvýšení efektivnosti metody.

Tyto V/f metody řízení, využívající snímání proudu před frekvenčním měničem, dosahují přibližně stejných účinností při různém zatížení v rychlostech okolo 5 %-100 % nominálních hodnot [8] [12]. Jejich nevýhodou je menší dynamika a přesnost, výhodou je jednoduchá aplikace, a proto se uplatňují u výše uvedených aplikací.

b) S použitím estimátoru

Polohu a rychlost rotoru je možné odhadnout pomocí jedné z estimačních metod. Podle zdroje použitého pro estimaci lze estimátory rozdělit na [8]:

- i. Estimátory používající naměřené statorové proudy nebo napětí
- ii. Estimátory magnetického toku
- iii. Estimátory polohy na základě indukovaného napětí (emf)

Jedna ze základních technik uvedených v [23] využívá transformace proudů a napětí z modelu stroje z referenční soustavy rotoru  $qdo$  do soustavy statoru  $abc$ , ve kterých lze polohu rotoru a jeho rychlost vyjádřit po dosažení naměřených proudů a fázových napětí jako [23]:

$$\theta_r = \tan^{-1} \left( \frac{A}{B} \right)$$

$$A = v_b - v_c - r_s(i_b - i_c) - L_d \frac{d}{dt}(i_b - i_c) - \sqrt{3}w_r(L_q - L_d)i_a \quad (4.3)$$

$$B = \sqrt{3}(v_a - r_s i_a - L_d \frac{di_a}{dt}) + w_r(L_q - L_d)(i_b - i_c)$$

$$\omega_r = \left( \frac{\sqrt{C}}{D} \right)$$

$$C = (v_a - r_s i_a - L_d \frac{di_a}{dt})^2 + \frac{1}{3} \left[ v_b - v_c - r_s(i_b - i_c) - L_d \frac{d}{dt}(i_b - i_c) \right]^2 \quad (4.4)$$

$$D = \lambda_{af}$$



Počáteční polohu rotoru v čase  $t=0$  lze nalézt při dosazení podmínky nulové počáteční rychlosti. Počet členů této rovnice je rozsáhlejší z toho důvodu, že není možné měřit jednotlivé veličiny v soustavě rotoru  $qdo$ , a tak je nutné je měřit a odvodit v soustavě statoru.

Jedna z prvních metod využívající indukovaného napětí je popsána v [22]. Měřením sdružených napětí ( $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ ) a proudů ( $i_a$ ,  $i_b$ ), jejich kombinací a integrací lze získat polohu prostorového vektoru spřaženého magnetického toku [8] [22] [24]:

$$\vec{\lambda}_s = \int \vec{e}_s = \int (\vec{V}_s - R\vec{I}_s) dt + \vec{\lambda}_{s,0} \quad (4.5)$$

kde  $\vec{e}_s$  je vektor indukovaného napětí a  $\vec{\lambda}_{s,0}$  je počáteční poloha magnetického toku statoru. Díky znalosti této polohy je pak možné odvodit řídicí třífázové proudy k produkci optimálního momentu. Tento způsob řízení pohonu bylo možné aplikovat při rychlosti 30 otáček/min a je použitelný pro širokou oblast rychlostí. Při rozběhu motoru je nutné použít náběhovou rampu o daném počátečním úhlu, aby bylo možné získat z indukovaného napětí o dostatečné velikosti informace nutné pro získání úhlu spřaženého magnetického toku.

Metoda popsána v [24] funguje také na principu odhadu polohy rotoru z polohy prostorového vektoru spřaženého magnetického toku. Implementace integrátoru k estimaci magnetického toku z rovnice 4.5 se neobejde bez komplikací. Čistý integrátor má potíže s počátečními podmínkami a zbytkovým stejnosměrným proudem (dc drift, dc offset) [22]. Naměření tohoto zbytkového proudu v indukovaném napětí je nevyhnutelné a nezávislé na tom, jak je tento proud velký, ve výsledku vždy dovede integrátor do saturace [24]. Ukázkou ovlivnění vypočteného magnetického toku tímto zbytkovým proudem lze nalézt v [22]. V případě [24] jsou představeny 3 algoritmy, které představují 3 možná řešení tohoto problému. První algoritmus využívá modifikovaného integrátoru se zpětnou vazbou se saturací, druhý modifikovaný integrátor s nízkopásmovým filtrem a třetí modifikovaný integrátor s adaptivní kompenzací. Druhý typ algoritmu se ukázal být vhodnější pro pohon s konstantním řízením magnetického toku, kdyžto třetí je lépe aplikovatelný pro pohon s proměnným magnetickým tokem. Výsledky prvního algoritmu byly porovnány s výsledky druhého, z kterého jako lepší typ algoritmu vyšel typ druhý.

Literatura [25] představuje estimaci polohy rotoru z estimace polohy magnetického toku a naměřených statorových proudů u PMSM, které jsou řízené pomocí metody přímého řízení momentu. Obsahuje 2 odlišné metody a jejich volba závisí na známých parametrech. První potřebuje znát indukčnost  $L_q$  a druhá indukčnost  $L_d$  společně s magnetickým tokem  $\lambda_{af}$ . Průběh a kvalita výsledků jsou u této metody velice závislé na použité metodě pro estimaci spřaženého magnetického toku. Odchylka polohy rotoru vůči skutečné poloze rotoru byla pro ustálený stav 5 elektrických stupňů, 10 elektrických stupňů při změně nominálního momentu a 15 elektrických stupňů při testu reverzace.

Metoda určení polohy rotoru při nízkých otáčkách využívající indukovaného napětí je popsána v [26]. Z rovnice 3.10, kde je celkové napětí statoru dáno jako součet poklesu napětí (voltage drop) ve stroji a indukovaného napětí, se metoda snaží odebrat první část rovnice tak, aby zůstala pouze část s indukovaným napětím a polohu rotoru by bylo možné zjistit z měření sdružených napětí. Literatura zavádí pojem tzv. MCDI (maximum current decaying interval). V tomto testovacím intervalu dochází k zablokování všech vstupních spínacích signálů do měniče. Ve chvíli, kdy dojde k poklesu proudu ve statoru na nulu, je změřeno indukované napětí a z něho dopočítána poloha rotoru. Tento algoritmus dále obsahuje úpravy pro omezení max. chyby, a tak je možné sledovat rychlost motoru již od 10 otáček za minutu. Celkový rozsah otáček byl autory vybrán jako 10 až 150 otáček za minutu s 40 % nominálním zatížením. Poté je možné přejít na jinou techniku pro bezsenzorové řízení jako např. od stejných autorů [27]. Zde popsána metoda není použitelná pro zátěže s vysokým třením, kde by v testovacím intervalu došlo ke kmitání, zvlnění momentu a případně ke ztrátě synchronizace.

Publikace [28] volí cestu odstranění napěťových sond pro další snížení ceny celkového řešení bezsenzorového řízení. Pro uvedený případ vektorového řízení je použita podmínka  $i_d=0$ . Rovnice 3.21 pak přejde do zjednodušeného tvaru, ve kterém se objeví pouze proud  $i_q$  a zbylé 2 členy ( $P$ ,  $\lambda_{af}$ ). Protože nejsou použity zmíněné napěťové sondy, estimator pracuje jen s referenčními napětími  $v_a^*$ ,  $v_b^*$  a  $v_c^*$  generovanými z regulátoru proudu. Pokud jsou použita referenční napětí, lze získat prostorový vektor  $\vec{e}_s$  z rovnice 3.1 jako [28]:

$$\vec{e}_s = \vec{v}_s - R\vec{i}_s = e_{s\alpha} + j e_{s\beta} = v_a - R i_a + j \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_a + 2v_b) - R(i_a + 2i_b)] \quad (4.6)$$

Reálná pozice rotoru je pak dána rozdílem tohoto argumentu  $\vec{e}_s$  v souřadnicové soustavě  $\alpha\beta$  a toho samého argumentu v souřadnicové soustavě  $qdo$  a dále za předpokladu, že motor je v ustáleném stavu s podmínkou  $i_d=0$  [28]:

$$\theta_r = \arctan \left[ \frac{e_{s\beta}}{e_{s\alpha}} \right] - \arctan \left[ \frac{\lambda_{af}}{L_q i_q} \right] \quad (4.7)$$

V této rovnici se však počítá s reálně naměřenými hodnotami napětí. Proto je nutné ji upravit pro estimovaná napětí, která mají určité zpoždění z výkonového měniče, a to pomocí metody malých odchylek a kompenzace. Dalšími úpravami a podmínkami popsány v literatuře lze dosáhnout finální formy estimované polohy rotoru [28]:

$$\theta_{est} = \arctan \left[ \frac{v_{\beta}^* - Ri_{\beta}}{v_{\alpha}^* - Ri_{\alpha}} \right] - \frac{V}{E} \omega T - \arctan \left[ \frac{\lambda_{af}}{L_q i_q} \right] \quad (4.8)$$

kde v prostředním členu  $V$  představuje střední hodnotu statorového napětí,  $T$  zpoždění napětí z výkonového měniče,  $E$  střední hodnotu indukovaného napětí a  $\omega$  aktuální úhlovou rychlost rotoru. Způsob realizace takovéto estimace lze dohledat dále v uvedené literatuře. Uvedený způsob představuje levné řešení bezsenzorového řízení. Jeho nevýhoda je vyšší náchylnost na vnější zdroje elektromagnetické rušení (EMI). Navržená metoda vykazovala dobrou robustnost vůči změnám odporu způsobených tepelnými ději ve statoru, dobrou dynamiku a použitelnost jak pro SPMSM tak pro IPMSM.

Další skupina estimačních metod se zabývá IPMSM, pro které platí, že  $L_d \neq L_q$ , a tuto vlastnost magnetické asymetrie (saliency) využívají pro odvození polohy rotoru. Po úpravách lze rovnici 3.17 převést do tvaru se symetrickým prvním členem [29]:

$$\begin{bmatrix} v_{qs}^r \\ v_{ds}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d \frac{d}{dt} & \omega_r L_q \\ -\omega_r L_q & R_s + L_d \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_r \lambda_{af} + (L_d - L_q)(\omega_r i_{ds} - \dot{i}_{qs}) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

kteřou lze dále převést do soustavy  $\alpha\beta$ , stejně jako tomu bylo u rovnice 3.9, tentokrát však bez závislosti 2 násobného úhlu ( $2\theta_r$ ) [29]:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d \frac{d}{dt} & \omega_r (L_d - L_q) \\ -\omega_r (L_d - L_q) & R_s + L_d \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \left\{ \omega_r \lambda_{af} + (L_d - L_q) \left( \omega_r i_{ds} - \frac{di_{qs}}{dt} \right) \right\} \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Druhý člen v rovnici 4.10 představuje tzv. rozšířenou elektromotorickou sílu (EEMF, Extended Electromotive Force). Její fyzikální význam je následující. Mimo první člen, který představuje známé indukované napětí od rotujícího magnetu, je zde i napětí, které souvisí s magnetickou asymetrií stroje (saliency). Obsahuje informaci o pozici rotoru jak z indukovaného napětí, tak ze statorové indukčnosti. Díky členu  $i_{qs}$  je možné, že i při nízkých rychlostech dochází ke změně EEMF, a tím pádem je možné estimovat polohu rotoru i pro malé otáčky [8]. Pozici rotoru lze pak odvodit z [8] [29]:

$$\begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} = \left\{ \omega_r \lambda_{af} + (L_d - L_q) (\omega_r i_{ds} - \dot{i}_{qs}) \right\} \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$\theta = \arctan \begin{bmatrix} -e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Literatura dále používá pozorovatele z [30], který pracuje s EEMF jako s rušením a díky tomu může estimovat polohu rotoru pro střední i vysoké rychlosti. Tento pozorovatel je založen na lineárních stavových rovnicích, což by mělo zajistit stabilitu a robustnost řízení.

Většina metod kvůli šumu, který vzniká při měření napětí a proudů, byla nahrazena nebo rozšířena o řešení s použitím adaptivních metod nebo metod s použitím pozorovatele [8] [31] [32] [33] [34] [35].

### c) Přímé řízení momentu

Stejně jako asynchronní motory, PMSM lze řídit pomocí metody přímého řízení momentu (DTC, Direct Torque Control). Metoda vychází z představy volby ideálního napětí pro vyvození rotujícího vektoru spřaženého magnetického toku a produkci žádaného momentu [36]. Amplituda tohoto rotujícího vektoru zůstává během rotace konstantní v předem definovaném pásmu. Vektor estimovaného magnetického toku lze vyjádřit z integrace naměřených proudů a napětí (emf) z rovnice 4.5, kde již známým parametrem stroje je v tomto případě odpor vinutí. Poté lze vyjádřit moment s pomocí vypočteného magnetického toku a proudů, které jsou transformovány pomocí Clark-Concordia transformace do soustavy  $\alpha\beta$ , a počtu pólů  $P$  jako [36]:

$$T_e = \frac{P}{2} (\lambda_{\alpha} I_{\beta} - \lambda_{\beta} I_{\alpha}) \quad (4.13)$$

Schéma regulačního diagramu lze vidět v [36]. Toto schéma obsahuje estimátor magnetického toku a estimátor momentu, ze kterého jsou pak vyvedeny zpětné vazby k referenčním hodnotám a následně pak do 2 úrovněového regulátoru s hysterezí. Ty jsou propojeny se spínací tabulkou, která řídí spínání měniče.

V důsledku použití regulátoru s hysterezí a vektorového modelu stroje, vzniká v ustáleném stavu chybová odchylka momentu, která se mění v závislosti na rychlosti stroje. To způsobuje zvlnění momentu. [36] využívá modifikovaného regulátoru a nízkopásmového filtru k úpravě regulace momentu tak, aby estimovaný moment byl pokud možno stejný

jako moment referenční, a tak se tato chybová odchylka momentu snížila na minimum. Obdobný přístup je uveden i v [37] a [38], kde je podrobněji popsáno vektorové řízení a optimalizace magnetického toku.

Tradiční metody s přímým řízením momentu nepoužívají řízení rychlosti a pozice rotoru [12]. Většina aplikací však tyto možnosti vyžaduje, a tak je DTC princip často doplněn o estimaci polohy a rotoru ze spráženého magnetického toku, jak již bylo představeno v předchozí části u [25]. Další publikace, které se metodou DTC zabývají, používají pozorovatele (observer) pro sledování magnetického toku nebo využití fyzikálních vlastností stroje, nejčastěji jeho magnetické asymetrie (saliency). Takové metody patří do sekce adaptivních metod.

Článek [39] používá přímé řízení momentu na základě fuzzy logiky. Protože lze prostor s napěťovým vektorem rozdělit do 6 oblastí po 60°, lze pro každý takto vzniklý region vytvořit pravidla pro fuzzy řízení. Ve skutečnosti pak stačí vytvořit tato pravidla do 6 regionů pouze z pravidel jednoho regionu. V řídicím algoritmu fuzzy regulátor nahrazuje regulátor magnetického toku a regulátor s hysterzí a PI regulátor je použit pro regulaci momentu. Vstupem do fuzzy regulátoru je úhel magnetického toku, odchylky od amplitudy statorového magnetického toku a momentu a výstupem jsou prostorové vektory napětí  $u_0-u_7$ . Počáteční poloha rotoru je získána pomocí enkóderu. I ten by však bylo možné nahradit např. injektací vysokofrekvenčních signálů, díky kterému by bylo možné tuto počáteční polohu získat.

Chování fuzzy regulátoru je založeno na funkcích příslušnosti (membership function) a souboru vyhodnocovacích pravidel (reasoning rules). Simulace ukázaly, že není možné v jednom čase nastavit ideální parametry pro moment a magnetický tok, a protože řízení magnetického toku je jednodušší, je nejdříve vyhodnocen moment v případě rozporu těchto dvou proměnných. Funkce příslušnosti odchylky magnetického toku, odchylky momentu a úhlu statorového magnetického toku jsou rozděleny na 3, 5 a 2 podmnožin, v daném pořadí. Protože počet podmnožin odchylky momentu je větší, požadavek na řízení momentu je tak zdůrazněn [39]. Uvedený tvar funkcí příslušnosti umožňuje rychlou a přesnou odezvu momentu. Podrobnou implementaci řízení lze nalézt ve zmíněné literatuře, kde je tato metoda použita k řízení SPMSM a výsledky jsou porovnány se základní metodou DTC. Chování tohoto motoru je při uvedeném způsobu řízení v ustáleném chodu lepší než u běžné metody řízení DTC s tím, že PI regulátor je více citlivý na své nastavení [39].

### B) Adaptivní

Adaptivní metody používají korekčního mechanismu (adaptivního mechanismu) tak, aby upravily model stroje na základě rozdílu (odchylky) mezi referenčním modelem (RM) a adaptivním modelem (AM). Z tohoto důvodu pracují v uzavřené smyčce (obr. 6), kde systém s pozorovatelem (observer) používá nejčastěji přístup tzv. Systému s adaptací na referenční model (MRAS, Model Reference Adaptive System; MRAC, Model Reference Adaptive Control). V tomto typu systému jsou hodnoty estimované v referenčním modelu porovnány s hodnotami estimovanými z adaptivního modelu. Rozdíl mezi nimi je použit v adaptačním mechanismu pro změnu adaptivního modelu, jehož výstup je pak použit pro řídicí signály. Důležitou vlastností pro daný systém je potřeba stability a robustnosti systému [5] [9] [11]. Referenčním modelem bývá často samotný pohon a tak jeho výstupem jsou skutečné naměřené hodnoty, které jsou porovnány s výstupy z pozorovatele.

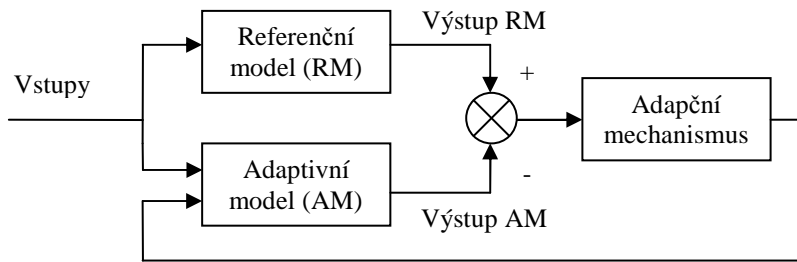
Model PMSM lze vyjádřit pomocí stavových rovnic [7]:

$$\begin{aligned}\dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x}\end{aligned}\tag{4.14}$$

kde  $\mathbf{x}$  je sloupcový vektor stavových veličin s počtem členů určený řádem systému  $n$ ,  $\mathbf{A}$  je čtvercová matice stavu (dynamiky) typu  $n \times n$ ,  $\mathbf{u}$  je sloupcový vstupní vektor s počtem členů  $p$ ,  $\mathbf{y}$  je výstupní vektor systému s počtem členů  $q$ ,  $\mathbf{B}$  je matice vstupu typu  $n \times p$ ,  $\mathbf{C}$  je matice výstupu typu  $q \times n$ . Výstupní vektor systému je ve formě bez průchozí matice  $\mathbf{D}$  typu  $q \times p$ , která představuje přímé propojení vstupů na výstupy.

Získání stavového popisu PMSM lze nalézt v [1], kde stavový vektor odvozený pomocí metody minimálních signálů (small-signal equation) je  $\mathbf{x}=[\delta i_{qs}^r \ \delta i_{ds}^r \ \delta \omega_r \ \delta \theta_r]^t$  a vstupní vektor je  $\mathbf{u}=[\delta v_{qs}^r \ \delta v_{ds}^r \ \delta T_l]^t$ . Matice  $\mathbf{A}$  a  $\mathbf{B}$  jsou závislé na fyzikálních vlastnostech stroje, jakou jsou indukčnosti a odpory ve vinutí, atd. Napětí a proudy nemusejí být nutně vyjádřeny v soustavě rotoru a stavovými veličinami mohou být i indukovaná napětí. Pro zjednodušení je moment zátěže  $T_l$  přiveden na vstup, kdežto v reálném systému má podobu poruchové veličiny.

Matematický model pozorovatele lze vyjádřit obdobně s tím rozdílem, že je v něm nutné zahrnout kompenzaci matice stavu, matice vstupu a absenci počáteční odchylky, a tedy rozšířit ho o estimační odchylku [7]:



Obrázek 7 Schéma MRAS [5] [9] [11]

$$\begin{aligned}\dot{\tilde{\mathbf{x}}} &= \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{K}_e(\mathbf{y} - \tilde{\mathbf{y}}) \\ \tilde{\mathbf{y}} &= \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}\end{aligned}\quad (4.15)$$

kde estimovaný stav je vyjádřen jako  $\tilde{\mathbf{x}}$  a estimovaný výstup jako  $\tilde{\mathbf{y}}$ . Matice  $\mathbf{K}_e$  je označována jako matice zesílení pozorovatele a hraje roli korekčního členu rozdílu mezi měřeným výstupem a estimovaným výstupem systému.

Rozdíl mezi stavem systému (4.14) a stavovým pozorovatelem (4.15) je [7]:

$$\dot{\mathbf{x}} - \dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\mathbf{x} - \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} - \mathbf{K}_e(\mathbf{C}\mathbf{x} - \mathbf{C}\tilde{\mathbf{x}}) = (\mathbf{A} - \mathbf{K}_e\mathbf{C})(\mathbf{x} - \tilde{\mathbf{x}})\quad (4.16)$$

Posledním členem rovnice je rozdíl mezi skutečným stavem a estimovaným stavem systému, a nazývá se vektor odchylky stavu systému a modelu. Odchylka pozorovatele je pak dána jako [7]:

$$\dot{\mathbf{e}} = (\mathbf{A} - \mathbf{K}_e\mathbf{C})\mathbf{e}\quad (4.17)$$

Chování odchylky je tedy závislé na vlastních číslech matice  $\mathbf{A} - \mathbf{K}_e\mathbf{C}$ . Pokud je tato matice stabilní, odchylka se bude blížit v konečném čase k nule pro jakýkoliv počáteční vektor odchylky  $\mathbf{e}(0)$  [7]. Pokud systém splňuje podmínku pozorovatelnosti, pak je možné zvolit matici  $\mathbf{K}_e$  tak, aby  $\mathbf{A} - \mathbf{K}_e\mathbf{C}$  měla požadovaný tvar. Bližší informace k této problematice pak lze dohledat v [6] [7], kde je postup získání takové matice odvozen.

Při základním dělení lze pozorovatele stavu systému rozdělit na 2 typy [7]:

- i. Pozorovatel plného řádu (Full-Order Observer)
- ii. Pozorovatel redukováného řádu (Reduced-Order Observer)

Jestliže pozorovatel pozoruje všechny stavové proměnné systému o počtu  $n$  nezávisle na tom, jestli jsou všechny přímo měřitelné, pak se jedná o pozorovatele plného řádu. Pokud není nutné pozorovat všechny stavové proměnné, protože jejich stav je možné zjistit přesným přímým měřením, pak pozorovatel pozoruje menší počet stavových proměnných nežli  $n$  a jedná se tedy o pozorovatele redukováného řádu. V případě, že výstupní proměnné o počtu  $m$  jsou lineární kombinací stavů a lze je přímo měřit, není nutné je estimovat; pozorovatel tak pozoruje minimální počet stavových proměnných o počtu  $n-m$ , čímž se z něj stává pozorovatel minimálního řádu. Jeho odvození je dostupné v [7].

Jiný druh dělení může být dle jejich aplikace (deterministický, stochastický) v řídicím schématu [9]:

- i. Pozorovatel typu Luenberger
- ii. Pozorovatel redukováného řádu
- iii. Pozorovatel pracující v klouzavém režimu (sliding-mode observer), sledovací pozorovatel (tracking observer)
- iv. Kalmanův filtr a rozšířený Kalmanův filtr (EKF, Extended Kalman Filter)

#### a) S magnetickým modelem a pozorovatelem

Algoritmus MRAS byl původně použit pro bezsenzorové řízení indukčních strojů [5] [40]. Jeho obecné schéma bylo představeno na obr. 6. Rozdíl mezi výstupem z referenčního modelu a z adaptivního modelu slouží v adaptivním mechanismu pro generování výstupní veličiny, což je v tomto případě estimovaná rychlost rotoru. Obecně lze tento proces zapsat ve formě [5]:

$$\hat{y} = K_p(\hat{x}_q\tilde{x}_d - \hat{x}_d\tilde{x}_q) + K_i \int (\hat{x}_q\tilde{x}_d - \hat{x}_d\tilde{x}_q) dt\quad (4.18)$$

kde  $\hat{x}_q$  a  $\hat{x}_d$  jsou estimované stavy z referenčního modelu,  $\tilde{x}_q$  a  $\tilde{x}_d$  estimované stavy z adaptivního modelu a  $K_p$  a  $K_i$  konstanty zesílení.

Článek [40] představuje řízení PMSM pomocí metody MRAS. Jako referenční model je použit pozorovatel a jako adaptivní model je použit magnetický model stroje. Pozorovatel je redukováného řádu, jehož vstupem jsou napětí vyjádřené v soustavě  $\alpha\beta$  a naměřené proudy. Magnetický model je vyjádřen jako [40]:

$$e_{\alpha s} = \frac{d\lambda_{\alpha f}}{dt} = -\omega_r K_e \sin \theta_r \quad (4.19)$$

$$e_{\beta s} = \frac{d\lambda_{\beta f}}{dt} = -\omega_r K_e \cos \theta_r \quad (4.20)$$

kde  $e_{\alpha s}$  a  $e_{\beta s}$  jsou indukovaná napětí (back-EMF) v soustavě  $\alpha\beta$ ,  $\lambda_{\alpha f}$  a  $\lambda_{\beta f}$  spřažený magnetický tok ve stejné soustavě,  $\omega_r$  úhlová rychlost rotoru,  $\theta_r$  poloha rotoru a  $K_e$  indukční konstanta převedená do soustavy  $\alpha\beta$ .

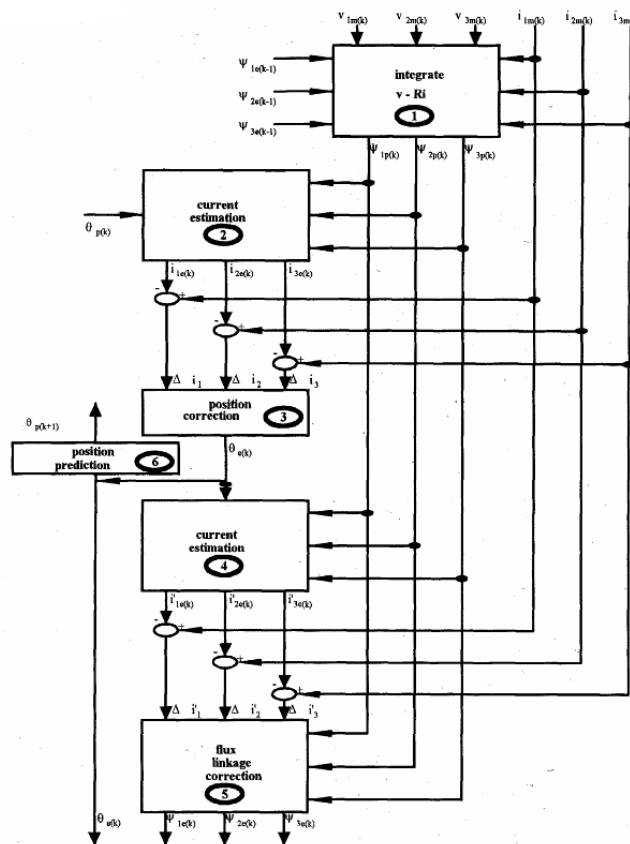
Zmíněná indukovaná napětí jsou výstupem z referenčního modelu a adaptivního modelu. Rovnice 4.18 pak přejde pro tento případ do podoby:

$$\hat{\omega} = K_p (\hat{e}_{\beta s} \tilde{e}_{\alpha s} - \hat{e}_{\alpha s} \tilde{e}_{\beta s}) + K_i \int (\hat{e}_{\beta s} \tilde{e}_{\alpha s} - \hat{e}_{\alpha s} \tilde{e}_{\beta s}) dt \quad (4.21)$$

Výsledky simulace a experimentů ukazují dobré výsledky navrženého řízení pro nízké a vyšší otáčky. Oproti jiným konvenčním metodám, které využívají jen pozorovatele, má algoritmus dobrou robustnost, a to vůči změnám odporu statorového vinutí i při 50 % změně a vůči změně indukovaných napětí.

Většina dalších mechanismů pracuje s magnetickým modelem jako referenčním a s pozorovatelem, který se na tento model snaží adaptovat. Literatura [41] využívá při rozběhu motoru předpokladu, že elektrická konstanta stroje je nižší než mechanická konstanta stroje, a rozběh provádí postupnou kontrolou estimovaného proudu v d-ose při nižších otáčkách a jeho snižováním pro vyšší otáčky. Idea je taková, že se rotor nechá řídit dle estimované polohy, dokud nedojde ke snížení estimované odchylky. U této metody není nutné pozorovatele vypínat při nízkých otáčkách a je možné ho použít od rozběhu motoru.

Literatura [44] a [45] představují možnost měření napětí a proudů k estimaci magnetického toku. V algoritmu jsou použity dvě smyčky s proudem – jeden je skutečný měřený proud snímačem a druhý je estimovaný proud (obr. 8). V každém kroku jsou nejdříve estimovány hodnoty magnetického toku, a poté je estimován proud z předchozího průběhu magnetického toku. Rozdíl mezi tímto proudem a skutečným naměřeným proudem je použit v adaptivním modelu ke změně složek magnetického toku a úpravě estimované polohy.



Obrázek 8 Algoritmus pro estimaci polohy [44]

Publikace [42] využívá vektorového řízení s použitím pozorovatele minimálního řádu, konkrétně pak druhého, doplněného o zpětnou vazbu z estimátoru rychlosti. Jeho výhodou je, že nepotřebuje žádné podmínky pro chod v ustáleném stavu, matice zesílení  $\mathbf{K}_e$  ( $2 \times 2$ ) je konstantní pro širokou oblast operační rychlosti stroje, úprava řídicích parametrů motoru je řešena jednoduše a struktura je velice jednoduchá, nenáročná na výpočetní výkon. Metoda je použitelná jak pro motory s magnetickou asymetrií, tak i bez ní – tedy jak pro SPMSM, tak pro IPMSM. Estimace polohy fáze magnetického toku rotoru je provedena pro stacionární soustavu a díky použitému estimátoru rychlosti, který využívá vnitřní vazby mezi fází a rychlostí rotoru, je možné správně estimovat rychlost; a to vše v jednom bloku.

Práce [43] je jednou z těch, která využívá konceptu aktivního magnetického toku (active flux). Tento koncept využívá změny magnetického modelu tak, aby se z původně magneticky asymetrického rotoru stal rotor symetrický. Tím pádem lze s tímto modelem pracovat jako s modelem SPMSM namísto IPMSM. I bez injeckce vysokofrekvenčního signálu je poté možné řídit motor od 2 otáček/min až do 1400 otáček/min. Práce počítá i s otáčkami vyššími v režimu odbuzování.

#### b) S použitím pozorovatele redukováného řádu

Referenčním modelem z obr. 6 je pro tyto případy skutečný motor s použitím výstupu ze snímačů proudu. Adaptivní model tvoří např. napěťový model stroje nebo proudový model [11].

Pozice rotoru se určuje v závislosti na použité referenční souřadnicové soustavě. [1] používá napěťového modelu v referenční soustavě  $\gamma\delta$ . V tomto případě soustava modelu rotuje úhlovou rychlostí  $\omega_{rm}$  a vůči skutečné poloze rotoru je posunuta o  $\delta\theta$ . Výstupem z napěťového modelu jsou estimované hodnoty statorových proudů. Adaptační mechanismus se snaží vynulovat chybovou odchylku mezi estimovanou hodnotou proudu a jeho skutečnou hodnotou tak, aby tím anuloval posunutí  $\delta\theta$ . Mechanismus tedy neodhaduje absolutní polohu rotoru, ale snaží se získat posunutí  $\delta\theta$  od skutečné polohy. Skutečná poloha je pak dána jako [1]:

$$\theta_r = \theta_{rm} + \delta\theta \quad (4.22)$$

Mezi další často používané metody pro estimaci polohy je využití stochastického Kalmanova filtru. Ten je použitelný pro lineární stochastické systémy a v případě rozšíření (EKF, Extended Kalman Filter) je možné ho využít i pro nelineární systémy. Patří do skupiny rekurzivních estimačních algoritmů [9]. Jeho výhodou je schopnost filtrovat signály se šumem a tak zlepšit odhad parametrů. Dokáže pracovat se změnou parametrů, jako je kolísání rychlosti nebo náhlá změna zatížení. Nevýhodou je náročnost na výpočetní výkon v případě estimace více parametrů. Metodu návrhu filtru je možné najít v [5]. V posledních desetiletích vznikly i metody pro automatické nastavení matice zesílení v těchto filtrech tak, aby bylo možné je použít v průměru [49].

Publikace [46] představuje využití redukováného EKF pro aplikace s nárokem na vysoký výkon. Díky použití regulátoru proudu, není nutné měřit proudy přímo, ale je možné získat ovládací signály pro napětí bez přímého měření, a estimovat pouze indukovaná napětí, čímž se sníží potřebný výpočetní výkon. Poloha rotoru je vypočtena pomocí funkce  $\arctg$  z estimovaných indukovaných napětí. I když byly při testech změněny parametry odporu vinutí o 150 % jejich skutečné hodnoty, neměly tyto změny vliv na kvalitu a stabilitu regulace. Metoda tedy potvrdila robustnost vůči modelovým a měřicím nepřesnostem. Další literatura věnující se bezsenzorovému řízení s EKF je [47] [48] [50] [51].

Literatura [52] se zabývá využitím rozšířené elektromotorické síly (EEMF, Extended Electromotive Force) z rovnice 4.10, která je založená na magnetické asymetrii IPMSM. Prostorová informace získaná při použití estimace pomocí EEMF je použita pozorovatelem pro estimaci polohy motoru. Použitím žádané hodnoty momentu jako vstupu do pozorovatele je dosaženo nulového fázového zpoždění pro estimaci polohy motoru. V práci je zahrnuta simulace, která srovnává chování sledovacího pozorovatele (tracking observer), sledovacího stavového filtru (tracking state filter) a použití funkce  $\arctg$  pro estimaci polohy. S použitím  $\arctg$  je možné dosáhnout nulového zpoždění, avšak funkce je náchylná na odstup signálu od šumu, a tak při šumu vzniká velká chybová odchylka od estimované polohy. Šum může být potlačen použitím filtru, avšak poté vzniká zpoždění. Jako nejlepší možnost v simulaci tedy vyšla možnost použití sledovacího pozorovatele. Práce dále srovnává vlastnosti jednotlivých metod. Pro další informace k estimaci polohy za použití EEMF je možné nahlédnout do [53] [54] [31]. Poslední z nich využívá soustavu rotoru a pozorovatele minimálního řádu.

Pozorovatel pracující v klouzavém režimu (SMO, Sliding-Mode Observer) je další možností pro adaptivní řízení. Od předchozích se liší použitím nespojitě funkce  $\text{sign}$  pro korekci odchylky ve zpětné vazbě, čímž se změní původní rovnice pozorovatele 4.15 na [61]:

$$\dot{\tilde{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{K}_e \text{sgn}(\mathbf{y} - \tilde{\mathbf{y}}) \quad (4.23)$$

Tohoto přístupu využívá [55] v aplikaci pro řízení otáček a momentu v systému přímého pohonu (DDPM, Direct Drive Permanent Magnet) v pračkách pro domácí použití. Navržený algoritmus dokáže minimalizovat odchylku estimace pro nízké rychlosti a zaručit rychlou konvergenci ve vysokých rychlostech v režimu odbuzování (flux-weakening). Tyto vlastnosti jsou výhodné právě pro taková zařízení, kde se očekává nárok na vysoký točivý moment při nízkých otáčkách s možností přechodu na vysoké otáčky. V použité aplikaci dosahuje dobré robustnosti vůči nárázům v nízkých otáčkách způsobených různými objemy prádla. Systém nepracuje od nulových otáček, ale je aktivován až po úvodním algoritmu, který způsobí roztočení motoru z klidového stavu.

Literatura [56] využívá možnosti přepnutí mezi konvenční funkcí signu na sigmoidní funkci o esovitém tvaru (sigmoid curve). V řídicím bloku estimátoru využívá proudového modelu PMSM a estimaci odporu. Pro estimaci polohy bylo použito indukované napětí v soustavě  $\alpha\beta$ . Navržený algoritmus dosahuje rychlejšího průběhu adaptace SMO oproti konvenčním SMO. V případě skokové změny na 2000 otáček/min bez použití zátěže je dosaženo ustálení po 450 ms oproti konvenčním 550 ms, což je změna až o 18 % [56]. V případě použití zátěže je dosaženo ustálení na žádané rychlosti po 500 ms. Metoda ukázala i stabilitu pro ustálený chod a je tedy dobře využitelná pro motory s vyšší rychlostí.

Proudového modelu využívá i [57], která volí cestu operace I-SMO (Iterative Sliding-Mode Observer). Tato metoda funguje tak, že v průběhu vzorkovací periody regulátoru proudu několikrát iteruje rekurzivně hlavní algoritmus SMO, a tak dosáhne menšího zkreslení estimovaných proudů a indukovaného napětí. Není tak nutné použít dražší výpočetní hardware a je možné dosáhnout odstranění vzplanutí momentu se zachováním stability řízení. Díky tomu je možné řídit PMSM i v režimu odbuzování. Pro použitý experiment byl optimální počet iterací roven 3.

Publikace [58] a [59] jsou publikace od stejných autorů. V prvním je využita fuzzy logika pro SMO (FSMC, Fuzzy Sliding Mode Control). Ta zaručuje nastavení nespojitého zesílení v řídicí smyčce. Implementace řídicích algoritmů je provedena pomocí FPGA. Ve druhé publikaci je použit EKF a provedení je opět pomocí FPGA. Literatura obsahuje srovnání mezi EKF plného řádu, redukovaného řádu a již zmíněného SMO. Díky tomu si tak čtenář může udělat svůj názor na 3 různé techniky realizované pomocí stejného hardwaru.

V [60] je provedena simulační analýza vlivu fázového posuvu indukovaného napětí na výpočet pozice rotoru. Další efekt, který se bere v potaz, je velikost posuvu indukovaného napětí (magnitude shift). Práce bere jako výzvu použití relativně malé vzorkovací frekvence přibližně do 6 kHz a omezeného výpočetního výkonu pro perfektní estimaci z indukovaného napětí. Použití těchto malých hodnot se předpokládá u vysokorychlostních aplikací. Jsou zde představeny dvě modifikované metody pro estimaci polohy a to pomocí funkce  $\arctg$  a sledovacího pozorovatele úhlu (ATO, Angle Tracking Observer). Součástí publikace je matematický model diskrétního SMO. Ve výsledcích je dosaženo odchylky v ustáleném stavu  $\pm 3$  el. stupně.

#### b) S použitím pozorovatele plného řádu

V tomto případě tvoří referenční model z obr. 6 skutečný pohon. Adaptační model je složen z několika částí, a to např. statorového modelu, mechanického modelu a inverzního magnetického modelu [11].

Jedna z prvních publikací zabývajících se použitím pozorovatele pro bezsenzorové řízení PMSM je [62]. Zabývá se návrhem pozorovatele a otázkami stability, rušením a numerickým řešením. Srovnání redukovaného EKF a plného EKF již bylo zmíněno v předchozí části [59].

Otázkou stability pro pozorovatele plného řádu se podrobně zabývá [63]. Provádí návrh matice zesílení tak, aby systém byl robustní vůči změnám odporu a indukčnosti. Zavádí pravidla pro návrh PI regulátoru pro dosažení očekávaných dynamických vlastností systému. Navržená metoda zachovává funkčnost koeficientů tlumení pro všechny frekvence. Tyto koeficienty mohou být vypočteny v reálném čase pro libovolné parametry pohonu.

Literatura [64] navrhuje pozorovatele plného řádu pro PMSM s magnetickou symetrií (non-saliency) ve větrné elektrárně, kde PMSM funguje v generátorickém režimu. Vstupem do pozorovatele jsou naměřené proudy a napětí. Konvergence pozorovatele je analyzována pro případ, kdy je dostupná rychlost motoru a pro případ, kdy tomu tak není. V případě dostupnosti rychlosti ke konvergenci dochází. Pro bezsenzorový případ dochází k estimační odchylce a navržený pozorovatel je nedokáže eliminovat. Vzhledem k tomu, že jsou tyto odchylky malé, je možné je eliminovat korekčním blokem.

Další analýza pro říditelnost a pozorovatelnost je PMSM je představena v [65]. Na základě této analýzy je navržen pozorovatel plného řádu pro estimaci statorového magnetického toku. Pozorovatel je pak použit pro přímé řízení momentu (DTC, Direct Torque Control) jako náhrada konvenčního pozorovatele statorového magnetického toku s integrátorem. Navržená metoda nabízí dobrou robustnost vůči změnám parametrů.

#### 2) S použitím vysokofrekvenčních signálů a metody založené na magnetické asymetrii (saliency)

Pro určení polohy rotoru lze využít i statorové vinutí a jeho indukčnost. Změna reluktance mezi q- a d- osou se vyskytuje u magneticky asymetrických strojů, tedy převážně u IPMSM. Čím větší je magnetická asymetrie, tím je lépe lze aplikovat danou metodu s dobrými výsledky. Některé postupy umožňují aplikaci i u SPMSM, které mají 10% změnu reluktance mezi q a d osou [1]. Z těchto důvodů nebudou zmíněny všechny metody, které lze v této kategorii nalézt, a je nutné nahlédnout do jiných zdrojů [1] [10].

#### a) Injektace rotujícího napětíového vektoru (Revolving voltage phasor injection scheme)

Princip této metody spočívá v aplikaci 3fázového napětí o frekvenci jiné, než je základní frekvence ve stroji. Při jeho aplikaci vzniknou vedle základního proudu ve 3 fázích další navazující složky proudu, které jsou dále využity pro získání polohy rotoru. Injektované napětí o frekvenci  $\omega_i$  je dáno v soustavě  $abc$  jako [1]:

$$\begin{aligned}
v_{asi} &= V_i \sin(\omega_i t) = V_i \sin \theta_i \\
v_{bsi} &= V_i \sin(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) = V_i \sin(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) \\
v_{csi} &= V_i \sin(\omega_i t + \frac{2\pi}{3}) = V_i \sin(\theta_i + \frac{2\pi}{3})
\end{aligned} \tag{4.24}$$

což lze dále vyjádřit v soustavě  $dq$  jako [1]:

$$\begin{aligned}
v_{qsi} &= v_{asi} = V_i \sin(\omega_i t) = V_i \sin \theta_i \\
v_{dsi} &= \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{csi} - v_{bsi}) = V_i \cos(\omega_i t) = V_i \cos \theta_i \\
\omega_i t &= \theta_i
\end{aligned} \tag{4.25}$$

a napětí lze dále vyjádřit v soustavě rotoru jako [1]:

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} v_{qsi}^r \\ v_{dsi}^r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{qsi} \\ v_{dsi} \end{bmatrix} = V_i \begin{bmatrix} \sin(\theta_i - \theta_r) \\ \cos(\theta_i - \theta_r) \end{bmatrix} \\
\omega_r t &= \theta_r
\end{aligned} \tag{4.26}$$

z čehož vyplývá, že injektované napětí v souřadnicích rotoru je modulováno polohou rotoru. Jelikož není možné napětí v souřadnicích rotoru fyzicky odměřit, je nutné dále odvodit jeho vliv ve statorových souřadnicích. Závislost mezi injektovaným napětím a výsledným proudem je dána rozptylovou indukčností v q- a d- ose rotorových souřadnic. Tato aplikovaná napětí odvozená v rotorových souřadnicích jsou rovna úbytku napětí z důsledku rozptylových indukčností [1]. Tohoto kroku je docíleno při zanedbání úbytku napětí na odporech [1]:

$$\begin{bmatrix} v_{qsi}^r \\ v_{dsi}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ql} & 0 \\ 0 & L_{dl} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{qsi}^r}{dt} \\ \frac{di_{dsi}^r}{dt} \end{bmatrix} = V_i \begin{bmatrix} \sin(\theta_i - \theta_r) \\ \cos(\theta_i - \theta_r) \end{bmatrix} \tag{4.27}$$

kde  $L_{ql}$  a  $L_{dl}$  jsou rozptylové indukčnosti v příslušných osách. Pro proud pak platí [1]:

$$\begin{bmatrix} i_{qsi}^r \\ i_{dsi}^r \end{bmatrix} = \frac{V_i}{(\omega_i - \omega_r)L_{ql}L_{dl}} \begin{bmatrix} -L_{dl} \cos(\theta_i - \theta_r) \\ L_{ql} \sin(\theta_i - \theta_r) \end{bmatrix} \tag{4.28}$$

a po transformaci do souřadnic statoru [1]:

$$\begin{bmatrix} i_{qsi} \\ i_{dsi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qsi}^r \\ i_{dsi}^r \end{bmatrix} = \frac{V_i}{(\omega_i - \omega_r)L_{ql}L_{dl}} \begin{bmatrix} -L_{dl} \cos \theta_r \cos(\theta_i - \theta_r) + L_{ql} \sin \theta_r \sin(\theta_i - \theta_r) \\ L_{dl} \sin \theta_r \cos(\theta_i - \theta_r) + L_{ql} \cos \theta_r \sin(\theta_i - \theta_r) \end{bmatrix} \tag{4.29}$$

po dalších úpravách lze rovnici rozdělit na dvě části. První část je označena jako negativní imaginární složka pro d-osu a druhá jako pozitivní reálná část pro q-osu, které lze zapsat jako [1]:

$$\begin{aligned}
i_{ip} &= -j \frac{V_i}{4(\omega_i - \omega_r)L_{dl}L_{ql}} a e^{j\theta_i} \\
i_{in} &= j \frac{-V_i}{4(\omega_i - \omega_r)L_{dl}L_{ql}} b e^{-j(\theta_i - 2\theta_r)} \\
a &= L_{dl} + L_{ql} \\
b &= L_{ql} - L_{dl}
\end{aligned} \tag{4.30}$$



Původní signál je tedy odstraněn z výkonové části pomocí pásmového filtru. Tím se získá negativní a pozitivní část. Z rovnice 4.30 vyplývá, že pouze negativní složka obsahuje informaci o poloze rotoru a je možné ji transformovat do soustavy rotující frekvencí injektovaného signálu jako:

$$i_{in} = j \frac{-V_i}{4(\omega_i - \omega_r)L_{dl}L_{ql}} b e^{j2\theta} \quad (4.31)$$

z této rovnice je nakonec získána poloha rotoru s použitím sledovacího pozorovatele (tracking observer). Je to z toho důvodu, že sledovat absolutní polohu rotoru je obtížné a tak je nutné sledovat odchylku od skutečné polohy. Výsledná poloha je tak dána jako součet poslední estimované polohy rotoru a odchylka získaná od pozorovatele polohy.

#### b) Injektace alternujícího napěťového vektoru (Alternating voltage phasor injection)

Magnetická asymetrie (saliency) je u SPMSM velice nízká a proto není možné úspěšně aplikovat předchozí metodu. Pokud však budeme o magnetické asymetrii jako o vlastnosti se saturací, je možné tohoto faktu využít k odvození polohy rotoru. K tomu je použit měnič se napěťový signál  $v_i^a$  s úhlovou frekvencí  $\omega_i$  a to v estimované ose rotoru anebo v ose anizotropie, které se otáčejí přibližnou rychlostí rotoru. Při transformaci do souřadnicové soustavy rotoru je toto napětí rovné součinu rozptylových indukčností ( $L_{ql}$  a  $L_{dl}$ ) a rychlosti změny proudu. Je nutné podotknout, že tyto rozptylové indukčnosti jsou zarovnané podél osy anizotropie. Proudový vektor po transformaci do souřadnic statoru lze opět rozložit na pozitivní a negativní složku. Pozitivní složka je pak ještě jednou transformována, a to do referenčních souřadnic, kde je reálná část přímo úměrná odchylce od skutečné polohy rotoru (rozdíl mezi skutečnou polohou rotoru a referenční soustavou nebo osou anizotropie). Pro odstranění této odchylky je opět použit sledovací pozorovatel (tracking observer). Podrobnější popis algoritmu lze nalézt v literatuře [1] a [10].

#### c) Injektace spráženého magnetického toku v rotující q- ose (Flux linkage injection in rotating q-axis)

Princip metody spočívá v úvaze, že proud v q- a d- ose lze od sebe perfektně oddělit, a tedy příslušné magnetické toky se navzájem neovlivňují. Tedy změny proudu v q-ose neovlivní žádným způsobem d-osu. V případě vložení (injektace) vysokofrekvenčního proudu do q-osy, tak tento proud by se žádným způsobem neměl promítnout do osy d-. Pokud by se v této ose objevil, oddělení by nebylo perfektní. K dosažení tohoto oddělení je použit regulátor, který se snaží estimovanou polohu přiblížit skutečné poloze rotoru. Další informace o algoritmu a implementaci je možné nalézt v [1].

#### 3) S použitím umělé inteligence

Tyto metody jsou založeny na použití neuronových sítí, systémech na bázi fuzzy logiky a fuzzy neuronových sítích. Nevyžadují znalost matematického modelu stroje, vykazují dobré vlastnosti při potlačení šumu a mohou být upraveny tak, aby byly méně náchylné vůči změnám parametrů stroje. Vybrané metody jsou uvedeny v literatuře [66] [67] a další informace o použití umělé inteligence pro bezsenzorové řízení je možné nalézt v knize [5].

### 5. BEZSENZOROVÉ ŘÍZENÍ VYSOKORYCHLOSTNÍCH PMSM

Protože je tato rešerše vypracovávána za účelem nalezení vhodné metody pro řízení vysokorychlostních PMSM, je vhodné zmínit alespoň krátce současný stav v tomto směru.

Literatura [69] popisuje použití metody pro řízení 30kW generátoru s mikroturbínou. Řídicí algoritmus je rozdělen do dvou fází. V první fázi dochází k rozběhu motoru, kde je použita otevřená smyčka s V/f řízením bez zpětné vazby na polohu rotoru. K zajištění funkce motoru bez ztráty synchronizace je použit referenční mód, který byl nastaven v závislosti na mechanické analýze. Ve středních a vyšších otáčkách (zpravidla však při 600 ot/min) dochází k přechodu do druhé fáze algoritmu se zpětnovazebním řízením. V této fázi je použit estimátor polohy a rychlosti s pozorovatelem a snímání indukovaného napětí. Článek se zabývá spíše startovací fází a přechodem mezi fázemi, a tak neobsahuje zhodnocení kvality regulace při vyšších otáčkách.

Publikace [69] uvádí dva možné přístupy k bezsenzorovému vektorovému řízení. První spočívá v použití 3 diskretních hallových senzorů. Protože poskytují pouze hrubý odhad polohy rotoru a to v rozlišení  $\pm 30^\circ$ , byl pro tento případ navržen estimační algoritmus k získání přesné pozice rotoru. Jako druhá metoda byl navržen a použit algoritmus s regulátorem proudu. Z důsledku použití velkého výkonu, dead-time byl nastaven jako 3  $\mu s$ , což je relativně velké číslo v porovnání s obnovovací frekvencí PWM, která byla 33,33  $\mu s$ . Z tohoto důvodu bylo nutné zavést kompenzaci dead-time efektu. Dalším problémem bylo zvlnění proudu což vyžaduje použití precizního vzorkování. Pro odstranění zpoždění a šumu byl navržen analogový obvod. Navržené schéma pro řízení 131kW PMSM pro turbo kompresor mělo dobré výsledky až do rychlosti 65 000 otáček za minutu.

Článek [70] představuje V/f řízení a to s robustností na poruchové vlivy jako je vznícení paliva v mikroturbíně. Navržené řízení bylo ověřeno do 30 000 otáček za minutu.

### 6. ZHODNOCENÍ METOD

V následující tabulce 1 je krátké zhodnocení bezsenzorových metod řízení PMSM.

Metoda		Výhody	Nevýhody
S použitím základních budících signálů Neadaptivní	a) V/f řízení	Jednoduché a nízké náklady na implementaci Nižší nároky na výpočetní výkon Možné použití od nulových otáček	Konstantní rychlost/pohyb po rampě nebo předem definované křivce Změny parametrů (např. rušení, změna zátížení) mohou zapříčinit ztrátu synchronizace
	b) S použitím estimátoru (založené na emf)		
	c) Přímé řízení momentu		
S použitím základních budících signálů Adaptivní	a) MRAS s magnetickým modelem	Optimalizace pro změny zátížení Možnosti rozšíření algoritmu pro danou aplikaci a tím zlepšení robustnosti	Vyšší nároky na výpočetní výkon Náročnější algoritmy Komplikovanější matematické modely Bez indukovaného napětí nelze použít pro nízké otáčky
	b) S použitím pozorovatele redukovaného řádu		
	c) S použitím pozorovatele plného řádu		
S použitím injektovaných signálů		Lze použít od nulových otáček	Volba a použitelnost metody závisí na magnetické asymetrii stroje (saliency) Vyšší nároky na výpočetní výkon Přizpůsobení měniče pro injektaci signálu
S použitím umělé inteligence		Není nutné znát matematický model stroje Robustní vůči změnám parametrů stroje	Nároky na trénování neuronové sítě

Tabulka 1 Zhodnocení metod pro bezsenzorové řízení PMSM

## 7. ZÁVĚR

Na základě provedené rešerše je možné stanovit další směr výzkumu. Jedním z hlavních rozhodujících parametrů pro výběr metody bezsenzorového řízení PMSM je splnění limitní doby, ve které je nutné stanovit polohu rotoru a přizpůsobit tomu řídicí signály. Další důležitou vlastností je náchylnost funkčnosti metody na změnu parametrů motoru vlivem změny teploty při vysokých otáčkách a změnách zátížení. Naopak není nutné uvažovat o možnosti řízení motoru při nulových a nízkých otáčkách, protože o jeho pracovním nasazení se v těchto rychlostech neuvažuje. Proto může být metoda nasazena až po překonání určité hraniční oblasti rychlosti otáček, čímž by se mělo řízení usnadnit.

Jako jedna z prvních metod, která bude vyzkoušena pro bezsenzorové řízení PMSM, bude s použitím neuronových sítí. Tato metoda by měla být invariantní vůči změnám parametrů motoru, protože k řízení nepotřebuje znát model motoru a pracuje na základě učení se z naměřených dat. Na základě výsledků pak bude následně zvolen další postup.

## NOMENKLATURA

$L_d$  - indukčnost ve směru d-osy statoru (direct axis inductance), H

$L_q$  - indukčnost ve směru q-osy statoru (direct axis inductance), H

$L_{q1}$  - rozptylová indukčnost v q- ose

$L_{d1}$  - rozptylová indukčnost v d- ose

$L_{qq}$  - vlastní indukčnost statorového vinutí v q-ose v souřadnicové soustavě statoru, H

$L_{dd}$  - vlastní indukčnost statorového vinutí v d-ose v souřadnicové soustavě statoru, H

$L_{qd}$  - vzájemná indukčnost mezi q a d osou, H

$L_{dq}$  - vzájemná indukčnost mezi d a q osou, H

$R_d$  - odpor ve směru d-osy statoru,  $\Omega$

$R_q$  - odpor ve směru q-osy statoru,  $\Omega$

$i_{ds}$  - proud v d-ose vinutí, A

$i_{qs}$  - proud v q-ose vinutí, A

$v_{qs}$  - statorové napětí v q-ose v souřadnicové soustavě statoru, V

$v_{ds}$  - statorové napětí v d-ose v souřadnicové soustavě statoru, V  
 $\lambda_{ds}$  - spřažený magnetický tok indukovaný v d-ose vinutí (flux linkage), V-s  
 $\lambda_{qs}$  - spřažený magnetický tok indukovaný v q-ose vinutí (flux linkage), V-s  
 $\lambda_{af}$  - rotorový magnetický tok od permanentních magnetů (armature flux linkage), V-s  
 $\lambda_m$  - vzájemný magnetický tok ve vzduchové mezeře (mutual flux), V-s  
 $\theta_r$  - aktuální poloha (natočení) rotoru vůči statoru, rad  
 $\omega_r$  - electrical rotor speed, rad-s<sup>-1</sup>  
 $\omega_i$  - frekvence injektovaného napětí, rad-s<sup>-1</sup>  
 $T_{abc}$  - transformační matice, -  
 $i_{qs}^r$  - proud v q-ose v souřadnicové soustavě rotoru, A  
 $i_{ds}^r$  - proud v d-ose v souřadnicové soustavě rotoru, A  
 $v_{qs}^r$  - statorové napětí v q-ose v souřadnicové soustavě rotoru, V  
 $v_{ds}^r$  - statorové napětí v d-ose v souřadnicové soustavě rotoru, V  
 $i_{as}$  - proud ve fázi *a* statoru, A  
 $i_{bs}$  - proud ve fázi *b* statoru, A  
 $i_{cs}$  - proud ve fázi *c* statoru, A  
 $i_{abc}$  - vektor proudu *abc*  
 $v_{abc}$  - vektor napětí *abc*  
 $i_0$  - nulovací složka statorového proudu, A  
 $v_0$  - nulovací složka statorového napětí, V  
 $p_i$  - příkon, W  
 $T_e$  - moment motoru, N.m  
 $P$  - počet pólů stroje  
 $i_{dc}$  - stejnosměrný proud, A  
 $v_a, v_b, v_c$  - fázová napětí, V  
 $i_a, i_b, i_c$  - proud ve fázi, A  
 $\vec{e}_s$  - vektor indukovaného napětí  
 $\vec{\lambda}_s$  - vektor spřaženého magnetického toku  
 $e_{sa}, e_{s\beta}$  -  $\vec{e}_s$  v souřadnicové soustavě  $\alpha\beta$   
 $E$  - střední hodnota indukovaného napětí, V  
 $V$  - střední hodnota statorového napětí, V  
 $I_\alpha, I_\beta$  - proud v souřadnicové soustavě  $\alpha\beta$ , A  
 $T_1$  - moment zátěže, N.m  
 $\lambda_\alpha, \lambda_\beta$  - magnetický tok souřadnicové soustavě  $\alpha\beta$   
 $K_e$  - indukční konstanta v soustavě  $\alpha\beta$   
 $K_i, K_p$  - konstanty zesílení  
 $e_{as}$  a  $e_{\beta s}$  - indukovaná napětí (back-EMF) v soustavě  $\alpha\beta$   
 $\mathbf{x}$  - sloupcový vektor stavových veličin s počtem členů určený řádem systému  $n$   
 $\mathbf{u}$  - sloupcový vstupní vektor s počtem členů  $p$   
 $\mathbf{y}$  - výstupní vektor systému s počtem členů  $q$   
 $\mathbf{A}$  - čtvercová matice stavu (dynamiky) typu  $n \times n$   
 $\mathbf{B}$  - matice vstupu typu  $n \times q$ ,  
 $\mathbf{C}$  - matice výstupu typu  $p \times n$   
 $\mathbf{D}$  - průchozí matice typu  $p \times q$   
 $\tilde{\mathbf{x}}$  - estimovaný stav  
 $\tilde{\mathbf{y}}$  - estimovaný výstup  
 $\mathbf{K}_e$  - matice zesílení pozorovatele  
 $\mathbf{e}$  - počáteční vektor odchylky  
 $\hat{x}_q, \hat{x}_d$  - estimované stavy z referenčního modelu  
 $\tilde{x}_q, \tilde{x}_d$  - estimované stavy z adaptivního modelu

## REFERENCE

### *Knihy*

- [1] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*, 1 ed. Boca Raton, CRC Press, 2010.
- [2] J.F. Gieras, *Permanent Magnet Motor Technology: Design and Applications*. Boca Raton, CRC Press, 2010.
- [3] K. Rajashekara, A. Kawamura and K. Matsuse, *Sensorless Control of AC Motor Drives: Speed and Position Sensorless Operation*, 1. ed. New York, IEEE Press, 1996.
- [4] P. Krause, O. Wasynczuk, S. Sudhoff and S. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*, 3. ed. Hoboken, New Jersey, John Wiley & Sons, 2013.
- [5] P. Vas, *Sensorless vector and direct torque control*. New York, Oxford University Press, 1998
- [6] G.C. Goodwin, S.F. Graebe, M.E. Salgado, *Control system design*. Upper Saddle River, N. J, Prentice Hall, 2001.
- [7] K. Ogata, *Modern control engineering*. 5th ed. Boston, Prentice Hall, 2010

### *Reviews*

- [8] O. Benjak and D. Gerling, "Review of position estimation methods for IPMSM drives without a position sensor part I: Nonadaptive methods," in *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, 2010, pp. 1-6.
- [9] O. Benjak and D. Gerling, "Review of position estimation methods for IPMSM drives without a position sensor part II: Adaptive methods," in *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, 2010, pp. 1-6.
- [10] O. Benjak and D. Gerling, "Review of position estimation methods for PMSM drives without a position sensor, part III: Methods based on saliency and signal injection," in *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 873-878.
- [11] R. Bojoi, M. Pastorelli, J. Bottomley, P. Giangrande and C. Gerada, "Sensorless control of PM motor drives — A technology status review," in *Electrical Machines Design Control and Diagnosis (WEMDCD), 2013 IEEE Workshop on*, 2013, pp. 168-182.
- [12] D. Montesinos, S. Galceran, A. Sudria, O. Gomis and F. Blaabjerg, "Low cost sensorless control of permanent magnet motors - an overview and evaluation," in *Electric Machines and Drives, 2005 IEEE International Conference on*, 2005, pp. 1681-1688.
- [13] J. Holtz, "Developments in Sensorless AC Drive Technology," in *Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on*, 2005, pp. 9-16.

### *PMSM*

- [14] N. Bianchi and S. Bolognani, "Influence of rotor geometry of an IPM motor on sensorless control feasibility," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 1, pp. 87-96 2007.
- [15] M. Novák, "Stability issues of electromechanical systems with high-speed permanent magnet machines: Problematika stability elektromechanických systémů s vysokorychlostními stroji s permanentními magnety," Habilitation lectures, *Czech Technical University in Prague*, 2012.
- [16] P.H. Mellor, M.A. Al-Tae and K.J. Binns, "Open loop stability characteristics of synchronous drive incorporating high field permanent magnet motor," *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, vol. 138, no. 4, pp. 175-184 1991.
- [17] P.D.C. Perera, F. Blaabjerg, J.K. Pedersen and P. Thogersen, "A sensorless, stable V/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 3, pp. 783-791 2003.
- [18] P.D.C. Perera, "Sensorless control of permanent-magnet synchronous motor drives," Dissertation thesis, *Aalborg: Institute of Energy Technology, Aalborg University* 2002.

### *Neadaptivní - s měřením proudů a napětí (V/f řízení)*

- [19] R.S. Colby and D.W. Novotny, "An efficiency-optimizing permanent-magnet synchronous motor drive," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 3, pp. 462-469 1988.

- [20] P.S. Frederiksen, J. Birk and F. Blaabjerg, "Comparison of two, energy optimizing techniques for PM-machines," in *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON '94., 20th International Conference on*, 1994, pp. 32-37 vol.1.
- [21] Y. Nakamura, T. Kudo, F. Ishibashi and S. Hibino, "High-efficiency drive due to power factor control of a permanent magnet synchronous motor," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 10, no. 2, pp. 247-253 1995.

#### ***Neadaptivní - s použitím estimátoru***

- [22] R. Wu and G.R. Slemon, "A permanent magnet motor drive without a shaft sensor," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 5, pp. 1005-1011 1991.
- [23] M.A. Jabbar, M.A. Hoque and M.A. Rahman, "Sensorless permanent magnet synchronous motor drives," in *Electrical and Computer Engineering, 1997. Engineering Innovation: Voyage of Discovery. IEEE 1997 Canadian Conference on*, 1997, pp. 878-883 vol.2.
- [24] Jun Hu and Bin Wu, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 13, no. 5, pp. 969-977 1998.
- [25] J. Luukko, M. Niemela and J. Pyrhonen, "Estimation of rotor and load angle of direct-torque-controlled permanent magnet synchronous machine drive," *Electric Power Applications, IET*, vol. 1, no. 3, pp. 299-306 2007.
- [26] Joohn-Sheok Kim and Seung-Ki Sul, "New approach for the low-speed operation of PMSM drives without rotational position sensors," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 11, no. 3, pp. 512-519 1996.
- [27] Joohn-Sheok Kim and Seung-Ki Sul, "New approach for high-performance PMSM drives without rotational position sensors," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 12, no. 5, pp. 904-911 1997.
- [28] F. Genduso, R. Miceli, C. Rando and G.R. Galluzzo, "Back EMF sensorless-control algorithm for high-dynamic performance PMSM," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 6, pp. 2092-2100 2010.
- [29] Zhiqian Chen, M. Tomita, S. Doki and S. Okuma, "An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 2, pp. 288-295 2003.
- [30] M. Tomita, T. Senjyu, S. Doki and S. Okuma, "New sensorless control for brushless DC motors using disturbance observers and adaptive velocity estimations," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 2, pp. 274-282 1998.
- [31] S. Morimoto, K. Kawamoto, M. Sanada and Y. Takeda, "Sensorless control strategy for salient-pole PMSM based on extended EMF in rotating reference frame," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 4, pp. 1054-1061 2002.
- [32] H. Rasmussen and P. Vadstrup, "A novel back EMF observer for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors," in *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, 2005, pp. 4 pp.
- [33] B. Nahid-Mobarakeh, F. Meibody-Tabar and F. Sargos, "Back EMF estimation-based sensorless control of PMSM: Robustness with respect to measurement errors and inverter irregularities," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 2, pp. 485-494 2007.
- [34] Guen Bo Lee, Jun Seong Park, Sung Hun Lee and Young Ahn Kwon, "High-performance sensorless control of PMSM using back-EMF and reactive power," in *ICCAS-SICE, 2009*, 2009, pp. 407-411.
- [35] C.I. Vasilios and I.M. Nikolaos, "PMSM sliding mode observer for speed and position estimation using modified back EMF," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th*, 2008, pp. 1105-1110.

#### ***Neadaptivní - přímé řízení momentu***

- [36] M.-. Zolghadri, E.M. Oulasagasti and D. Roje, "Steady state torque correction of a direct torque controlled PM synchronous machine," in *Electric Machines and Drives Conference Record, 1997. IEEE International*, 1997, pp. MC3/4.1-MC3/4.3.
- [37] S. Ozcira, N. Bekiroglu and E. Aycicek, "Direct Torque Control of permanent magnet synchronous motor using LP filter," in *Electrical Machines, 2008. IECM 2008. 18th International Conference on*, 2008, pp. 1-5.
- [38] Xu Jiaqun, Ouyang Minggao and Tang Renyuan, "Study on direct torque control of permanent magnet synchronous motor in electric vehicle drive," in *Advanced Motion Control, 2006. 9th IEEE International Workshop on*, 2006, pp. 774-777.

- [39] Dan Sun, Yikang He and J.G. Zhu, "Sensorless direct torque control for permanent magnet synchronous motor based on fuzzy logic," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International*, 2004, pp. 1286-1291 Vol.3.

#### **Adaptivní – S magnetickým modelem a pozorovatelem**

- [40] Young Sam Kim, Sang Kyoong Kim and Young Ahn Kwon, "MRAS based sensorless control of permanent magnet synchronous motor," in *SICE 2003 Annual Conference*, 2003, pp. 1632-1637 Vol.2.
- [41] H. Rasmussen and P. Vadstrup, "A novel back EMF observer for sensorless control of interior permanent magnet synchronous motors," in *Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE*, 2005, pp. 4 pp.
- [42] S. Shinnaka, "New sensorless vector control using minimum-order flux state observer in a stationary reference frame for permanent-magnet synchronous motors," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 2, pp. 388-398 2006.
- [43] I. Boldea, M.C. Paicu, G. Andreescu and F. Blaabjerg, "'Active flux' DTFC-SVM sensorless control of IPMSM," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 24, no. 2, pp. 314-322 2009.
- [44] C. French and P. Acarnley, "Control of permanent magnet motor drives using a new position estimation technique," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 32, no. 5, pp. 1089-1097 1996.
- [45] N. Ertugrul and P. Acarnley, "A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 30, no. 1, pp. 126-133 1994.

#### **Adaptivní – S pozorovatelem redukováného řádu**

- [46] Yoon-Ho Kim and Yoon-Sang Kook, "High performance IPMSM drives without rotational position sensors using reduced-order EKF," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 4, pp. 868-873 1999.
- [47] R. Dhaouadi, N. Mohan and L. Norum, "Design and implementation of an extended kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 6, no. 3, pp. 491-497 1991.
- [48] S. Bolognani, R. Oboe and M. Zigliotto, "Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 1, pp. 184-191 1999.
- [49] S. Bolognani, L. Tubiana and M. Zigliotto, "Extended kalman filter tuning in sensorless PMSM drives," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 6, pp. 1741-1747 2003.
- [50] A. Qiu, Bin Wu and H. Kojori, "Sensorless control of permanent magnet synchronous motor using extended Kalman filter," in *Electrical and Computer Engineering, 2004. Canadian Conference on*, 2004, pp. 1557-1562 Vol.3.
- [51] Zedong Zheng, Yongdong Li and M. Fadel, "Sensorless control of PMSM based on extended kalman filter," in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2007, pp. 1-8.
- [52] Hyunbae Kim, M.C. Harke and R.D. Lorenz, "Sensorless control of interior permanent-magnet machine drives with zero-phase lag position estimation," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 6, pp. 1726-1733 2003.
- [53] M.C. Harke, L.A. de S.Ribeiro and R.D. Lorenz, "Disturbance rejection limitations of back-emf based sensorless PM drives," in *Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on*, 2007, pp. 1-10.
- [54] R.W. Hejny and R.D. Lorenz, "Evaluating the practical low-speed limits for back-EMF tracking-based sensorless speed control using drive stiffness as a key metric," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 3, pp. 1337-1343 2011.
- [55] Song Chi, Zheng Zhang and Longya Xu, "Sliding-mode sensorless control of direct-drive PM synchronous motors for washing machine applications," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 2, pp. 582-590 2009.
- [56] Hongryel Kim, Jubum Son and JangMyung Lee, "A high-speed sliding-mode observer for the sensorless speed control of a PMSM," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, no. 9, pp. 4069-4077 2011.
- [57] Kye-Lyong Kang, Jang-Mok Kim, Keun-Bae Hwang and Kyung-Hoon Kim, "Sensorless control of PMSM in high speed range with iterative sliding mode observer," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, 2004, pp. 1111-1116 vol.2.
- [58] Quang Nguyen Khanh, N.D. That, Quang Nguyen Hong and Q.P. Ha, "FPGA-based fuzzy sliding mode control for sensorless PMSM drive," in *Automation Science and Engineering (CASE), 2012 IEEE International Conference on*, 2012, pp. 172-177.

- [59] Nguyen Khanh Quang, Nguyen Trung Hieu, G.P. Hunter and Q.P. Ha, "FPGA-based sensorless PMSM drive using parallel reduced-order Extended Kalman Filter," in *Control, Automation and Information Sciences (ICCAIS), 2012 International Conference on*, 2012, pp. 164-169.
- [60] Yue Zhao, Wei Qiao and Long Wu, "Position extraction from a discrete sliding-mode observer for sensorless control of IPMSMs," in *Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on*, 2012, pp. 725-730.
- [61] S. Drakunov and V. Utkin, "Sliding mode observers. Tutorial," in *Decision and Control, 1995., Proceedings of the 34th IEEE Conference on*, 1995, pp. 3376-3378 vol.4.

#### **Adaptivní – S pozorovatelem plného řádu**

- [62] L.A. Jones and J.H. Lang, "A state observer for the permanent-magnet synchronous motor," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 36, no. 3, pp. 374-382 1989.
- [63] S. Po-ngam and S. Sangwongwanich, "Stability and dynamic performance improvement of adaptive full-order observers for sensorless PMSM drive," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 2, pp. 588-600 2012.
- [64] M. Comanescu and T.D. Batzel, "Full order EMF observer for PMSM — design, analysis and performance under improper speed signal," in *Systems Conference, 2010 4th Annual IEEE*, 2010, pp. 86-90.
- [65] Junfeng Xu, Fengyan Wang, Shaofeng Xie, Jianping Xu and Jianghua Feng, "A new control method for permanent magnet synchronous machines with observer," in *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, 2004, pp. 1404-1408 Vol.2.

#### **S použitím umělé inteligence**

- [66] T.D. Batzel and K.Y. Lee, "An approach to sensorless operation of the permanent-magnet synchronous motor using diagonally recurrent neural networks," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 1, pp. 100-106 2003
- [67] Ming-Hung Chang, Hung-Ching Lu and Cheng-Hung Tsai, "Fuzzy neural network design with switching strategy for permanent-magnet synchronous motor speed controller," in *Systems, Man and Cybernetics, 2007. ISIC. IEEE International Conference on*, 2007, pp. 882-887.

#### **Bezsenzorové řízení vysokorychlostních PMSM**

- [68] Yanming Li, Hong Guo, Qingming Xie and Peng Yuan, "Research on the control method for the start of microturbine generation system," in *Information and Automation (ICIA), 2010 IEEE International Conference on*, 2010, pp. 359-364.
- [69] Bon-Ho Bae, Seung-Ki Sul, Jeong-Hyeck Kwon and Ji-Seob Byeon, "Implementation of sensorless vector control for super-high-speed PMSM of turbo-compressor," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 3, pp. 811-818 2003.
- [70] M. Morimoto, K. Aiba, T. Sakurai, A. Hoshino and M. Fujiwara, "Position sensorless starting of super high-speed PM generator for micro gas turbine," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 53, no. 2, pp. 415-420 2006.