



**FAKULTA
ELEKTROTECHNICKÁ**
ZÁPADOČESKÉ
UNIVERZITY
V PLZNI

2011

Pracoviště: Regionální inovační centrum elektrotechniky,
Fakulta elektrotechnická

Výzkumná zpráva č.: 22190 - 059 - 2011

Bezsenzorové řízení klasických synchronních strojů

Druh úkolu: Vědecko-výzkumný
Řešitelé: Ing. Tomáš Glasberger, Ph.D.
Vedoucí úkolu: doc. Ing. Zdeněk Peroutka, Ph.D.
Počet stran: 23
Datum: únor 2011
Revize: 2

Tato práce vznikla s podporou projektu GA ČR P102/11/037

Anotace

Tato práce obsahuje popis existujících algoritmů bezsenzorových řízení klasických synchronních strojů (se stejnosměrným budícím vinutím), a to s hladkým rotorem i s vyniklými póly.

Seznam symbolů a zkratek

$\overline{u}_s$	vektor statorového napětí,
$\overline{i}_s$	vektor statorového proudu,
$\overline{\psi}_s$	vektor statorového magnetického toku,
ψ_d^a	aktivní magnetický tok,
L_d, L_q	indukčnosti v osách d a q ,
L_{md}	magnetizační indukčnost v ose d ,
$L_{s\sigma}$	statorová rozptylová indukčnost,
ω_{re}	elektrická rychlost rotoru,
β_F	budící proud přepočtený na stator,
R_s	statorový odpor,
$\overline{u}_{comp}$	kompenzační vektor napětí,
ϑ_{er}	elektrická poloha rotoru,
ϑ_{er0}	počáteční poloha rotoru,
T_{vz}	perioda vzorkování,
i_α, i_β	složky statorového proudu v systému $\alpha\beta$,
L_{af}	je maximální vzájemná indukčnost mezi budícím a statorovým vinutím,
I_{F1}	základní harmonická injektovaného vf budícího proudu,
ω_F	frekvence injektovaného vf budícího proudu,
$E_{U(fh1)}$	obálka indukovaného napětí ve fázi U,
$E_{UV(fh1)}$	obálka indukovaného napětí mezi fázemi U a V,
y	výstupní veličina integrátoru,
x, y, z	veličiny z definice přenosu modifikovaného integrátoru,
ω_c	zlomová frekvence z definice přenosu modifikovaného integrátoru,

Obsah

1 Úvod	4
2 Metoda č. 1 – Vektorové řízení založené na aktivním toku	5
2.1 Model synchronního motoru s aktivním tokem	5
2.2 Stavový observer	6
2.2.1 Observer aktivního toku	6
2.2.2 Estimátor polohy a rychlosti rotoru	6
2.2.3 Kompletní stavový observer	6
2.3 Zjišťování počáteční polohy rotoru	7
2.4 Použité vektorové řízení	8
2.5 Dílčí závěry	9
3 Metoda č. 2 – Bezsenzorový rozběh pro synchronní motory bez tlumiče a s proudovým měničem	10
3.1 Detekce polohy rotoru	10
3.2 Dílčí závěry	11
4 Metoda č. 3 – Jednoduché bezsenzorové řízení pro vysokonapěťové synchronní pohony	12
4.0.1 Způsob estimace počáteční polohy	12
4.1 Dílčí závěry	13
5 Metoda č. 4 – Rozšířený Kalmanův filtr	14
5.1 Dílčí závěry	15
6 Metoda č. 5 – Proudový střídač a upravená integrace	18
6.1 Estimace toku a rychlosti	18
6.1.1 Modifikovaný integrátor	18
6.2 Dílčí závěry	19
Literatura	21

1 Úvod

Pro kvalitní regulaci rychlosti, polohy nebo momentu pohonů se synchronními stroji je nutné znát přesnou polohu rotoru pro vyhodnocování polohy magnetického toku. Čidla polohy jsou ovšem relativně drahá a choulostivá zařízení, navíc jako další mechanická část mohou snižovat spolehlivost celého systému. Cílem mnoha vědeckých a výzkumných prací je tedy vyvinout bezsenzorové řízení, které pracuje v celém otáčkovém rozsahu stroje, přičemž velmi důležité je vyhodnocení polohy rotoru v případě, kdy pohon stojí, nebo se otáčí velmi nízkou rychlostí (týká se zejména pohonů velkých výkonů nebo s velkým momentem setrvačnosti – trakční aplikace, těžní stroje, mlýny, válcovací stolice, čerpadla apod.).

V literatuře je zpracována řada metod, využívající různé principy (upravené napěťové modely, pozorovatele magnetického toku, rozšířený Kalmanův filtr atd. V literatuře se nevyskytují metody založené na injektáži vysokofrekvenčního signálu. Podle autorů se tyto metody více či méně blíží ke stavu, ve kterém jsou schopny určit polohu rotoru při nulových otáčkách. Většinou se ale minimální estimovaná rychlost blíží desetinám Hz.

Dále byly publikovány metody bezsenzorového řízení pro proudové střídače a metody, kde je rozlišováno, zda jde o motor s tlumičem nebo bez tlumiče.

2 Metoda č. 1 – Vektorové řízení založené na aktivním toku

2.1 Model synchronního motoru s aktivním tokem

Tato metoda vychází z [1]. Jako aktivní tok se zde považuje magnetický tok spolupodílející se na produkci momentu stroje a je zarovnán s osou d. Tento vektor je získán jako $\bar{\psi}_s - L_q \cdot \bar{i}_s$ zkombinováním napěťového a proudového modelu stroje a díky závislosti indukčnosti na magnetizačním proudu $L_q(i_m)$. Práce dále obsahuje postup indentifikace magnetizační křivky a zjišťování počáteční polohy rotoru. Činnost estimátoru byla ověřena na laboratorním modelu pohonu o jmenovitém výkonu zhruba 10 kW.

Aktivní tok se dále bude označovat ψ_d^a . Moment stroje se potom dá psát jako (1):

$$M = \frac{3}{2} \cdot p_p \cdot \psi_d^a \cdot i_q \quad (1)$$

$$\psi_d^a = L_{md} \cdot i_F + (L_d - L_q) \cdot i_d \quad (2)$$

$$L_{md} = L_d - L_{s\sigma}$$

V rotorových souřadnicích lze popsat model stroje:

$$\bar{u}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + j\omega_{re} \bar{\psi}_s \quad (3)$$

$$\bar{\psi}_s = L_{md} \cdot i_F + L_d \cdot i_d + j \cdot L_q \cdot i_q \quad (4)$$

Potom z (2) a (4) plyne:

$$\psi_d^a = \bar{\psi}_s - L_q \cdot \bar{i}_s \quad (5)$$

Dosazením (5) do (3) a po úpravě vyjde:

$$\bar{u}_s = R_s \cdot \bar{i}_s + L_q \cdot \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{d\bar{\psi}_d^a}{dt} + j\omega_r \cdot (L_q \cdot \bar{i}_s + \psi_d^a) \quad (6)$$

Tím se podařilo popsat synchronní stroj jako motor s hladkým rotorem s indukčností L_q a novým vektorem toku $\bar{\psi}_d^a$ synchronizovaného s polohou rotoru.

2.2 Stavový observer

2.2.1 Observer aktivního toku

Rovnice (5) a (3) vedou přímo na observer toku ve statorovém souřadném systému (horní index ^s):

$$\bar{\psi}_s^s = \int \bar{u}_s^s - R_s \cdot \bar{i}_s^s + \bar{u}_{comp} dt, \quad (7)$$

$$\bar{\psi}_d^{as} = \bar{\psi}_s^s - L_q(i_m) \bar{i}_s^s, \quad \bar{i}_m = i_d + i_F + j i_q \quad (8)$$

kde $\bar{u}_{comp}$ je kompenzační vektor, který zachycuje offset integrálu, chybu v počátečních podmínkách, změnu velikosti statorového odporu v závislosti na teplotě, nelinearity měniče tak, aby observer bylo možné použít v širokém rozmezí otáček. Bohužel se autoři o určení této veličiny v práci dále nezmiňují.

Pro vektor aktivního toku svázaný s polohou rotoru ϑ_{er} lze psát:

$$\bar{\psi}_d^{as} = \psi_d^a \cdot (\cos \vartheta_{er} + j \cdot \sin \vartheta_{er}) = \psi_{d\alpha}^a + j \cdot \psi_{d\beta}^a \quad (9)$$

2.2.2 Estimátor polohy a rychlosti rotoru

V případě, že byl použit observer z rovnic (7) – (9), tak jsou k dispozici složky vektoru toku. Z těch lze určit polohu rotoru:

$$\hat{\vartheta}_{er} = \arctg \frac{\hat{\psi}_{d\beta}^a}{\hat{\psi}_{d\alpha}^a} \quad (10)$$

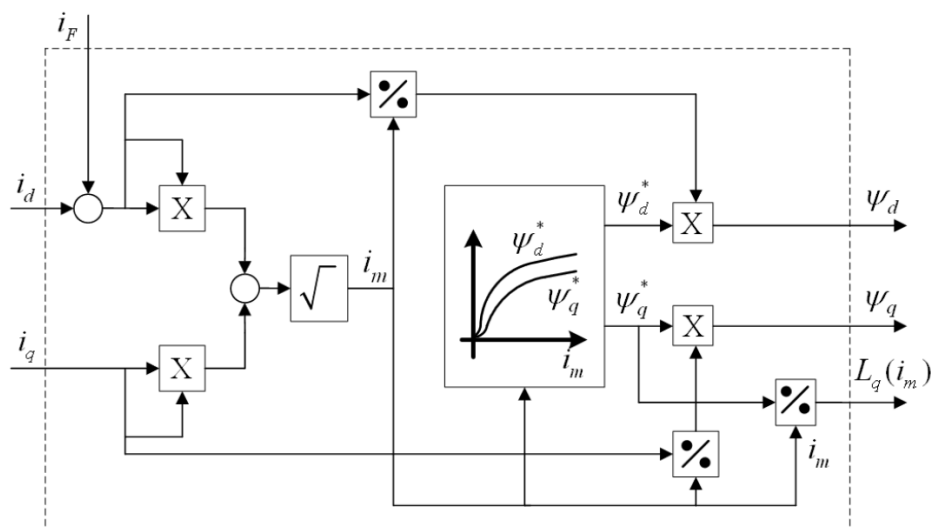
Rychlost lze potom estimovat podle následujícího vztahu:

$$\hat{\omega}_r = \frac{d\vartheta_{er}}{dt} = \frac{\psi_{d\alpha}^a(k-1) \cdot \psi_{d\beta}^a(k) - \psi_{d\beta}^a(k-1) \cdot \psi_{d\alpha}^a(k)}{T_{vz}(\psi_d^a)^2} \quad (11)$$

Rychlost by měla být pro výpočet filtrována, je dále použita pro rychlostní regulační smyčku a pro odvazbení napětí v osách dq (kompenzace indukovaného napětí).

2.2.3 Kompletní stavový observer

Kompletní observer je zobrazen na Obr. 1. Jak je vidět z obrázku, struktura se zabývá i vlivem saturace, princip je zachycen na Obr. 2.

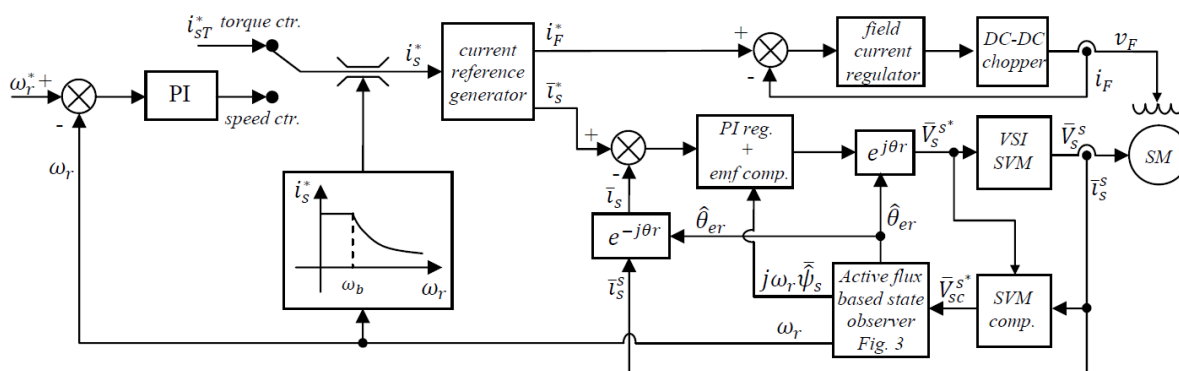


Obr. 2: Výpočet vlivu saturace v modelu.

počáteční polohy byla 5° elektrických.

2.4 Použité vektorové řízení

Navržené a v práci použité vektorové řízení je na Obr. 3. Observer aktivního toku je použit pro estimaci polohy a rychlosti rotoru bez nutnosti uvažování vyniklých pólů stroje. Dále obsahuje optimalizované řízení proudů i_d^* , i_q^* a i_F^* podle [2].



Obr. 3: Použité vektorové řízení.

2.5 Dílčí závěry

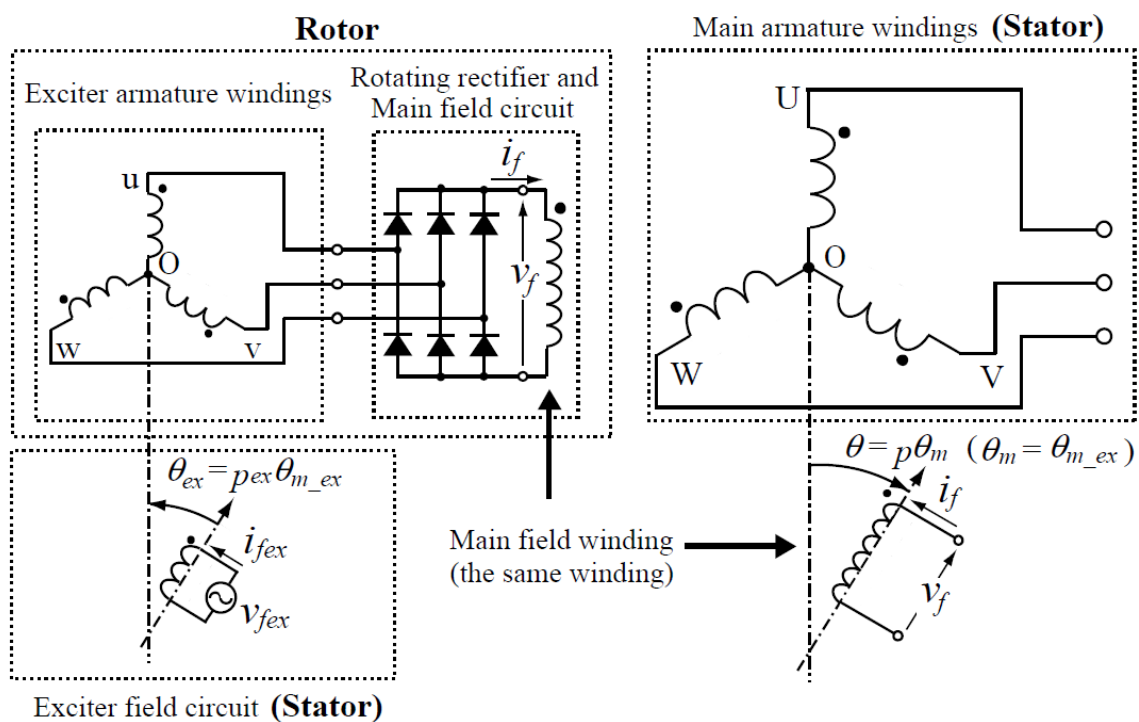
Metoda estimace rychlosti a polohy rotoru na bázi aktivního toku je založena na kompenzovaném napěťovém modelu. Práce se zabývá i estimací počáteční polohy pomocí měření odezvy statoru (statorového proudu) na průchod budícího proudu rotorem od nuly po dvojnásobek jmenovité hodnoty. Dále je v práci zaveden vliv saturace magnetického obvodu do regulační struktury. Výsledky navržených metod byly ověřeny experimentálně na modelu o výkonu kolem 10 kW.

3 Metoda č. 2 – Bezsenzorový rozběh pro synchronní motory bez tlumiče a s proudovým měničem

Tento popis vychází z [3] a [4]. V práci je použit proudový střídač – zřejmě jde o variantu ventilového pohonu.

3.1 Detekce polohy rotoru

V práci se využívá principu detekce založené na změně budícího proudu. V tomto případě jde ovšem o motor bezkartáčový vybavený rotačním usměrňovačem. Postupuje se tedy tak, že se budící napětí napájí střídavým proudem, které je usměrněno rotačním usměrňovačem, tento stejnosměrný proud potom vytváří vlastní budící pole a jeho účinky se měří ve statoru, viz Obr. 4. Ve výsledku jde o princip injektáže vysokofrekvenčního signálu do budícího vinutí stroje.



Obr. 4: Ekvivalentní obvod bezkartáčového synchronního motoru.

Pokud se do rotoru injektuje vf signál o frekvenci f_f , vyhodnocuje se obálka napětí indukovaného ve statoru (napětí je filtrováno). Polohu lze potom spočítat podle vztahu:

$$p_p \cdot \vartheta_m = \vartheta = \arctg \frac{E_{VU(fh1)} + 0,5 \cdot (E_{UV(fh1)} + E_{WU(fh1)})}{\sqrt{3}/2 \cdot (-E_{UV(fh1)} + E_{WU(fh1)})} \quad (13)$$

kde jednotlivá napětí lze spočítat podle vztahu:

$$E_{U(fh1)} = L_{af} \cdot I_{F1} \cdot \omega_f \cdot \cos(p_p \cdot \vartheta_m) \quad (14)$$

Pro sdružená indukovaná napětí lze potom psát:

$$\begin{aligned} E_{UV(fh1)} &= \sqrt{3} \cdot L_{af} \cdot I_{F1} \cdot \omega_f \cdot \left[-\sin\left(p_p \cdot \vartheta_m - \frac{\pi}{3}\right) \right] \\ E_{VW(fh1)} &= \sqrt{3} \cdot L_{af} \cdot I_{F1} \cdot \omega_f \cdot \sin(p_p \cdot \vartheta_m) \\ E_{WU(fh1)} &= \sqrt{3} \cdot L_{af} \cdot I_{F1} \cdot \omega_f \cdot \left[-\sin\left(p_p \cdot \vartheta_m + \frac{\pi}{3}\right) \right] \end{aligned} \quad (15)$$

3.2 Dílčí závěry

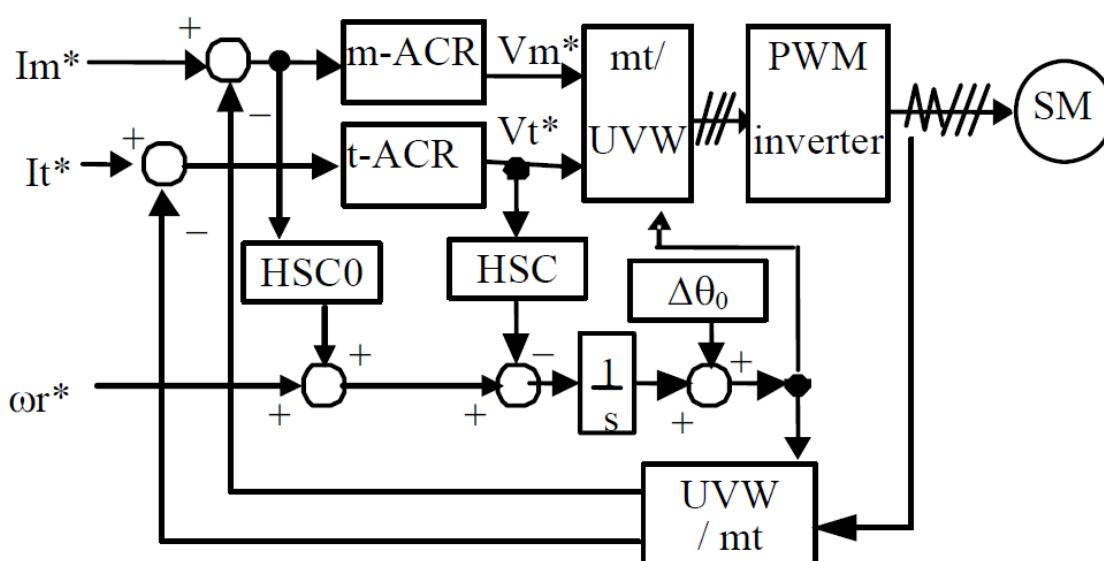
V této práci autoři používají pro vyhodnocení počáteční polohy princip injekece vf signálu do budícího vinutím s tím, že měří odezvu (obálku) napětí indukovaného do statoru, z kterého potom vypočítají polohu rotoru (jak v klidu, tak při rotaci konstantní rychlostí). Dle doložených experimentů na modelu o výkonu zhruba 2 kW lze touto metodou motor rozběhnout. Nezmiňují se o tom, že by ve vyšších otáčkách využívali pro estimaci polohy a rychlosti jinou metodu. Dále existuje práce, ve které autoři počítají s vlivem tlumiče na estimaci počáteční polohy [4].

4 Metoda č. 3 – Jednoduché bezsenzorové řízení pro vysokonapěťové synchronní pohony

Podrobný popis této metody je v [5]. Tato metoda se snaží řídit motor tak, aby byl schopen vytvořit při rozběhu moment a zároveň se snaží odstranit kývání stroje při rozběhu. Při startu musí být řešeny následující úkoly:

- Estimace polohy magnetického toku.
- Snížení zpětné rotace, zakázané např. z hlediska mechanického.
- Potlačení kývání při akceleraci.

Obr. 5 znázorňuje blokové schéma popisované metody pro řízení motoru při nízkých frekvencích. Při vyšších frekvencích je potom využito některé z variant klasických vektorových řízení. HSC znamená Hunting torque Suppression Control, bloky HSC0 a θ_0 slouží k nastavení fáze a frekvence pro estimaci počáteční polohy magnetického toku při startu motoru.

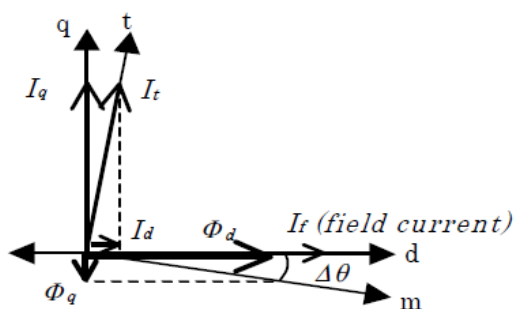


Obr. 5: Blokové schéma řízení při nízkých otáčkách.

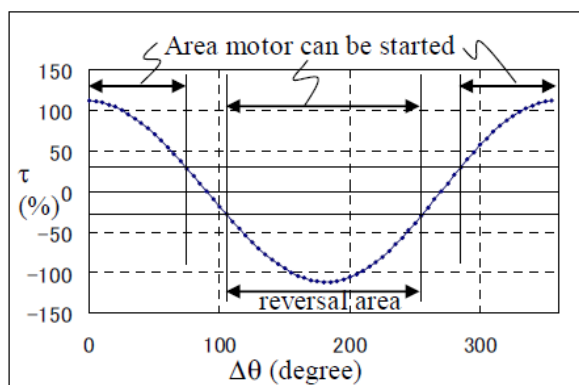
4.0.1 Způsob estimace počáteční polohy

Vychází se z obr. 6. V práci nejsou popsány jednotlivé veličiny, předpokládám, že osy m a t představují rotující souřadný systém. Na obr. 7 jsou znázorněny oblasti, kdy může být motor startován. Postup metody je takový, že se pokusně zatočí s motorem a rotor se v tom případě

dostane do některé polohy, ve které již bude možné startovat. Z tohoto hlediska se mi jeví tato metoda dále nepoužitelná pro náročné pohony.



Obr. 6: Vektorový diagram stroje.



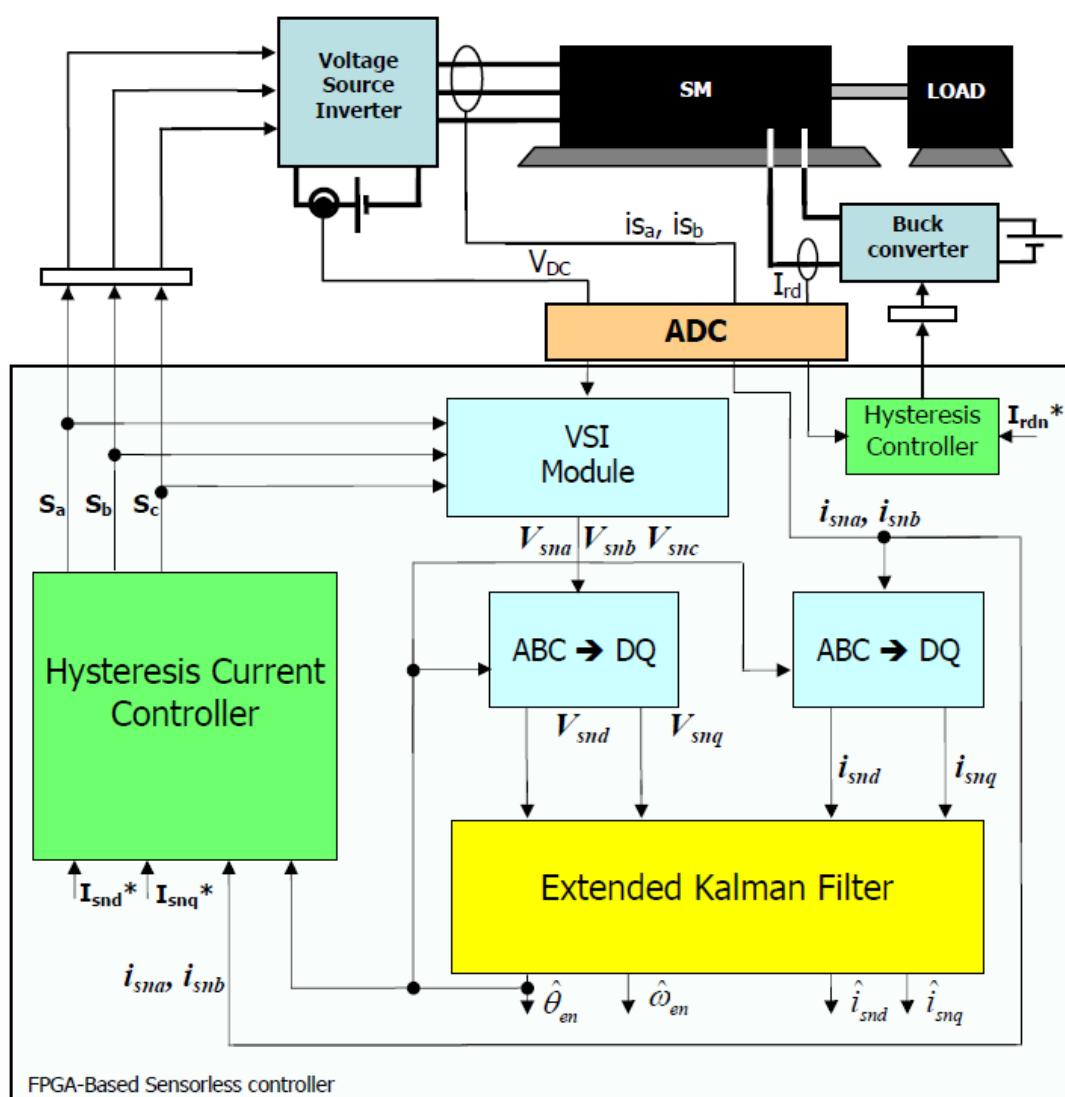
Obr. 7: Možné oblasti startování stroje.

4.1 Dílčí závěry

Dle autorů jde o jednoduchou metodu rozběhu synchronního stroje, ovšem za předpokladu, že s motorem lze pootočit tak, aby se rotor dostal do pozice, kdy je možné pomocí navrhovaného řízení produkovat moment. Z tohoto hlediska se jeví tato metoda jako zbytečná (pro náročné pohony), i když ji autoři testovali experimentálně na pohonu o výkonu 1250 kW/6 kV.

5 Metoda č. 4 – Rozšířený Kalmanův filtr

Tato práce je podrobně popsána v [6]. Je určena pro stroje s vyniklými póly. Jako regulátor se zde využívá FPGA pro možnost provádění paralelních výpočtů, což vede na značné zkrácení potřebného strojového času na výpočet algoritmu s EKF. Základní regulační struktura je znázorněna na 8. V tomto případě jsou napěťový střídač i budící měnič řízeny dvouhodnotovým řízením. EKF je použit pro estimaci polohy a rychlosti rotoru stroje pomocí normovaného dq modelu stroje, který je odvozen s tzv. hypotézou nekonečné setrvačnosti, viz [7],[8], což znamená, že dynamika změny rychlosti je zanedbána z hlediska rychlosti změny rychlosti elektrických parametrů.



Obr. 8: Blokové schéma řízení s EKF.

Lze psát:

$$\dot{x} = f(x_n, u_n) + w, \quad (16)$$

$$y = H \cdot x_n + v$$

kde x_n je normalizovaný stavový vektor, u_n je normovaný vstupní vektor a y_n výstupní vektor. Veličiny w a v charakterizují poruchy a jsou popsány Gaussovým šumem (tady přesně neznám českou terminologií – zero-mean Gaussian noise) a jsou charakterizovány kovariančními maticemi Q a R .

$$x_n = \begin{bmatrix} \frac{i_{sd}}{I_B} & \frac{i_{sq}}{I_B} & \frac{\omega_e}{\omega_B} & \frac{\theta_e}{\theta_B} \end{bmatrix}^T; u_n = \begin{bmatrix} \frac{v_{sd}}{V_B} & \frac{v_{sq}}{V_B} \end{bmatrix}^T; y_n = \begin{bmatrix} \frac{i_{sd}}{I_B} & \frac{i_{sq}}{I_B} \end{bmatrix}^T$$

$$f(x_n, u_n) = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_{sd}} \cdot i_{snd} + \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \cdot \omega_B \cdot \omega_{en} \cdot i_{snq} \\ \frac{-R_s}{L_{sq}} \cdot i_{snq} - \left(\frac{L_{sd}}{L_{sq}} \cdot i_{snd} - \frac{M_{sr} \cdot I_{md}}{L_{sq}} \right) \cdot \omega_B \cdot \omega_{en} \\ 0 \\ \frac{\omega_B}{\theta_B} \cdot \omega_{en} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_B}{I_B \cdot L_{sd}} & 0 \\ 0 & \frac{V_B}{I_B \cdot L_{sq}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot u_n; H_n = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

Obr. 9: Matice pro EKF.

K výpočtu se dále využívá Eulerova metoda prvního řádu.

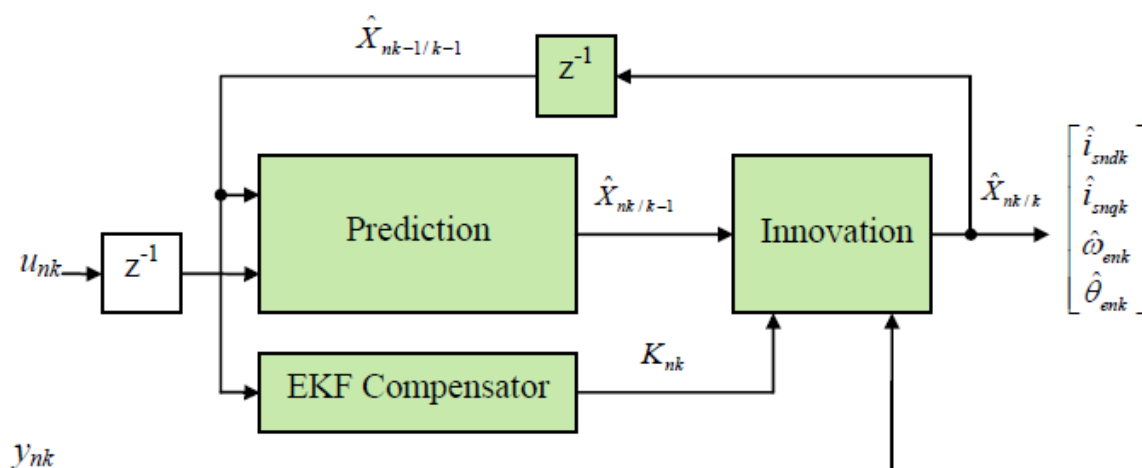
Na obr. 10 je znázorněno přehledové schéma využití EKF v algoritmu řízení. Řešení je provedeno ve dvou krocích – predikce a inovace. V první řadě se predikuje stavový vektor $\hat{X}_{nk/k-1}$ využitím systémového modelu u_{nk-1} a $\hat{X}_{nk-1/k-1}$. Po dokončení tohoto kroku se spouští krok inovace, který spočívá v kompenzaci predikovaného vektoru $\hat{X}_{nk/k-1}$ pomocí Kalmanova zesílení K_{nk} a změřeného vektoru y_{nk} , z čehož je výstupem optimální vektor $\hat{X}_{nk/k}$. Na obr. 11 jsou potom znázorněny v každém kroku prováděné rovnice.

5.1 Dílčí závěry

Metoda využívá k estimaci polohy a rychlosti rotoru synchronního stroje algoritmus EKF. Algoritmus řízení s EKF implementovali do FPGA (kvůli výpočetní náročnosti) a vyzkoušeli

na laboratorním pohonu o výkonu 800 W . Dobu kompletního výpočtu uvádějí okolo $22\text{ }\mu\text{s}$. Autoři se hodně odkazují na další své články, ty budou podrobeny další rešerši.

V práci jsou dále uvedeny podrobné parametry laboratorního modelu a hodnoty kovariančních matic EKF.



Obr. 10: Blokové schéma řešení výpočtu s EKF.

Table I
EKF Algorithm

Prediction Step	
	$\hat{X}_{nk/k-1} = \hat{X}_{nk-1/k-1} + T_s \cdot f(\hat{X}_{nk-1/k-1}, u_{nk-1})$ (5)
EKF Compensator – Kalman gain calculation	
Jacobian matrix :	$Fd_{nk} = \left. \frac{\partial(\hat{x}_{nk-1} + T_s \cdot f(\hat{x}_{nk-1}, u_{nk-1}))}{\partial x_n} \right _{x_n = \hat{x}_{nk-1/k-1}}$ (6)
Covariance matrix prediction :	$P_{nk/k-1} = Fd_{nk} \cdot P_{nk-1/k-1} \cdot Fd_{nk}^t + Q$ Initial condition P_0 (7)
Kalman gain calculation :	$K_{nk} = P_{nk/k-1} \cdot H_{nk}^t \cdot (H_{nk} P_{nk/k-1} H_{nk}^t + R)^{-1}$ (8)
Updating covariance matrix :	$P_{nk/k} = P_{nk/k-1} - K_{nk} H_{nk} P_{nk/k-1}$ (9)
Innovation step	
	$\hat{X}_{nk/k} = \hat{X}_{nk/k-1} + K_{nk} (y_{nk} - H_{nk} \hat{X}_{nk/k-1})$ (10)

Obr. 11: Tabulka prováděných rovnic v každém kroku estimace pomocí EKF.

6 Metoda č. 5 – Proudový střídač a upravená integrace

Tato práce je podrobně popsána v [9]. Využívá řízený pohon s proudovým střídačem. Pro estimaci polohy je využit napěťový model s upravenou integrací, který má fungovat i ve velmi nízkých otáčkách, ale bohužel ne v případě, kdy rotor stojí.

6.1 Estimace toku a rychlosti

Aby se autoři vyhnuli potížím s použitím filtru typu dolní propust místo integrátoru (který zase přináší problémy při stanovení počátečních podmínek a stejnosměrného offsetu), tzn. zejména změna ve fázi a amplitudě singálu v případě nízkých frekvencí, používají tzv. modifikovaný integrátor pro estimaci magnetického toku z indukovaného napětí.

6.1.1 Modifikovaný integrátor

Matematický zápis integrátoru je:

$$y = \frac{1}{p + \omega_c} \cdot x + \frac{\omega_c}{p + \omega_c} \cdot z, \quad (17)$$

kde lze říct, že v případě $y = z$ jde o klasický integrátor a v případě $z = 0$ jde o přenos dolnopropustného filtru.

Na následujícím obr.12 je vidět navržený způsob estimace magnetického toku. Ten pracuje v oblasti, kde je amplituda výstupního signálu menší než nastavený limit, jako normální integrátor. Modifikovaný integrátor má dosahat mnohem lepších výsledků v případě nízkých frekvencí vstupního signálu ve srovnání s dolnopropustným filtrem. Prakticky má být omzeovač nastaven na referenční tok.

Dále se při estimaci toku a rychlosti postupuje standardním způsobem. Určí se úhel natočení ϑ toku $\lambda = \psi_s$ z napěťové rovnice motoru a rychlost:

$$\omega_s = \frac{\psi_\alpha \cdot emf_\beta - \psi_\beta \cdot emf_\alpha}{\psi_s^2}, \quad (18)$$

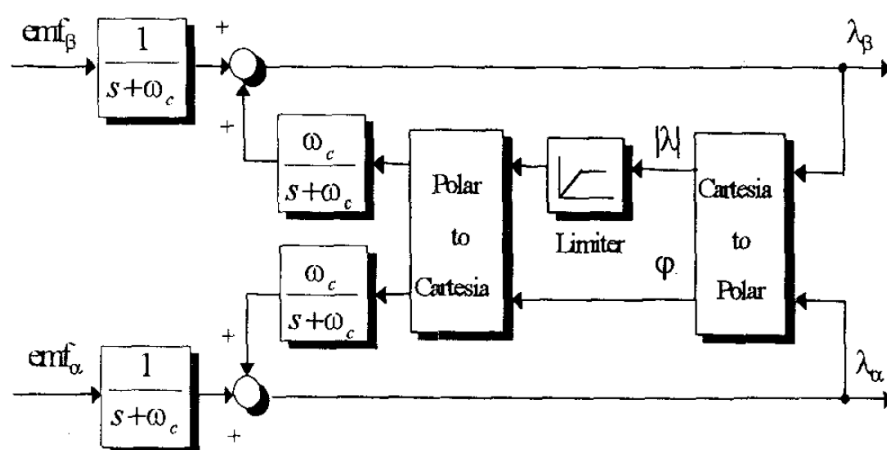
nebo diskrétně:

$$\omega_s(k) = \frac{\psi_\alpha(k-1) \cdot \psi_\beta(k) - \psi_\beta(k-1) \cdot \psi_\alpha(k)}{\psi_s^2 \cdot T_{vz}}, \quad (19)$$

V práci ještě navíc používají filtr se zlomovou frekvencí $f_c = 20 \text{ Hz}$ pro vyhlazení průběhu rychlosti.

6.2 Dílčí závěry

V práci se pro estimaci magnetického toku statoru a jeho rychlosti využívá upravený integrátor, který funguje pro velmi nízké frekvence do $(0,5 \text{ Hz})$. Přesnost vyhodnocení se neuvádí, testováno v laboratoři na stroji o výkonu cca 4 kW .



Obr. 12: Estimátor toku s modifikovaným integrátorem.

Literatura

- [1] Boldea, I.; Andreescu, G. D.; Rossi, C.; aj.: Active flux based motion-sensorless vector control of DC-excited synchronous machines. In *Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ECCE 2009*, 2009, s. 2496–2503, doi:10.1109/ECCE.2009.5316509.
- [2] Rossi, C.; Casadei, D.; Pilati, A.; aj.: Wound Rotor Salient Pole Synchronous Machine Drive for Electric Traction. In *Proc. 41st IAS Annual Meeting Industry Applications Conf. Conf. Record of the 2006 IEEE*, ročník 3, 2006, s. 1235–1241, doi:10.1109/IAS.2006.256689.
- [3] Kato, Y.; Nishikata, S.: Studies on a sensorless starting method for self-controlled synchronous motors without. In *Proc. Int. Conf. Electrical Machines and Systems ICEMS 2009*, 2009, s. 1–5, doi:10.1109/ICEMS.2009.5382831.
- [4] Hasegawa, C.; Nishikata, S.: A sensorless rotor position detecting method for self-controlled synchronous motors. In *Proc. Int. Conf. Electrical Machines and Systems ICEMS 2008*, 2008, s. 1017–1021.
- [5] Nagata, K.; Nemoto, H.; Katayama, T.; aj.: A simple sensorless control for medium voltage synchronous motor drives. In *Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conf. PESC 2008*, 2008, s. 2832–2837, doi:10.1109/PESC.2008.4592376.
- [6] Idkhajine, L.; Monmasson, E.; Maalouf, A.: FPGA-based Sensorless controller for Synchronous Machine using an Extended Kalman Filter. In *Proc. 13th European Conf. Power Electronics and Applications EPE '09*, 2009, s. 1–10.
- [7] Bolognani, S.; Zigliotto, M.; Zordan, M.: Extended-range PMSM sensorless speed drive based on stochastic filtering. ročník 16, č. 1, 2001: s. 110–117, doi:10.1109/63.903995.
- [8] Bolognani, S.; Tubiana, L.; Zigliotto, M.: Extended Kalman filter tuning in sensorless PMSM drives. ročník 39, č. 6, 2003: s. 1741–1747, doi:10.1109/TIA.2003.818991.
- [9] Hu, J.; Wu, B.: Field oriented control CSI synchronous motor drive without shaft sensors. In *Proc. Conf. Int Power Electronics and Drive Systems*, ročník 2, 1997, s. 798–803, doi:10.1109/PEDS.1997.627484.

Seznam obrázků

1	Kompletní stavový observer.	7
2	Výpočet vlivu saturace v modelu.	8
3	Použité vektorové řízení.	8
4	Ekvivalentní obvod bezkartáčového synchronního motoru.	10
5	Blokové schéma řízení při nízkých otáčkách.	12
6	Vektorový diagram stroje.	13
7	Možné oblasti startování stroje.	13
8	Blokové schéma řízení s EKF.	14
9	Matice pro EKF.	15
10	Blokové schéma řešení výpočtu s EKF.	17
11	Tabulka prováděných rovnic v každém kroku estimace pomocí EKF.	17
12	Estimátor toku s modifikovaným integrátorem.	20

Historie revizí

Rev.	Kapitola	Popis změny	Datum, Jméno/Odd.
1	Vše		24.2.2011, Glasberger/KEV
2	Závěr	Doplněn závěr	3.3.2011, Glasberger/KEV
2	6	Doplněna	3.3.2011, Glasberger/KEV