

Bezensorové řízení vysokorychlostního synchronního motoru s permanentními magnety s minimalizací chyby odhadu

Kostiantyn Mykhailov^{*1}, Zdeněk Novák²

¹ ČVUT v Praze, Fakulta strojní, Ústav přístrojové a řídicí techniky, Technická 4, 166 07 Praha 6, Česká republika

Abstrakt

K bezsenzorovému řízení vysokorychlostních synchronních motorů s permanentními magnety (PMSM) se používají estimátory rychlosti a polohy rotoru. Tyto estimátory využívají znalostí modelu stroje. Přesnost modelu je však často závislá na parametrech PMSM, které nelze přesně změřit či odhadnout. Mezi tyto parametry patří změna odporů a indukčností stroje, které jsou závislé na aktuální rychlosti, teplotě a jiných vlivech. Tento článek se zabývá vlivem těchto měnících se parametrů na přesnost estimátoru rychlosti a polohy. Nejdříve je představen základní model pozorovatele pro PMSM. V rámci simulace je aplikována změna indukčností vinutí PMSM, zatímco parametry estimátoru jsou nezměněny, což by mělo vést ke vzniku chyby odhadu. Nakonec je použita metoda tzv. "sledování minimálního proudu", která byla nedávno představena pro vysokorychlostní motory s konstantním zátěžím, a měla by chybu odhadu minimalizovat. V rámci diskuze jsou analyzovány dosažené výsledky.

Klíčová slova: STČ; PMSM; bezsenzorové řízení; informace; formátování

1. Úvod

Synchronní motor s permanentními magnety (ang. PMSM - Permanent Magnet Synchronous Motor) je v dnešní době hojně používán. Nachází uplatnění v automobilovém průmyslu, robotice, řízení pohonů, menší dopravní technice atd. Přestože první prototypy takových strojů vznikly v první polovině 19. století, jejich prudký vývoj nastal mnohem později s objevem nových magnetických materiálů a pak s vývojem polovodičových prvků a měničů, což umožnilo elektrické motory řídit změnou frekvence napájení.

Oproti jiným elektrickým strojům, třeba asynchronním motorům, má synchronní motor s permanentními magnety řádu výhod. Je kompaktnější, lehčí a účinnější. Například, díky své malé velikosti může být koncipován přímo jako součást samotného kola nápravy drážních vozidel (tzv. nábojové pohony). Hlavní nevýhodou PMSM je vyšší pořizovací cena. Příčinou vysoké ceny jsou především samotné permanentní magnety - jejichž výroba a opracování jsou obtížné. Také řízení pohonu je složitější, což vede na komplikovanější konstruktérská řešení.

Jednou ze současných metod pro regulaci synchronních motorů je použití vektorového řízení (ang. vector control nebo field-oriented control - FOC), jež patří do rodiny metod frekvenčního řízení (ang. variable-frequency drive control). Abychom mohli stroj řídit tímto způsobem, musíme vědět okamžitou polohu i rychlost rotoru a hodnoty proudů ve dvou fázích. Zatímco měření proudů se obvykle provádí sondami frekvenčního měniče, zjištění skutečné polohy rotoru není tak jednoduché. Potřebuje soustavu PMSM doplnit senzorem polohy, což zasahuje proti kompaktnosti, zvětšuje nároky na údržbu motoru a zhoršuje robustnost řízení kvůli citlivosti senzoru k vibracím.

Vzhledem k těmto nevýhodám, zejména při použití enkodéru polohy při vyšších otáčkách rotoru, se vyvinul koncept bezsenzorového řízení (ang. sensorless control), kde je senzor nahrazen programovanou výpočtovou jednotkou, například tzv. pozorovatelem (ang. observer).

Pozorovatel estimuje polohu a rychlost rotoru na základě znalostí matematického modelu konkrétního PMSM a fázových proudů. V tomto je však skryta hlavní nevýhoda použití matematického estimátoru polohy - je velmi závislý na fyzikálně-mechanických parametrech pozorovaného stroje, které se mohou s časem měnit. Toto vede k nesouhlasu skutečných a odhadovaných hodnot polohy a rychlosti rotoru a vzniku trvalé chyby odhadu. Táto skutečnost vede na větší spotřebu proudu a zmenšení účinnosti stroje.

Tento článek se zabývá implementací algoritmu sledování minimální hodnoty proudu (ang. Minimal Current Tracking - MCT), který se snaží minimalizovat vliv těchto negativních faktorů.

V kapitole 2 jsou uvedeny základní matematické rovnice popisující soustavu PMSM a pozorovatele a princip algoritmu MCT. Vzhledem k omezenému prostoru a rozsáhlosti problematiky není v článku uveden samotný návrh řízení PMSM. Pro více informací ohledně návrhu regulace je čtenář odkázán na literaturu [1]. V kapitole 3 jsou představeny výsledky simulací provozu PMSM pro různá nastavení parametru modelu. Funkčnost kompenzačního algoritmu je ověřena prakticky.

2. Modelování úlohy

Daný stroj je prototypem vysokorychlostního synchronního motoru s permanentními magnety (ang. High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor - HSPMSM), vyvinutým v rámci projektu SGS21/153/OHK2/3T/12. Hlavním cílem projektu je vývoj moderního vektorového zpětnovazebního řízení, které by umožňovalo provozování vysokorychlostního PMSM v motorickém režimu, generátorovém režimu i v kooperaci s modelářským turbínovým motorem.

Uvažovaný matematický model reprezentuje soustavu vektorově řízeného synchronního motoru a pozorovatele pro výpočet aktuální polohy a úhlové rychlosti rotoru. Model a rovnice jsou převzaté z [2].

*Kontakt na autora: Kostiantyn.Mykhailov@fs.cvut.cz

2.1. Popis soustavy matematickými rovnicemi

2.1.1. Model PMSM

Model PMSM lze vyjádřit v různých souřadnicových systémech. Přestože intuitivní zobrazení by bylo zobrazení vektorů proudů ve třech fázích, v kontextu vektorového řízení se pracuje se dvěma fázemi a souřadnicovými systémy $\alpha\beta$ (koresponduje se statorovými proudy) a dq (koresponduje se rotorovými proudy). V tomto článku budeme uvažovat následující rovnice matematického modelu:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}i_\alpha &= \frac{1}{L_s}(v_\alpha - e_\alpha - R_s i_\alpha) \\ \frac{d}{dt}i_\beta &= \frac{1}{L_s}(v_\beta - e_\beta - R_s i_\beta) \\ \frac{d}{dt}e_\alpha &= -\omega_r e_\beta \\ \frac{d}{dt}e_\beta &= \omega_r e_\alpha \end{aligned} \quad (1)$$

kde i_α, i_β a v_α, v_β jsou statorové proudy a napětí, R_s je odpor statoru, L_s je synchronní indukčnost, ω_r je elektrická rychlost, a e_α i e_β jsou indukovaná elektromotorická napětí.

Jelikož elektromotorická napětí jsou také funkcí polohy rotoru, mohou být přepsané jako:

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \omega_r \lambda_m \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) \\ \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2)$$

kde λ_m je celkový (vázaný) magnetický tok permanentních magnetů rotoru a θ_r je skutečná poloha rotoru.

2.1.2. Pozorovatel jako estimátor polohy rotoru

Pro implementaci bezsenzorového řízení doplníme model PMSM PLL pozorovatel stavů (ang. phase-locked loop state observer). Více o tomto typu estimátoru stavu lze dohledat v [3] a [4]. Odhadované hodnoty budou nadále označeny symbolem $\hat{\cdot}$, abychom je odlišili od jejich reálných protějšků. Předepíšeme pozorovatel jako:

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}_{\alpha\beta} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}_{\alpha\beta} + \mathbf{B}\mathbf{v}_{\alpha\beta}^* + \mathbf{K}\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} \quad (3)$$

kde vstupní vektor statorového napětí $\mathbf{v}_{\alpha\beta}^* = [v_\alpha^*, v_\beta^*]^T$ reprezentuje referenční napětí pro PWM; $\hat{\mathbf{x}}_{\alpha\beta} = [\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta, \hat{e}_\alpha, \hat{e}_\beta]^T$ je vektor odhadovaných stavových veličin; $\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = [i_\alpha - \hat{i}_\alpha, i_\beta - \hat{i}_\beta]^T$ je vektor rozdílu skutečných a estimovaných hodnot proudu.

Maticy soustavy jsou:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & 0 & -1/L_s & 0 \\ 0 & -R_s/L_s & 0 & -1/L_s \\ 0 & 0 & 0 & -\hat{\omega}_r \\ 0 & 0 & \hat{\omega}_r & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L_s & 0 \\ 0 & 1/L_s \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{K} = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_1 \\ k_2 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$G_{PLL} = \frac{\hat{\theta}_r}{\theta_r} = \frac{k_p s + k_i}{s^2 + k_p s + k_i} \quad (5)$$

kde k_p a k_i jsou konstanty proporcionálního a integračního zesílení PI regulátoru PLL.

2.2. Algoritmus MCT

Jak již bylo zmíněno, jednou z nevýhod použití bezsenzorového řízení, zejména estimátoru stavů motoru a PLL, je vysoká citlivost na změnu parametrů modelu. Odlišují-li se parametry výpočtového modelu PMSM a estimátoru, vzniká trvalá odchylka mezi skutečnou a odhadovanou polohou rotoru. Například, s časem nebo kvůli saturaci se může měnit hodnota synchronní indukčnosti L_s . Na vzniku odchylky se podílí i zatěžovací moment a rychlost otáčení. V [5] se uvádí, že chybu odhadu mohou zvětšit také zpoždění v řídicí smyčce (zpoždění zpětné vazby, numerické výpočty atd.), ztráty v železe atd. Tento problém se snaží eliminovat algoritmus sledování minimální hodnoty proudu (ang. Minimal Current Tracking - MCT).

Princip MCT je založen na závislosti elektromagnetického momentu stroje a vektoru synchronního proudu \vec{i}_s .

Elektromagnetický moment PMSM lze popsat vztahem

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} |\lambda_m| i_q \quad (6)$$

kde T_e je elektromagnetický moment, P je počet pólů, i_q je vektor rotorového proudu v ose q .

Při vzniku chyby odhadu $\Delta\theta_{err}$, lze tuto rovnici přepsat na

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} |\lambda_m| |\vec{i}_s| \cos(\Delta\theta_{err}) \quad (7)$$

kde i_s je výsledný vektor statorového proudu.

Z rovn. 7 plyne, že v případě úplné korekce odchylky estimace polohy, tzn. $\Delta\theta_{err} \simeq 0$, musí statorový proud nabývat minimální možné hodnoty. Jinými slovy, algoritmus hledá minimální hodnotu velikosti statorového proudu \vec{i}_s , a této hodnotě odpovídá nulová odchylka mezi odhadovanou a skutečnou polohou rotoru. Korekce se provádí přidáním korekčního členu $\Delta\theta_c$. Tento člen se zvětšuje nebo zmenšuje v každém výpočtovém kroku o hodnotu $\pm d\theta_c$.

Jednotlivé kroky MCT jsou:

1) Výpočet aktuální amplitudy proudu $|\vec{i}_s|$ jako $|\vec{i}_s| = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2}$. Nejsou-li k dispozici proudy i_α a i_β , lze je spočítat z hodnot proudů i_a a i_b jako $i_\alpha = i_a$ a $i_\beta = \frac{i_a + 2i_b}{\sqrt{3}}$;

2) Porovnání aktuální amplitudy proudu s hodnotou amplitudy proudu v minulém výpočtovém cyklu algoritmu a určení hodnoty $d\theta_c(k)$;

2a) Zmenší-li se aktuální amplituda proudu vůči předchozí, tedy $i_s(k) < i_s(k-1)$ (k je index aktuálního kroku výpočtu), pak $d\theta_c(k) = \theta_c(k-1)$;

2b) Zvětší-li se aktuální amplituda proudu vůči předchozí, tedy $i_s(k) > i_s(k-1)$ (k je index aktuálního kroku výpočtu), pak $d\theta_c(k) = -\theta_c(k-1)$;

3) Výpočet korekčního členu $\Delta\theta_c$: $\Delta\theta_c(k) = \Delta\theta_c(k-1) + d\theta_c(k)$;

4) Korekce estimované polohy $\hat{\theta}_r$ členem $\Delta\theta_c$: $\hat{\theta}_r(k) = \hat{\theta}_r(k) + \Delta\theta_c(k)$;

3. Praktické ověření funkčnosti algoritmu MCT

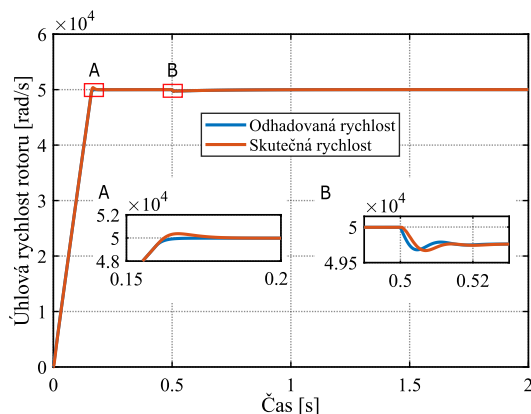
3.1. Simulace v Matlab Simulink

Pro ověření přínosu metody MCT byla popsána soustava PMSM, regulace a bloku pozorovatele simulována v programu Matlab Simulink.

Pro model synchronního motoru byly předepsány následující parametry:

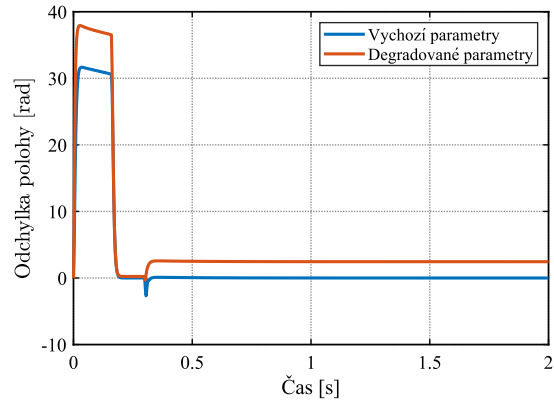
	Výchozí parametry	Degradované parametry
Max. napětí V_m [V]	150	150
Odpor R_s [Ω]	0.20	0.18
Synchronní indukčnost L_s [H]	0.00013	0.00010
Indukčnost v ose d [H]	0.00013	0.00010
Indukčnost v ose q [H]	0.00013	0.00010
Konstanta magnetu λ [V · s]	0.0088	0.0088
Moment setrvačnosti J [$kg \cdot m^2$]	0.000012	0.000012
Souč. tření v ložiskách B_m [$N \cdot m \cdot s / rad$]	29e-7	29e-7
Počet pólů P [-]	2	2

Pro simulaci provozu byla předepsána úhlová rychlost $\omega = 50000 \text{ rpm}$. PMSM je po dobu startu a zrychlení řízen sensorově (tzn. údaje o proudech a poloze rotoru jsou brány přímo z matematického modelu). Během tohoto přechodového procesu je důležité, aby nedošlo ke ztratě stability celé simulace. Na bezsensorové určení polohy rotoru se přejde po ustálení rychlosti otáčení v čase $t = 0.25 \text{ s}$. Pak v čase $t = 0.5 \text{ s}$ motor je zatížen momentem $M = 0.15 \text{ Nm}$. Výsledky simulace jsou popsány v následujícím textu.



Obr. 1. Průběh skutečné a odhadované rychlosti rotoru, výchozí parametry motoru

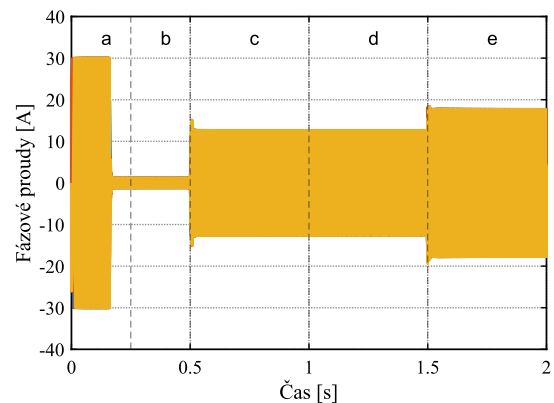
Na obr. 1 je zobrazeno urychlení rotoru. Rychlost otáčení úspěšně dosáhla předepsané hodnoty 50000 rpm . Na detailech A i B jsou vidět mírné nesusvislosti odhadované a skutečné hodnoty rychlosti, jež nemají významný vliv na provoz motoru.



Obr. 2. Průběh skutečné a odhadované polohy rotoru: a) výchozí parametry motoru, b) degradované parametry motoru

Při výchozích parametrech modelu motoru estimator správně odhaduje polohu rotoru (obr. 2). Rozdíl odhadované a skutečné hodnoty stanoví 0.0043 deg . Při degradaci parametrů estimator již nedokáže přesně odhadnout polohu rotoru, vzniká trvala chyba odhadu 2.45 deg .

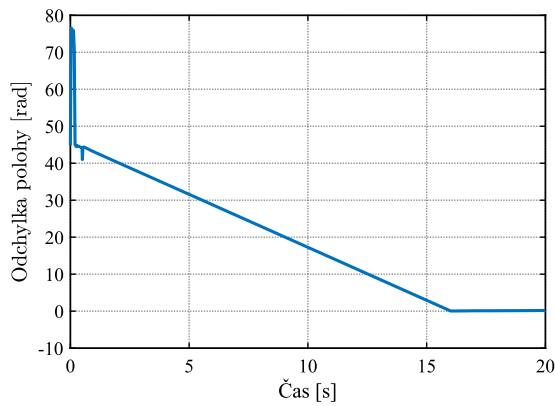
Amplituda proudů v případě výchozích parametrů modelu motoru stanoví 12.519 A . Při degradaci parametrů se amplituda zvětšila na 12.525 A . Přestože tato skutečnost zjevně neovlivňuje provoz stroje, je to jev zcela nežádoucí. Kromě toho, chyba odhadu během simulace provozu stroje pro jiné konfigurace motoru může dosahovat mnohem větší hodnoty. V [5] se uvádí, že odchylka může dosahovat až 45 deg . Aplikujeme-li uměle takovou chybu odhadu, vidíme, že amplituda proudu vzrostla na 17.65 A .



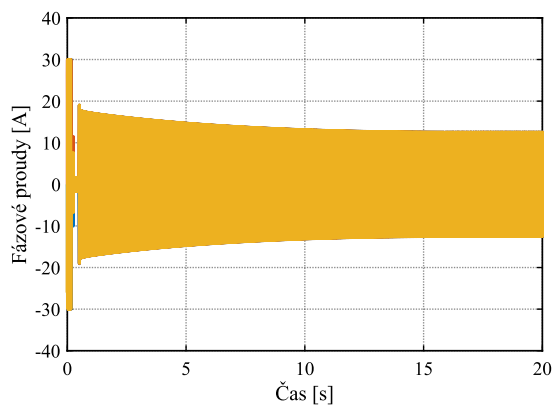
Obr. 3. Hodnoty fázových proudů:

a) rozeběh motoru, b) přepnutí na bezsensorové řízení, c) zatížení momentem, odchylka estimace polohy 0.0 deg , d) zatížení momentem, odchylka estimace polohy 2.45 deg , e) zatížení momentem, odchylka estimace polohy 45.0 deg

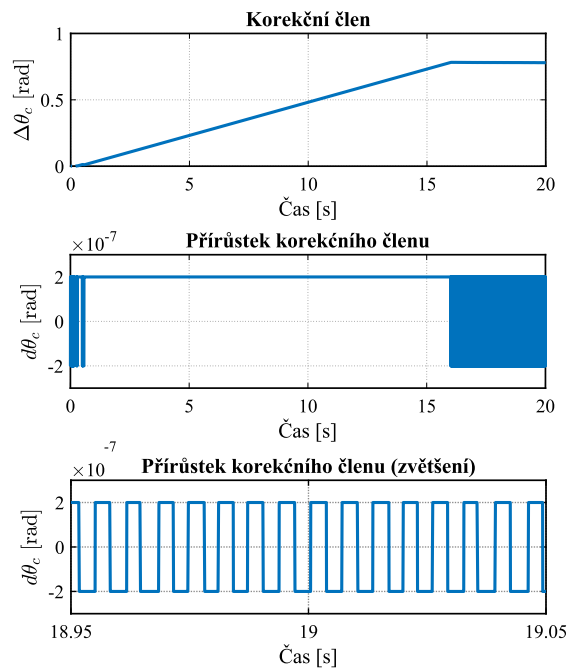
Na obr. 3 jsou zobrazeny různé provozní stavy motoru. Stav (a) odpovídá rozeběhu motoru do předepsané rychlosti. Zde fázové proudy nabývají maximálních dovolených hodnot. V čase 0.25 s se motor přepne na bezsensorové řízení (b). Vidíme, že to spotřebu proudu nijak neovlivní. V čase 0.5 s je motor zatížen momentem $M = 0.15 \text{ Nm}$. Oblast (c) odpovídá provozu motoru při korektním odhadu stavových proměnných, oblast (d) - chybě odhadu 2.45 deg , oblast (e) - chybě odhadu 45 deg . Z obr. 3 plyne, že při stejné zátěži motor spotřebovává tím větší proud, čím větší je chyba odhadu.



Obr. 4. Kompensace chyby odhadu polohy rotoru



Obr. 5. Hodnoty fázových proudů při chybě odhadu 45 deg a aktivní kompenzaci



Obr. 6. Vývoj hodnoty korekčního členu

Na obr. 4, 5 a 6 obrazcích je ukázána kompenzace chyby odhadu polohy. Pro názornost kompenzace byl jako příklad použit extrémní případ chyby odhadu 45 deg. Algoritmus MCT začne fungovat okamžitě s přepnutím na bezsenzorové řízení.

Z obr. 4 a obr. 5 je vidět, že algoritmus úspěšně eliminoval odchylku estimované hodnoty a snížil spotřebu proudu z 17.67 A do původních 12.52 A.

Na obr. 6 lze sledovat vývoj hodnoty korekčního členu $\Delta\theta_c$. Algoritmus začíná působit v čase $t = 0.25$ s. Jelikož v každém výpočtovém kroku je splněna podmínka $i_s(k) < i_s(k-1)$, tzn. velikost spotřebovávaného proudu klesá, $d\theta_c$ je kladný a hodnota $\Delta\theta_c$ roste. Až dosáhne $\Delta\theta_c$ hodnoty 0.785 rad, chyba odhadu je zcela kompenzována, a synchronní motor funguje v optimálním režimu.

3.2. Hodnocení výsledků

Z provedených výpočtových simulací provozu PMSM můžeme vyhodnotit, že zavedení kompenzačního algoritmu MCT je přínosné pro optimalizaci spotřeby elektřiny a eliminaci chyby odhadu polohy pozorovatelem.

Stabilita algoritmu není ovlivněna charakterem změny proudu i_s ani změnou hodnot výpočtového modelu PMSM. Je však velmi závislá na hodnotě přírůstků kompenzačního faktoru $d\theta_c$. V dané implementaci musí být hodnota $d\theta_c$ navržena empiricky velmi precizně s ohledem na délku časového kroku. Tento problém lze řešit zavedením jiné frekvence zásahu algoritmu (teď se provádí v každém kroku) a průměrováním proudu i_s na úseku n iterací. Další problém by mohl nastat při zhoršení kvality měření proudu a vzniku šumu. Jelikož výpočet akčního zásahu je založen na vyhodnocení změny amplitudy i_s , falešné hodnoty velikosti proudu budou mít negativní vliv na účinnost algoritmu. V tomto případě je potřeba signály ze senzorů proudů dodatečně filtrovat.

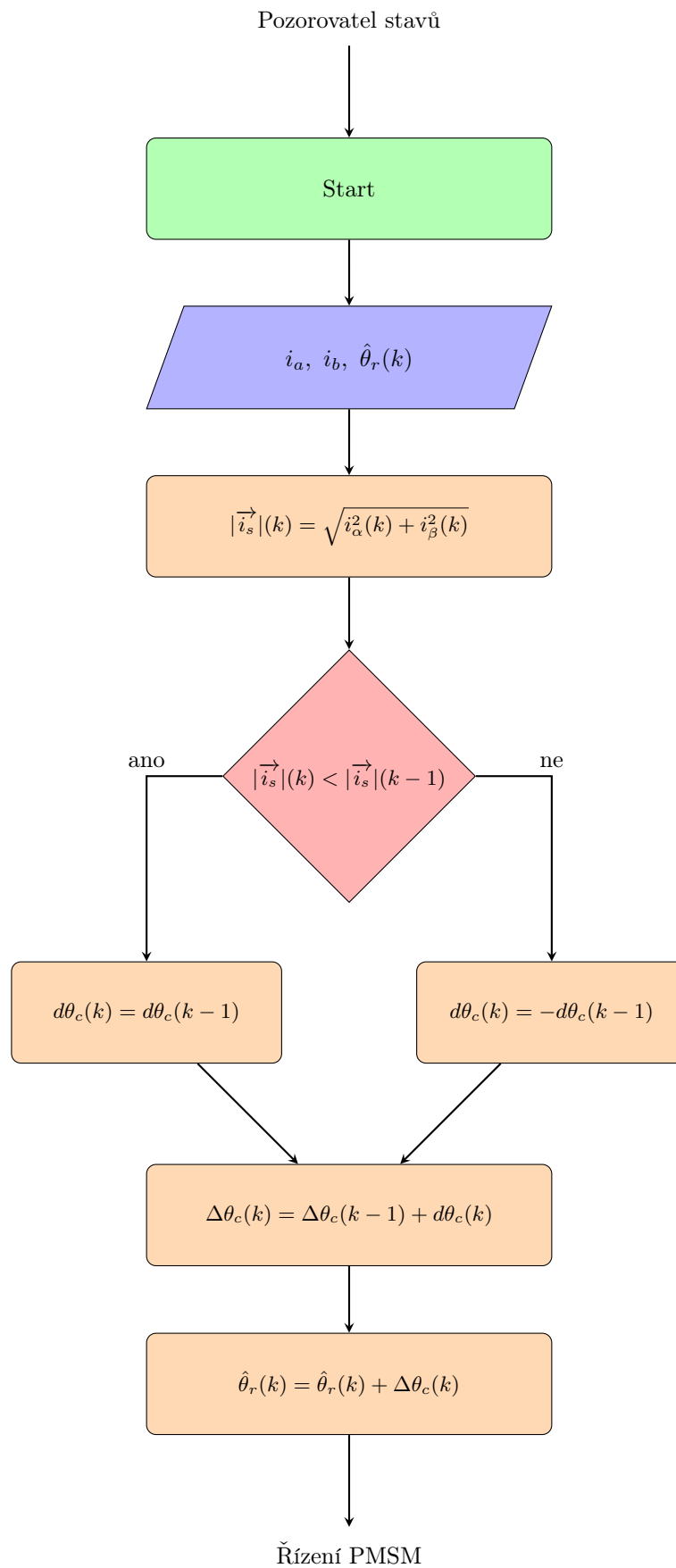
4. Závěr

V tomto článku byl navržen a úspěšně implementován do modelu bezsenzorového řízení synchronního motoru s permanentními magnety algoritmus MCT. Slouží k minimalizaci chyby odhadu polohy rotoru, které se může dopustit pozorovatel stavu.

Tento algoritmus prokázal schopnost stabilně a kvalitně odstranit nepřesnost estimace polohy rotoru, což přispívá ke zvětšení účinnosti provozu PMSM.

Vývoj algoritmu by mohl pokračovat směrem k zmenšení citlivosti výpočtu na délce časového kroku a zavedení filtrace vstupních veličin.

Appendix. Algoritmus MCT



Seznam symbolů

i_a	vektor fázového proudu v ose a (A)
i_b	vektor fázového proudu v ose b (A)
i_c	vektor fázového proudu v ose c (A)
i_α	vektor statorového proudu v ose α (A)
i_β	vektor statorového proudu v ose β (A)
\hat{i}_α	odhad. vektor statorového proudu v ose α (A)
\hat{i}_β	odhad. vektor statorového proudu v ose β (A)
i_s	výsledný vektor synchronního statorového proudu (A)
i_d	vektor rotorového proudu v ose d (A)
i_q	vektor rotorového proudu v ose q (A)
e_α	elektromotorická síla v ose α (V)
e_β	elektromotorická síla v ose β (V)
\hat{e}_α	odhadovaná elektromotorická síla v ose α (V)
\hat{e}_β	odhadovaná elektromotorická síla v ose β (V)
k	iterační krok simulace (–)
L_s	synchronní indukčnost (H)
P	počet pólů motoru (–)
R_s	statorový odpor (Ω)
t	čas (s)
v_α	vektor statorového napětí v ose α (V)
v_β	vektor statorového napětí v ose β (V)
v_α^*	ref. vektor statorového napětí v ose α (V)
v_β^*	ref. vektor statorového napětí v ose β (V)
$\mathbf{x}_{\alpha\beta}$	vektor odhadovaných stavových veličin (–)
$\tilde{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}$	vektor rozdílu skutečných a odhadovaných hodnot proudu (–)
$\mathbf{v}_{\alpha\beta}^*$	vektor referenčních napětí (–)
A	matice dynamiky pozorovatele (–)
B	matice vstupů pozorovatele (–)
C	matice rozdílu skutečných a odhadovaných hodnot proudu pozorovatele (–)
G	přenosová funkce PLL (–)
λ_m	celkový (vázaný) magnetický tok permanentních magnetů rotorů (V · s)
ω_r	skutečná rychlost rotoru (rad/s)
$\hat{\omega}_r$	odhadovaná rychlost rotoru (rad/s)
θ_r	skutečná poloha rotoru (rad)
$\hat{\theta}_r$	odhadovaná poloha rotoru (rad)

Literatura

- [1] Ramu Krishnan. *Permanent magnet synchronous and brushless DC motor drives*. CRC Press/Taylor & Francis, 2010. ISBN: 978-0-8247-5384-9.
- [2] Zdenek Novak a Martin Novak. “Design of High-Speed Permanent Magnet Synchronous Motor for Advanced and Sensorless Control Techniques Validation”. In: *2018 18th International Conference on Mechatronics - Mechatronika (ME)*. 2018, s. 1–8.
- [3] Silverio Bolognani, Sandro Calligaro a Roberto Petrella. “Design Issues and Estimation Errors Analysis of Back-EMF-Based Position and Speed Observer for SPM Synchronous Motors”. In: *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* 2.2 (2014), s. 159–170. DOI: 10.1109/JESTPE.2013.2296974.
- [4] Mihai Comanescu a Todd D. Batzel. “Full order EMF observer for PMSM — design, analysis and performance under improper speed signal”. In: *2010 IEEE International Systems Conference*. 2010, s. 86–90. DOI: 10.1109/SYSTEMS.2010.5482469.
- [5] Cong Gu et al. “Correction of Rotor Position Estimation Error for High-Speed Permanent Magnet Synchronous Motor Sensorless Drive System Based on Minimum-Current-Tracking Method”. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 67.10 (2020), s. 8271–8280. DOI: 10.1109/TIE.2019.2950839.