

Řízení PMSM metodou MTPA

Simon Kalombo*¹

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

Abstrakt

Tento článek se zabývá vektorovým řízením synchronních motorů s permanentními magnety (PMSM) pomocí moderní metody MTPA, neboli „Maximum Torque Per Ampere“. Podstatou této metody je optimální volba velikosti vektoru statorového proudu vzhledem k elektromagnetickému momentu, což má za následek zvýšení účinnosti elektrického stroje. Na základě rešerše je nejdříve představen princip této metody za pomoci elektromechanického modelu PMSM. Následně je tato strategie vhodně implementována v softwaru Matlab/Simulink. Hlavním cílem tohoto článku je pak porovnání strategie MTPA s konvenční metodou tzv. kaskádového řízení. Tato práce je zpracována v rámci studentské grantové soutěže, jejíž součástí je vytvoření moderního řízení PMSM se zaměřením na strategii MTPA, a proto se plánuje experimentální ověření této metody až v budoucnu.

Klíčová slova: PMSM; MTPA; Vektorové řízení

1. Úvod

V současné době, kdy je kladen důraz na co nejvyšší efektivitu nově navrhovaných strojů a zařízení, jsou elektrické synchronní točivé stroje s permanentními magnety tou správnou volbou. Svoje zastoupení nachází jak ve sféře pohonů, tak i jako generátory. Vektorové řízení synchronních motorů s permanentními magnety (PMSM) je však složitější a náročnější na výpočetní výkon, než řízení skalární. Vzrůstající výpočetní výkon však přináší do řízení PMSM strategie, které navyšují účinnost těchto strojů. Jednou ze strategií, manipulující s magnetickým tokem ve vzduchové mezeře, je strategie "Maximum torque per ampere" (MTPA), která má za snahu snížení ztrát ve vlnutí minimalizací velikostí složek vektoru statorového proudu při zachování konstantního momentu.

Při návrhu strategie MTPA je také nutné brát zřetel na pozdější implementaci na hardware, tedy na digitální signálový procesor (DSP) nebo programovatelné hradlové pole (FPGA). Snahou je dosáhnout co nejvíce optimalizovaného výpočtu s co nejvyšší přesností a nejkratším výpočetním časem.

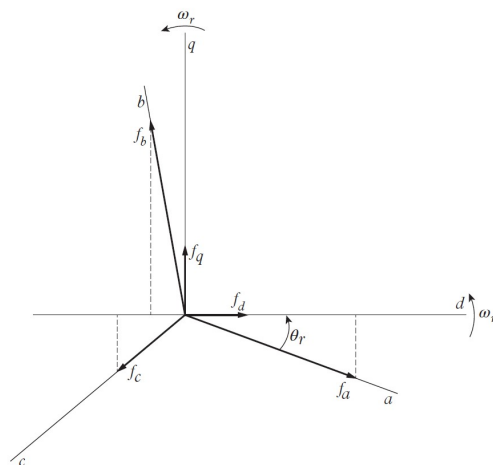
2. Matematický model PMSM

Pro samotnou tvorbu řídicí strategie pro PMSM je nejprve nutné vytvořit matematický elektromechanický model. Ze slova elektromechanický vyplývá, že model bude obsahovat jak elektrickou část, tak i část mechanickou. Na obrázku 1 je prezentována běžně používaná 3-fázová soustava a-b-c, s osami otočenými vůči sobě o 120°. Pro řízení PMSM je však nutné soustavu a-b-c přetransformovat do soustavy d-q, kterou lze chápat jako transformaci 3-fázového stroje na stroj stejnosměrný. Transformace je provedena pomocí Clarke-Parkovi transformace reprezentované rovnicí 1, kde jsou složky v osách d a q vztaženy k poloze rotoru, která je reprezentována úhlem θ_r , [1, 2]

$$\begin{pmatrix} i_q \\ i_d \end{pmatrix} = \frac{2}{3} A \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$A = \begin{pmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (2)$$

kde i_q a i_d jsou proudy v ose q a d, i_a , i_b a i_c jsou proudy v osách a-b-c a θ_r je elektrický úhel svírající rotující osa d s osou a.



Obr. 1. 3-fázová soustava abc a soustava d-q [2]

Po převodu soustavy a-b-c do soustavy d-q, lze tedy elektrickou část modelu reprezentovat jako,

$$\frac{di_q(t)}{dt} = \frac{1}{L_q} (v_q - R_s i_q - \omega_r L_d i_d - \omega_r \lambda_{af}) \quad (3)$$

$$\frac{di_d(t)}{dt} = \frac{1}{L_d} (v_d - R_s i_d - \omega_r L_q i_q) \quad (4)$$

kde i_q a i_d jsou proudy v ose q a d, v_q a v_d jsou napětí v ose q a d, L_q a L_d jsou indukčnosti v ose q a d, R_s je odpor vlnutí statoru, ω_r je elektrická úhlová rychlost rotoru a λ_{af} je tok magnetického pole ve vzduchové mezeře.

Mechanická část sestává ze dvou rovnic,

*Kontakt na autora: Simon.Kalombo@fs.cvut.cz

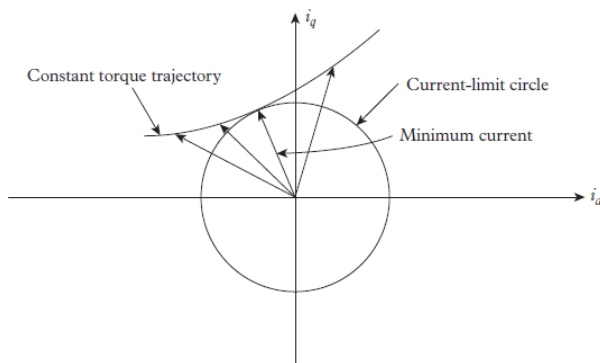
$$\frac{d\omega_r(t)}{dt} = \frac{1}{J} \left(\frac{P}{2} T_e - B\omega_r - \frac{P}{2} T_L \right) \quad (5)$$

$$\frac{d\theta_r(t)}{dt} = \omega_r \quad (6)$$

kde ω_r je elektrická úhlová rychlost rotoru, θ_r je elektrický úhel svírající rotující osa d s osou a, P reprezentuje počet pólů PMSM, J je moment setrvačnosti rotoru, B je magnetická indukce, T_e je elektromagnetický moment a T_L je zátěžný moment stroje.

3. MTPA

Strategie maximum torque per ampere, v literatuře uváděná také jako "Optimum torque per ampere unit" [1], je strategie aplikovaná na vektorové řízení ke zvýšení účinnosti PMSM. MTPA spočívá v zajištění maximálního momentu při minimální velikosti vektoru statorového proudu i_s , resp. vhodnou volbou jeho složek i_q a i_d . Minimalizace statorového proudu má za následek snížení ztrát ve vinutí statoru, což vede ke zvýšení účinnosti PMSM.



Obr. 2. Minimální statorový proud vzhledem ke konstantnímu elektromagnetickému momentu [2]

Tento způsob řízení pracuje na principu manipulace s magnetickým polem ve vzduchové mezeře (flux control), kdy se snaží o maximální využití reluktance. Z obrázku 2 je patrné, že lze nalézt nekonečně mnoho vektorů statorového proudu, avšak pro metodu MTPA je důležitý pouze vektor s nejmenší velikostí, který zároveň respektuje proudové omezení stroje. [1, 2, 3]

3.1. MTPA vzhledem k druhu PMSM

V základu rozdělujeme PMSM podle umístění magnetů na rotoru na rotory s povrchovými magnety (Surface mounted PMSM (SPMSM)) a rotory se vnořenými magnety (Interior PMSM (IPMSM)). Nej důležitějším rozdílem těchto dvou typů je tzv. magnetická asymetrie (saliency), což znamená rozdílnou indukčnost v osách d-q.

V případě SPMSM však neexistuje magnetická asymetrie, a tedy $L_q \approx L_d$. Při bližším prozkoumání rovnice 8 je patrné, že po dosazení této závislosti se tvar změni na,

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} [\lambda_{af} i_q] \quad (7)$$

kde P je počet pólů PMSM, λ_{af} je tok magnetického pole ve vzduchové mezeře a i_q je proud v ose q.

Došlo tedy k odstranění složky závislé na magnetické asymetrii a proudu i_d . Tato odstraněná složka se nazývá reluktanční moment a při vhodně zvoleném proudu i_d působí aditivně, tudíž dochází k navýšení elektromagnetického momentu o moment reluktanční.

Motory s vnořenými póly (IPMSM) již však disponují magnetickou asymetrií, tudíž je pro ně strategie MTPA vhodná. Při aplikaci strategie MTPA na SPMSM se jedná o konvenční vektorové řízení, kdy proud $i_d = 0$ a celkový moment je roven pouze momentu elektromagnetickému. [2, 4, 5]

3.2. Odvození strategie

Pro samotné odvození je klíčová rovnice elektromagnetického momentu ve tvaru,

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} [\lambda_{af} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (8)$$

kde P je počet pólů PMSM, λ_{af} je tok magnetického pole ve vzduchové mezeře, i_q a i_d jsou proudy v ose q a d, L_q a L_d jsou indukčnosti v ose q a d.

Z rovnice 8 je nutné nalézt minimum s respektováním složek vektoru statorového proudu i_d a i_q .

$$\frac{\partial \left(\frac{T_e}{i_s} \right)}{\partial i_d} = 0 \quad (9)$$

$$\frac{\partial \left(\frac{T_e}{i_s} \right)}{\partial i_q} = 0 \quad (10)$$

Substitucí rovnic 8 a ($i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$) do rovnic 9 a 10 získáme vztah, který reprezentuje funkční závislost proudu i_d na i_q , [2, 4, 5]

$$i_d = \frac{\lambda_{af}}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\lambda_{af}^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \quad (11)$$

kde λ_{af} je tok magnetického pole ve vzduchové mezeře, i_q a i_d jsou proudy v ose q a d, L_q a L_d jsou indukčnosti v ose q a d.

3.3. Aproximace

Vztah reprezentovaný rovnicí 11 získaný odvozením je nelineární, což vnaší problematiku pro pozdější hardwarovou implementaci. Při apromaxi je však nutné brát zřetel jak na přesnost dat, tak co nejnižší výpočetní čas.

3.3.1. Aproximace tabulkou

Prvním a v hardwarové implementaci často používaným způsobem pro linearizaci je předpočítaná tabulka hodnot. Tabulku je možné jednoduše implementovat do paměti řídicího procesoru, kde jsou následně prováděny aproximace mezi 2 sousedními poli.

Tabulka 1. Aproximační tabulka hodnot

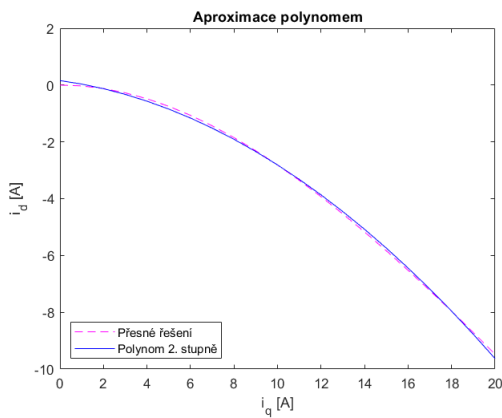
i_q [A]	i_d [A]	i_q [A]	i_d [A]
0	0	11	1
1	-0.0305	11	-3.3536
2	-0.1218	12	-3.9284
3	-0.2727	13	-4.5354
4	-0.482	14	-5.1717
5	-0.7468	15	-5.8348
6	-1.0653	16	-6.5224
7	-1.4344	17	-7.2323
8	-1.8509	18	-7.9627
9	-2.3117	19	-8.7116
10	-2.8137	20	-9.4776

V tabulce 1 jsou znázorněny optimální hodnoty proudu i_d na základě proudu i_q , tedy vzniklé řešením rovnice 11. Zde uvedená tabulka je pro názornost volena s poměrně velkým krokem ($\Delta i_q = 1$ A), což je pro výslednou aplikaci nežádoucí, jelikož větší krok vede k větší aproximační chybě. Se zvyšujícím se počtem polí také narůstá čas potřebný k vyhledávání potřebných hodnot a následné aproximaci.

3.3.2. Aproximace polynomem

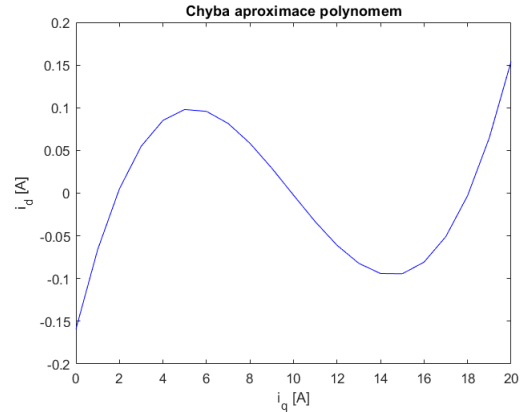
Čas, který je potřebný na vyhledávání hodnot ve výše zmíněné aproximační tabulce je možné odstranit, pokud tabulku vhodně aproximujeme polynomem. Tím vznikne lineární rovnice, která je pro řídicí procesor již snadno počítatelná, ale dopouštíme se určité chyby. Se zvyšujícím stupněm aproximačního polynomu tato chyba klesá, avšak rovnice se stává složitější. Na základě těchto kritérií byl tedy zvolen polynom 2. stupně [6]. Pomocí funkce polyfit() v Matlabu lze získat polynom jako:

$$i_d = -0.0192 \cdot i_q^2 - 0.1046 \cdot i_q + 0.1593 \quad (12)$$


Obr. 3. Aproximace polynomem 2. stupně

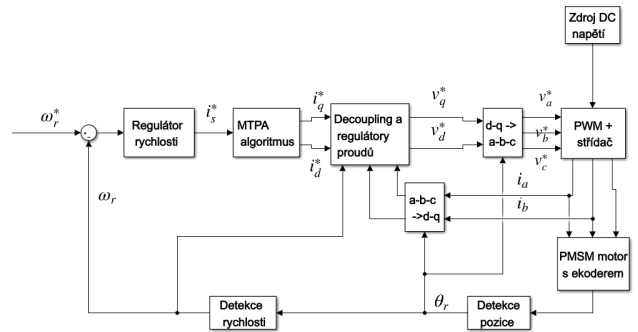
Průběh funkce reprezentované rovnicí 12 je znázorněn na obrázku 3, kde došlo k porovnání s řešením nelineární rovnice 11. Tuto křivku lze nazvat jako MTPA trajektorii, která určenému proudu i_q přiřazuje optimální proud i_d s respektováním strategie.

Chyba samotné aproximace vůči reálnému řešení je znázorněna na obrázku 4. Její průměrná hodnota v absolutní hodnotě je přibližně 0.07 A.


Obr. 4. Chyba aproximace polynomem 2. stupně

3.4. Implementace MTPA

MTPA je v principu strategie, která je aplikovaná do konvenčního vektorového řízení. Na obrázku 5 je znázorněn blokový diagram implementace, kde je požadavkem konstantní rychlost. Výstupem regulátoru rychlosti je tedy velikost vektoru statorového proudu i_s^* , jež slouží jako vstup pro MTPA algoritmus. Samotný algoritmus může být implementován buď samotnou nelineární rovnicí 11 (pouze pro simulaci), nebo jak již bylo avizováno dříve aproximační tabulkou či polynomem. Součástí výpočtu je i limitace proudu i_q^* vzhledem k vypočtenému proudu i_d^* a proudovému limitu PMSM.


Obr. 5. Blokové schéma řízení PMSM s využitím MTPA

Z rovnic 3 a 4 je zřejmá křížová závislost na složkách v osách d a q, tzv. "cross-coupling". Tuto závislost je nutno odstranit, k čemuž slouží blok s názvem "Decoupling a regulátory proudů", v němž je obsažen jak samotný decoupling, tak i 2 PI regulátory pro regulaci i_q^* a i_d^* , jejichž výstupem jsou napětí v_q^* a v_d^* . Napětí jsou následně transformována ze soustavy d-q do soustavy a-b-c. Výsledkem jsou tedy 3 napětí v_a^* , v_b^* a v_c^* , která jsou následně vhodně převedena na PWM signál, který slouží k řízení střídače (měniče). Jako zpětnou vazbu pro řídicí systém je nutné znát proudy i_a , i_b a i_c odebírané motorem. Jelikož platí skutečnost, že $i_a + i_b + i_c = 0$, tak postačuje pouze měření dvou proudů, které jsou následně transformovány ze soustavy a-b-c do soustavy d-q a aplikovány jako zpětná vazba. Pro transformaci proudů resp. napětí

je nutné znát polohu rotoru motoru. Ta je v tomto případě měřena pomocí rotačního enkoderu. Integrací úhlu natočení θ_r je určena úhlová rychlost ω_r , která slouží jako zpětná vazba pro vnější regulační smyčku, tedy regulaci rychlosti.

4. Simulace

Simulace byly prováděny při konstantním požadavku rychlosti 100 rad/s (955 ot/min) s konstantním zátěžným momentem, který byl s každým následným během simulace iterován s krokem 0.2 Nm z hodnoty 0 Nm až do hodnoty 2 Nm. Tento proces byl aplikován na PMSM se strategií MTPA s následujícími parametry:

- $L_q = L_d$
- $L_q = 1.3 \cdot L_d$
- $L_q = 2 \cdot L_d$
- $L_q = 3 \cdot L_d$

Tabulka 2. Parametry PMSM pro simulaci

Počet pólů	2
Odpor vinutí fáze R_s	0.21 Ω
Indukčnost v ose q L_q	1.1-3.3 mH
Indukčnost v ose d L_d	1.1 mH
Magnetický tok ve vzduchové mezeře λ_{af}	0.072 Wb
Magnetická indukce B	$8.2 \cdot 10^{-5}$ T
Proudový limit i_{max}	20 A
Napěťový limit v_{max}	100 V
Moment setrvačnosti rotoru J	$1.1 \cdot 10^{-4}$ kg · m ²

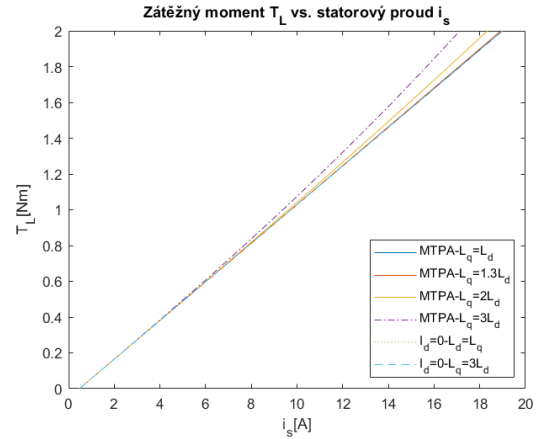
Pro ověření strategie MTPA byly simulace provedeny i za využití strategie $i_d = 0$ s parametry PMSM:

- $L_q = L_d$
- $L_q = 3 \cdot L_d$

Cílem simulací bylo ověření minimalizace satorového proudu i_s a závislosti strategie MTPA na parametrech PMSM, konkrétně L_q a L_d .

4.1. Výsledky simulací

Na obrázku 6 je znázorněn graf zobrazující závislost velikosti vektoru satorového proudu i_s na velikosti zátěžného momentu T_L pro všech 6 nastavení parametrů, které byly zmíněny výše. Z průběhu jednotlivých křivek je patrné, že strategie $i_d = 0$ podává stejné výsledky i při magnetické asymetrii. Při nasazení strategie MTPA při magnetické asymetrii $L_q = 1.3L_d$ je výsledek téměř totožný se strategií $i_d = 0$, úbytek velikosti satorového proudu je minimální. Znametelný rozdíl lze již pozorovat při magnetické asymetrii $L_q = 2L_d$, kde již dochází k většímu snížení i_s .

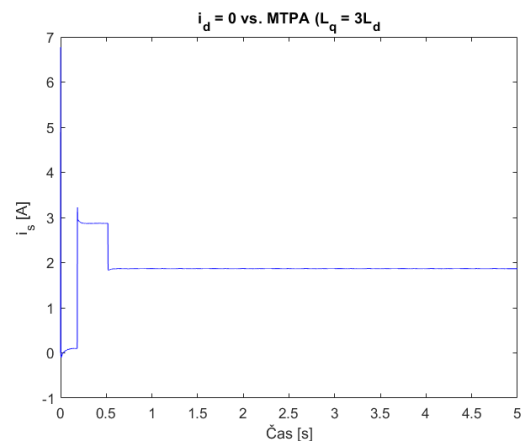


Obr. 6. Velikost satorového proudu vůči zátěžnému momentu

V případě posunutí magnetické asymetrie na hodnotu $L_q = 3L_d$ jsou již úbytky proudu o poznání znatelnější a to zejména při větším zatížení PMSM. Tato skutečnost je zapříčiněna lepším využitím reluktančního momentu, který vzniká díky magnetické asymetrii. Díky vhodně určenému proudu i_d MTPA algoritmem je přidavek reluktančního momentu k elektromagnetickému momentu maximální.

Vztah poměrů magnetické asymetrie $L_q = 3L_d$ byl stanoven na základě rešerše ohledně parametrů PMSM. Hodnoty indukčností jsou nejčastěji zastoupeny jako $L_q = (1.5 - 3)L_d$ [7, 8] v případě variant s rotorem s vloženými magnety (IPMSM). MTPA strategie se nejlépe projeví u motorů s asymetrií větší, jak je patrné z grafu na obrázku 6.

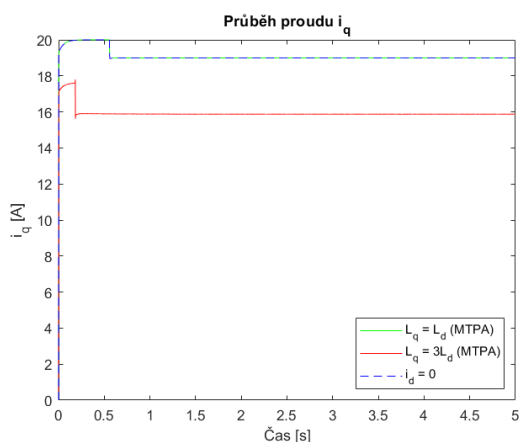
Na obrázku 7 je znázorněn graf zobrazující rozdíl velikostí satorového proudu i_s při strategii $i_d = 0$ a MTPA při ($L_q = 3L_d$). Úbytek velikosti proudu je 1.86 A ve prospěch MTPA. Pokud je tedy rozdíl vztážen k proudovému limitu PMSM stanoveného při simulaci na hodnotu 20A, je velikost proudu snížena o 9.3%.



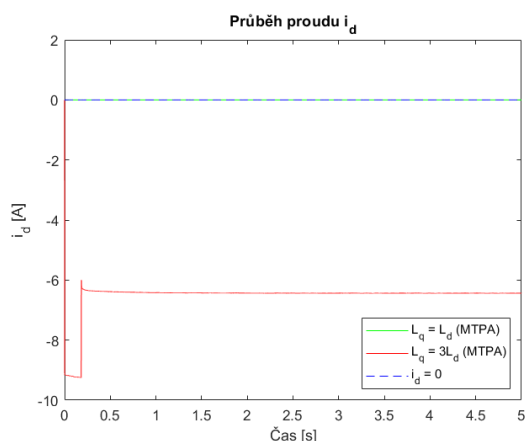
Obr. 7. Úspora satorového proudu

Vhodnost typu PMSM vzhledem k MTPA, která byla popsána výše, je patrná z grafů na obrázcích 6, 8 a 9. V případě kdy $L_q = L_d$ je patrná naprostá shoda s konvenčnější metodou $i_d = 0$. Toto nastává u SPMSM, jelikož nedisponují magnetickou asymetrií. Strategie MTPA je tedy pro SPMSM strategie $i_d = 0$, avšak nedochází ke snižování proudu vlivem

aditivního reluktančního momentu k celkovému momentu.



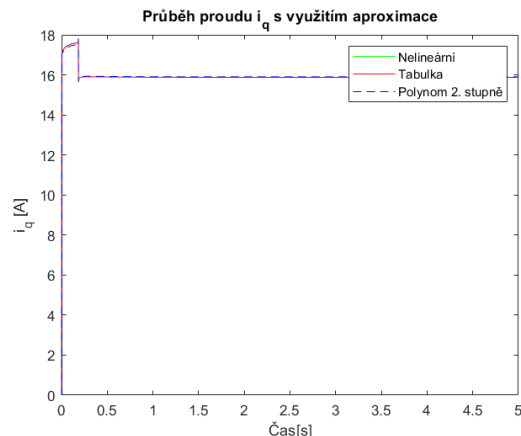
Obr. 8. Průběh proudu i_q



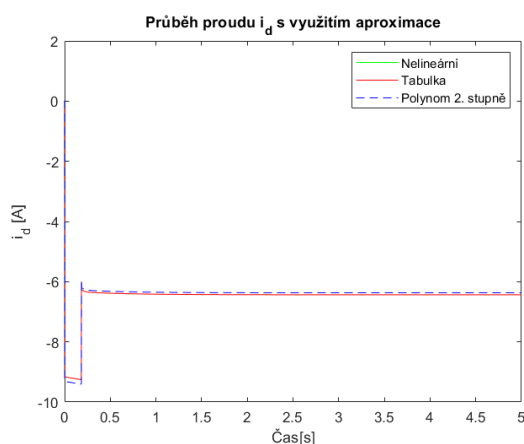
Obr. 9. Průběh proudu i_d

4.2. Ověření aproximace

Aproximaci nelineárních rovnic, která byla zmíněna výše, bylo nutné ověřit. Simulace byla spuštěna při hodnotě zátěžného momentu $T_L = 2 \text{ Nm}$ a magnetické asymetrii $L_q = 3L_d$ nejprve pro MTPA algoritmus využívající nelineární implementaci rovnic, které slouží jako reference. Následující průběhy probíhaly s aproximací pomocí tabulky 1 a následně polynomu 2. stupně, reprezentovaného rovnicí 12. Výsledky těchto simulací jsou zobrazeny v grafech na obrázcích 10 a 11. Největší výchylky se dopouští aproximace polynomem, která je největší u průběhu proudu i_d a to zhruba 0.1 A, což je pro reálnou aplikaci vzhledem k filtraci měřených proudů dobrý výsledek.



Obr. 10. Průběh proudu i_q při aproximaci



Obr. 11. Průběh proudu i_d při aproximaci

5. Závěr

V rámci tohoto projektu byla zpracována rešerše v oboru moderního řízení PMSM se zaměřením na strategii Maximum torque per ampere (MTPA). Strategie byla následně odvozena pomocí minimalizace rovnice elektromagnetického momentu synchronního motoru s permanentními magnety. Získané vztahy byly následně aproximovány do tabulky, která slouží pro přímou implementaci do paměti mikrokontroléru řídicího systému. Pro optimálnější výpočet pomocí lineární rovnice a odstranění vyhledávacích časů spojených s aproximační tabulkou, byla navržena aproximace pomocí polynomu 2. stupně, u kterého byla stanovena výpočtem průměrná chyba 0.07A vůči reálnému řešení.

Strategie byla následně implementována v softwaru Matlab/Simulink s parametry motoru uvedenými v tabulce 2. Bylo provedeno bezmála 100 simulací pro ověření teoretických poznatků strategie MTPA. Z výsledků je patrné snížení velikosti vektoru statorového proudu pomocí MTPA algoritmu, což vede ke snížení ztrát ve vinutí statoru, a tím ke zvýšení účinnosti PMSM. Dále byla zkoumána závislost strategie na magnetické asymetrii, kdy je patrné, že je strategie MTPA vhodná zejména pro motory s větší magnetickou asymetrií, a to nejlépe $L_q = (2 - 3)L_d$.

Vhodnost metod aproximace byla ověřena v následujících simulacích. Aproximační tabulka téměř přesně kopírovala průběh stanovený nelineárními

vztahy. V případě polynomu 2. stupně byly výsledky v nesrovnalosti zhruba o 0.1 A, což je při uvážení snížení výpočetního času a vzhledem k filtraci při měření vyhovující.

Všechny simulace byly uvažovány jako ideální, tedy parametry zmíněné v tabulce 2 byly chápány jako konstantní. V realitě jsou tyto parametry za běhu PMSM proměnné, například vlivem teploty. Je tedy možné parametry měřit/získat a upravovat celý algoritmus za běhu stroje, a tím ještě více zvýšit efektivitu stroje. Jedná se však o úkol nelehký, ale pro budoucí vývoj moderní strategie s MTPA určitě žádoucí.

Poděkování

Děkuji tímto Ing. Zdeňku Novákovi, Ph.D. za cenné konzultace a rady při práci na projektu.

Seznam symbolů

B	Magnetická indukce (T)
i_a	Proud v ose a (A)
i_b	Proud v ose b (A)
i_c	Proud v ose c (A)
i_d	Proud v ose d (A)
i_d^*	Referenční proud v ose d (A)
i_q	Proud v ose q (A)
i_q^*	Referenční proud v ose q (A)
i_s	Statorový proud (A)
i_s^*	Referenční statorový proud (A)
J	Moment setrvačnosti rotoru ($\text{kg} \cdot \text{m}^2$)
L_d	Magnetická indukčnost v ose d (H)
L_q	Magnetická indukčnost v ose q (H)
P	Počet pólů PMSM (–)
R_s	Odpor vinutí statoru (Ω)
T_e	Elektromagnetický moment ($\text{N} \cdot \text{m}$)
T_L	Zátěžný moment ($\text{N} \cdot \text{m}$)
v_{ds}^r	Napětí statoru v ose d vztažené k rotoru (V)
v_{qs}^r	Napětí statoru v ose q vztažené k rotoru (V)
θ_r	Elektrický úhel rotoru (rad)
λ_{af}	Magnetický tok ve vzduchové mezeře (Wb)
ω_r	Elektrická úhlová rychlost ($\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$)

ω_r^* Referenční elektrická úhlová rychlost ($\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$)

Literatura

- [1] Ramu Krishnan. *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. Anglicky. 2010. ISBN: 9780824753849.
- [2] Sadegh Vaez-Zadeh. *Control of Permanent Magnet Synchronous Motors*. Anglicky. 2018. ISBN: 9780198742968.
- [3] P. D. Chandana Perera. “Sensorless Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives”. Dis. Institute of energy technology, Aalborg university, Denmark, pros. 2002.
- [4] Shoudao Huang et al. *Maximum torque per ampere and flux-weakening control for PMSM based on curve fitting*. 2010. DOI: 10.1109/VPPC.2010.5729024.
- [5] J. S. Lee et al. “Torque error compensation of SPMSM drives with a stator flux linkage observer including low speed operation”. In: *2018 IEEE 15th International Workshop on Advanced Motion Control (AMC)*. 2018, s. 277–280. DOI: 10.1109/AMC.2019.8371102.
- [6] Shoudao Huang et al. “Maximum torque per ampere and flux-weakening control for PMSM based on curve fitting”. In: *2010 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*. 2010, s. 1–5. DOI: 10.1109/VPPC.2010.5729024.
- [7] K. Li a Y. Wang. “Maximum Torque per Ampere (MTPA) Control for IPMSM Drives Using Signal Injection and an MTPA Control Law”. In: *IEEE Transactions on Industrial Informatics* 15.10 (2019), s. 5588–5598. DOI: 10.1109/TII.2019.2905929.
- [8] M. Eydi, M. A. Khoshhava a H. Abootorabi Zarchi. “Robust Maximum Torque per Ampere Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on PI-Sliding Mode Controller”. In: *2019 10th International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*. 2019, s. 102–107. DOI: 10.1109/PEDSTC.2019.8697826.