

IZVEDBA STRATEGIJE VODENJA ZA ZMANJŠANJE IZGUB V SINHRONSKIH STROJIH Z NOTRANJIMI TRAJNIMI MAGNETI

Jernej Černelič, Martin Petrun

Izvilleček:

V pogonih, ki zahtevajo zelo visok izkoristek je najpogosteje uporabljen sinhronski stroj s trajnimi magneti (SSTM). Visok izkoristek dosežemo z optimizacijo zgradbe SSTM ter z ustrezno strategijo vektorskega vodenja, ki stroj vodi v delovnih točkah z najmanjšimi izgubami. Pri tem je najpogosteje uporabljena strategija, ki zagotavlja maksimalni navor na amplitudo statorskega toka (angl. Maximum Torque Per Ampere – MTPA). V tem prispevku so podane osnove strategije vodenja MTPA ter primerjane različne aproksimacije krivulj MTPA in njihov vpliv na joulske izgube v SSTM.

Ključne besede:

sinhronski stroj z notranjimi trajnimi magneti (SSTM), maksimalen navor na amplitudo statorskega toka (MTPA), minimizacija izgub

1 Uvod

Uporaba sinhronskih strojev s trajnimi magneti (SSTM) je dandanes zelo razširjena zaradi zelo visokega izkoristka, velike gostote moči, velikega zagonskega momenta ter zelo majhnih stroškov vzdrževanja [1], [2]. V fluidni tehniki se SSTM najpogosteje uporabljajo za pogone črpalk, pri katerih je zahtevana katera od prej naštetih lastnosti [3]–[6]. Pri tem so lahko nazivne moči pogonov črpalk s SSTM od 30 % do 40 % manjše v primerjavi z enostavnimi pogoni črpalk z asinhronskimi motorji zaradi večjega zagonskega momenta pogona s SSTM [6].

Visok izkoristek pogona črpalke lahko dosežemo z optimizacijo konstrukcije SSTM ali pa z izvedbo naprednega vodenja SSTM. Za SSTM se najpogosteje uporablja vodenje v orientaciji magnetnega sklepa trajnega magneta (angl. Field-Oriented Control – FOC), ki temelji na dvoosnem (t. i. dq) modelu SSTM [7], ki je opisan v nadaljevanju. Za ustrezno vodenje pretoka črpalke moramo FOC nadgraditi v kaskadno regulacijsko zgradbo in dodati še regulator hitrosti. Izhod iz regulatorja hitrosti je v večini primerov referenca statorskega toka SSTM, ki se na podlagi izbrane strategije vodenja uporabi za no-

tranji tokovni regulacijski zanki. V splošnem se za FOC lahko uporabljajo različne strategije, ki skrbijo, da se referenca toka iz regulatorja hitrosti razdeli na komponento »d« in »q« tako, da SSTM vedno razvije želeno vrednost navora z najvišjim možnim izkoristkom (ang. maximum efficiency per torque) [8]–[10]. Z ustrezno izbiro statorskega toka je namreč mogoče vplivati tako na joulske izgube v navitjih kot tudi na izgube v železnem jedru SSTM.

Ker pri SSTM v večini primerov prevladujejo izgube v navitjih, ki so odvisne predvsem od velikosti statorskega toka, se pogosteje uporabljajo strategije vodenja, ki minimizirajo te izgube in posledično zagotavljajo maksimalen navor na amplitudo statorskega toka (angl. Maximum Torque Per Ampere – MTPA) [11]. Izvedbe strategij MTPA lahko minimalen statorski tok izračunajo na podlagi podanih parametrov oziroma karakteristik SSTM ali pa med obratovanjem statorskemu toku dodajajo signale, ki vplivajo na generiran navor SSTM [11]. Posledično ti pristopi ne potrebujejo parametrov SSTM. Sprememba parametrov SSTM namreč vpliva na generirani navor, kar pa vpliva na delovno točko MTPA. Med obratovanjem se najbolj spreminjajo induktivnosti v odvisnosti od statorskega toka zaradi nasičenja železnega jedra SSTM, kar je še posebej izrazito pri strojih s koncentriranimi navitji. Parametri SSTM se s časom lahko spremenijo tudi zaradi temperature ali zaradi delne demagnetizacije trajnih magnetov [12], [13]. Pri tem temperatura ne vpliva le na upornost navitij, ampak tudi na magnetni sklep trajnih magnetov. Vse to pa vpliva na navor,

Dr. Jernej Černelič, univ. dipl. inž., izr. prof. dr.
Martin Petrun, univ. dipl. inž., oba Univerza v Mariboru, Fakulteta za elektrotehniko, računalništvo in informatiko

ki ga razvije SSTM in s tem tudi na potek krivulje MTPA, ki opisuje razdelitev toka na komponente za vse amplitude toka.

V tem prispevku je predstavljena primerjava različnih pristopov aproksimacije krivulj MTPA, zato je v 2. poglavju predstavljen model SSTM, v 3. poglavju so predstavljene različne aproksimacije krivulj MTPA, v 4. poglavju pa so zbrani rezultati numeričnih primerjav vodenja z različnimi analiziranimi krivuljami MTPA.

2 Model sinhronskega stroja s trajnimi magneti

Za izračun krivulj MTPA se najpogosteje uporablja poenostavljen model SSTM v rotirajočem koordinatnem sistemu dq, saj položaj rotorja in medsebojne magnetne povezanosti osi nimajo velikega vpliva na povprečno vrednost navora, ki ga generira SSTM [14]. Napetostni enačbi poenostavljenega modela SSTM sta podani z (1) in (2),

$$U_d = R_s I_d + L_{di} \frac{dI_d}{dt} - p \omega_m L_{qn} I_q \quad (1)$$

$$U_q = R_s I_q + L_{qi} \frac{dI_q}{dt} + p \omega_m (\Psi_m + L_{dn} I_d) \quad (2)$$

kjer je R_s upornost statorskega navitja, L_{di} inkrementalna induktivnost v d-osi, L_{qi} inkrementalna induktivnost v q-osi, L_{dn} navidezna induktivnost v d-osi, L_{qn} navidezna induktivnost v q-osi, p število polovih parov, Ψ_m magnetni sklep trajnega magneta, I_d in I_q sta toka v osi d in osi q, ω_m pa je mehanska kotna hitrost rotorja. Pri tem je pomembno poudariti, da so zaradi nelinearnih lastnosti železnega jedra stroja vse induktivnosti in magnetni sklep trajnega magneta v splošnem močno odvisni od komponent statorskega toka I_d in I_q . Te nelinearne odvisnosti so v (1) in (2) najpogosteje upoštevane numerično z uporabo tabel, ki se izračunajo na podlagi podatkov elektromagnetnega izračuna SSTM z metodo končnih elementov (MKE) ali pa iz podatkov meritev SSTM [15].

Na podlagi napetostnih enačb lahko izpeljemo navorno enačbo (3), ki je sestavljena iz dveh komponent navora. Prva komponenta navora M_s predstavlja sinhronski navor in je odvisna predvsem od magnetnega sklepa trajnega magneta in toka v osi q. Druga komponenta pa predstavlja reluktančni navor M_r , ki je zelo nelinearen in je posledica različnih navidezni induktivnosti v oseh d in q, kar je v splošnem značilno za sinhronske stroje s potopljenimi trajnimi magneti ter za reluktančne stroje [11].

$$\begin{aligned} M &= M_s + M_r = \frac{3}{2} p \Psi_m I_q + \frac{3}{2} p (L_{dn} - L_{qn}) I_d I_q \\ &= \frac{3}{2} p (\Psi_m I_q + (L_{dn} - L_{qn}) I_d I_q) \end{aligned} \quad (3)$$

3.1 Določanja krivulj MTPA

Iz prikazane odvisnosti navora v enačbi (3) je razvidno, da lahko izbrano vrednost navora dosežemo s teoretično neskončno kombinacijami komponent toka (I_d , I_q). Za vsako izbrano vrednost navora M pa obstaja le ena kombinacija toka (I_d , I_q), pri kateri SSTM generira izbrani navor z minimalnimi izgubami. Pri tem lahko z izbiro toka vplivamo na električne izgube SSTM, ki so sestavljene iz jouskih izgub v navitjih ter iz magnetilnih izgub v železnem jedru. Analitična rešitev tega optimizacijskega problema je predstavljena v [8] in zahteva tudi poznavanje lastnosti železnega paketa SSTM, ki pogosto niso znane in se med obratovanjem lahko tudi spremenjajo. Posledično se v praksi veliko pogosteje uporablja suboptimalna rešitev, ki minimizira le jouske izgube v navitjih tako, da izbrano vrednost navora generira z najmanjšo amplitudo statorskega toka, kar v splošnem poznamo kot strategijo vodenja MTPA. To obratovalno stanje SSTM pa lahko dosežemo z različnimi metodami.

Določitev krivulje MTPA predstavlja v splošnem optimizacijski problem. Ker so vrednosti navora v odvisnosti od toka $M(I_d, I_q)$ najpogosteje podane numerično v tabeli, optimizacijski problem zastavimo tako, da pri znani omejitvi amplitude statorskega toka I_s iščemo takšno kombinacijo komponent statorskega toka (I_d , I_q), pri kateri bo SSTM razvil želeni navor M^* . Optimizacijski problem formalno opišemo z enačbo (4).

$$\max_{\|I_d, I_q\| = I_s} M(I_d, I_q) = M^* \quad (4)$$

Če tako določimo optimalne kombinacije toka (I_d , I_q) za različne vrednosti M^* (in posledično različne vrednosti tokov I_s) in točke povežemo med seboj, dobimo t. i. krivuljo MTPA. Oblika te krivulje je odvisna od zasnove in lastnosti SSTM. Če ima sinhronski stroj trajne magnete nameščene na površini rotorja, je razlika v induktivnostih tako majhna, da se reluktančni navor pogosto zanemari in je krivulja MTPA kar navpična premica ($I_d = 0$). Pri sinhronskih strojih, ki imajo trajne magnete potopljene v železno jedro rotorja, je razlika v induktivnostih večja in stroj razvije tudi reluktančni navor. Oblika krivulje MTPA je odvisna od magnetne izraženosti in nasičenja železnega paketa. Čim bolj je rotor magnetno izražen, bolj je karakteristika ukrivljena in težje jo je opisati z matematično funkcijo. Posledično se takšne krivulje MTPA na mikrokrmilnikih najpogosteje izvedejo na podlagi numeričnih tabel, pridobljenih s predhodno numerično rešitvijo opisanega optimizacijskega problema (4).

3.2 Analitična aproksimacija

Krivuljo MTPA lahko teoretično določimo tudi analitično, če predpostavimo konstantne vrednosti pa-

rametrov SSTM in s tem zanemarimo nelinearnosti zaradi nelinearnih lastnosti železnega jedra. Tako lahko na podlagi enačbe (3) izpeljemo analitično določitev kombinacije komponent statorskega toka (I_d , I_q) za obratovanje MTPA [11], pri čemer komponento I_d izračunamo na podlagi enačbe (5),

$$I_d = \frac{\Psi_m - \sqrt{\Psi_m^2 + 8(L_{dn} - L_{qn})^2 I_s^2}}{4(L_{qn} - L_{dn})} \quad (5)$$

komponento I_q pa na podlagi enačbe (6).

$$I_q = \sqrt{I_s^2 - I_d^2} \quad (6)$$

Slabost te metode je zanemarjenje nelinearnih lastnosti, kar v splošnem privede do neoptimalnega obratovanja SSTM zaradi odstopanja med dejansko in aproksimirano krivuljo MTPA.

3.3 Numerična aproksimacija z matematičnimi funkcijami

3.3.1 Aproksimacija s kvadratno funkcijo

Avtorji v [8] so izračunane optimalne krivulje, ki so upoštevale tudi izgube v železu, aproksimirali s kvadratno funkcijo, saj je bila izpeljana rešitev preveč kompleksna za izvedbo v realnem času na digitalnem signalnem procesorju (DSP). Krivuljo MTPA lahko z numeričnimi metodami aproksimiramo s kvadratno funkcijo (7),

$$I_d = k_2 \cdot I_q^2 + k_1 \cdot I_q + k_0 \quad (7)$$

ki ji moramo določiti koeficiente k_0 , k_1 in k_2 . Pri tem za koeficient k_0 določimo kar vrednost 0, saj krivulja MTPA vedno izhaja iz koordinatnega izhodišča. Za izbiro preostalih dveh koeficientov k_1 in k_2 pa lahko uporabimo ustrezno metodo za numerično aproksimacijo krivulj. Enačba (7) je v splošnem za izvedbo v realnem času lahko uporabljena direktno, pri čemer predpostavimo, da komponenta I_q prevzame vlogo referenčne vrednosti, ki izhaja iz regulatorja hitrosti.

3.3.2 Aproksimacija z linearno funkcijo

Glede na obliko različnih krivulj MTPA, ki je najbolj podobna paraboli, bo aproksimacija linearne funkcije bolj odstopala od optimalne krivulje. Kljub temu se linearna aproksimacija pogosto uporablja na manjših odsekih nelinearnih funkcij zaradi preproste in računske nezahtevne izvedbe. Tako je bila linearna funkcija (8) aproksimirana na odseku karakteristike MTPA, ki je predstavljena v nadaljevanju.

$$I_d = k \cdot I_q + n \quad (8)$$

4 Rezultati

4.1 Parametri sinhronskega stroja z notranjimi trajnimi magneti

V *razpredelnici 1* so zbrani parametri obravnavanega sinhronskega stroja, pridobljeni iz podatkov dvodimenzionalnega (2D) elektromagnetnega izračuna z metodo končnih elementov v programskem paketu Ansys Maxwell. Pri tem so induktivnosti in magnetni sklep trajnega magneta določeni za delovno točko prostega teka. Na podlagi teh parametrov lahko po enačbi (9) ocenimo razmerje magnetne izraženosti rotorja s_r (angl. saliency ratio), ki je po vrednosti sicer majhno. Velikost magnetne izraženosti rotorja je sicer sorazmerna velikosti reluktančne komponente navora, pri čemer večje izraženosti v splošnem omogočajo predvsem večji izkoristek in večji navor na enoto toka.

$$s_r = \frac{L_{qn}}{L_{dn}} = 1,787 \quad (9)$$

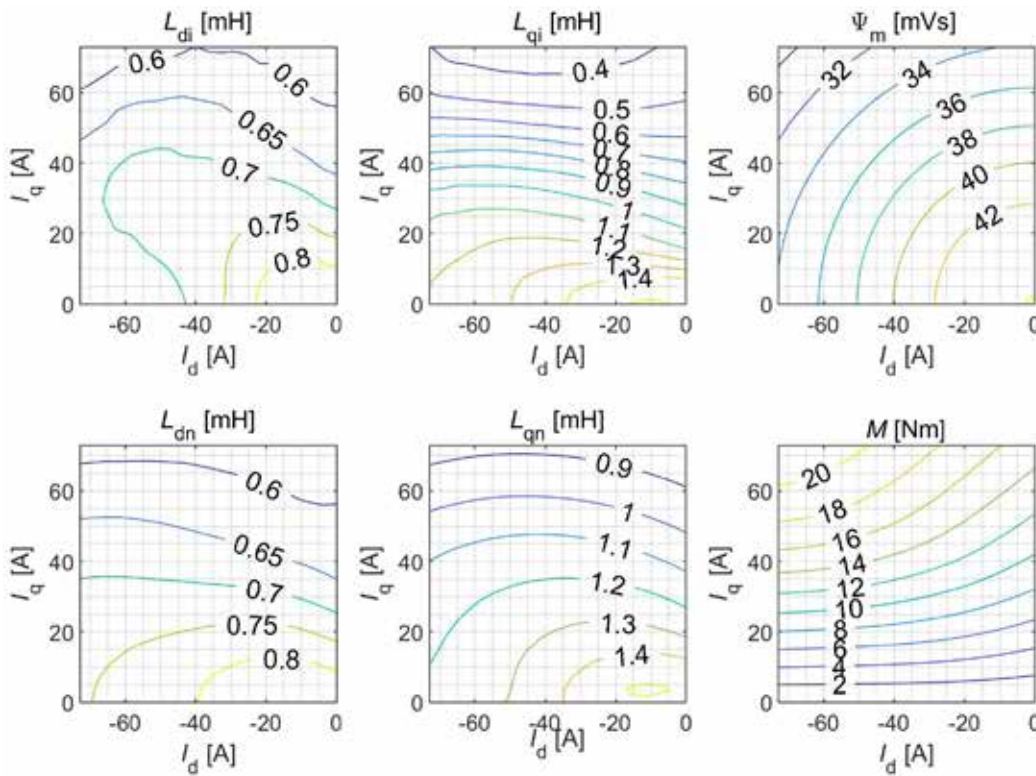
Razpredelnica 1: Parametri sinhronskega stroja z notranjimi trajnimi magneti

Parameter	Vrednost
Število polovih parov p	4
Statorska upornost R_s [mΩ]	156,7
Magnetni sklep trajnega magneta Ψ_m [mVs]	44,02
Navidezna induktivnost v d-osi L_{dn} [mH]	0,8148
Navidezna induktivnost v q-osi L_{qn} [mH]	1,456

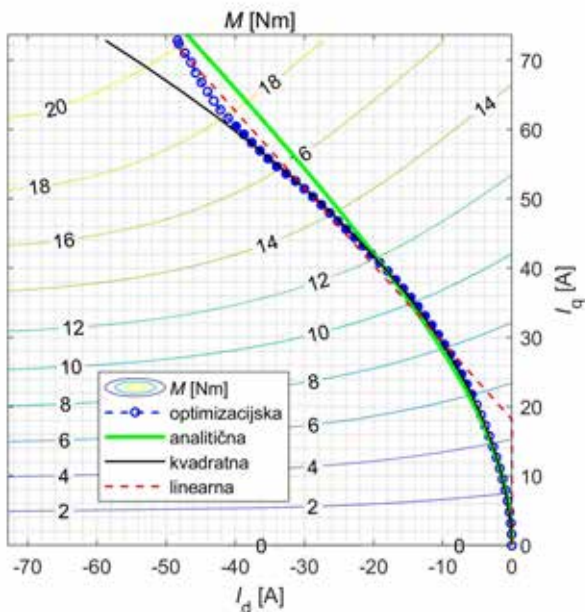
Na *sliki 1* so prikazane odvisnosti induktivnosti, magnetnega sklepa trajnega magneta in navora od statorskega toka I_d in I_q , pridobljene iz elektromagnetnega izračuna z MKE. Numerični rezultati na *sliki 1* potrjujejo izrazito nelinearne lastnosti obravnavanega stroja, pri čemer je razvidno tudi, da je izbrano vrednost navora res mogoče doseči z različnimi kombinacijami komponent I_d in I_q . Na podlagi predstavljenih numeričnih rezultatov smo izvedli aproksimacijo krivulj MTPA z opisanimi metodami.

4.2 Numerična aproksimacija krivulj MTPA

Na *sliki 2* so prikazane plastnice navora in krivulje MTPA, ki so bile določene po opisanih metodah. Rešitev optimizacijskega problema enačbe (4) je bila izvedena na numeričnih podatkih s funkcijo `fmincon` v programskem okolju Matlab. Ta funkcija omogoča reševanje nelinearnih optimizacijskih problemov z omejitvami. Nato so bile za obe aproksimaciji s kvadratno in linearno funkcijo uporabljene le točke na optimizacijski krivulji MTPA, ki so označene s polnimi točkami.



Slika 1 : Lastnosti obravnavanega SSTM: a,b) inkrementalni induktivnosti v osi d in osi q, c) magnetni sklep trajnega magneta, d,e) navidezni induktivnosti v osi d in osi q, f) navor



Slika 2: Aproksimacija krivulj MTPA s predstavljenimi metodami

Koeficiente kvadratne in linearne funkcije smo določili na podlagi minimizacije korena povprečne kvadratne napake (ang. Root-mean square error

Razpredelnica 2 : Parametri kvadratne funkcije

Parameter	Vrednost
k_2	- 0,0105
k_1	- 0,0381
k_0	0

- RMSE). Koeficienti tako pridobljene kvadratne funkcije so zbrani v *razpredelnici 2*. Pri tem RMSE znaša 0,156.

Vrednosti koeficientov linearne funkcije so zbrane v *razpredelnici 3*, pri čemer RMSE znaša 1,57.

Kljub vsem poenostavitvam so razlike med krivuljami MTPA za obravnavani stroj že na prvi pogled majhne.

Primerjavo in vrednotenje neoptimalnega obratovanja stroja pri uporabi predstavljenih aproksimiranih krivulj smo izvedli na podlagi amplitude statorskega toka (10)

$$I_s = \sqrt{I_d^2 + I_q^2} \quad (10)$$

in faznega kota statorskega toka (11)

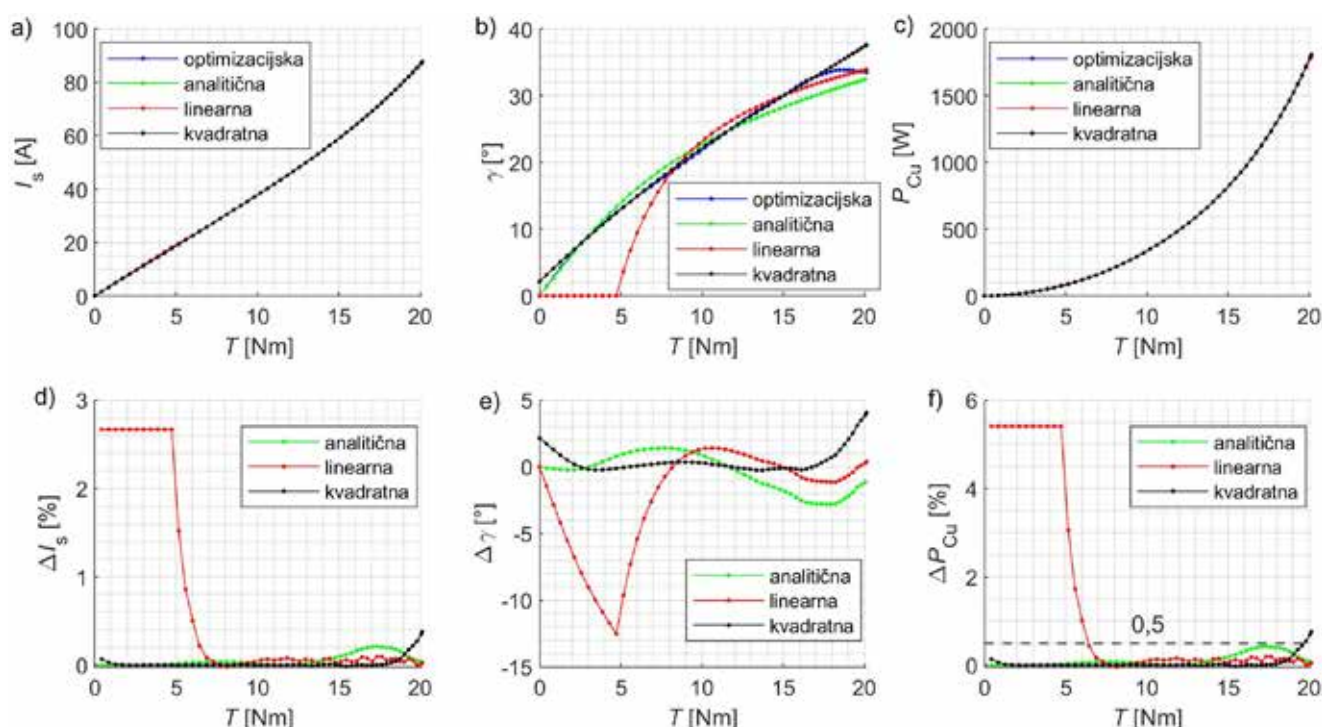
$$\gamma = \text{atan}\left(\frac{-I_d}{I_q}\right), \quad (11)$$

ki določata vektor statorskega toka v koordinatnem sistemu dq.

Na *sliki 3* je prikazana primerjava amplitud toka I_s ter faznih kotov toka γ vseh izračunanih krivulj

Razpredelnica 3 : Parametri linearne enačbe

Parameter	Vrednost
k	- 1,114
n	18,17



Slika 3 : Primerjava uporabe aproksimiranih krivulj z optimalno krivuljo MTPA: a) amplituda statorskega toka, b) fazni kot statorskega toka, c) joulske izgube, d) razlika statorskega toka, e) razlika kota statorskega toka in f) razlika joulskih izgub

Razpredelnica 4 : Primerjava amplitud toka I_s in joulskih izgub obravnavanih metod aproksimacij MTPA pri navoru 16 Nm

Metoda	I_s [A]	ΔI_s [%]	P_{Cu} [W]	P_{Cu} [%]
optimizacijska	63,83	/	957,7	/
analitična	63,93	0,157	960,7	0,313
kvadratna	63,83	0	957,7	0
linearna	63,86	0,047	958,6	0,094
Brez MTPA	81,56	27,8	1564	63,3

MTPA pri enakih vrednostih navora M . Prikazana je tudi razlika amplitud toka ΔI_s med posamezno aproksimirano krivuljo in optimalno krivuljo MTPA. Ta razlika je večinoma manjša od 0,4 %, razen pri linearni aproksimaciji krivulje MTPA, kjer največje odstopanje znaša 2,67 %. Veliko večje je odstopanje v vrednostih faznega kota statorskega toka $\Delta \gamma$, ki je večinoma manjše od $\pm 5^\circ$, le pri linearni aproksimaciji doseže $12,5^\circ$. Odstopanje joulskih izgub ΔP_{Cu} večinoma ne preseže meje 0,5 %, le pri linearni aproksimaciji največje odstopanje znaša 5,4 %. Odstopanje linearne aproksimacije je pričakovano največje, saj je za prilaganje izbran le najbolj raven del krivulje MTPA, največje odstopanje pa leži zunaj tega področja.

Rezultati primerjave uporabe aproksimiranih krivulj z optimalno krivuljo kažejo, da je strategija vodenja MTPA učinkovit ukrep za zmanjšanje izgub v sinhronskih strojih z notranjimi trajnimi magneti. Izgu-

be v obravnavani delovni točki pri navoru 16 Nm, ki je prikazana v razpredelnici 4, so z uporabo krivulj MTPA zmanjšane za 63,3 %. Nadalje pa rezultati kažejo tudi, da v bližini optimalne krivulje MTPA izgube rastejo razmeroma počasi, zato lahko že z enostavnimi aproksimacijskimi metodami dosežemo skoraj optimalno obratovanje.

5 Zaključek

V članku smo predstavili strategijo vodenja za zmanjšanje izgub sinhronskega stroja z notranjimi trajnimi magneti. Strategija v splošnem temelji na rešitvi nelinearnega optimizacijskega problema, pri čemer je rešitev nelinearna krivulja MTPA, na podlagi katere se referenčni statorski tok razdeli na komponente v osi d in q. Dobljeno krivuljo MTPA lahko izvedemo na mikrokrmilniku v obliki numeričnih razpredelnic ali pa z različnimi, pogosto poenostavljenimi matematičnimi funkcijami. Na izbiro izvedbe algoritma MTPA v večini primerov vplivajo predvsem lastnosti (zmogljivost) izbranega mikrokrmilnika, pri čemer lahko že z zelo enostavnimi rešitvami dosežemo znatno zmanjšanje izgub.

Vse obravnavane aproksimacije krivulje MTPA so lahko primerne za implementacijo, saj ni večjega odstopanja joulskih izgub od optimalne rešitve MTPA. Odstopanje linearne aproksimacije bi lahko zmanjšali, če bi krivuljo MTPA aproksimirali z večjim številom linearnih funkcij (ali odsekom zvezno linearno funkcijo), saj bi s tem zmanjšali odstopanje v nastalem kolenu linearne aproksimacije krivulje MTPA. Rezultati so pokazali tudi, da se pri pogrešku

kota statorskega toka γ za 3° jouske izgube povečajo za manj kot 0,5 %. Ta odvisnost bo podrobneje raziskana v nadaljnjem delu.

Viri

- [1] K. Algarny, A. S. Abdelrahman and M. Z. Youssef: "Performance Comparison between Induction and Permanent Magnet Synchronous Electric Machines in Water Pump Application," 2018 2nd European Conference on Electrical Engineering and Computer Science (EECS), Bern, Switzerland, 2018, pp. 165-169.
- [2] L. Shao, A. E. H. Karci, D. Tavernini, A. Sornioti and M. Cheng, "Design Approaches and Control Strategies for Energy-Efficient Electric Machines for Electric Vehicles—A Review," in IEEE Access 2020, vol. 8, pp. 116900-116913.
- [3] R. Paes, T. Rowan, S. Royak and J. Liu: "Optimized Permanent Magnet Motor Control for Electric Submersible Pumps Using LV ASDs," 2019 IEEE Petroleum and Chemical Industry Committee Conference (PCIC), Vancouver, BC, Canada, 2019, pp. 495-504.
- [4] Guangxu Zhou, Yun Zhang and Zhixue Wang: "Study on Permanent Magnet Synchronous Motor for hydraulic pump system," 2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Busan, 2013, pp. 1060-1063.
- [5] L. Alberti and G. Berardi: "Design of a Low Power Synchronous Motor for High Efficiency Applications," 2018 XIII International Conference on Electrical Machines (ICEM), Alexandroupoli, Greece, 2018, pp. 677-682.
- [6] Y. Sun, H. Liu and Y. Wang: "Study of High Efficiency and High Starting Torque Permanent Magnet Synchronous Motors Used in Pump Jacks," 2007 2nd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Harbin, China, 2007, pp. 273-277.
- [7] Ambrožič Vanja, Zajec Peter: »Električni servo pogoni«, Slovensko združenje elektroenergetikov CIGRÉ-CIRED, 2016.
- [8] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda and T. Hirasaka: "Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives," IEEE Transactions on Industrial Electronics 1994, 41, 511-517.
- [9] S. Vaez, V. I. John and M. A. Rahman, "An on-line loss minimization controller for interior permanent magnet motor drives," in IEEE Transactions on Energy Conversion 1999, 14, 1435-1440.
- [10] C. Mademlis, I. Kioskeridis and N. Margaris, "Optimal efficiency control strategy for interior permanent-magnet synchronous motor drives," IEEE Transactions on Energy Conversion 2004, 19, 715-723.
- [11] Dianov, F. Tinazzi, S. Calligaro, S. Bolognani, "Review and Classification of MTPA Control Algorithms for Synchronous Motors", IEEE Trans. Power Electronics 2022, 37, pp. 3990-4007.
- [12] A. Rabiei, T. Thiringer, M. Alatalo and E. A. Grun-ditz, "Improved Maximum-Torque-Per-Ampere Algorithm Accounting for Core Saturation, Cross-Coupling Effect, and Temperature for a PMSM Intended for Vehicular Applications," in IEEE Transactions on Transportation Electrification 2016, vol. 2, no. 2, pp. 150-159.
- [13] Y. Hirano, K. Aiso, K. Kondo and K. Matsunami, "Torque Feed-Back MTPA Control for IPMSM Compensating for Magnet Flux Variation Due to Permanent Magnet Temperature," 2020 23rd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), Hamamatsu, Japan, 2020, pp. 365-368.
- [14] Garmut M., Steentjes S., Petrun M., "Parameter identification for MTPA control based on a nonlinear d-q dynamic IPMSM model", Compel 2023, Vol 42., No. 4, pp. 846-860.
- [15] B. Cheng and T. R. Tesch, "Torque Feedforward Control Technique for Permanent-Magnet Synchronous Motors," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 3, pp. 969-974, March 2010.

Implementation of a Control Strategy for Reducing Power Loss in Interior Permanent Magnet Synchronous Machines

Abstract:

The permanent magnet synchronous machine (PMSM) is most commonly used machine in high-efficiency electric drives. High efficiency can be achieved by optimization of PMSM construction and by appropriate control algorithm which achieves the optimal working point conditions, where the most used algorithm is the Maximum Torque Per Ampere (MTPA). This paper compares different methods of approximating the MTPA trajectory and corresponding impact on joule losses within the analyzed PMSM.

Keywords:

interior permanent magnet synchronous machine, PMSM, maximum torque per ampere, MTPA, loss minimization

Zahvala

Avtorja se zahvalujeta podjetju MAHLE Electric Drives Slovenija d.o.o. za izdelani vzorec sinhronskega stroja z notranjimi trajnimi magneti.