

Vodenje IPMSM s strategijo MTPA

Matej Galjanič

E-pošta: mg9281@student.uni-lj.si

Povzetek. Sinhronske motorje s trajnimi magneti lahko vodimo na različne načine. V članku je predstavljeno vodenje sinhronskega motorja s potopljenimi magneti (IPMSM) z metodo MTPA (maximum torque per amper) in primerjava takega vodenja z metodo $I_d = 0$, ki je najbolj enostavno vodenje sinhronskega motorja. Predstavljena je tudi realizacija Simulink modela za IPMSM in za obe regulacijski metodi.

Ključne besede: IPMSM, MTPA, PI regulator, feed-forward

1 UVOD

Tehnološki napredek omogoča optimizacijo energijske porabe tudi na področju električnih pogonov. V tem smislu je uporaba sinhronskih strojev s trajnimi magneti zelo primerna, saj dosegajo višje izkoristke v primerjavi s preostalimi tipi elektromotorjev.

Izkoristki pa niso odvisni zgolj od izbire tipa in izvedbe elektromotorja, ampak tudi od načina strategije vodenja motorja. Najbolj enostavna strategija vodenja za sinhronske motorje je metoda $I_d = 0$, kjer tok I_d držimo na 0 A, navor pa nadziramo s tokom I_q . Pri motorjih s površinsko nameščenimi trajnimi magneti s spreminjanem toka I_d ne vplivamo na navor motorja.

Temu ni tako pri IPMSM. Zaradi magnetno nesimetričnega rotorja dobimo reluktančno komponento navora, ki je odvisna tudi od toka I_d . V nadaljevanju si bomo ogledali, kako lahko z metodo MTPA izkoriščamo to lastnost, da dobimo enak navor z manj toka kot pri metodi $I_d = 0$ in kako to vpliva na izgube stroja.

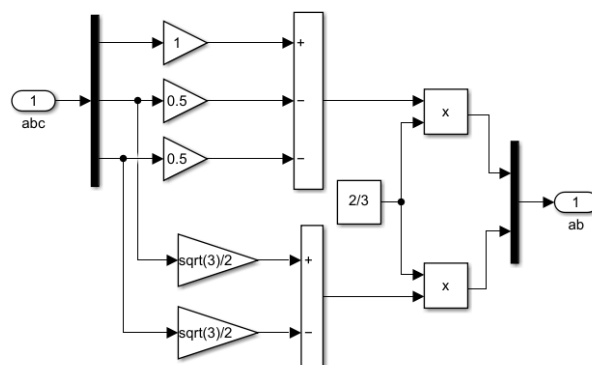
2 SIMULINK MODEL IPMSM

Primerjava regulacijskih metod je bila izvedena na podlagi simulacijskega modela izdelanega v Matlab-ovem Simulink-u.

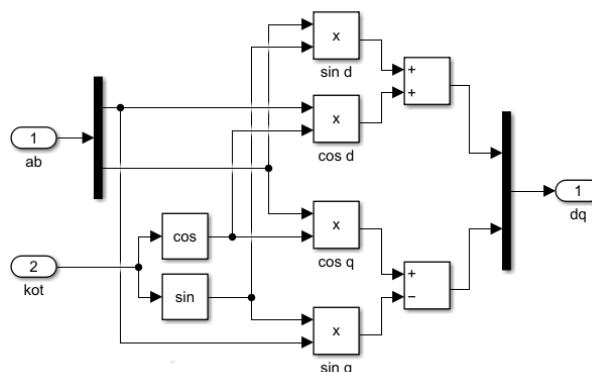
Model IPMSM je izveden na podlagi napetostne, navorne in mehanske enačbe ter enačbe za odvisnost magnetnih sklepov od tokov [1], [2]. Model na vходу sprejme trifazno napetost, ki jo prek Clarkine (1) in Parkove (2) transformacije pretvori v napetosti U_d in U_q . Modela obeh transformacij sta na slikah 1 in 2.

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{\beta s} \\ v_{0s} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (2)$$



Slika 1: Model Clarkine transformacije.



Slika 2: Model Parkove transformacije.

2.1 Napetostna enačba

Pretvorba napetosti U_d in U_q v tokova I_d in I_q poteka preko modela na sliki 3, ki temelji na napetostnih enačbah IPMSM (3) in (4) ter na enačbah za odvisnost magnetnih sklepov od tokov (7) in (8). S pomočjo rotacijske matrike (5) so enačbe preurejene v enačbi (6) in (9), ki sta uporabljeni za izdelavo modela na sliki 3.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_r \psi_{qs} \quad (3)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} - \omega_r \psi_{ds} \quad (4)$$

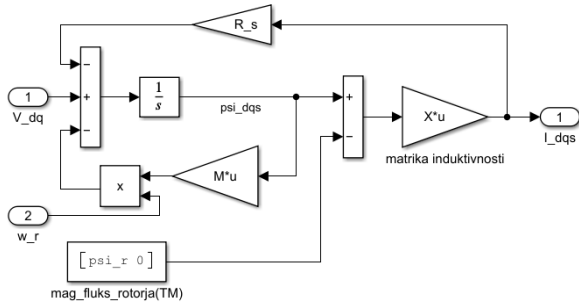
$$M = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} = \int_0^t \left(\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} - M \begin{bmatrix} \psi_{ds} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} \right) dt \quad (6)$$

$$\psi_{ds} = L_{ds} i_{ds} + \psi_{TM} \quad (7)$$

$$\psi_{qs} = L_{qs} i_{qs} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\psi_{ds} - \psi_{TM}}{L_{ds}} \\ \frac{\psi_{qs}}{L_{qs}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{ds}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qs}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ds} - \psi_{TM} \\ \psi_{qs} \end{bmatrix} \quad (9)$$



Slika 3: Simulink model napetostne enačbe sinhronskega motorja z izraženimi poli.

R_s je upornost statorskega navitja, L_{ds} in L_{qs} sta statorski induktivnosti v d in q osi, ψ_{ds} in ψ_{qs} sta statorska magnetna sklepa v d in q osi, ω_r je električna vrtilna hitrost in ψ_{TM} je magnetni sklep trajnega magneta.

2.2 Navorna enačba

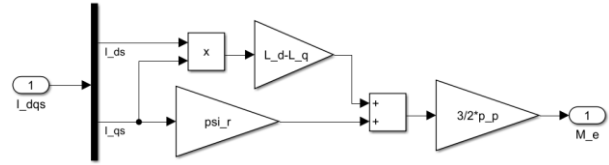
Izhodna tokova I_d in I_q sta pripeljana na model navorne enačbe. Slednji je sestavljen iz sinhronskega navora (10) in reluktančnega navora (11).

$$M_s = \frac{3}{2} p_p \psi_{TM} i_{qs} \quad (10)$$

$$M_r = \frac{3}{2} p_p (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs} \quad (11)$$

Če ju seštejemo, dobimo celotno navorno enačbo sinhronskega motorja s potopljenimi magneti (12), na podlagi katere je izdelan model na sliki 4.

$$M_{el} = \frac{3}{2} p_p (\psi_{TM} i_{qs} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs}) \quad (12)$$

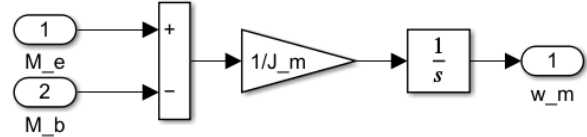


Slika 4: Simulink model navorne enačbe sinhronskega motorja z izraženimi poli.

2.3 Mehanska enačba

Mehanska enačba motorja (13) je realizirana preko modela na sliki 5.

$$\omega_m = \frac{1}{J_M} \int_0^t (M_e - M_b) dt \quad (13)$$



Slika 5: Simulink model mehanske enačbe sinhronskega motorja.

Z združitvijo opisanih modelov lahko simuliramo IPMSM. Izhodne veličine so tok I_d , tok I_q in mehanska hitrost motorja ω_m . Slednje uporabi regulacijski model kot povratnozančne veličine. Tokova I_d in I_q sta uporabljena tudi za pridobitev trifaznega toka na statorju preko inverzne Parkove in Clarkine transformacije. Pridobljene tokove statorja lahko uporabimo za izračun izgub motorja na statorskem navitju.

3 SIMULINK MODEL REGULACIJE

Hitrostna regulacija v osnovi sestoji iz kaskadne regulacije tokov I_d in I_q ter mehanske hitrost ω_m . Vsi trije regulatorji so PI regulatorji z dodanim členom proti integralskemu pobegu.

3.1 Tokovna regulacija

Koeficienti tokovnih PI regulatorjev so izračunani po enačbah (14), (15) in (16) [1].

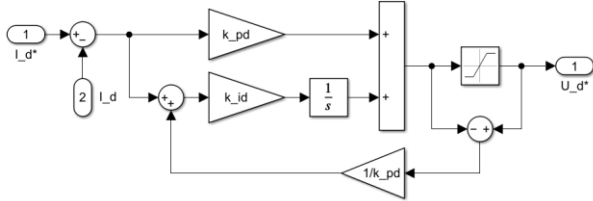
$$K_p = L \alpha_c \quad (14)$$

$$K_I = R_s \alpha_c \quad (15)$$

$$K_a = \frac{1}{K_p} \quad (16)$$

K_p je proporcionalni člen regulatorja, L je induktivnost v d ali q osi, odvisno od tega kateri tok reguliramo, K_I je

integralni člen regulatorja in K_a je ojačitev v zaščiti proti integralnemu pobegu. Pasovna širina regulatorja α_c je bila določena na podlagi testiranja in opazovanja odziva. Model PI regulatorja za tok I_d je prikazan na sliki 6.



Slika 6: Simulink model PI regulatorja za tok I_d .

3.2 Hitrostna regulacija

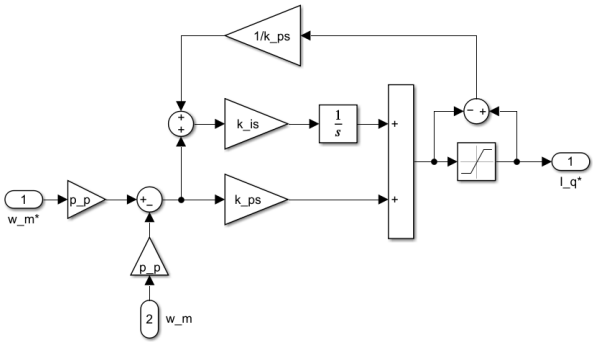
Regulacija hitrosti je izdelana po enačbah (17), (18), (19) in (20) [1]. Prav tako kot pri tokovni regulaciji je bila pasovna širina regulatorja α_s določena preko testiranja in opazovanja odziva. Model regulatorja hitrosti je na sliki 7.

$$K = \frac{3}{2} p_p \psi_{TM} \quad (17)$$

$$K_p = \frac{J_m \alpha_s}{K} \quad (18)$$

$$K_I = \frac{J_m \alpha_s^2}{K} \quad (19)$$

$$K_a = \frac{1}{K_p} \quad (20)$$

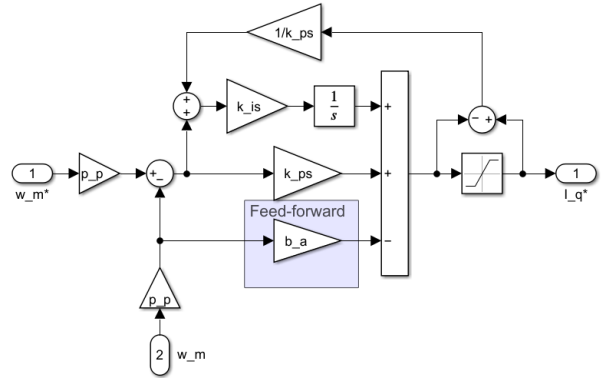


Slika 7: Simulink model PI regulatorja za mehansko hitrost.

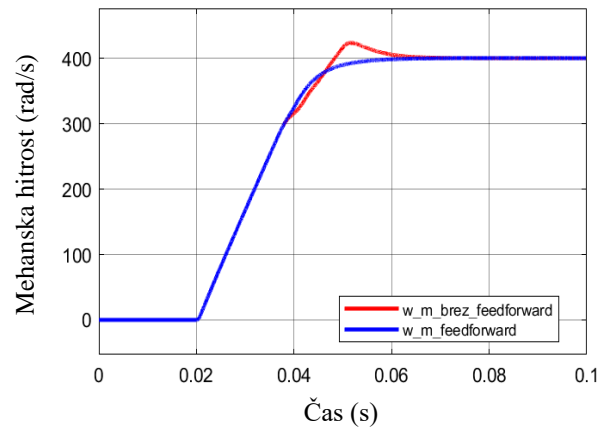
3.3 Feed-forward

Odziv motorja je bil z nastavljenjo regulacijo še vedno neustrezen. V namen izboljšanja odziva je bil dodan feed-forward člen hitrostni regulaciji (21) [1]. Na sliki 8 je prikazan model regulatorja hitrosti z dodanim feed-forward členom, na sliki 9 pa lahko vidimo, kako je dodatek feed-forward člena izboljšal hitrostni odziv motorja.

$$b_a = \frac{(J_m \alpha_s - B)}{K} \quad (21)$$



Slika 8: Simulink model PI regulatorja za mehansko hitrost z dodanim feed-forward členom.

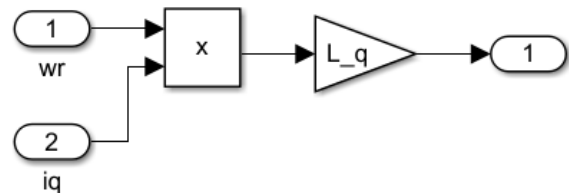


Slika 9: Primerjava hitrostnega odziva motorja na stopnico s feed-forward členom in brez njega.

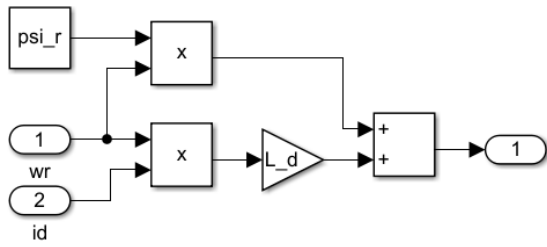
Naslednja težava je bil tok I_d , ki je kljub željeni vrednosti 0 zaradi križnega vpliva s tokom I_q precej spreminjal vrednost tekom simulacije. Problem se je odražal tudi pri toku I_q , ki tudi ni imel željenega poteka. Za odpravo križnih vplivov sta bila dodana feed-forward člena (22) in (23) tokovnim regulatorjem [1]. Modela členov sta na slikah 10 in 11.

$$FF_{i_{ds}} = -\omega_r L_{qs} i_{qs} \quad (22)$$

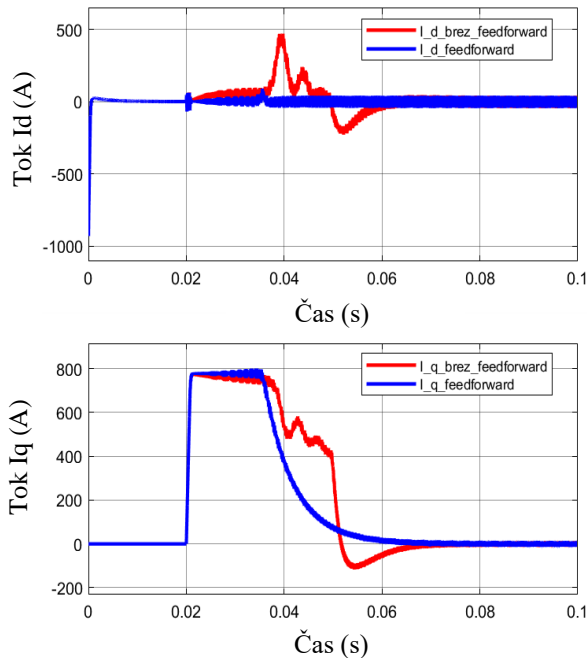
$$FF_{i_{qs}} = \omega_r L_{ds} i_{ds} + \omega_r \psi_{TM} \quad (23)$$



Slika 10: Simulink model za feed-forward člen za tok I_d .

Slika 11: Simulink model feed-forward člena za tok I_q .

Z dodanimi feed-forward členi je postal odziv ustrezen. Na sliki 12 je prikazana primerjava odziva brez in s feed-forward členi. S tem je bila realizirana regulacija s strategijo $I_d = 0$.



Slika 12: Primerjava tokovnega odziva motorja na stopnico s feed-forward členi in brez njih.

3.4 MTPA

Sledila je realizacija regulacije s strategijo vodenja MTPA, ki temelji na iskanju maksimalnega navora glede na tok I_d . To pomeni, da moramo odvod navora po toku I_d enačiti z 0 (27). V navorni enačbi (12) pa nastopata tokova I_d in I_q , ki sta med seboj povezana. Posledično moramo tok I_q izraziti s tokom I_d (24), (25) in tako izražen tok I_q vstaviti v navorno enačbo (26). Na koncu dobimo enačbi za optimalna tokova I_d (28) in I_q (25) pri katerih bomo dobili željeni navor [3], [2]. Vse te izračune je možno izvesti vnaprej in jih tabelirati. Tako dobimo MTPA tabelo kombinacij tokov I_d in I_q za željene navore. Na ta način lahko prihranimo delo procesorju, ki lahko vrednosti prebere iz tabele, namesto da bi moral izgubljati čas z dodatnim računanjem.

$$I_s = \sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} \quad (24)$$

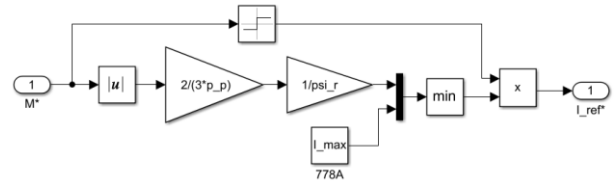
$$i_{qs} = \sqrt{I_s^2 - i_{ds}^2} \quad (25)$$

$$M_{el} = \frac{3}{2} p_p (\psi_{TM} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}) \sqrt{I_s^2 - i_{ds}^2} \quad (26)$$

$$\frac{dM_{el}}{di_{ds}} = 0 \quad (27)$$

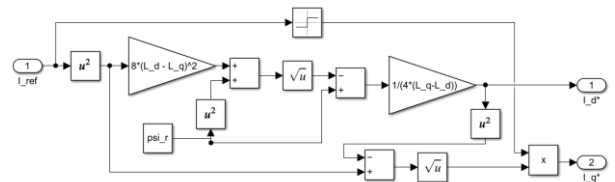
$$i_{ds} = \frac{\psi_{TM} - \sqrt{\psi_{TM}^2 + 8(L_{ds} - L_{qs})^2 I_s^2}}{4(L_{qs} - L_{ds})} \quad (28)$$

Najprej je bilo treba določiti statordi tok I_s oziroma referenčni tok I_{ref} v shemi na sliki 13. Slednjega se določi tako, da opazujemo le sinhronski navor (10) in enačbo zanj obrnemo tako, da izpostavimo tok. Zahtevan navor lahko narekuje višji tok kot nam ga dovoljuje tokovna limita, zato je treba dodati omejitve referenčnega toka.



Slika 13: Simulink model za izračun referenčnega toka za MTPA izračun.

S pridobljenim I_{ref} lahko preko enačb (28) in (25) izdelamo model na slik 14, ki izračuna želene toka I_d in I_q .



Slika 14: Simulink model za MTPA izračun.

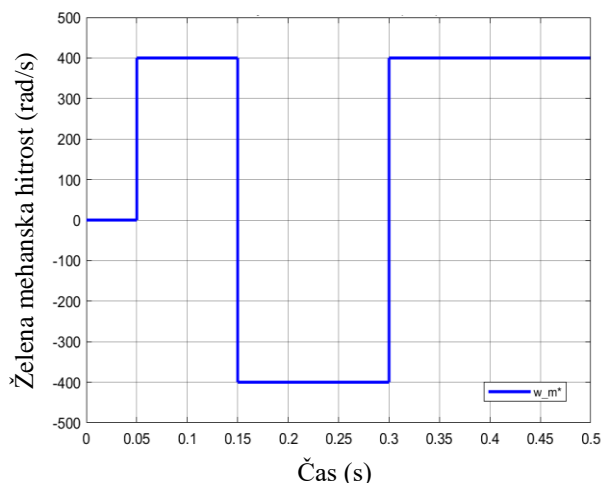
Po združitvi obeh modelov v MTPA blok dobimo na vходу podatek o željenem navoru, na izhodu pa podatka o željenih tokovih I_d in I_q , ki sta nato poslana naprej na tokovne regulatorje. Hitrostni regulator pri metodi MTPA ne regulira željene vrednosti toka I_q tako kot jo je pri metodi $I_d = 0$, temveč regulira željen električni navor motorja. Posledično se je spremenila pasovna širina hitrostnega regulatorja α_s .

4 PRIMERJAVA STRATEGIJ $I_d = 0$ IN MTPA

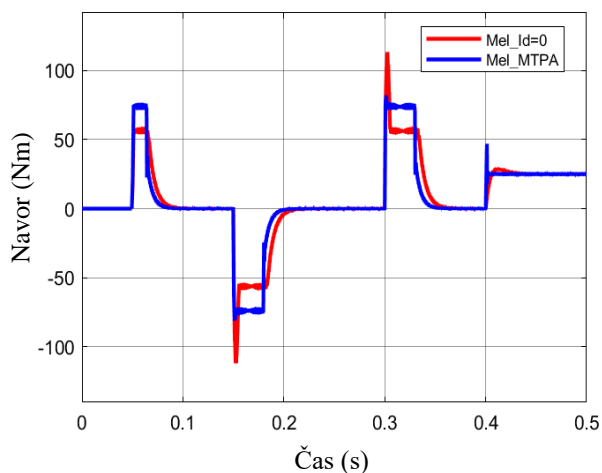
Z realizacijo obeh strategij vodenja ju lahko primerjamo. Glede na do sedaj napisano pričakujemo, da bomo z MTPA metodo dosegali višje maksimalne navore. Pričakujemo tudi, da bomo za generiranje istega navora potrebovali manj toka.

4.1 Maksimalen navor

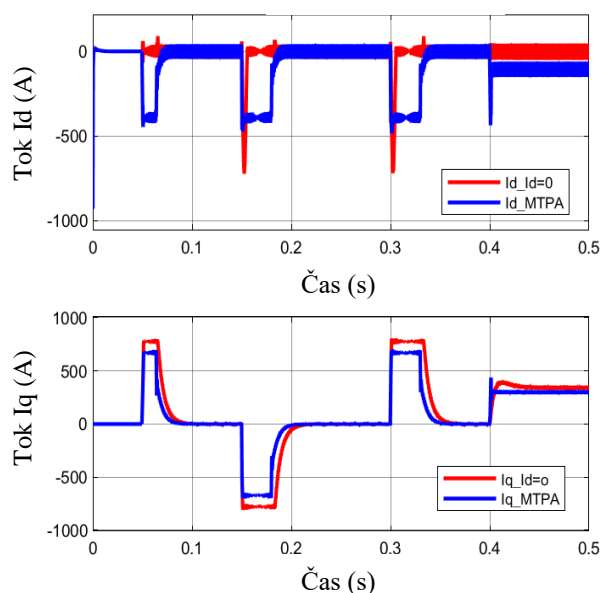
Na slikah 16 in 17 sta prikazana navorni in tokovni odziv obeh strategij vodenja na spremembo želene hitrosti motorja. Želena hitrost se je najprej spremenila iz 0 na 400 rad/s oziroma iz 0 na 3819,72 min⁻¹. Nato je bila iz 400 rad/s postavljena na -400 rad/s in potem nazaj na 400 rad/s. Pri času 0,4 s je bila dodana obremenitev 25 Nm. Potek želene hitrosti je na sliki 15.



Slika 15: Potek želene mehanske hitrosti.



Slika 16: Primerjava navornega odziva motorja vodenega z $I_d = 0$ in MTPA metodami.



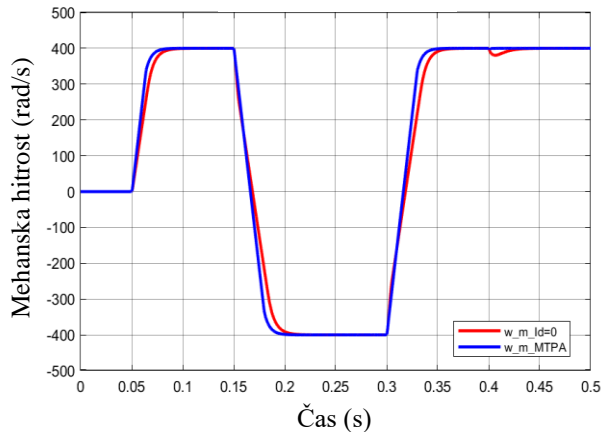
Slika 17: Primerjava tokovnega odziva motorja vodenega z $I_d = 0$ in MTPA metodami.

Zaradi preostalih križnih vplivov tokov I_d in I_q dobimo ob reverziranju prenehaja toka I_d pri regulaciji $I_d = 0$. Posledično navor nenadno poskoči. Tega pojava pri MTPA metodi ni.

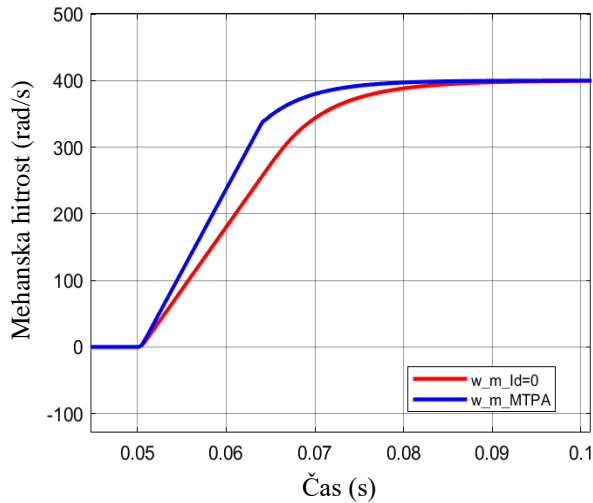
Vidimo, da regulacija z MTPA metodo dejansko dosega precej višji navor. V tem primeru doseže približno 74,4 Nm, medtem ko $I_d = 0$ metoda doseže le približno 56,5 Nm. MTPA metoda torej doseže 31,68 % višji navor kot $I_d = 0$ metoda, kar je izredno velik pridobitek. Poseben poudarek je treba dati na dejstvo, da gre za isti motor, torej da sta limiti tokovnih regulatorjev ostali nespremenjeni. Vse kar se je spremenilo, je strategija vodenja.

4.2 Pospešek

Na sliki 16 lahko opazimo, da je navor pri MTPA strategiji vodenja manj časa na maksimalni vrednosti v primerjavi z $I_d = 0$ metodo. Že iz tega lahko sklepamo, da smo prišli do željene vrednosti hitrosti hitreje, kar pomeni, da smo dosegli višji pospešek. To pa lahko vidimo tudi če opazujemo hitrostni odziv obeh strategij vodenja. Na sliki 18 je prikazan celoten hitrostni odziv obeh strategij vodenja, na sliki 19 pa je prikazan odziv na stopnico, kjer jasneje vidimo razliko med odzivoma obeh metod.



Slika 18: Primerjava hitrostnega odziva motorja vodenega z $I_d = 0$ in MTPA metodami.



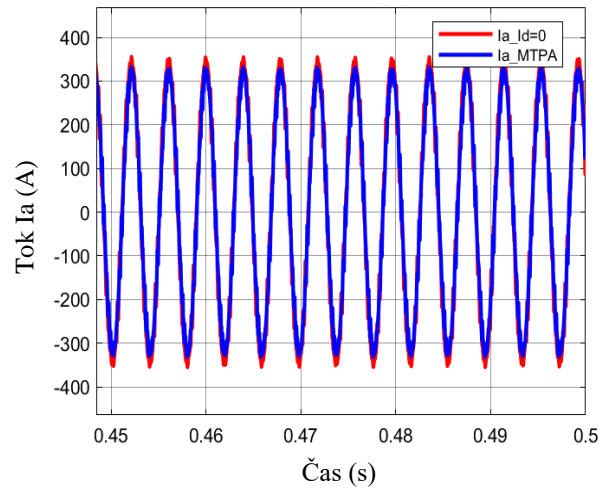
Slika 19: Primerjava hitrostnega odziva motorja vodenega z $I_d = 0$ in MTPA metodami, odziv na stopnico.

Iz grafa odziva na stopnico na sliki 19 lahko vidimo, da je naklon hitrosti pri MTPA metodi večji, kar pomeni večji pospešek.

4.3 Toplotne izgube v navitju

Izgube v sinhronskih motorjih imajo več različnih vzrokov kot recimo izgube zaradi trenja osi rotorja ali pa vrtilne izgube v feromagnetnih delih motorja. MTPA metoda ima v glavnem vpliv na toplotne izgube v bakrenih navitjih, saj nam omogoča manjšo porabo toka za generiranje željenega navora.

Za primerjavo toplotnih izgub obeh strategij vodenja lahko opazujemo tokove statorskih navitij pri konstantni obremenitvi. Na sliki 20 je prikazan časovni potek toka faze A pri obremenitvi motorja z bremenom 25 Nm.



Slika 20: Časovni potek toka I_a pri konstantni obremenitvi pri vodenju z $I_d = 0$ in MTPA metodami.

Vidimo, da je tok pri vodenju z MTPA metodo nižji od toka pri $I_d = 0$ metodi. Pomerjeni efektivni vrednosti tokov sta $I_{a_{I_d=0}} = 244,0251\text{A}$ in $I_{a_{MTPA}} = 226,8188\text{A}$. Izgube so izračunane po enačbi (29).

$$P_{izg} = R_s I^2 \quad (29)$$

$$P_{izg_{I_d=0}} = R_s I_{a_{I_d=0}}^2 = 3,3\text{m}\Omega * 244,0251\text{A}^2$$

$$P_{izg_{I_d=0}} = 196,5092\text{W} \quad (30)$$

$$P_{izg_{MTPA}} = R_s I_{a_{MTPA}}^2 = 3,3\text{m}\Omega * 226,8188\text{A}^2$$

$$P_{izg_{MTPA}} = 169,7743\text{W} \quad (31)$$

Zaradi manjšega toka pri MTPA metodi so izgube manjše za 13%. Spet imamo precejšen pridobitek za katerega motorja sploh nismo spreminjali, temveč smo spremenili samo strategijo vodenja.

5 ZAKLJUČEK

MTPA metoda je dober prikaz, kako lahko z različnimi strategijami vodenja vplivamo na delovanje motorja ne da bi slednjega spreminjali. V primeru MTPA metode dosežemo višje navori in nižje tokove kot pri bolj enostavnem vodenju. Posledično motor pridobi na zmogljivosti in ima boljši izkoristek.

Obstajajo tudi druge strategije vodenja za doseg drugačnih ciljev. Ena od teh metod je vodenje s slabljenjem polja, s katerim lahko dosežemo višje vrtilne hitrosti na račun navora. MTPA metodo je možno nadgraditi s slabljenjem polja. Pri takem vodenju MTPA metoda deluje v območju konstantnega navora, ko pa so želene hitrosti v območju konstantne moči preklopimo na vodenje s slabljenjem polja.

LITERATURA

- [1] Seung-Ki Sul. *Control of Electric Machine Drive Systems*. Hoboken, ZDA: Wiley-IEEE Press, 2011.
- [2] K.H. Nam. *AC Motor Control and Electric Vehicle Applications*. CRC Press, 2010. ISBN:9781322611754. URL: <https://books.google.si/books?id=ki1unQAACAAJ>.
- [3] Ambrožič V., Zajec P., *Električni servo pogoni*, Ljubljana, 2016.