

Usporedna analiza naprednih algoritama za optimizaciju kapaciteta električni moment-struja sinhronog motora sa utisnutim stalnim magnetima

Vladimir Popović, Stefan Simić, Darko Marčetić
 Departman za energetska elektroniku i električne mašine
 Fakultet tehničkih nauka, Univerzitet u Novom Sadu
 Novi Sad, Republika Srbija

popovicv@uns.ac.rs, stefan994simic@gmail.com, darmar@uns.ac.rs

Sažetak—U ovom radu je izvršena analiza modela sinhronne mašine sa permanentnim magnetima na rotoru i ispitana mogućnost optimalne kontrole energetske efikasnosti tog motora. Poseban osvrt je dat na dve strategije za uvećanje momentnog kapaciteta sinhronne mašine, koje ujedno dovode i do minimizacije glavne komponente gubitaka u energetskom bilansu, gubitaka u bakru. Iako obe strategije omogućavaju razvijanje maksimalnog momenta za minimalnu moguću vrednost pogonske struje, u radu je pokazano da postoje odstupanja performansi kontrole u prelaznim režimima. Pokazatelji performansi ukazuju na mogućnosti unapređenja upravljачke strategije pogona sa sinhronim motorom što je od posebnog interesa u primeni za aplikacije vozila na električni pogon.

Ključne reči: sinhroni motor sa permanentnim magnetima; električno vozilo; optimizacija;

I. UVODNA RAZMATRANJA

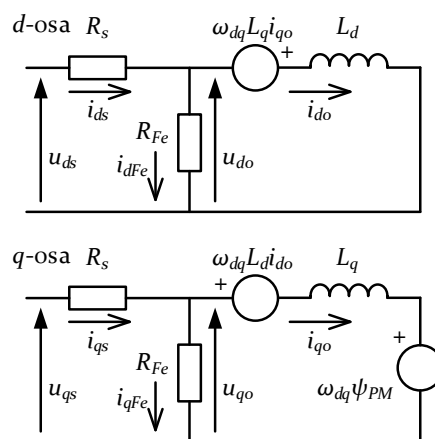
Optimizacija rada pogona sa električnim motorom je ključna za dalji razvoj električnih automobila. Sinhroni motor sa stalnim magnetima utisnutim u rotor, IPMSM, (engl. Interior Permanent Magnet Synchronous Motor) se pokazao kao energetski efikasan elektromehanički konvertor, koji ujedno može da obezbedi veliku specifičnu gustinu momenta za raspoloživi strujni kapacitet. Pomenute karakteristike ovakvog pogonskog konvertora ga čine idealnim kandidatom za ugradnju u pogone električnih vozila.

Postoje dva osnovna kriterijuma optimizacije rada električnog motora [1]-[6], minimizacija ukupnih gubitaka koja rezultuje u većoj autonomiji vozila, i maksimizacija momentnog kapaciteta, koja rezultuje u boljim dinamičkim performansama vozila. Ovaj rad se primarno koncentriše ka strategijama za maksimizaciju razvijenog momenta, MTPA, (engl. Maximum Torque Per Ampere) i MAPT (engl. Minimum Ampere Per Torque) koje ujedno unapređuju stepen korisnog dejstva u baznom opsegu brzina pogona. U drugom i trećem poglavlju rada analiziran je matematički model IPMSM i izveden opšti kriterijum za optimizaciju rada tog tipa motora. U četvrtom poglavlju su detaljnije analizirane pomenute strategije od interesa i izvedena analitička rešenja za optimalnu preraspodelu upravljачkih varijabli. U petom poglavlju su upoređeni karakteri dinamičkih odziva pogona IPMSM sa

implementiranim strategijama, sa posebnim naglaskom na efekte linearizacije.

II. MATEMATIČKI MODEL IPMSM

Ekvivalentna električna šema vektorski upravljanoj IPMSM sa skoncentrisanim parametrima i uvažanim mehanizmom gubitaka u gvožđu data je na *Slici 1*, [1].



Slika 1. Ekvivalentna šema vektorski upravljanoj IPMSM sa uvažanim gubicima u gvožđu

Na osnovu ekvivalentne šeme sa *Slike 1* može se izvesti dinamički model elektromagnetnog podsistema vektorski upravljanoj IPMSM u s domenu:

$$\begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{do} \\ i_{qo} \end{bmatrix} + \left(1 + \frac{R_s}{R_{Fe}}\right) \begin{bmatrix} u_{do} \\ u_{qo} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} u_{do} \\ u_{qo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s \cdot L_d & -\omega_{dq} L_q \\ \omega_{dq} L_d & s \cdot L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{do} \\ i_{qo} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_{dq} \psi_{PM} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$i_{do} = i_{ds} - i_{dFe}, \quad i_{qo} = i_{qs} - i_{qFe} \quad (3)$$

$$i_{dFe} = \frac{u_{do}}{R_{Fe}}, \quad i_{qFe} = \frac{u_{qo}}{R_{Fe}} \quad (4)$$

Jednačina mehaničke ravnoteže na vratilu kao i veza između koordinata električne ω_{dq} i mehaničke ugaone brzine ω opisuju mehanički podsistem pogona:

$$s \cdot \omega = \frac{1}{J} \cdot (m_{el} - m_m), \quad \omega_{dq} = P \cdot \omega \quad (5)$$

i uz definicioni obrazac za elektromagnetni momenat IPMSM:

$$m_{el} = K(\psi_{PM} \cdot i_{qo} + (L_d - L_q) \cdot i_{do} \cdot i_{qo}), K = \frac{3}{2} \cdot P \quad (6)$$

upotpunjuju opis procesa elektromehaničke konverzije IPMSM.

Matematički model (1)–(6) se koristi kao polazna osnova za izvođenje strategija optimalnog upravljanja IPMSM.

III. OPTIMALNO UPRAVLJANJE IPMSM

Osnovni cilj optimalnog upravljanja IPMSM je zbirna minimizacija svih gubitaka koje je moguće kontrolisati, a to su gubici u bakru P_{cu} i gubici u gvožđu P_{Fe} :

$$P_{gub} = P_{cu} + P_{Fe} = R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + R_{Fe}(i_{dFe}^2 + i_{qFe}^2) \quad (7)$$

izraženi u funkciji komponenti vektora struje vazdušnog zazora i_{do} i i_{qo} , na osnovu (1)–(6):

$$P_{cu} = R_s \left\{ \left(i_{do} - \frac{\omega_{dq} L_q i_{qo}}{R_{Fe}} \right)^2 + \left(i_{qo} + \frac{\omega_{dq} (\psi_{PM} + L_d i_{do})}{R_{Fe}} \right)^2 \right\} \quad (8)$$

$$P_{Fe} = \frac{\omega_{dq}^2 (L_q i_{qo})^2}{R_{Fe}} + \frac{\omega_{dq}^2 (\psi_{PM} + L_d i_{do})^2}{R_{Fe}} \quad (9)$$

Sa referentnim momentom m_{el} , kao ulaznim parametrom, kriterijumska funkcija za optimizaciju rada IPMSM predstavlja ukupne kontrolabilne gubitke P_{gub} izražene u funkciji struje vazdušnog zazora i_{do} . Konveksnost funkcije $P_{gub}(i_{do})$ garantuje mogućnost odabira energetski efikasne strategije upravljanja minimalnih gubitaka uz nametnuto ograničenje jednakosti momenata mehaničkog podsistema.

Uslov za optimizaciju energetske efikasnosti glasi:

$$\frac{\partial P_{gub}}{\partial i_{do}} = \frac{\partial (P_{cu} + P_{Fe})}{\partial i_{do}} = 0 \rightarrow G \cdot H = m_{el}^2 \cdot F \quad (10)$$

gde su novodefinisani koeficijenti G , H i F funkcije ugaone učestanosti ω_{dq} i upravljačke komponente i_{do} :

- $G = K^2 [R_s R_{Fe}^2 i_{do} + \omega_{dq}^2 L_d (R_s + R_{Fe}) (\psi_{PM} + L_d i_{do})]$
- $H = [\psi_{PM} + (L_d - L_q) i_{do}]^3$
- $F = [R_s R_{Fe}^2 + \omega_{dq}^2 L_q^2 (R_s + R_{Fe})] (L_d - L_q)$.

Kontrolom vrednosti injektovane komponente struje $i_{do} = I_{do}$ u skladu sa polinomskom jednačinom (10), kao i preračunavanjem vrednosti poprečne komponente $i_{qo} = I_{qo}$ na sledeći način:

$$i_{qo} = I_{qo} = \frac{m_{el}}{K(\psi_{PM} + (L_d - L_q) \cdot I_{do})} \quad (11)$$

postiže se minimizacija ukupnih kontrolabilnih gubitaka IPMSM, [3].

Orijentacija vektora struje statora u stacionarnom stanju u tom slučaju podrazumeva distribuciju dq komponenti na osnovu (10)–(11), sa dodatnom korekcijom po (4):

$$I_{ds} = I_{do} - \frac{\omega_{dq} L_q I_{qo}}{R_{Fe}}, I_{qs} = I_{qo} + \frac{\omega_{dq} (\psi_{PM} + L_d I_{do})}{R_{Fe}} \quad (12)$$

Koeficijenti polinomske jednačine (10) primarno zavise od vrednosti ugaone učestanosti napajanja ω_{dq} što ukazuje na potrebu za adaptacijom upravljačkog vektora struje sa promenom vrednosti brzine obrtanja rotora IPMSM.

Autori u [2] za proračun predlažu aproksimaciju (10) kvadratnom jednačinom jednačinom $i_{ds} = f(i_{qs})$.

IV. OPTIMIZACIJA KAPACITETA MOMENT STRUJA IPMSM

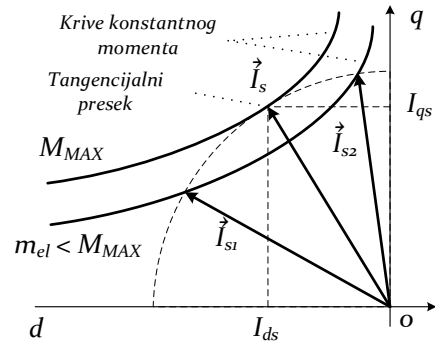
Ako se zanemari komponenta gubitaka u gvožđu energetskog bilansa (slučaj $R_{Fe} \rightarrow \infty$), optimizacioni zakon (10) se svodi na minimizaciju preostale komponente gubitaka u bakru. Upravljačke varijable u ovom slučaju postaju komponente vektora struje statora $i_{ds} \approx i_{do}$ i $i_{qs} \approx i_{qo}$. Ovom metodologijom se ujedno maksimizuje i momentno–strujni sačinilac IPMSM, [4].

U zavisnosti od odabira tipa ulaza u optimalni blok, elektromagnetni momenat m_{el} ili amplituda vektora struje statora I_s razlikuju se dve strategije:

- MTPA strategija – mehanizam ostvarenja maksimalno mogućeg momenta M_{MAX} za zadatu amplitudu vektora struje statora I_s ;
- MAPT strategija – mehanizam ostvarenja zadatog momenta m_{el} uz minimalnu amplitudu vektora struje statora I_{MIN} .

A. MTPA strategija u pogonu IPMSM

Kod MTPA strategije ulaz u blok optimalne kontrole nije potrebni moment, već amplituda vektora struje statora I_s . Kontroler vrši orijentaciju vektora struje statora zadate konstantne amplitude I_s na način da se razvije maksimalni mogući momenat konverzije IPMSM, M_{MAX} , zanemarujući tom prilikom kompletan mehanizam gubitaka u gvožđu.



Slika 2. Ilustracija strategije optimalne orijentacije vektora struje statora po kriterijumu MTPA pogona IPMSM

Grafik sa *Slike 2* ilustruje u (i_{ds}, i_{qs}) ravni optimalnu MTPA distribuciju komponenti vektora struje statora IPMSM. Maksimizacija momenta se postiže u tački koordinata (I_{ds}, I_{qs}) tangencijalnog preseka krive konstantnog momenta M_{MAX} sa krivom konstantne amplitude struje, kružnicom poluprečnika $|\vec{I}_s| = const$. Orijentacijom vektora struje statora na bilo koji

drugi način ($\vec{I}_{s1}, \vec{I}_{s2}$), generiše se vrednost momenta konverzije manja od maksimalne, $m_{el} < M_{MAX}$.

Analički odnosi između varijabli od interesa u slučaju MTPA se mogu izraziti u formi (10) ukoliko se uvaži $R_{Fe} \rightarrow \infty$, kao i da je stepeni polinom funkcija podužne komponente i_{ds} . Novodefinisani parametri koji opisuju strategiju MTPA glase:

- $G = K^2 R_s i_{ds}$
- $H = [\psi_{PM} + (L_d - L_q) i_{ds}]^3$
- $F = R_s (L_d - L_q)$

i nisu funkcija ugaone učestanosti ω_{dq} .

Izražavanjem reference momenta IPMSM u funkciji podužne komponente i_{ds} i amplitude vektora struje statora $|\vec{I}_s|$:

$$m_{el} = K[\psi_{PM} + (L_d - L_q) \cdot i_{ds}] \cdot \sqrt{I_s^2 - i_{ds}^2} \quad (13)$$

i uvrštavanjem (13) u (10), sa novodefinisanim parametrima G , H i F dobija se, nakon preuređivanja, sledeća jednačina:

$$K^2 R_s [\psi_{PM} + (L_d - L_q) i_{ds}]^2 \cdot [2(L_d - L_q) i_{ds}^2 + \psi_{PM} i_{ds} - (L_d - L_q) I_s^2] = 0 \quad (14)$$

Rešavanjem jednačine (14) po i_{ds} dobija se MTPA optimalna vrednost podužne komponente vektora struje statora I_{ds} . Polinomska jednačina četvrtog reda ima jedino fizički prihvatljivo rešenje koje ograničava strujni vektor u drugi kvadrant u (i_{ds}, i_{qs}) ravni sa vrednošću komponente po d osi:

$$i_{ds} = I_{ds} = \frac{\psi_{PM} - \sqrt{\psi_{PM}^2 + 8(L_q - L_d)^2 \cdot I_s^2}}{4(L_q - L_d)} \quad (15)$$

koje određuje optimalnu vrednost poprečne komponente vektora struje statora i_{qs} :

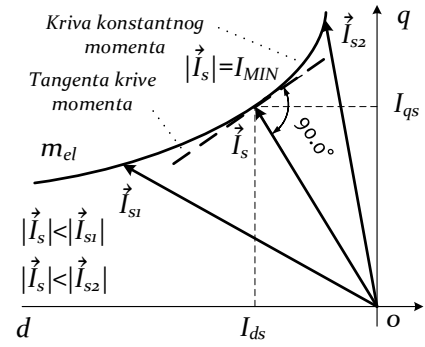
$$i_{qs} = I_{qs} = \text{sign}(I_s) \cdot \sqrt{I_s^2 - I_{ds}^2} \quad (16)$$

Analičke zavisnosti raspodele raspoloživog kapaciteta vektora struje statora (15)–(16) nisu funkcije ugaone učestanosti IPMSM, ω_{dq} , zaključak koji je u suprotnosti sa onim u slučaju raspodele (10)–(12).

B. MAPT strategija u pogonu IPMSM

U slučaju razmatranja elektromagnetnog momenta m_{el} kao ulaznog argumenta u optimizacionu strukturu, dobija se strategija minimizacije amplitude vektora struje statora I_{MIN} . Mehanizam gubitaka u gvožđu IPMSM ponovo nije uzet u razmatranje.

Trajektorija vektora struje statora u (i_{ds}, i_{qs}) ravni se u ovom slučaju ograničava na krivu konstantnog momenta $m_{el} = \text{const}$, prikazano na Slici 3. Vektor struje statora amplitude $|\vec{I}_s| = I_{MIN}$ je ortogonalan sa tangentnom pomenute krive momenta, što predstavlja neophodan uslov za optimizaciju po MAPT principu. U slučajevima kada pomenuti uslov ortogonalnosti nije ispunjen, npr. utiskivanjem vektora \vec{I}_{s1} ili \vec{I}_{s2} , mehanička ravnoteža je ostvarena uz uvećanje amplitude vektora struje statora.



Slika 3. Ilustracija strategije optimalne orijentacije vektora struje statora po kriterijumu MAPT pogona IPMSM

U centru razmatranja je ponovo univerzalna optimalna relacija (10), parametri G , H i F su identični kao i kod MTPA strategije, ali se u konkretnom slučaju zadržava referenca m_{el} kao argument. Preuređivanjem (10) u stepenu polinomske jednačine, dobija se:

$$(L_d - L_q)^3 i_{ds}^4 + 3\psi_{PM}(L_d - L_q)^2 i_{ds}^3 + 3\psi_{PM}^2(L_d - L_q) i_{ds}^2 + \psi_{PM}^3 i_{ds} - m_{el}^2(L_d - L_q)/K^2 = 0 \quad (17)$$

Kao i u slučaju (14), dobija se stepena jednačina četvrtog reda čije jedno od rešenja daje optimalnu vrednost podužne komponente, za koje važi $i_{ds} = I_{ds} < 0$.

Poprečna komponenta optimalnog vektora struje statora IPMSM se određuje na sledeći način:

$$i_{qs} = I_{qs} = \frac{m_{el}}{K(\psi_{PM} + (L_d - L_q) \cdot I_{ds})} \quad (18)$$

Autori u [4] predlažu analitički postupak za pronalaženje rešenja (17) korišćenjem Ferrari metode, i analiziraju karakter korena polinomske jednačine. Inspekcijom kompleksnosti forme analitičkog rešenja (17) zaključuje se da pomenuti računski postupak nije pogodan za implementaciju u realnom vremenu na komercijalno dostupnim mikroprocesorima namenjenim upravljanju energetskim pretvaračima.

U ovom radu je predstavljena originalna ideja za proračun optimalne vrednosti $i_{ds} = I_{ds}$ inspirisana istraživanjima u [5] i [7]. Konkretno, optimalna relacija (17) se aproksimira kvadratnom jednačinom po i_{ds} , identičnih koeficijenata:

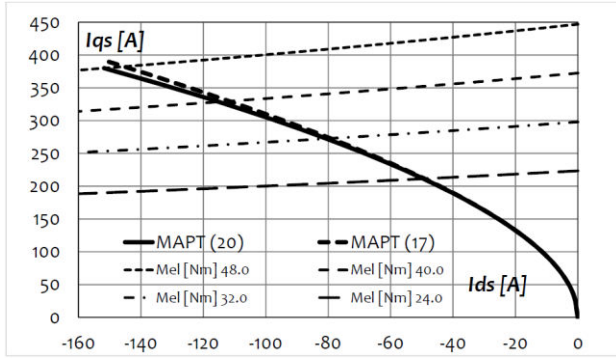
$$3\psi_{PM}^2(L_d - L_q) i_{ds}^2 + \psi_{PM}^3 i_{ds} - m_{el}^2(L_d - L_q)/K^2 \approx 0 \quad (19)$$

koja daje suboptimalno rešenje:

$$i_{ds} = I_{ds} = \frac{\psi_{PM} - \sqrt{\psi_{PM}^2 + 12(L_q - L_d)^2 \left(\frac{m_{el}}{K\psi_{PM}}\right)^2}}{6(L_q - L_d)} \quad (20)$$

Izraz (20) predstavlja početnu aproksimaciju rešenja jednačine (17) u okviru iterativnog Newton–Raphson postupka. Istraživanja u [7] potvrđuju konvergenciju iterativnog postupka koji zadovoljava originalnu relaciju (17) u nekoliko koraka sa visokim stepenom preciznosti.

U cilju boljeg uvida u kvalitet procene (20), na *Slici 4* je prikazan uporedni prikaz MAPT krive generisane analitičkom relacijom (20) i postupkom za proračun predloženim u [4]. Parametri IPMSM sa utisnutim magnetima u d osu statora, slučaj $L_d < L_q$, se mogu pronaći u [7].



Slika 4. Uporedni prikaz MAPT krive za IPMSM generisane analitičkom relacijom (20), postupkom za rešavanje polinomske jednačine u [4] i iterativnim postupkom predloženim u [7]

Odstupanja MAPT krivih generisanih postupcima datim u [4] i [7] nisu uočljiva na *Slici 4*, zaključak koji je u skladu sa komentarima o stabilnosti i preciznosti konvergencije iterativnog postupka. Visok stepen poklapanja je uočen i u slučaju MAPT krive generisane na osnovu (20) i (18), naročito izražen u oblasti malih referenci momenata. Izraženija funkcionalna odstupanja postoje jedino u opsegu visokih referenci momenta kada su intenzivirani efekti aproksimacije (17) sa (19). U oblast radnih tačaka IPMSM gde su odstupanja analitičke MAPT krive uočljiva može se ući jedino pri niskim brzinama obrtanja koje su značajno ispod nominalne. Pri brzinama blizu nominalne vrednosti, a naročito u opsegu slabljenja polja, nameće se naponsko ograničenje u pogonu pa kontroler odstupa od MAPT krive čime se ne narušava integritet MAPT, [6]. U preseccima sa familijom krivih konstantnog momenta, $m_{el} [Nm] \in \{24, 32, 40, 48\}$, prikazanih na *Slici 4*, mogu se očitati karakteristične koordinate MAPT krivih za posmatrane proračunske strategije.

C. Opšti kontrolni blok za maksimizaciju momentno–strujnog sačinioca IPMSM

Motiv za uopštenje forme zapisa optimalnog zakona MTPA/MAPT leži u sličnosti izraza (15) i (19) za proračun podužne komponente vektora struje statora obe strategije. Uopšten zapis glasi:

$$I_{ds} = \frac{\psi_{PM} - \sqrt{\psi_{PM}^2 + 8a(L_q - L_d)^2(I)^2}}{4a(L_q - L_d)} \quad (21)$$

Razlika između (15) i (20) se uočava u koeficijentu skaliranja a i u karakterističnom ulaznom argumentu I . U slučaju razmatranja MTPA strategije ovaj argument odgovara konkretnoj fizičkoj veličini, amplitudi vektora struje statora I_s . Isti argument u okviru MAPT zakona nema jednoznačnu korespondenciju sa određenom fizičkom veličinom već predstavlja virtualnu struju koja korelira linearno sa

momentom m_{el} , uvažavajući pri tome u obzir celokupan mehanizam generisanja momenta IPMSM, [5].

Pregled strategija za maksimizaciju momentno–strujnog sačinioca pogona IPMSM je prikazan u *Tabeli 1*.

Tabela 1. Pregled strategija za maksimizaciju momentno–strujnog sačinioca u pogonu sa IPMSM

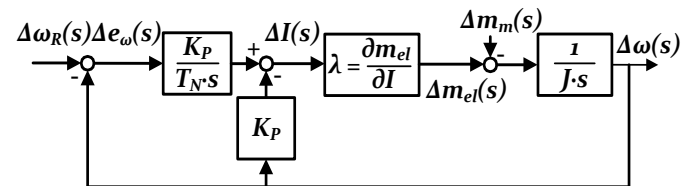
| | a / I | I_{ds} / I_{qs} |
|------|-----------------------|---|
| MTPA | 1 | $I_{ds} = \frac{\psi_{PM} - \sqrt{\psi_{PM}^2 + 8(L_q - L_d)^2 \cdot I_s^2}}{4(L_q - L_d)}$ |
| | I_s | $I_{qs} = \text{sign}(I_s) \cdot \sqrt{I_s^2 - I_{ds}^2}$ |
| MAPT | 3/2 | $I_{ds} = \frac{\psi_{PM} - \sqrt{\psi_{PM}^2 + 12(L_q - L_d)^2 \left(\frac{m_{el}}{K\psi_{PM}}\right)^2}}{6(L_q - L_d)}$ |
| | $m_{el}/(K\psi_{PM})$ | $I_{qs} = \frac{m_{el}}{K(\psi_{PM} + (L_d - L_q) \cdot I_{ds})}$ |

V. UTICAJ IZBORA OPTIMIZACIONE METODE NA DINAMIČKE KARAKTERISTIKE POGONA SA IPMSM

Strategije optimalne kontrole IPMSM prikazane u sekcijama *IV.A* i *IV.B* su izvedene iz opšte formule (10) uz ista uprošćenja. Iako se zasnivaju na različitim kriterijumima optimizacije, pri istom momentu opterećenja i brzini one uvode pogon u istu stacionarnu radnu tačku, $m_{el} = m_m$ i $\omega_R = \omega$, uz minimalnu vrednost amplitude vektora struje statora. Zakoni raspodele kapaciteta struje imaju istu karakteristiku u strujnoj ravni, ne zavise od ugaone učestanosti napajanja ω_{dq} i imaju sličnu formu za proračun podužne komponente struje (21).

Ono što razlikuje ove dve metode jeste različita priroda argumenta koji figuriše kao ulaz u optimalni blok (10), a što proizilazi iz specifičnog odabira sistemskog ograničenja ravnoteže amplitude struje statora ili momenta. Opšti zapis za proračun vrednosti poprečne komponente vektora struje statora MAPT/MTPA ne postoji, jer se q komponenta proračunava iz različitih optimizacionih uslova, (16) i (18). To ima za direktnu posledicu promenu pojačanja momenta upravljačke petlje pogona IPMSM čime se menja karakter prelaznih režima.

Za potrebe analize dinamičkih svojstava optimizacionih strategija od interesa, prikazana je na *Slici 5* uprošćena linearizovana regulaciona petlja brzinskog pogona IPMSM.



Slika 5. Uprošćena linearizovana regulaciona kontura po brzini optimalno upravljano IPMSM po kriterijumima MTPA/MAPT

Posmatraju se odzivi priraštajnih promenljivih označenih operatorom Δ , na oskočnu pobudu reference brzine obrtanja $\Delta\omega_R$ u petlji mehaničkog podsistema (5). Upotrebljen je

regulator brzine obrtanja proporcionalno–integralnog tipa sa vremenom reakcije T_N i pojačanjem K_p izmeštenim u lokalnu granu. U centru pažnje je uprošćen aktuator blok za linearizovano pojačanje λ od izlaza iz regulatora brzine ΔI do reference momenta Δm_{el} .

Ostvareni moment IPMSM u slučaju implementirane MAPT strategije je nelinearan po i_{ds} i i_{qs} ali je linearno korelisan sa argumentom I . Virtualna struja I predstavlja izlaz iz regulatora brzine i određuje zbirno dejstvo osnovne i reluktantne komponente momenta koju pogon IPMSM treba da razvije. Pojačanje momenta je konstantno i iznosi:

$$\lambda(I) = K\psi_{PM} \quad (22)$$

Sa druge strane, MTPA strategija IPMSM podrazumeva amplitudu vektora struje statora za izlaz iz regulatora brzine. Uvid u funkcionalnu zavisnost pojačanja momenta u tom slučaju se može direktno dobiti ukoliko se MTPA strategija izvorno postavi kao problem nelinearne optimizacije sa ograničenjima. Konkretno, korišćenjem metode *Lagrange*–ovih množitelja, i konstrukcijom kriterijumske *Laplasijan* funkcije $\mathcal{L}(i_{ds}, i_{qs}, \lambda)$:

$$\mathcal{L}(i_{ds}, i_{qs}, \lambda) = K[\psi_{PM}i_{qs} + (L_d - L_q)i_{ds}i_{qs}] + \lambda \left[\sqrt{i_{ds}^2 + i_{qs}^2} - I_s \right] \quad (23)$$

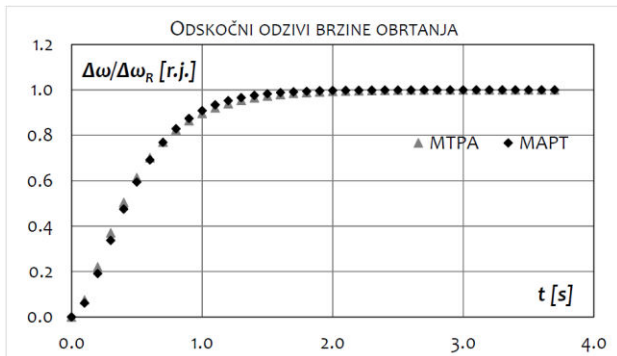
može se dobiti optimalno rešenje koje maksimizuje (23).

Rešenje podrazumeva funkcionalne zavisnosti (15) i (16) uz *Lagrange*–ov množitelj čija se fizička interpretacija odnosi na pojačanje momenta IPMSM:

$$\lambda(I_s) = K\psi_{PM} \sqrt{\left(\frac{1 + \sqrt{1 + 8\left(\frac{I_s}{I_D}\right)^2}}{2} + \left(\frac{I_s}{I_D}\right)^2 \right)} \quad (24)$$

sa definicijom karakteristične struje $I_D = \psi_{PM}/(L_q - L_d)$.

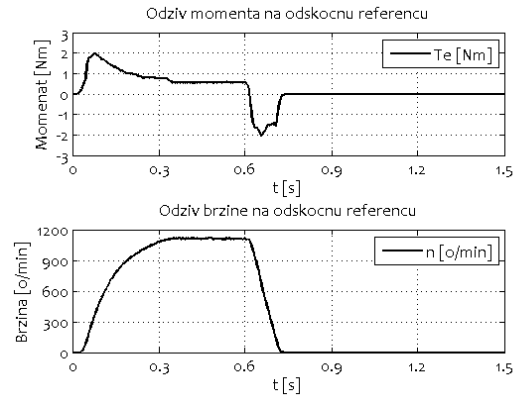
Pojačanje momenta (24) je nelinearna funkcija ulaznog argumenta $I = I_s$, što rezultuje da dizajn regulacione strukture optimalnog MTPA pogona IPMSM bude otežan.



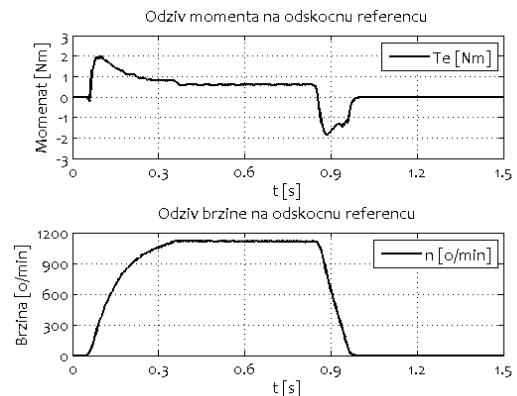
Slika 6. Simulacija odziva brzine obrtanja regulacione petlje IPMSM na odskočnu referencu pri implementiranim strategijama MTPA i MAPT

Na *Slici 6* je prikazan uporedni simulacioni odziv brzine obrtanja na odskočnu referencu brzine pri implementiranim strategijama maksimizacije momenta IPMSM, za posmatranu regulacionu strukturu sa *Slike 5*. Simulacija je izvršena na modelu IPMSM sa parametrom $I_D = 850 A$.

Promenljivo pojačanje (24) za slučaj MTPA unosi kraće vreme reakcije odziva ali i produženo vreme smirenja u odnosu na odziv linearni odziv sistema drugog reda kod MAPT strategije. Dinamički odzivi momenta i brzine za obe pomenute strategije su i eksperimentalno potvrđeni na pogonu IPMSM u aplikaciji električnog vozila, *Slika 7* i *Slika 8*.



Slika 7. Dinamički odziv IPMSM pogona na odskočnu pobudu brzine sa implementiranom MAPT strategijom



Slika 8. Dinamički odziv IPMSM pogona na odskočnu pobudu brzine sa implementiranom MTPA strategijom

ZAHVALNICA

Ovaj rad je podržan od strane Fakulteta tehničkih nauka u Novom Sadu, Departmana za energetiku elektroniku i telekomunikacije, u okviru realizacije projekta pod nazivom: "Razvoj i primena savremenih metoda u nastavi i istraživačkim aktivnostima na Departmanu za energetiku, elektroniku i telekomunikacije".

VI. ZAKLJUČAK

Optimalna kontrola vektorski upravljano IPMSM može se postići korišćenjem strategija za maksimizaciju kapaciteta momenta (MTPA i MAPT). Ove strategije ujedno obezbeđuju i

unapređenu energetska efikasnost u baznom opsegu brzina minimizacijom gubitaka u bakru. Na osnovu modela vektorski upravljanih IPMSM u ustaljenom stanju i zanemarivanja gubitaka u gvožđu dolazi se do analitičkog rešenja za MTPA strategiju, dok se za MAPT strategiju predlaže aproksimativni proračun pogodan za realizaciju na mikroprocesoru koji radi u realnom vremenu. U radu se pokazuje da dva pristupa za maksimizaciju momentno–strujnog sačinioaca IPMSM nameću identičnu krivu u strujnoj ravni, ali unose različita pojačanja u regulacionu strukturu brzine. Algoritam MAPT ne narušava linearnost strukture regulatora brzine za razliku od MTPA pristupa, što predstavlja naročito poboljšanje performansi odziva u aplikaciji električnih vozila.

LITERATURA

- [1] Morimoto S., Tong Y., Takeda Y., Hirasu T., "Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives ", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 41, no. 5, pp. 511 – 517, 1994.
- [2] Mademlis C., Kioskeridis I., Margaris N., "Optimal Efficiency Control Strategy for Interior Permanent – Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 19, no. 4, pp. 715 – 723, 2004.
- [3] Lee J., Nam K., Choi S., Kwon S., "Loss-Minimizing Control of PMSM With the Use of Polynomial Approximations ", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no 4, pp. 1071–1082, 2009.
- [4] Jung S. Y., Hong J., Nam K., " Current Minimizing Torque Control of IPMSM using Ferrari's Method ", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 12, pp. 5603 – 5617, 2013.
- [5] Pan C. T., Sue S. M., "A Linear Maximum Torque Per Ampere Control for IPMSM Drives Over Full – Speed Range ", IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 20, no. 2, pp. 359 – 366, 2005.
- [6] Gallegos – Lopez G., Gunawan F. S., Walters J. E., "Optimum Torque Control of Permanent – Magnet AC Machines in the Field – Weakened Region ", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, no. 4, pp. 1020-1028, 2005.
- [7] Stefan Simić, Robustni kontroler maksimalne efikasnosti u pogonu sinhronne mašine za električna vozila, master rad, Fakultet tehničkih nauka, Novi Sad, Oktobar 2021.

ABSTRACT

In this paper, theoretical analysis of permanent magnet synchronous motor model as well as optimal control of vector controlled IPMSM drive is investigated. Specifically, two strategies for maximizing torque capacity, which also minimize copper losses, are discussed. Although both strategies provide maximum torque for the available drive current capacity, it is shown that they do not impose the same dynamic response. Performance indicators of the suggested comparative study points to the enhancements of the control strategy of IPMSM, especially within the applications of traction drives and electric vehicles.

COMPARATIVE ANALYSIS OF ADVANCED ALGORITHMS FOR OPTIMIZING THE TORQUE-CURRENT CAPABILITY OF INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

Vladimir Popovic, Stefan Simic, Darko Marcetic