

Uticao greške estimacije ugla magnetnog analognog enkodera na performanse rada vektorskog pogona sinhronog motora sa permanentnim magnetima

Darko Marčetić, Vladimir Popović

Departman za energetska elektronika i električne mašine
Fakultet tehničkih nauka, Univerzitet u Novom Sadu
Novi Sad, Republika Srbija
darmar@uns.ac.rs, popovicv@uns.ac.rs

Petar Matić

Departman za elektroenergetiku i automatiku
Elektrotehnički fakultet, Univerzitet u Banjoj Luci
Banja Luka, Bosna i Hercegovina
petar.matic@etf.unibl.org

Sažetak—U ovom radu je detaljno analiziran uticaj greške estimacije ugla magnetnog analognog enkodera (rezolvera) na performanse rada vektorskog pogona sinhronog motora sa permanentnim magnetima. Konkretno, prikazan je uticaj pogrešne orijentacije sinhrono-rotirajućeg koordinatnog sistema osa na odziv momenta sinhronog motora u slučajevima neidealne montaže senzora pozicije na vratilu ili upotrebe jeftinog davača male rezolucije i neidealne konstrukcije. Prikazane su talasne oscilacije momenta za karakteristične strategije upravljanja sinhronog motora sa permanentnim magnetima utisnutim u rotor. Simulirani su talasni oblici odziva momenta po mehaničkom krugu usled ugrađene periodične greške zbog neidealne konstrukcije i montaže senzora i ukratko komentarisani mogući načini za identifikaciju njihovog uzroka njihovog nastanka.

Ključne riječi—magnetni analogni enkoder; dijagnostika otkaza senzora; sinhroni motor sa permanentnim magnetima

I. UVOD

Superiorne upravljačko-regulacione performanse u elektromotornom pogonu se mogu ostvariti jedino upotrebom povratnih sprega sa visoko preciznim davačima. Koncept vektorske kontrole kao upravljački standard u pogonima visokih performansi se u velikoj meri oslanja na robusna merenja struje, napona, brzine i pozicije rotora. Kontroler za orijentaciju koristi merenje pozicije sa davača na vratilu rotora na osnovu koga proračunava ugao sinhrono-rotirajućeg koordinatnog sistema. Pogrešna informacija sa davača pozicije će uzrokovati neoptimalnu orijentaciju polja što posledično izaziva niz negativnih efekata, od kojih se najznačajni ogleda u pojavi oscilacija momenta motora i brzine i uvećanja buke.

Glavni uzroci pogrešne informacije sa davača pozicije su neidealna montaža i konstrukcija senzora na vratilu, mehanički poremećaji i torzione sile prilikom eksploatacije pogona kao i upotreba jeftinog davača pozicije male rezolucije. U slučaju razmatranja magnetnog analognog enkodera – rezolvera kao davača pozicije, robusna i precizna konstrukcija senzora je neophodan preduslov za njegovu efikasnu eksploataciju u okviru algoritma za orijentaciju polja. Trend smanjenja cene pogona nameće upotrebu reluktantnog rezolvera gde se

zamenjuje visokofrekventni transformator specijalnom konstrukcijom vazdušnog zazora i broja polova između induktorskog i induktivnog dela senzora. Ukoliko konstrukcija ne uvaži dovoljan broj pari polova i ne uvaži se dovoljan broj navojaka namotaja rezolvera neminovno dolazi do distorzije kvadraturnih signala rezolvera i pogrešne estimacije ugla rotora.

U ovom radu se analizira uticaj greške usled neidealnosti rezolvera kao senzora pozicije u okviru pogona sa sinhronom mašinom sa permanentnim magnetima utisnutim u rotor. Poseban naglasak se stavlja na uticaj pogrešne orijentacije polja na oscilacije u momentu sinhrono mašine usled neidealne estimacije ugla permanentnog magneta.

II. MODELOVANJE EFEKATA GREŠKE USLED NEIDEALNOSTI SENZORA POZICIJE – REZOLVERA

Analizom principa rada magnetnog enkodera, mogu se okarakterisati četiri različita uzroka greške procene ugla, [1]. Svaki od njih utiče na rezolverske V_{SIN} i V_{COS} (u nastavku SIN i COS , respektivno) signale koji posledično odstupaju od idealnih:

$$V_{SIN} = V(1 + B)[\rho + \sin(\theta_{PM} + \varphi)] + \sum_{i=2}^N V_{is} \sin(i\theta_{PM}) \quad (1)$$

$$V_{COS} = V(1 + A)[\delta + \cos(\theta_{PM} + \zeta)] + \sum_{i=2}^N V_{ic} \cos(i\theta_{PM}) \quad (2)$$

gde su:

- V – amplituda osnovnog harmonika naponskih signala SIN i COS rezolvera u odsustvu neidealnosti,
- θ_{PM} – ugao permanentnog magneta
- V_{is}, V_{ic} – amplitude i -tog harmonika SIN i COS signala, respektivno.

U Tab. I su nabrojane neidealnosti rezolverskog senzora pozicije sa relevantnim parametrima odstupanja.

TABELA I. NEIDEALNOSTI REZOLVERSKOG SENZORA POZICIJE

R. br.	Parametri odstupanja SIN i COS signala rezolvera		
	Neidealnost	SIN param.	COS param.
1.	Nepoklapanje amplitude	B	A
2.	Nenulti offset	ρ	δ
3.	Neortogonalnost osa	φ	ζ
4.	Harmonijska distorzija	V_{is}	V_{ic}

Standardna metodologija za procenu ugla rezolvera se ogleda u korišćenju fazno regulacione petlje (*eng Phase Locked Loop – PLL*), gde se generiše normalizovani signal greške ugla e_{PLL} demodulacijom na sledeći način:

$$e_{PLL} \cdot V = V_{SIN} \cos \hat{\theta}_{dq} - V_{COS} \sin \hat{\theta}_{dq}. \quad (3)$$

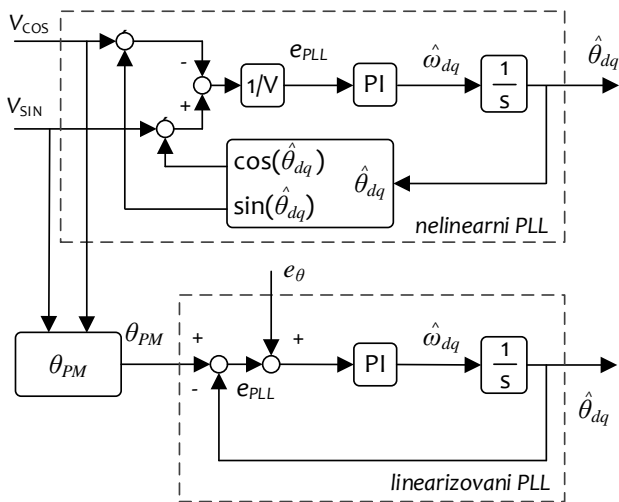
uz definiciju $\hat{\theta}_{dq}$ kao ugla dq koordinatnog sistema dobijenog putem *PLL* procene ugla permanentnog magneta.

Greška procene ugla putem *PLL* mehanizma se može alternativno izraziti i na sledeći način, ukoliko se posmatra linearizovan slučaj *PLL* strukture:

$$e_{PLL} = \theta_{PM} - \hat{\theta}_{dq} = (\theta_{PM} - \theta_{dq}) + e_{\theta}. \quad (4)$$

Ugao θ_{dq} definiše signal procene *PLL* strukture u idealnom slučaju, dok e_{θ} modeluje poremećaj (šum) usled neidealnosti rezolvera. Struktura *PLL* ovaj poremećaj propušta (bez izrazitog slabljenja i faznog kašnjenja) kroz petlju te se on manifestuje kao stacionarna greška ugla na izlazu.

Na Sl. 2. uporedno je prikazana linearizovana struktura *PLL* koja se koristi u ovom radu za karakterizaciju greške (4) sa nelinearnim mehanizmom *PLL*, [1].



Slika 1. PLL struktura za procenu ugla permanentnog magneta za slučaj upotrebe rezolvera kao senzora pozicije

U nastavku rada se prikazuju efekti neidealnosti sa posebnom pažnjom na analitičke obrasce za grešku u procenu ugla u odnosu na poziciju permanentnog magneta sinhronog motora.

A. Nepoklapanje amplitude rezolverskih signala

Karakteristični uzroci koji izazivaju nepoklapanje amplituda rezolverskih signala su različita osetljivost elektronskih komponenti za pojačanje unutar senzorskog čipa, zasićenje osa magnetenja i nesimetrična konstrukcija namotaja senzora [3].

Matematički zapis ove neidealnosti je prikazan na sledeći način:

$$V_{SIN} = V(1 + B) \sin \theta_{PM} \quad (5)$$

$$V_{COS} = V(1 + A) \cos \theta_{PM}. \quad (6)$$

Signal greške *PLL* dobija se uvrštavanjem (5)-(6) u (3), a nakon sređivanja se dobija da je signal greške *PLL* strukture:

$$e_{PLL} = (1 + B) \sin(\theta_{PM} - \hat{\theta}_{dq}) + (A - B) \sin \hat{\theta}_{dq} \cos \theta_{PM} \quad (7)$$

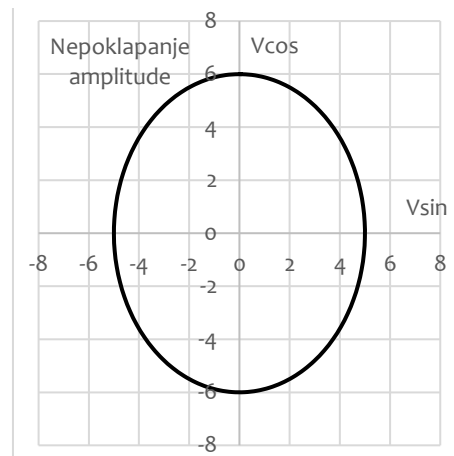
Pod pretpostavkom da su $A \approx 0$, $B \approx 0$ i $\theta_{PM} \approx \hat{\theta}_{dq}$ važi približno:

$$e_{PLL} \approx (\theta_{PM} - \theta_{dq}) + 1/2 \cdot (A - B) \sin 2\theta_{PM}. \quad (8)$$

gde se direktno, posmatranjem (4), dobija signal greške stacionarnog stanja:

$$e_{\theta} \approx 1/2 \cdot (A - B) \sin 2\theta_{PM}. \quad (9)$$

Greška procene ugla usled nepoklapanja amplituda rezolverskih signala se približno izražava kao prostoperiodična funkcija dvostruke komponente ugla θ_{PM} .



Slika 2. Lissažova figura SIN i COS signala u slučaju nepoklapanja amplituda za vrednosti parametara odstupanja $A = 0.2, B = 0$

Lisažuova figura sačinjena od SIN i COS signala je elipsa, prikazana na Sl. 2 za specijalni slučaj: $A = 0.2, B = 0$.

B. Nenulti ofset signala rezolvera

Nenulti ofset rezolverskih signala je posledica temperaturnog drifta elektronskih komponenti u okviru rezolverske pločice kao i zaostalih ofset signala unutar elektronske kartice [3].

Pomenuta neidealnost se modeluje kao.

$$V_{SIN} = V[\rho + \sin \theta_{PM}] \quad (10)$$

$$V_{COS} = V[\delta + \cos \theta_{PM}]. \quad (11)$$

Signal greške PLL dobija se, slično kao i u prethodnom slučaju, uvrštanjem sada (10)-(11) u (3):

$$e_{PLL} = \sin(\theta_{PM} - \hat{\theta}_{dq}) + \rho \cos \hat{\theta}_{dq} - \delta \sin \hat{\theta}_{dq}. \quad (12)$$

Posmatranjem veličine odstupanja kada je $\rho \approx 0, \delta \approx 0$ i $\theta_{PM} \approx \hat{\theta}_{dq}$ važi približno:

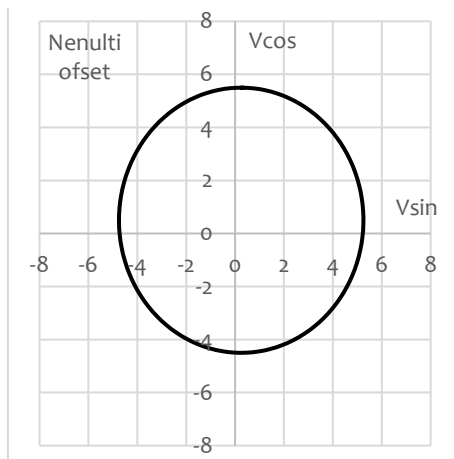
$$e_{PLL} \approx (\theta_{PM} - \theta_{dq}) - \sqrt{\delta^2 + \rho^2} \cos(\theta_{PM} - \tan^{-1} \delta/\rho). \quad (13)$$

Poređenjem (13) sa (4), proizilazi da je:

$$e_{\theta} \approx -\sqrt{\delta^2 + \rho^2} \cos(\theta_{PM} - \tan^{-1} \delta/\rho). \quad (14)$$

tj. signal greške stacionarnog stanja je približno fazno pomerena prostoperiodična funkcija komponente ugla.

Lisažuova figura sačinjena od SIN i COS signala za analizirani slučaj je kružnica sa centrom van koordinatnog početka, prikazana na Sl. 3 za vrednosti parametara odstupanja: $\rho = 0.05, \delta = 0.1$.



Slika 3. Lisažuova figura SIN i COS signala za slučaj postojanja nenultog ofset-a pri specifičnim vrednostima odstupanja $\rho = 0.05, \delta = 0.1$

C. Neortogonalnost osa rezolvera

Nesavršenost konstrukcije magnetnih osa rezolvera, nejednako kašnjenje u procesuiranja signala kroz elektroniku senzora i anizotropnost magnetnog kola su glavni uzroci neortogonalnosti osa rezolvera [3]!

Ova neidealnost se oslikava na SIN i COS signale rezolvera koji se matematički modeluju na sledeći način:

$$V_{SIN} = V \sin(\theta_{PM} + \varphi) \quad (15)$$

$$V_{COS} = V \cos(\theta_{PM} + \zeta). \quad (16)$$

Istom procedurom kao u prethodna dva slučaja se može dobiti nakon para trigonometrijskih transformacija da je signal greške strukture PLL :

$$e_{PLL} = \sin(\theta_{PM} + \varphi) \cos \hat{\theta}_{dq} - \cos(\theta_{PM} + \zeta) \sin \hat{\theta}_{dq} \quad (17)$$

$$e_{PLL} = \cos \varphi \cdot \sin(\theta_{PM} - \hat{\theta}_{dq}) + (\cos \varphi - \cos \zeta) \sin \hat{\theta}_{dq} \cos \theta_{PM} + \sin \varphi \cdot \cos(\theta_{PM} - \hat{\theta}_{dq}) + (\sin \zeta - \sin \varphi) \sin \hat{\theta}_{dq} \sin \theta_{PM}. \quad (18)$$

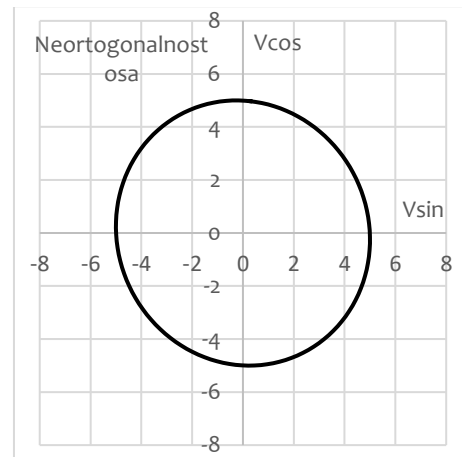
Linearizovani slučaj, $\varphi \approx 0, \zeta \approx 0$ i $\theta_{PM} \approx \hat{\theta}_{dq}$ signal greške aproksimira kao:

$$e_{PLL} \approx (\theta_{PM} - \theta_{dq}) + \varphi + (\zeta - \varphi) \cdot \sin^2(\theta_{PM}). \quad (19)$$

Uz dalje sređivanje izraza i primene (4) može se lako dobiti:

$$e_{\theta} \approx 1/2 \cdot [(\zeta + \varphi) - (\zeta + \varphi) \cos(2\theta_{PM})]. \quad (20)$$

Greška procene ugla stacionarnog stanja približno se izražava kao zbir jednosmerne i prostoperiodične komponente dvostruke učestanosti ugla u slučaju nesavršenosti (15)–(16).



Slika 4. Lisažuova figura SIN i COS signala za slučaj neortogonalnosti osa rezolvera kada su odabrane vrednosti odstupanja $\varphi = 0.05, \zeta = 0.1$

Lisažuova figura sačinjena od SIN i COS signala je ukošena elipsa, prikazana na Sl. 4 za slučaj: $\varphi = 0.05$, $\zeta = 0.1$.

D. Harmonijska distorzija signala rezolvera

Harmonijska distorzija signala rezolvera je primarno uzrokovana saturacijom elektronskih komponenti čipa, nehomogenošću linija magnetnog polja, nesinusoidalnom prostornom raspodelom magnetopobudne sile po obodu zazora i drugim nelinearnom efektima!

Ova neidealnost se oslikava na SIN i COS signale rezolvera kroz prisustvo viših harmonijskih komponenti signala:

$$V_{SIN} = V \sin \theta_{PM} + \sum_{i=2}^N V_{is} \sin i\theta_{PM} \quad (21)$$

$$V_{COS} = V \cos \theta_{PM} + \sum_{i=2}^N V_{ic} \cos i\theta_{PM} \quad (22)$$

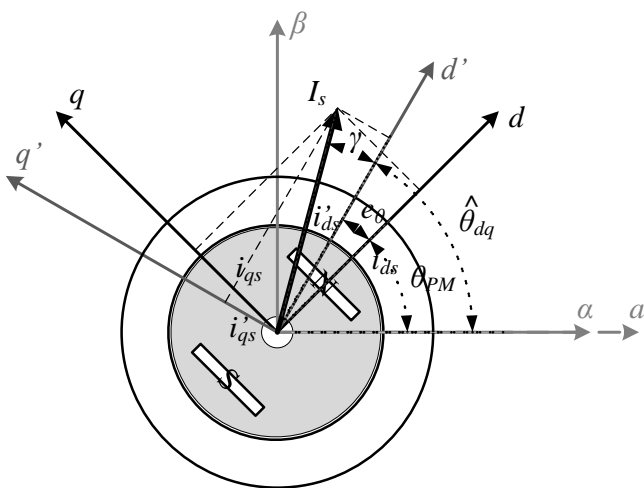
Može se pokazati da se signal greške stacionarnog stanja u slučaju postojanja viših harmonika SIN i COS signala rezolvera izražava na sledeći način [4]:

$$e_{\theta} \approx \frac{\sum_{i=2}^N [V_{ic} \cos(i\theta_{PM}) \sin \theta_{PM} - V_{is} \sin(i\theta_{PM}) \cos \theta_{PM}]}{V + \sum_{i=2}^N [V_{ic} \cos(i\theta_{PM}) \cos \theta_{PM} - V_{is} \sin(i\theta_{PM}) \sin \theta_{PM}]} \quad (23)$$

Ipak, za ovaj slučaj treba uzeti u razmatranje nekoliko prvih harmonika signala greške ($N \leq 4$) iz spektralnog sastava učestanosti, jer će PLL efikasno filtrirati više harmonike koji se nalaze u nepropusnom opsegu pomenute fazne petlje.

III. PERFORMANSE VEKTORSKE KONTROLE SINHRONOG MOTORA U PRISUSTVU NEIDEALNOSTI

Na Sl. 5 je prikazana dispozicija koordinatnih sistema osa sinhronog motora sa permanentnim magnetima utisnutim unutar rotora – *IPMSM* (eng. *Interior Permanent Magnet Synchronous Motor*).



Slika 5. Dispozicija koordinatnih sistema osa sinhronog motora sa permanentnim magnetima

Kontroler *iščitava* odbirke faznih struja statora *IPMSM* izražene u trofaznom prirodnom abc koordinatnom sistemu osa. Putem rasprežuće stacionarne *Clarke* i rasprežuće rotirajuće *Park* transformacije sa uglom $\hat{\theta}_{dq}$ transformiše koordinate vektora u dvofazni stacionarni $\alpha\beta$ i sinhrono-rotirajući dq sistem osa, respektivno. Ugao $\hat{\theta}_{dq}$ se dobija procesiranjem sa PLL izlaza elektronskog kola rezolvera. U opštem slučaju, usled neidealnosti opisanih u pogl. II, pomenuti ugao se ne poklapa sa uglom dq koordinatnog sistema vezanog za osu permanentnog magnetu, θ_{PM} . Efekat nepodešenosti se izražava signalom greške stacionarnog stanja PLL , e_{θ} . Shodno tome, veličine u koordinatnim sistemima dq i $d'q'$ se povezuju sledećom transformacijom:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(e_{\theta}) & \sin(e_{\theta}) \\ -\sin(e_{\theta}) & \cos(e_{\theta}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_d \\ \hat{x}_q \end{bmatrix} \quad (24)$$

gde $x \in \{i, u, \psi\}$.

Usled pogrešne orijentacije polja, nastaje periodična greška momenta e_m :

$$e_m = m_e - m_{e0} \quad (25)$$

koja definiše odstupanje postignutog momenta od momenta vektorski upravljano *IPMSM* u idealnom slučaju m_{e0} , kada je $\theta_{PM} = \hat{\theta}_{dq}$:

$$m_{e0} = 3/2 \cdot P(\psi_{PM} i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}). \quad (26)$$

Mehanizam za generisanje momenta *IPMSM* u ovom radu se oslanja na standardnu ekvivalentnu šemu za vektorski upravljano pogon sa zanemarenim gubicima u gvožđu, [5].

Signal odstupanja momenta (25) se *prostire* kroz regulacionu petlju brzine pogona *IPMSM* i utiče na oscilacije signala brzine i pozicije rotora. Iako u velikoj meri prigušen, signal odstupanja mehaničkih koordinata ima nenulti spektar koji se pojavljuje u okolini rezonantnih učestanosti sistema. To dovodi do uvećanja intenziteta oscilacija, pojačane buke i neprihvatljivog rada pogona.

Talasan oblik pomenute periodične greške momenta zavisi od raspodele kapaciteta vektora struje statora *IPMSM*. U zavisnosti od odabrane upravljačke strategije, isti uzrok greške može načiniti različite talasne oblike oscilacije momenta. U nastavku, izvode se analitički obrasci za generalizovanu formulu za momenat m_e u slučaju neidealne podešenosti za dve karakteristične upravljačke strategije raspodele struje vektorske kontrole sinhronne mašine sa permanentnim magnetima.

1. Klasična $i_d = 0$ strategija (kod *SPMSM* ili *IPMSM* sa malom reluktancijom)
2. Napredna optimalna strategija minimizacije amplitude vektora struje statora po momentu – *MAPT* (eng. *Minimum Ampere Per Torque*) (kod *IPMSM* sa izraženom reluktancijom ili *SyncRM*).

TABELA II. PARAMETRI KORIŠĆENOG IPMSM

5kW IPMSM za upravljanje električnim vozilom		
Parametar	Vrednost	jed.
Stator resistance - R_s	3.78	$m\Omega$
Permanent magnet flux linkage - ψ_{PM}	18.5	mWb
Direct-axis inductances - L_d	86.3	μH
Quadrature-axis inductances - L_q	106.2	μH

Kvantitativna analiza odstupanja momenta će se izvršiti na 5kW IPMSM namenjenom upravljanju u aplikaciji električnog vozila za golf terene sa parametrima datim u Tab. II.

A. Vektorska kontrola IPMSM sa klasičnom $I_d=0$ raspodelom kapaciteta struje u slučaju postojanja greške orijentacije

U slučaju implementacije klasičnog mehanizma za generisanje momenta IPMSM, vektor struje statora se utiskuje u pretpostavljenu q' osu kontrolera. Nadređena logika vektorskog kontrolera IPMSM generiše upravljački signal:

$$\begin{bmatrix} i'_{ds} \\ i'_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ I_q \end{bmatrix} \quad (27)$$

koga izvršni organ, u vidu strujnog ili naponski regulisanog strujnog invertora, uspeva delimično nametnuti. Razmatranje podrazumeva slučajeve kada se radna tačka pogona nalazi unutar operacionog opsega pogona definisanog naponskim i strujnim mogućnostima pretvarača/motora!

Vektor struje statora IPMSM u dq koordinatnom sistemu vezanom za ugao permanentnog magneta posledično iznosi:

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(e_\theta) & \sin(e_\theta) \\ -\sin(e_\theta) & \cos(e_\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_q \sin(e_\theta) \\ I_q \cos(e_\theta) \end{bmatrix}. \quad (28)$$

Izraz (28) pokazuje da postoji periodično odstupanje vektora struje IPMSM od referentnog (27). Pomenuto odstupanje je posledica postojanja signala greške rezolvera e_θ . Pored delimično obezbeđene poprečne q komponente struje statora IPMSM, ostvarena je i podužna d komponenta struje.

Jedino u specijalnom slučaju kada je $e_\theta = 0$, postiže se referentni moment IPMSM:

$$m_{e0} = 3/2 \cdot P \cdot \psi_{PM} I_q. \quad (29)$$

U suprotnom slučaju kada postoji signal greške e_θ , postoji i odstupanje postignutog momenta IPMSM od referentnog. Zamenjujući (27) u izraz za moment IPMSM, (26), dobija se nakon raščlanjavanja:

$$m_e = m_{e0} + 3/2 \cdot P \cdot \psi_{PM} I_q (\cos(e_\theta) - 1) + 3/2 \cdot P \cdot (L_d - L_q) I_q^2 \sin(e_\theta) \cos(e_\theta). \quad (30)$$

Elektromagnetni moment IPMSM je složena funkcija periodične greške e_θ . Drugi i treći sabirak sa desne strane (30)

kvalitativno opisuju pomenuto odstupanje momenta (25), koje u razmatranom slučaju iznosi:

$$e_m = m_{e0} (\cos(e_\theta) - 1) + 3/2 \cdot P \cdot (L_d - L_q) I_q^2 \sin(e_\theta) \cos(e_\theta). \quad (31)$$

Uvrštavanjem (9), (14), (20) i (23) u (31) dobijaju se matematički izrazi za talasnost momenta IPMSM za pomenute slučajeve neidealnosti senzora pozicije opisane u pogl. II prilikom implementacije klasične strategije $i_d = 0$. Elektromagnetni moment IPMSM je složena periodična funkcija pozicije permanentnog magneta i usled obrtanja rotora će se pojaviti neprigušene oscilacije. Amplituda oscilacija momenta (31) zavisi od vrednosti reference momenta (29) izražene preko (27) kao i parametara korišćenog IPMSM. Kvantitativna analiza oscilacija momenta IPMSM sa parametrima iz Tab. II za razmatrani slučaj je data u Pogl. II.C.

B. Vektorska kontrola IPMSM sa MTPA raspodelom struje u slučaju postojanja greške orijentacije

Kada je reč o upotrebi IPMSM kao aktuatora momenta, upravljački standard podrazumeva upotrebu algoritama optimalne distribucije vektora struje statora. Minimizacija amplitude vektora struje statora za potrebe uspostavljanja željene reference momenta, tzv. MAPT kriterijum, doprinosi zadovoljenju potreba za momentom sa mehaničke strane, uz istovremeno postizanje radnog režima sa minimalnim gubicima u bakru [6]. Uvećanje efikasnosti pogona je dodatni kvalitet koga je moguće postići u pogonu IPMSM ukoliko se na adekvatan način eksploatiše reluktantnom komponentom momenta.

Pored poprečne q komponente vektora struje statora, utiskuje se i podužna d komponenta, po algoritmu u [7]. Utiskivanjem podužne komponente struje utiče se na regulaciju nivoa fluksnog obuhvata statora dok se ujedno i uvećava reluktantni momenat IPMSM. Vektor struje statora koga nameće optimalni MAPT kontroler za ostvarenje referentnog momenta IPMSM postaje:

$$\begin{bmatrix} i'_{ds} \\ i'_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{dM} \\ I_{qM} \end{bmatrix}. \quad (32)$$

Referentni moment IPMSM u razmatranom slučaju, pored osnovne komponente uključuje i reluktantni deo:

$$m_{e0} = 3/2 \cdot P \cdot (\psi_{PM} I_{qM} + (L_d - L_q) I_{dM} I_{qM}). \quad (33)$$

Veza između postignutog vektora struje statora IPMSM i referentnog strujnog vektora (32) koga želi da nametne kontroler je opisana matričnom relacijom:

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(e_\theta) & \sin(e_\theta) \\ -\sin(e_\theta) & \cos(e_\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dM} \\ I_{qM} \end{bmatrix}. \quad (34)$$

Uvrštavanjem (34) u (26) može se dobiti da je momenat IPMSM:

$$m_e = m_{e0} + m_{g1} + m_{g2}. \quad (35)$$

gde su m_{g1} i m_{g2} komponente odstupanja (oscilacija) momenta, analitički izražene:

$$m_{g1} = 3/2 \cdot P\psi_{PM} [I_{qM}(\cos(e_\theta) - 1) - I_{dM} \sin(e_\theta)] \quad (36)$$

$$m_{g2} = 3/2 \cdot P(L_d - L_q) [I_{dM} I_{qM} (\cos(2e_\theta) - 1) - 1/2 \cdot (I_{qM}^2 - I_{dM}^2) \sin(2e_\theta)] \quad (37)$$

Komponenta m_{g1} predstavlja udeo oscilacija momenta usled osnovne komponente momenta i manifestuje se u vidu prvog harmonika greške pozicije. Druga komponente m_{g2} predstavlja oscilaciju indukovanu zbog postojanja reluktantnog mehanizma i funkcija je dvostrukog harmonika greške ugla.

Ukupno odstupanje momenta (25) je u ovom slučaju zbir pomenutih komponenti (36) i (37):

$$e_m = m_{g1} + m_{g2} \quad (38)$$

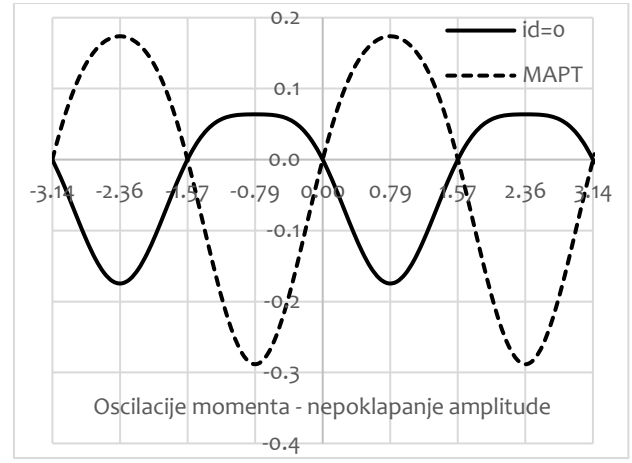
Slično kao i u Pogl. II.A, uvrštavanjem (9), (14), (20) i (23) u (31) dobijaju se matematički izrazi za talasnost momenta *IPMSM* za pomenute slučajeve neidealnosti senzora pozicije, u konkretnom primeru, prilikom implementacije napredne *MAPT* strategije. Elektromagnetni moment *IPMSM* je ponovo složena periodična funkcija pozicije permanentnog magneta, neprigušene oscilacije se ponovo pojavljuju i funkcija su referenci momenta (33), struje (32) i parametara *IPMSM*. Kvantitativna analiza oscilacija momenta *IPMSM* sa parametrima iz Tab. II za slučaj upotrebe algoritma po *MAPT* je data u nastavku.

C. Kvantitativna analiza oscilacija momenta *IPMSM* za karakteristične slučajeve raspodele vektora struje statora

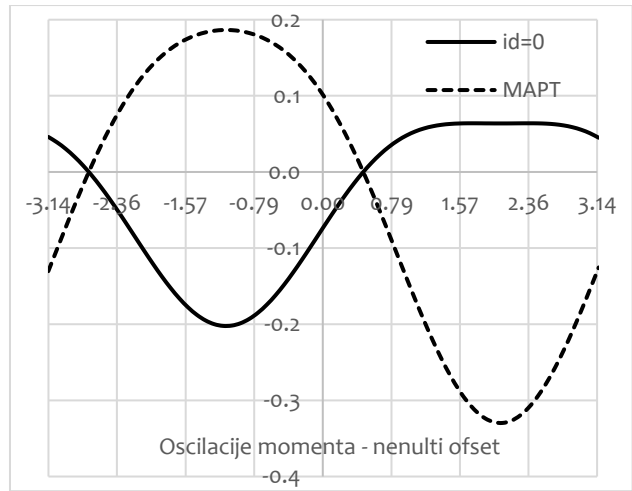
Uporedni prikaz karakterističnih oscilacija momenta korišćene *IPMSM* sa parametrima datim u Tab. II za različite slučajeve raspodele strujnog kapaciteta je prikazana na Sl. 6. Na grafici Sl. 6, a), b) i c) prikazane su redom oscilacije momenta po električnom krugu u najkritičnoj radnoj tački maksimalnog trajno momenta *IPMSM* ($m_e = 11.1 \text{ Nm}$, [7]) za slučajeve:

- nepoklapanja amplituda rezolverskih signala (Sl. 2 za parametre odstupanja $A = 0.2, B = 0$)
- postojanja signala nenultog ofseta (Sl. 3 za parametre odstupanja $\rho = 0.05, \delta = 0.1$)
- i neortogonalnosti osa rezolvera (Sl. 4 za parametre odstupanja $\varphi = 0.05, \zeta = 0.1$).

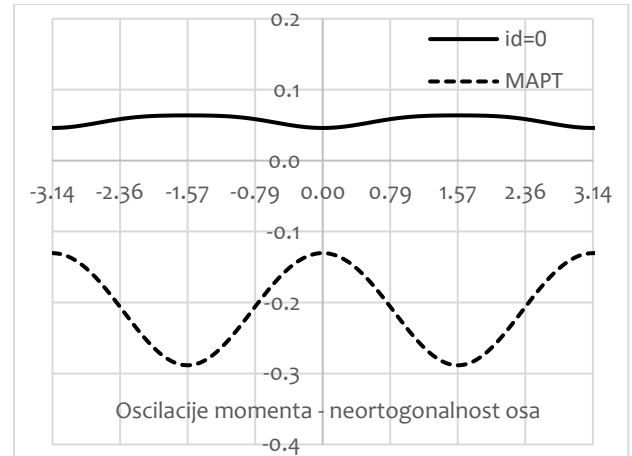
Puna linija na svakom od grafika sa Sl. 6 predstavlja oscilacije momenta e_m prema (31), kada se koristi klasična $id=0$ strategija raspodele strujnog kapaciteta. Isprekidana linija talasnog oblika oscilacija momenta predstavlja signal e_m računat spram (36)–(38), napredna *MAPT* strategija raspodele.



a) slučaj nepoklapanja amplituda $A = 0.2, B = 0$



b) slučaj postojanja nenultog offset-a $\rho = 0.05, \delta = 0.1$



c) slučaj neortogonalnosti osa $\varphi = 0.05, \zeta = 0.1$

Slika 6. Talasni oblici oscilacije momenta korišćenog *IPMSM* za vrednost reference momenta $m_e = 11.1 \text{ Nm}$; puna linija – strategija raspodele $id=0$ ($I_q = 100 \text{ A}$); isprekidana linija – optimalna *MAPT* raspodela $I_{qM} = 98.9 \text{ A}, I_{dM} = -10.45 \text{ A}$

Ponovo se napominje činjenica da se analiziraju radne tačke kada se pogon ne nalazi u strujnom ili naponskom limitu. Rad

u režimu slabljenja polja i/ili na granici strujnog kapaciteta pogona zahteva da se uvažuje razmatrana sistemska ograničenja kroz (27) i (32) kao složene nelinearne funkcije brzine obrtanja *IPMSM*. Takva analiza nije predmet razmatranja u ovom radu!

Nezavisno od uzroka neidealnosti senzora rezolvera, sa Sl. 6 se uviđaju različiti talasni oblici signala oscilacije momenta *IPMSM* za različite raspodele kapaciteta struje. Ovaj zaključak je očekivan, s obzirom na različitu konstrukciju reference momenta i raspodele struje nabrojanih strategija. Relativne apsolutne vrednosti oscilacija momenta se kreću u rasponu od 1%–3% za specifično odabrane vrednosti parametara odstupanja rezolverskih *SIN* i *COS* signala. Pomenuti opseg je tipičan za pogone *IPMSM* kada postoji greške u procenu ugla rotora, što sugeriše na zasnovanost odabira tipičnih vrednosti parametara odstupanja.

ZAKLJUČAK

U ovom radu je prikazan sistemski pristup analizi uticaja pogrešne orijentacije polja na performanse vektorskog kontrolera u pogonu sa *IPMSM*. Konkretno, prikazan je uticaj pogrešne estimacije ugla usled karakterističnih neidealnosti senzora pozicije – rezolvera na odstupanja momenta *IPMSM*. Pokazano je da se usled tipičnih neidealnosti odstupanja amplitude i ofseta u signalima *SIN* i *COS* i neortogonalnosti osa pojavljuje greška stacionarnog stanja na izlazu *PLL* mehanizma kao prostoperiodična funkcije komponente ugla rotora. Kontroler na raspoložive tačnom informacijom o poziciji permanentnog magneta, i utiskivanjem struje statora u motor uzrokuje složenoperiodične neprigušene oscilacije momenta. Karakter oscilacija izrazito zavisi od odabrane strategije raspodele kapaciteta vektora struje statora. Mehanizmi za prepoznavanje talasnog oblika oscilacija bazirani na upotrebi observera, brze Furijeove transformacije, neuralnih mreža itd. se moraju upotrebiti za adaptaciju signala rezolvera kako bi se u toku rada pogona uspešno uspeo otkloniti štetni uticaj pogrešne estimacije ugla.

LITERATURA

- [1] L. Harnefors and H. P. Nee: "A general algorithm for speed and position estimation of AC motors", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, No. 1, pp. 77-83, Feb. 2000.
- [2] F. M. Gardner: "Phase Lock Techniques", New York: Wiley, 1979.
- [3] S. H. Hwang, H. J. Kim, J. M. Kim, L. Liu and H. Li: "Compensation of Amplitude Imbalance and Imperfect Quadrature in Resolver Signals for PMSM Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 47, No. 1, pp. 134-143, Jan./Feb. 2011.
- [4] J. Lara and A. Chandra: "Position error compensation in quadrature analog magnetic encoders through an iterative optimization algorithm", In IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 3043-3048., Oct./Nov. 2014.
- [5] R. Ramakrishnan, A. Gebregergis, M. Islam, and T. Sebastian: "Effect of position sensor error on the performance of PMSM drives for low torque ripple applications", In Electric Machines & Drives Conference (IEMDC) 2013 IEEE International, pp. 1166-1173., May 2013.
- [6] V. Popovic, V., B. Vujkov, M. Vuckovic, V. Vasic, D. Marcetic and D. Oros: "MAPT strategy for IPMSM with parameter sensitivity analysis", On Industrial Electronics - INDEL 2020 Banja Luka - International Symposium, pp. T4B: 1-5, Nov. 2020.

ABSTRACT

In this paper, detailed analysis of position error estimation of magnetic analogue encoder (resolver) on the performances of vector controlled IPMSM drive is presented. Specifically, the influence of erroneous control frame orientation on the response of electromagnetic torque if IPMSM is investigated in the cases of various sensor faults and non-idealities. Characteristic torque signal waveforms are shown for two specific control strategies for distributing stator current vector: classical $i_d=0$ and optimal minimum ampere per torque strategy. Finally, in the conclusion chapter, some comments are given regarding the possibility of identifying the causes of resolver position error and calibration and compensation of sensor gains/ofsets to suppress the undesired torque oscillations.

INFLUENCE OF MAGNETIC ENCODER POSITION ERROR ESTIMATION ON PERFORMANCES OF THE VECTOR CONTROLLED IPMSM DRIVE

Darko Marcetic, Vladimir Popovic, Petar Matic